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

Aplicação de FCS-MPC em um Filtro Ativo Híbrido para Compensação Harmônica e Reativa com Cálculo das Referências Baseado no Modelo do Sistema

João Gabriel Luppi Foster

Itajubá, Setembro de 2024

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

João Gabriel Luppi Foster

Aplicação de FCS-MPC em um Filtro Ativo Híbrido para Compensação Harmônica e Reativa com Cálculo das Referências Baseado no Modelo do Sistema

Tese de Doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação e sistemas elétricos industriais

Orientador: Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti
Coorientador: Prof. Dr. Rondineli Rodrigues Pereira

Setembro de 2024
Itajubá - MG

Aplicação de FCS-MPC em um Filtro Ativo Híbrido para Compensação Harmônica e Reativa com Cálculo das Referências Baseado no Modelo do Sistema

João Gabriel Luppi Foster

Tese aprovada por banca examinadora em 26 de Setembro de 2024, conferindo ao autor o título de **Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.**

Banca Examinadora:
Prof. Dr. Luiz Eduardo Borges da Silva
Prof. Dr. Silvia Costa Ferreira
Prof. Dr. Wilson César Sant'ana
Prof. Dr. Allan Fagner Cupertino

Itajubá
2024

João Gabriel Luppi Foster

Aplicação de FCS-MPC em um Filtro Ativo Híbrido para Compensação Harmônica e Reativa com Cálculo das Referências Baseado no Modelo do Sistema/ João Gabriel Luppi Foster. – Itajubá, Setembro de 2024-

158 p.

Orientador: Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti

Tese (Doutorado)

Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI

Programa de pós-graduação em engenharia elétrica, Setembro de 2024.

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

Em memória de Yara Veras da Rocha Luppi.

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, 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 a ao CNPQ pelo apoio financeiro.

"A contradição é a alavanca principal de todo o progresso intelectual e resolve-se diária e incessantemente no desenvolvimento progressivo e infinito da humanidade"

(Friedrich Engels)

Resumo

A aplicação da técnica de controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) no controle de dispositivos de eletrônica de potência tem sido amplamente estudada nas últimas décadas, principalmente por ser uma técnica de controle não-linear e com resposta dinâmica rápida, dois fatores muito benéficos no controle desta classe de dispositivos. Este trabalho apresenta a aplicação do FCS-MPC para a compensação de reativo e de harmônicos por meio de um filtro ativo híbrido. A utilização desta técnica de controle já se mostrou efetiva no controle deste equipamento. Em trabalhos anteriores, a compensação de harmônicos é realizada por meio de um controlador proporcional ressonante, com parcelas ressonantes sintonizadas para cada frequência que se deseja compensar. Esta técnica, apesar de efetiva, requer um grande tempo de processamento e adiciona a necessidade de sintonizar o ganho de diversos controladores. Outra questão, também já relatada na literatura, é a forte dependência do FCS-MPC em relação aos parâmetros do modelo do sistema. Desvios de parâmetros em relação ao modelo podem causar erros nas obtenções das referências de controle, aumento da taxa de distorção harmônica e erros em regime permanente. Com o intuito de reduzir o tempo de processamento e evitar a necessidade de sintonização de diversos ganhos com a utilização do controlador proporcional ressonante, neste trabalho é proposto um método de obtenção das referências de controle através somente do modelo do sistema no tempo. Uma comparação entre técnicas de estimação de parâmetros encontradas na literatura é apresentada, de forma a verificar seu funcionamento em relação a resposta dinâmica, comportamento em regime permanente e custo computacional. Os resultados de simulação e práticos demonstram a capacidade da técnica desenvolvida de realizar a compensação de reativo e de harmônicos com rápida resposta dinâmica, atingindo o regime permanente em menos de $30ms$ para uma variação de carga de 75% da potência nominal do equipamento. Além disso, o método proposto é capaz de reduzir o custo computacional da aplicação em 30% em relação à aplicação de FCS-MPC com controladores ressonantes em cascata.

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

Abstract

The application of Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) to control power electronics devices has been widely studied in the last decades, mainly for being a non-linear control technique with fast dynamic response, which are two characteristics suited for the control of this class of devices. This work presents the application of FCS-MPC for reactive power and harmonics compensation with a hybrid active power filter. This control technique was already proven effective to control this equipment. In previous work the harmonic currents compensation is realized by a proportional resonant controller, with resonant components tuned to each of the desired compensation frequencies. Although effective, this technique requires great processing time and the need to tune several control gains. Another problem found in the FCS-MPC literature is its strong dependency on model parameters values. Parameters mismatch can cause errors in control reference calculation, increase in harmonic distortion and steady state errors. Aiming to reduce the processing time and avoid the tuning of several resonant gains this work proposes a method to calculate the control references based only on the system model. A comparison between parameters estimation techniques found in literature is presented and the techniques are evaluated based on its dynamic response, steady state behavior and computational cost. Simulation and practical results demonstrate the proposed method effectiveness to provide reactive power and harmonics compensation with a fast dynamic response and reduced computational burden.

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

Lista de ilustrações

Figura 1 – Topologia de Filtro Ativo Paralelo Conectado à Rede por Indutância de Acoplamento. 24
Figura 2 – Aplicação de Filtro Ativo Paralelo em Conjunto com Filtros Passivos Paralelos. 25
Figura 3 – Aplicação de Filtro Ativo em Série com Filtros Passivos. 25
Figura 4 – Aplicação de Filtro Ativo em Série com Filtro Passivo sem Transformador de Acoplamento. 26
Figura 5 – Aplicação de Filtro Ativo em Série com Filtro Passivo sem Transformador de Acoplamento. 27
Figura 6 – Topologias de filtro hibrido com circuito de injeção e sem transformador de acoplamento. 28
Figura 7 – Topologia Smart Impedance. 29
Figura 8 – Topologia de Filtro Híbrido com Ramo de Reator Controlado por Tiristor. 29
Figura 9 – Diagrama do Filtro Ativo Híbrido Ressonante (SI-HAPF). 30
Figura 10 – Circuito Equivalente do Filtro Híbrido para a Componente Fundamental. 32
Figura 11 – Circuito Equivalente das Impedâncias do Filtro para (a) Região de Subcompensação e (b) Região de Sobrecompensação. 34
Figura 12 – Circuito Equivalente do Filtro Híbrido para as Componentes Harmônicas. 36
Figura 13 – Circuito Equivalente para os Harmônicos de Tensão da Rede. 37
Figura 14 – Circuito Equivalente para os Harmônicos de Corrente das Cargas. . . . 38
Figura 15 – Circuito Equivalente para as Frequências Harmônicas. 40
Figura 16 – Técnicas de Controle Aplicadas no Controle de Filtros Ativos de Potência. 42
Figura 17 – Técnicas de Controle Aplicadas no Controle de Filtros Ativos de Potência. 43
Figura 18 – Operação do FCS-MPC: Caso Ideal. 51
Figura 19 – Operação do FCS-MPC: Caso Real. 52
Figura 20 – Operação do FCS-MPC: Caso Real com Compensação de Atraso. . . . 53
Figura 21 – Operação do FCS-MPC: Caso Real com Compensação de Atraso e Variação de Parâmetros. 55
Figura 22 – Circuito Equivalente da SI-HAPF em pu. 57
Figura 23 – Diagrama de Bode do filtro LCL. 63
Figura 24 – Diagrama de Blocos da Técnica de Amortecimento Baseado em Resistência Virtual. 64
Figura 25 – Diagrama de Blocos da Estratégia de Controle. 65
Figura 26 – Diagrama de Blocos do Filtro Adaptativo Sintonizado. 66
Figura 27 – Resultado de Simulação para a Estimação da Capacitância do Banco de Capacitores com os Três Métodos de Estimação. 71

Figura 28 – Protótipo da SI-HAPF Montado em Laboratório: (a) Circuito de Potência e (b) Circuito de Controle. 72
Figura 29 – Resultado Experimental para a Estimação da Capacitânciado Banco de Capacitores com os Três Métodos de Estimação. 73
Figura 30 – Fluxograma do Algoritmo Aplicado para os Testes de Comparação de Métodos de Estimação. 74
Figura 31 – Resposta da Corrente do Filtro Híbrido para Variação no Banco de Capacitores sem Algoritmo de Estimação de Parâmetros. 75
Figura 32 – Resposta da Corrente do Filtro Híbrido para Variação do Banco de Capacitores com Estimação (a) Baseada em ANF (b) RLS (c) RLS Adaptativo. 76
Figura 33 – Diagrama do Filtro Híbrido com Conversor Ponte-H em Cascata de 7 Níveis Aplicado para Compensação de Reativo e Harmônicos. 80
Figura 34 – Resposta da Integral de um Sinal Senoidal Genérico. 83
Figura 35 – Diagrama do Método de Integração Baseado em Filtros Passa-Baixas em Cascata. 84
Figura 36 – Diagrama do Método de Integração Baseado em Filtros Passa-Baixas em Cascata Realizado Através de Rede Neural. 84
Figura 37 – Simulação: (a) Sinal de Entrada dos Integradores, (b) Integrador Discreto Convencional, (c) Integrador PCLPF, (d) Integrador RNN-PCLPF. 86
Figura 38 – Simulação: Erro da Resposta dos Integradores. 86
Figura 39 – Diagrama do Filtro Adaptativo com Estimador de Frequência. 88
Figura 40 – Resposta do ANF-FE para a Reconstrução de um Sinal até a 15^a Harmônica. 89
Figura 41 – Circuito Equivalente da SI-HAPF com Conversor Multinível em pu. . . 90
Figura 42 – Diagrama de Blocos da Técnica de Amortecimento Baseado em Resistência Virtual com Remoção das Frequências de Interesse. 96
Figura 43 – Diagrama de Blocos do Método de Obtenção de Referências Proposto. 97
Figura 44 – Fluxograma do Algoritmo Aplicado nas Simulações e nos Testes Experimentais do Método Proposto. 98
Figura 45 – Simulação: Resultados de Simulação para a Relação entre o Fator de Peso λ_v e o *THD* da Corrente da Fonte. 100
Figura 46 – Simulação: Harmônicos de Tensão da Rede. 101
Figura 47 – Simulação: Aplicação do Bloqueio harmônico e da Resistência virtual (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido. 102
Figura 48 – Simulação: Aplicação de Degrau na Referência de Corrente do Filtro (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido. 103

Figura 49 – Simulação: Comportamento das Variáveis de Estado Durante Variação de Carga com Compensação Dinâmica de Reativo (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido. 104
Figura 50 – Simulação: Comportamento da Tensão da Rede e das Correntes do Sistema Durante Variação de Carga com Compensação Dinâmica de Reativo. 104
Figura 51 – Simulação: Comportamento do Sistema Durante Variação de Carga com Compensação Dinâmica de Reativo (a) Tensão da Rede e do Banco de Capacitores e (b) Tensão na Saída do Conversor e no Capacitor do Filtro LCL. 105
Figura 52 – Simulação: Comportamento das Variáveis de Estado Durante Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Corrente (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido. 106
Figura 53 – Simulação: Comportamento das Correntes do Sistema Durante Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Corrente. 106
Figura 54 – Simulação: Comportamento das Variáveis de Estado Durante Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Tensão (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido. 107
Figura 55 – Simulação: Comportamento das Correntes do Sistema Durante Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Tensão. 107
Figura 56 – Simulação: Comportamento das Variáveis de Estado Durante Compensação de Reativo e Harmônicos com Variação de Carga (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido. 108
Figura 57 – Simulação: Comportamento das Correntes do Sistema Durante Compensação de Reativo e Harmônicos com Variação de Carga (a) Tensão e Corrente da Fonte e (b) Correntes da Carga e do Ramo do Filtro Híbrido. 109
Figura 58 – Protótipo da SI-HAPF Montado em Laboratório com Conversor Ponte-H em Cascata de 7-Níveis para os Testes do Método Proposto: (a) Circuito de Potência e (b) Circuito de Condicionamento e Controle. . . 110
Figura 59 – Harmônicos de Tensão da Rede no Ponto de Acoplamento do Equipamento (a) Espectro Harmônico e (b) Tabela com Valores Detalhados das Harmônicas. 111

Figura 60 – Efeito da Aplicação do Bloqueio Harmônico e do Amortecimento por Resistência Virtual Sobre a Corrente do Ramo do Filtro Híbrido. C2 (Rosa): i_s 111
Figura 61 – Harmônicos da Corrente do Ramo do Filtro Híbrido (a) Sem Bloqueio Harmônico (b) Com Bloqueio Harmônico e (c) Com Bloqueio Harmônico e Amortecimento de Ressonâncias. 112
Figura 62 – Efeito da Aplicação do Bloqueio Harmônico e do Amortecimento por Resistência Virtual Sobre as Variáveis de Estado do Sistema. C2 (Rosa): v_f, C3 (Ciano): i_{inv} 113
Figura 63 – Resposta da Corrente do Ramo do Filtro Híbrido para um Transitório entre os Limites de Operação Mínimo e Máximo do Equipamento. C2 (Rosa): i_f, C3 (Ciano): i_f^* 114
Figura 64 – Resposta das Variáveis de Estado do Sistema para um Transitório entre os Limites de Operação Mínimo e Máximo do Equipamento (a) Corrente do Conversor C2 (Rosa): i_{inv}, C3 (Ciano): i_{inv}^* e (b) Tensão do Capacitor do Filtro LCL C2 (Rosa): v_f, C3 (Ciano): v_f^*. 115
Figura 65 – Resposta da Corrente do Ramo do Filtro Híbrido para um Transitório entre os Limites de Operação Mínimo e Máximo do Equipamento. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): v_f, C3 (Ciano): v_{inv}, C4 (Amarelo): v_c 116
Figura 66 – Potência Fornecida pelo Filtro Híbrido com (a) $I_f^{q*} = 8A$ (b)$I_f^{q*} = 27A$. 116
Figura 67 – Resposta da Tensão do Barramento CC para um Transitório entre os Limites de Operação Mínimo e Máximo do Equipamento. C1 (Azul): v_{cc_1}, C2 (Rosa): v_{cc_2}, C3 (Ciano): v_{cc_3}, C4 (Amarelo): i_f 117
Figura 68 – Potência das Cargas Lineares Utilizadas nos Testes de Compensação Dinâmica de Reativo (a) Carga 1 (b) Carga 2. 118
Figura 69 – Tensão da Rede e Correntes do Sistema sem o Algoritmo de Compensação Dinâmica de Reativo com (a) Carga 1 e (b) Carga 2. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ 118
Figura 70 – Tensão da Rede e Correntes do Sistema com o Algoritmo de Compensação Dinâmica de Reativo em Regime Permanente com (a) Carga 1 e (b) Carga 2. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ119
Figura 71 – Potência da Fonte Durante a Compensação Dinâmica de Reativa com a (a) Carga 1 e (b) Carga 2. 119
Figura 72 – Resposta Transitória do Filtro Híbrido para Transitório de Cargas Lineares com Compensação Dinâmica de Reativo. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ 120
Figura 73 – Espectro Harmônico da Corrente da Fonte Durante os Testes da Compensação Dinâmica de Reativo Compensando a (a) Carga 1 e (b) Carga 2. 121

Figura 74 – Acionamento da Compensação de Harmônicos Durante a Compensação Dinâmica de Reativo da Carga Linear 1. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ 121
Figura 75 – Espectro Harmônico da Corrente da Fonte Durante a Compensação de Reativo e Harmônicos da Carga 1. 122
Figura 76 – Tensão da Rede e Correntes do Sistema com a Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Corrente (a) sem Compensação Harmônica e (b) com Compensação Harmônica. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ 122
Figura 77 – Espectro Harmônico (a) Corrente da Carga Não-Linear Fonte de Corrente (b) Corrente da Fonte com Filtro Híbrido Inserido sem Compensação Harmônica (c) Corrente da Fonte com Filtro Híbrido Realizando a Compensação Harmônica. 123
Figura 78 – Transitório de Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Corrente com Compensação de Harmônicos. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ 124
Figura 79 – Transitório de Acionamento de Compensação Harmônica com Carga Não-Linear Tipo Fonte de Tensão. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ 125
Figura 80 – Espectro Harmônico da (a) Corrente da Carga Não-Linear Fonte de Tensão (b) Corrente da Fonte com Filtro Híbrido Inserido sem Compensação Harmônica (c) Corrente da Fonte com Filtro Híbrido Realizando a Compensação Harmônica. 126
Figura 81 – Transitório de Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Tensão com Compensação de Harmônicos. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ 126
Figura 82 – Compensação Simultânea de Reativo e Harmônicos com Transitório Entre Cargas Lineares. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ 127
Figura A.1 – Diagrama do Filtro LCL para Obtenção das Funções de Transferência. 141
Figura A.2 – Diagrama Aplicado para Obtenção da Função de Transferência Utilizada pelo RLS. 146
Figura A.3 – Diagrama de Bode do Filtro Passa-Baixas Projetado para ser Aplicado ao Integrador PCLPF. 150
Figura B.1 – Diagrama Elétrico: Simulação Comparação de Técnicas de Estimação de Parâmetros. 152
Figura B.2 – Diagrama: Simulação para Avaliação do Método de Integração PCLPF. 153
Figura B.3 – Diagrama: Bloco de Simulação do RNN-PCLPF. 153

Figura B.4 – Diagrama: Bloco de Simulação do Filtro Adaptativo com Estimador de Frequência. 154
Figura B.5 – Diagrama: Bloco do Filtro Sintonizado. 154
Figura B.6 – Diagrama: Página Principal do Diagrama de Simulação. 155
Figura B.7 – Diagrama: Ramo do Filtro Híbrido. 155
Figura B.8 – Diagrama: Módulo do Conversor CHB. 156
Figura B.9 – Diagrama: Cargas Lineares. 156
Figura B.10 – Diagrama: Carga Não-Linear Fonte de Tensão. 156
Figura B.11 – Diagrama: Carga Não-Linear Fonte de Corrente. 157

Lista de tabelas

Tabela 1 – Métodos de Discretização 46
Tabela 2 – Parâmetros do Sistema Utilizado nos Testes de Comparação de Métodos de Estimação 70
Tabela 3 – Tempo de Execução de Métodos de Estimação de Parâmetros. 77
Tabela 4 – Quantidade de Redundâncias do Conversor CHB de 7 Níveis. 81
Tabela 5 – Parâmetros de Simulação para a Avaliação dos Métodos de Integração. 85
Tabela 6 – Parâmetros do Sistema Utilizado nas Simulações do Método Proposto . 99
Tabela 7 – Parâmetros das Cargas Lineares Utilizadas nas Simulações 103
Tabela 8 – Temporização do Algoritmo 129
Tabela 9 – Estados de Chaveamento para conversor CHB de 7 níveis 158

Lista de abreviaturas e siglas

ANF	*Adaptive Notch Filter*	64
ANF-FE	*Adaptive Notch Filter with Frequency Estimator*	78
CCS-MPC	*Continuous Control Set Model Predictive Control*	43
CHB	*Cascaded H-Bridge*	22
DSP's	*Digital Signal Processors*	22
EMPC	*Explicit Model Predictive Control*	44
ESA	*Extensive Search Algorithm*	48
FCS-MPC	*Finite Control Set Model Predictive Control*	22
FPGA's	*Field Programmable Gate Arrays*	22
GPC	*Generalized Predictive Control*	44
HAPF	*Hybrid Active Power Filter*	21
LMS	*Least Mean Squares*	66
MFPC	*Model-Free Predictive Control*	43
MIQP	*Mixed Integer Quadratic Program*	44
MPC	*Model Predictive Control*	43
OSS-MPC	*Optimal Switching Sequence Model Predictive Control*	44
OSV-MPC	*Optimal Switching Vector Model Predictive Control*	44
P+R	*Proporcional Ressonante*	21
PCLPF	*Programmable Cascaded Low-Pass Filter*	83
PI	*Proporcional Integral*	31
PLL	*Phase Locked Loop*	31
pu	*per unity*	56
QP	*Quadratic Program*	43
RLS	Recursive Least Squares	22
RNN	*Recurrent Neural Network*	84
SAPF	*Shunt Active Power Filter*	21
SDA	*Sphere Decoding Algorithm*	50

Sumário

1 INTRODUÇÃO 21
1.1 Organização do trabalho 23

2 FILTRO ATIVO HÍBRIDO 24
2.1 Estado da Arte 24
2.2 Princípios Operativos do Filtro Ativo Híbrido 29
2.2.1 Compensação de Potência Reativa 30
2.2.2 Compensação de Harmônicos 35

3 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO 42
3.1 Elementos do Controlador FCS-MPC 45
3.1.1 Modelo Dinâmico do Sistema 45
3.1.2 Função Custo 46
3.1.3 Algoritmo de Otimização 48
3.2 Política de Horizonte Recuado 50
3.3 Princípio de Operação do FCS-MPC 50

4 FCS-MPC COM ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS 54
4.1 Aplicação de FCS-MPC ao Filtro Ativo Híbrido 56
4.1.1 Modelagem do Sistema 56
4.1.2 Obtenção das Referências de Controle 61
4.1.3 Definição da Função Custo 64
4.1.4 Estratégia de Controle 65
4.2 Estimação de Parâmetros com Filtros Adaptativos 65
4.3 Estimação de Parâmetros com Algoritmo RLS 68
4.4 Comparação de Técnicas de Estimação de Parâmetros 70
4.4.1 Resultados de Simulação 70
4.4.2 Resultados Práticos 71

5 MÉTODO DE OBTENÇÃO DE REFERÊNCIAS DE CONTROLE PELO MODELO DO SISTEMA NO TEMPO 78
5.1 Sistema e Aplicação do FCS-MPC 79
5.2 Integral Baseada em Cascata de Filtros Passa-Baixas 82
5.2.1 Análise do Método de Integração 85
5.3 Filtro Adaptativo com Estimador de Frequência 87
5.4 Obtenção das Referências de Controle Através do Modelo no Tempo 89

5.4.1 Obtenção da Referência de Corrente do Ramo da SI-HAPF (i_f^*) 91
5.4.2 Obtenção da Referência da Tensão do Capacitor do Filtro LCL (v_f^*) 92
5.4.3 Obtenção da Referência da Corrente de Saída do Conversor (i_{inv}^*) 96
5.5 Descrição da Estratégia de Controle 97
5.6 Resultados de Simulação 99
5.6.1 Bloqueio Harmônico e Amortecimento de Ressonâncias 101
5.6.2 Referência Fixa de Corrente 102
5.6.3 Referência Dinâmica de Corrente 103
5.6.4 Compensação de Harmônicos de Cargas Não-Lineares 105
5.6.5 Compensação Simultânea de Reativo e Harmônicos 108
5.7 Resultados Práticos 109
5.7.1 Bloqueio Harmônico 110
5.7.2 Referência Fixa de Reativo 112
5.7.3 Compensação Dinâmica de Reativo 117
5.7.4 Compensação de Harmônicos de Cargas 120
5.7.5 Compensação Simultânea de Reativo e Harmônicos 127
5.7.6 Tempo de Execução 127

6 CONCLUSÃO 130
6.1 Trabalhos Futuros 131
6.2 Publicações 131

REFERÊNCIAS 133

APÊNDICES 140

APÊNDICE A – DESENVOLVIMENTOS MATEMÁTICOS 141
A.1 Funções de Transferência do Filtro LCL 141
A.1.1 Função de Transferência de i_f/i_{inv} 142
A.1.2 Função de Transferência de i_{inv}/v_{inv} 143
A.1.3 Função de Transferência de v_f/v_{inv} 144
A.1.4 Função de Transferência de i_f/v_{inv} 145
A.2 Equações do RLS 146
A.2.1 Função de Transferência do Sistema 146
A.2.2 Vetor de Medidas 147
A.2.3 Vetor de Medidas 148
A.3 Projeto do Integrador PCLPF 150
A.4 Componente Reativa da Corrente da Carga 151

APÊNDICE B – DIAGRAMAS DE SIMULAÇÃO 152
B.1 Técnicas de Estimação de parâmetros 152
B.2 Método de Integração PCLPF 153
B.3 Filtro Adaptativo com Estimador de frequência 154
B.4 Simulação do Filtro Híbrido com Obtenção de Referências pelo Modelo no Tempo 155

APÊNDICE C – ESTADOS DE CHAVEAMENTO 158

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 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 efetuar a compensação de reativo e de harmônicos é através da utilização de componentes passivos, na forma de bancos de capacitores, indutores e filtros LC sintonizados [3, 6]. Apesar de satisfatória, quando a compensação é feita exclusivamente por componentes passivos apenas uma quantidade fixa de reativo pode ser compensada. Além disso, existe a possibilidade de ocorrência de ressonâncias com a impedância da linha ou com outros elementos passivos conectados nas proximidades [4, 5], e uma limitação na capacidade de eliminar frequências de ordens maiores [7].

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 [8]. 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 aumenta o custo do projeto [9]. 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 [9, 10].

A topologia de HAPF utilizada neste trabalho foi proposta inicialmente em [11], e seus conceitos foram discutidos e aprofundados em [12] onde um controlador P+R (*Pro-*

porcional Ressonante) foi adicionado para efetuar a sintonização do ramo do filtro com as harmônicas de interesse. Em [13] os autores demonstraram a capacidade desta topologia de melhorar a tensão de microrredes isoladas, através da eliminação de correntes harmônicas e supressão de ressonâncias. A aplicação de FCS-MPC (*Finite Control Set Model Predictive Control*) para o controle desta topologia foi proposta em [14] com o intuito de melhorar a resposta dinâmica do filtro a variações bruscas de potência reativa na carga, além disso também é proposta uma técnica de correção do cálculo das referências através da estimação dos parâmetros do filtro, porém, a compensação de correntes harmônicas não foi discutida. Finalmente, em [15] esta aplicação é estendida para funcionar com um inversor multinível CHB (*Cascaded H-Bridge*) de 7 níveis, sendo também adicionada a compensação de correntes harmônicas de cargas não-lineares através de um controlador P+R.

Apesar dos resultados demonstrados em [15] indicarem uma boa resposta transitória e em regime permanente tanto para a compensação de potência reativa quanto para a mitigação de harmônicos, a utilização do P+R na geração das referências do FCS-MPC trás algumas dificuldades e desvantagens. Primeiramente, o controlador P+R sofre com alta sensibilidade a variações na frequência da rede e com instabilidades devido a mudanças de fase [16]. Outro problema é que o P+R não é tão rápido quanto o FCS-MPC, o que pode limitar a dinâmica do sistema. Por fim, como a ação de controle é definida pelo FCS-MPC a sintonização dos diversos ganhos do P+R com os pesos do FCS-MPC não possui método teórico definido na literatura, o que faz com que este seja um processo demorado e sem garantias da qualidade da resposta obtida.

Os conceitos de controle preditivo baseado em modelo não são recentes, porém, 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 [14, 17]. O FCS-MPC se torna especialmente interessante para ser usado no campo da eletrônica de potência por diversos fatores, dentre eles: a natureza discreta dos conversores de potência, que contam com uma quantidade limitada de possíveis ações de controle [18]; sua resposta dinâmica muito rápida [14]; e a capacidade 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 [19, 20].

Este trabalho dá continuidade a estas pesquisas, de forma a aprimorar as técnicas desenvolvidas anteriormente, facilitando a aplicação e reduzindo tempo de processamento total do algoritmo. Primeiramente é apresentada uma comparação entre a técnica de estimação de parâmetros desenvolvida em [14] e a técnica RLS (Recursive Least Squares), amplamente utilizada para estimação de parâmetros em diversas aplicações. Em seguida

é proposto um novo método para o cálculo das referências de controle através apenas do modelo do sistema, possibilitando a compensação de potência reativa e de harmônicos de corrente, evitando assim a necessidade do controlador P+R. Os resultados obtidos demonstram que o método desenvolvido é capaz de efetuar a compensação com resposta dinâmica muito rápida, além de proporcionar uma grande redução no tempo de processamento total do algoritmo, possibilitando um aumento na frequência de amostragem utilizada.

1.1 Organização do trabalho

O trabalho está organizado conforme os capítulos descritos à seguir:

Capítulo 2 - Filtro Ativo Híbrido: apresenta um histórico do desenvolvimento da tecnologia de filtros ativos híbridos e descreve o funcionamento da topologia utilizada no trabalho.

Capítulo 3 - Controle Preditivo Baseado em Modelo: apresenta uma revisão do funcionamento do controle preditivo baseado em modelo.

Capítulo 4 - FCS-MPC com Estimação de Parâmetros: demonstra como é feita a aplicação do FCS-MPC na topologia utilizada, explica os métodos de estimação de parâmetros estudados e apresenta resultados de simulação e práticos com uma comparação entre os métodos.

Capítulo 5 - Método de Obtenção de Referências de Controle pelo Modelo do Sistema no Tempo: apresenta a técnica de obtenção de referências desenvolvida. São apresentados os resultados de simulação e práticos.

Capítulo 6 - Conclusões: traz as conclusões obtidas, assim como propostas para a continuidade do trabalho.

2 Filtro Ativo Híbrido

2.1 Estado da Arte

A filtragem ativa foi desenvolvida como uma maneira de melhorar o desempenho da compensação harmônica e de reativo realizadas unicamente por componentes passivos. Através da utilização de componentes ativos, formados por chaves de potência, em conjunto a alguma técnica de controle, é possível modificar a saída do filtro com o intuito de se alcançar um 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, 21].

A utilização de filtros ativos paralelos para a compensação harmônica e de reativo 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 necessária pela parcela ativa do filtro, o que reduz o custo de projeto de topologias híbridas [9, 22].

A Figura 1 mostra um SAPF conectado à rede através de uma indutância. Esta topologia de filtros ativos, apesar de possibilitar a compensação de potência reativa e de harmônicos no ponto de acoplamento, precisa fornecer toda a corrente harmônica de compensação e suportar a tensão nominal da rede, o que a torna economicamente inviável para aplicações de alta potência [23]. Além disso, já foi demonstrado que filtros ativos paralelos não são capazes de efetuar a compensação de cargas do tipo fonte de tensão [24], muito comuns na indústria.

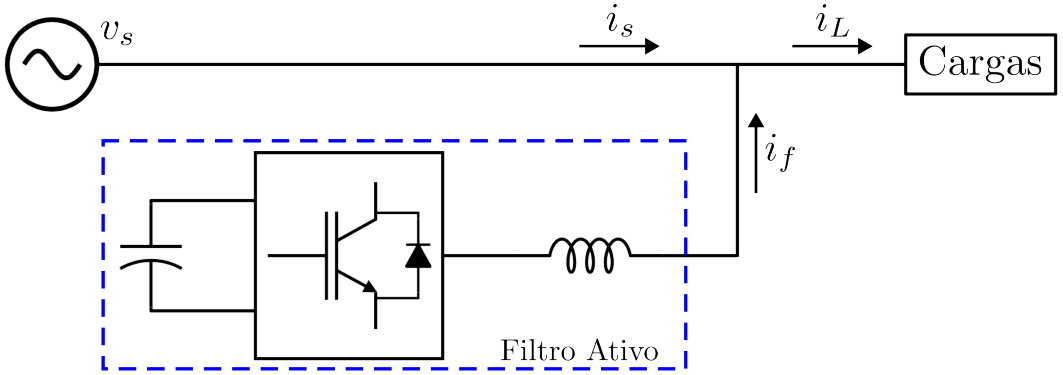


Figura 1 – Topologia de Filtro Ativo Paralelo Conectado à Rede por Indutância de Acoplamento.

Uma forma simples de reduzir a capacidade requerida pelo filtro ativo paralelo é a sua utilização conjunta a filtros passivos paralelos, como mostrado na Figura 2. Neste tipo de aplicação, a compensação total necessária é dividida entre o filtro ativo e os

filtros passivos, reduzindo a quantidade de corrente de compensação fornecida pelo filtro ativo [24, 25]. Porém, o filtro ativo ainda precisa suportar a tensão fundamental da rede, o que não permite a redução dos dispositivos de eletrônica de potência do equipamento [21]. Além disso, no caso da presença de harmônicos de tensão, a utilização dos filtros passivos aumenta as perdas e pode gerar ressonâncias paralelas com a tensão da rede [26, 27].

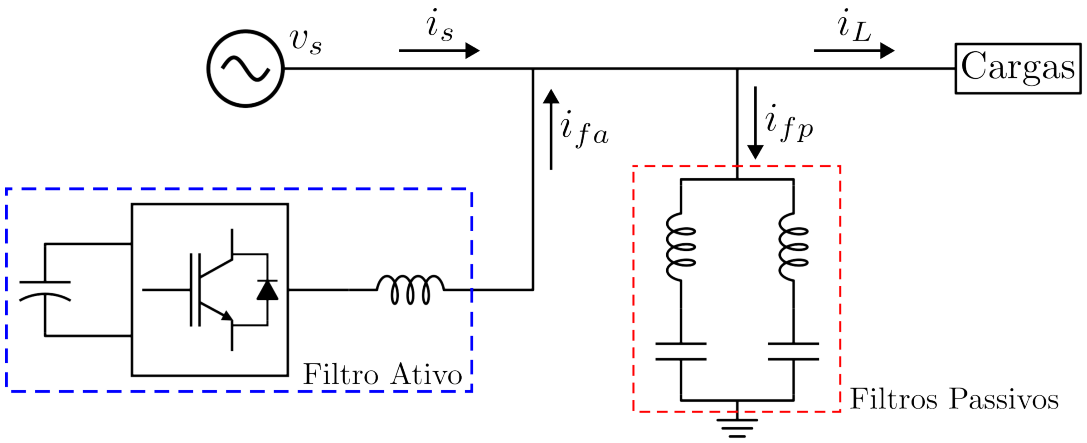


Figura 2 – Aplicação de Filtro Ativo Paralelo em Conjunto com Filtros Passivos Paralelos.

No ano de 1990, uma nova topologia de filtro híbrido foi proposta em [28], na qual a parcela ativa do filtro é conectada em série com filtros passivos sintonizados para a 5ª e 7ª harmônicas, assim como um filtro passa-altas para harmônicas maiores, como mostrado na Figura 3. Esta topologia permite uma grande redução na potência da parcela ativa do filtro, nos resultados apresentados o filtro ativo foi projetado com uma potência de apenas 1.5% da potência da carga. Além disso, nesta topologia também é possível efetuar o amortecimento de ressonâncias entre a fonte e os filtros passivos.

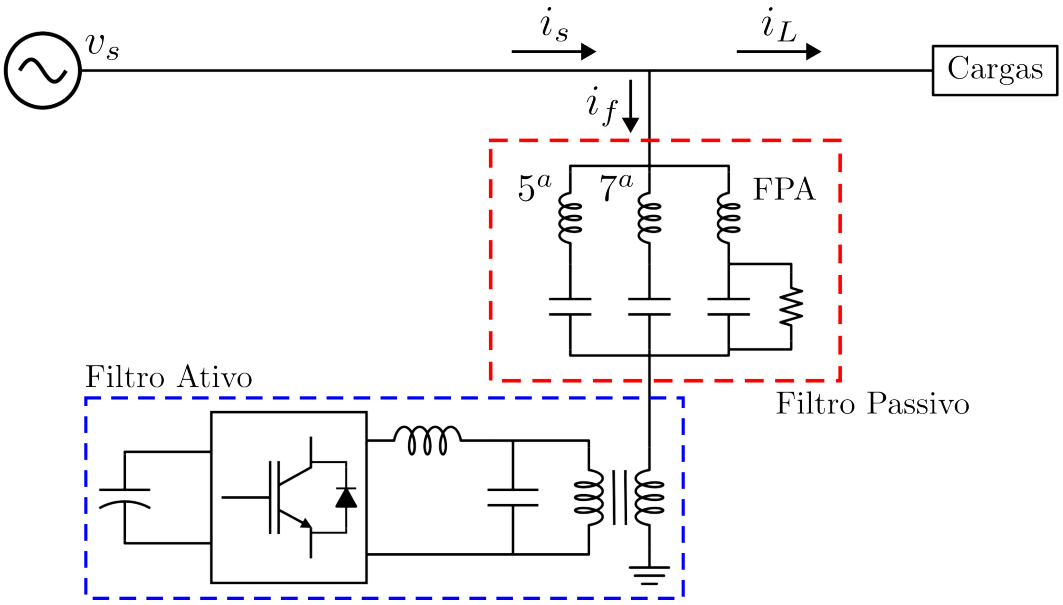


Figura 3 – Aplicação de Filtro Ativo em Série com Filtros Passivos.

Uma comparação entre as topologias mostradas nas figuras 2 e 3 é apresentada em [9]. Os resultados indicam um melhor *THD* na corrente da fonte com a utilização da topologia da Figura 2, porém a topologia indicada na Figura 3 possui como vantagem a grande redução na potência do filtro ativo, além da capacidade de evitar ressonâncias entre a rede e os componentes passivos do filtro.

Para reduzir o tamanho e os custos da topologia proposta em [28], uma topologia que evita a necessidade de utilização do transformador de acoplamento foi proposta em [29] e é mostrada na Figura 4. Os filtros passivos sintonizados foram substituídos por apenas um filtro sintonizado na 7ª harmônica, sendo a compensação das outras frequências efetuada pela parcela ativa do filtro, em conjunto com a estratégia de controle proposta. O filtro de saída do conversor também é removido, o que é possível porque a indutância do filtro LC já efetua a filtragem do chaveamento do conversor, porém, para isso, é necessário que a indutância do filtro passivo seja muito maior do que a indutância da rede.

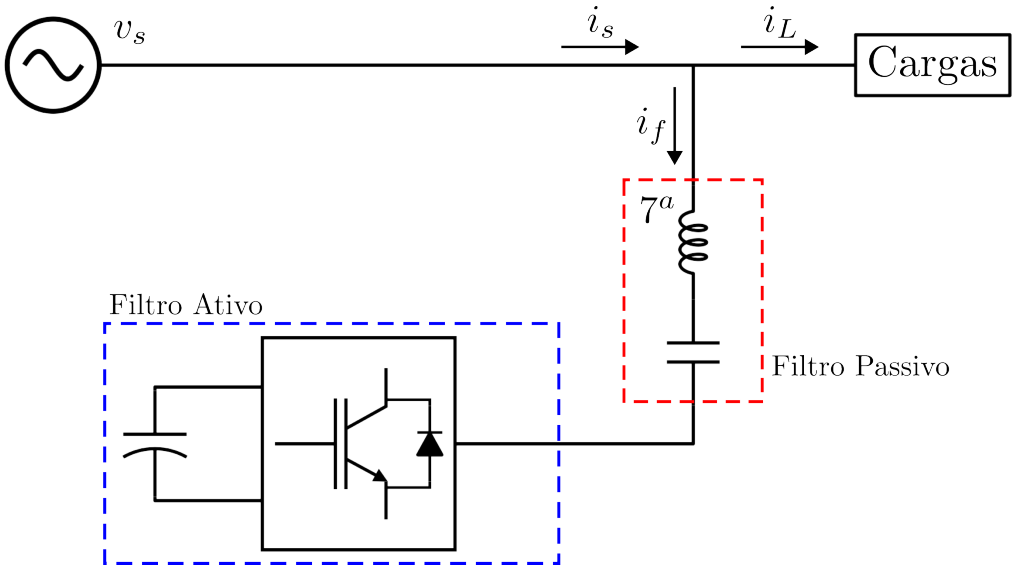


Figura 4 – Aplicação de Filtro Ativo em Série com Filtro Passivo sem Transformador de Acoplamento.

Uma topologia de filtro ativo híbrido com circuito de injeção foi proposta em [30], no ano de 1999. O posicionamento da parte ativa do filtro em paralelo com a indutância do filtro passivo faz com que a parcela fundamental da corrente circulando pelo filtro ativo seja reduzida. A utilização do transformador elevador faz com que a corrente circulando pela parte ativa do filtro seja ainda menor, apesar da elevação de tensão as chaves de potência utilizadas não precisam suportar tensões muito altas, pois a parcela fundamental da tensão da rede é praticamente inteira bloqueada pelo capacitor.

Diversas topologias de filtro híbrido com circuito de injeção e sem transformadores foram desenvolvidas ao longo dos anos seguintes, a principal motivação destas novas topologias foi a redução do tamanho, redução dos custos e redução da injeção de ruídos de chaveamento na rede [31]. A Figura 6 mostra quatro topologias desenvolvidas entre

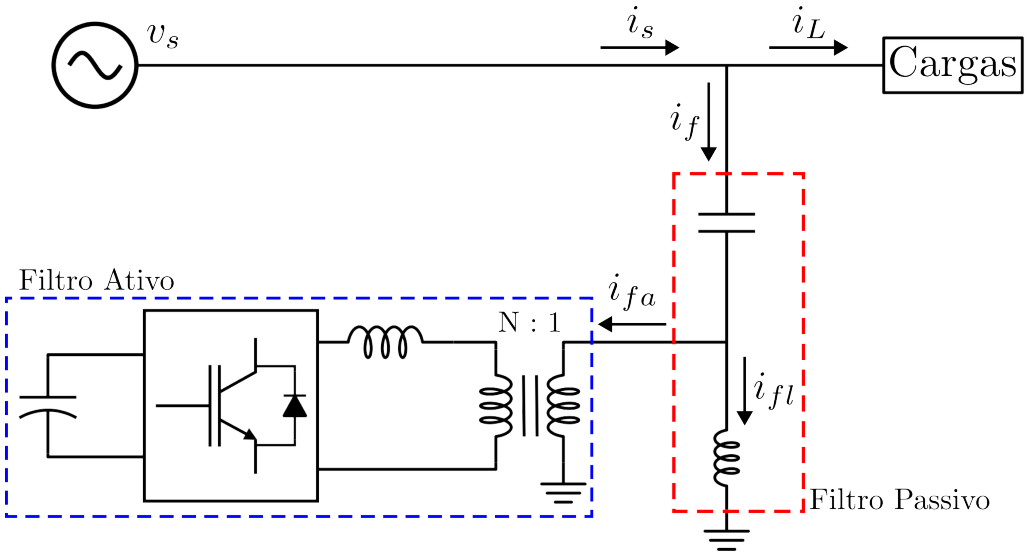


Figura 5 – Aplicação de Filtro Ativo em Série com Filtro Passivo sem Transformador de Acoplamento.

os anos de 1999 e 2006. Apesar da baixa injeção de ruídos de chaveamento na rede, a topologia da Figura 6a possui um alto custo e um tamanho físico muito superior às outras topologias. A topologia da Figura 6b possui o menor tamanho físico e custo de projeto, porém a falta de uma indutância na parte superior do filtro passivo faz com que a injeção de ruídos de chaveamento seja a maior entre as quatro topologias. Um problema semelhante é encontrado na topologia da Figura 6c, mas essa permite uma grande redução na potência do conversor, pois o capacitor na parte inferior do filtro passivo cria uma ressonância com o indutor na frequência fundamental e evita a circulação da parcela fundamental da corrente pelo filtro ativo. Por fim, a topologia mostrada na Figura 6d é capaz de reduzir a injeção de ruídos de chaveamento, devido à indutância na parte superior do filtro passivo, assim como resultar em um filtro híbrido com custo baixo e menor tamanho.

O trabalho apresentado em [32] faz uma comparação entre um filtro ativo puro (Figura 1), um filtro híbrido série sem transformador (Figura 4) e um filtro híbrido com circuito de injeção sem transformador (Figura 6b). Como parâmetros para a comparação, diversos aspectos dos filtros de potência foram considerados, como a potência necessária do conversor, a tensão CC utilizada e o valor de *THD* obtido na corrente da fonte após a compensação. O filtro ativo puro conseguiu atingir um valor menor de *THD* na corrente da fonte, porém, para isso, a potência do conversor é cerca de duas vezes maior do que o da topologia de filtro híbrido sem transformador e seis vezes maior do que a do conversor utilizado na topologia com circuito de injeção.

A topologia estudada neste trabalho foi apresentada no ano de 2012 em [11], onde foi denominada *Smart Impedance* devido seu modo de operação que simula uma impedância sintonizada eletronicamente. Nessa topologia, a parcela passiva do filtro híbrido é substituída por um banco de capacitores, que vai definir o valor nominal de potência

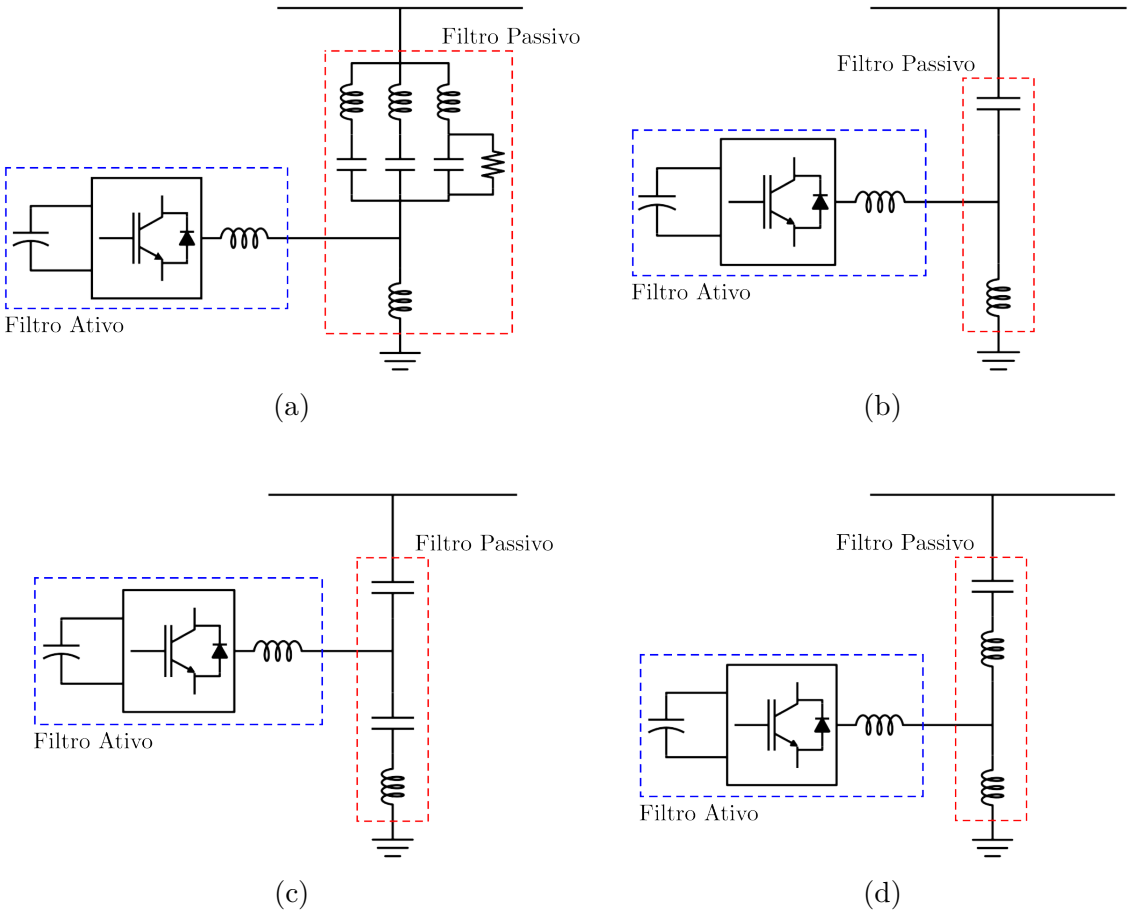


Figura 6 – Topologias de filtro hibrido com circuito de injeção e sem transformador de acoplamento.

reativa de compensação. A compensação de correntes harmônicas da carga é efetuada eletronicamente, através da sintonização do ramo do filtro nas frequências harmônicas desejadas. Com isso, é possível gerar um curto-circuito virtual nessas frequências, fazendo com que elas circulem pelo ramo do filtro híbrido ao invés de seguirem para a rede. Essa topologia tem como uma de suas principais vantagens a grande simplificação do projeto do filtro híbrido, não sendo necessário o projeto de filtros sintonizados e permitindo sua instalação em qualquer banco de capacitores já instalado na rede.

Após anos de desenvolvimentos focados na redução da potência dos conversores utilizados nos filtros híbridos, foi apresentada no ano de 2014 em [33] uma topologia com foco no aumento da capacidade de compensação do filtro híbrido, denominada TCLC-HAPF. Essa topologia é mostrada na Figura 8, sendo composta por um ramo com um reator controlado por tiristores (TCR) em paralelo com um capacitor. Essa topologia de filtro híbrido possui a capacidade de efetuar compensação de cargas indutivas e capacitivas, sendo seus limites definidos pelos valores do indutor do TCR e do capacitor. Em [34], um estudo é feito demonstrando a capacidade do TCLC-HAPF de compensação de harmônicos e cargas indutivas e capacitivas, utilizando uma tensão baixa no capacitor do barramento CC. Porém, a adição do TCR também implica em um maior custo e

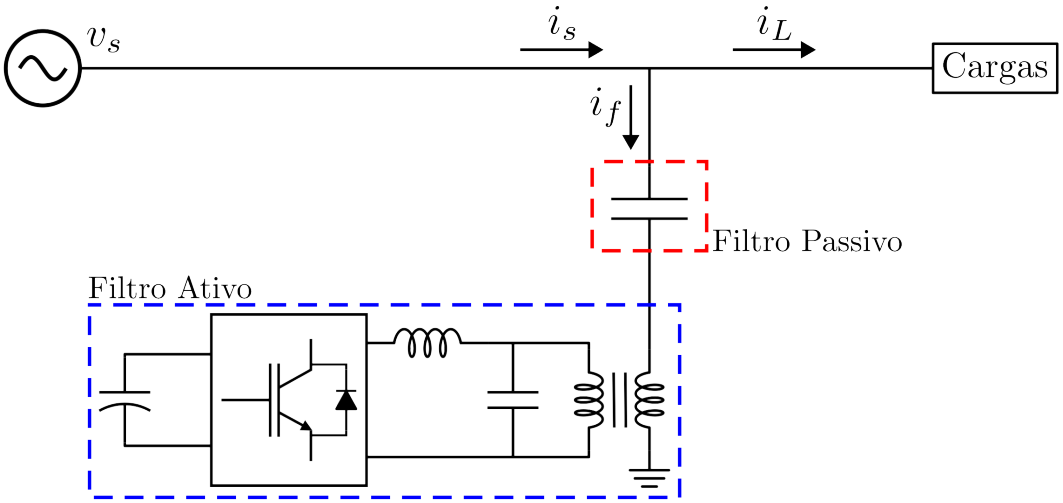


Figura 7 – Topologia Smart Impedance.

complexidade de controle em relação a outras topologias de filtros híbridos.

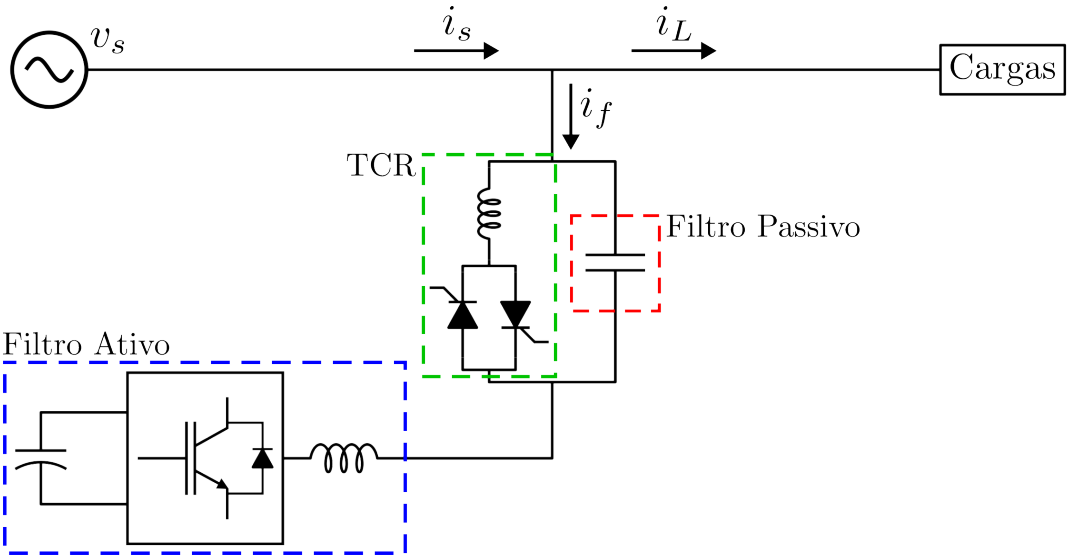


Figura 8 – Topologia de Filtro Híbrido com Ramo de Reator Controlado por Tiristor.

2.2 Princípios Operativos do Filtro Ativo Híbrido

As principais características operativas da SI-HAPF podem ser resumidas em [35]:

1. Mitigação de correntes harmônicas da carga independente dos parâmetros da fonte;
2. Efetuação do bloqueio harmônico de harmônicos de tensão da rede, evitando ressonâncias com o banco de capacitores;
3. Capacidade de compensação harmônica seletiva, compensando apenas as harmônicas de interesse;

4. Compensação de potência reativa de cargas indutivas através do banco de capacitores;

5. Redução da potência do conversor devido a divisão da potência entre a parte passiva e ativa do filtro;

6. Simplificação do projeto, uma vez que não é necessária sintonização de filtros passivos, possibilitando a sua instalação em qualquer banco de capacitores já instalado;

7. Capacidade de compensação de harmônicos provenientes de cargas do tipo fonte de tensão, muito utilizadas na indústria.

Estas características demonstram o interesse de pesquisas relacionadas a esta topologia de filtro híbrido, sendo o seu princípio operativo para a compensação de potência reativa e de harmônicos descrito a seguir.

O diagrama da SI-HAPF com seus principais componentes é mostrado na Figura 9, onde Z_s é a impedância da rede, C é a capacitância do banco de capacitores, i_s é a corrente na fonte, i_L é a corrente das cargas, i_f é a corrente circulando pelo ramo do filtro híbrido, v é a tensão do alimentador, v_s é a tensão no ponto de acoplamento, v_c é a tensão sobre o banco de capacitores e v_{af} é a tensão aplicada pela parcela ativa do filtro híbrido.

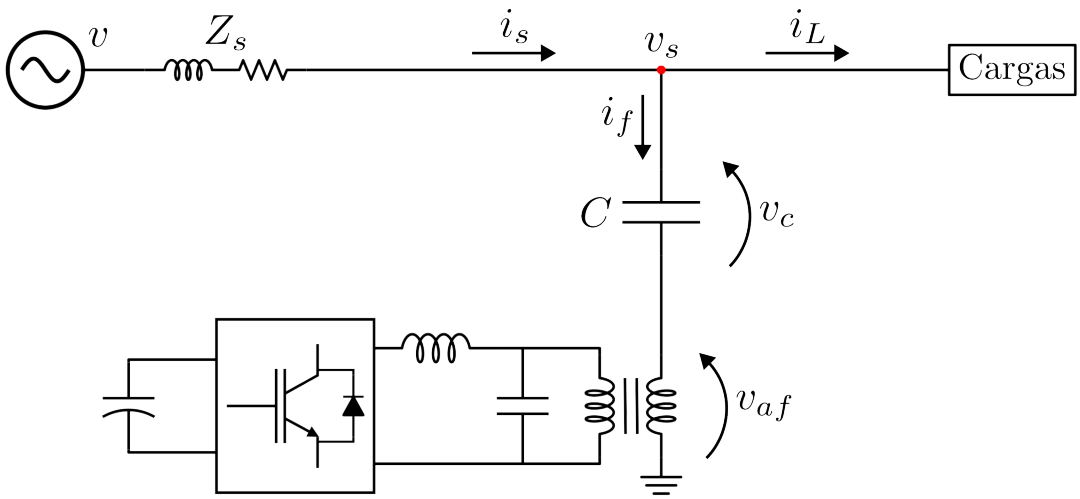


Figura 9 – Diagrama do Filtro Ativo Híbrido Ressonante (SI-HAPF).

2.2.1 Compensação de Potência Reativa

O controle da potência reativa injetada na rede pelo filtro híbrido é efetuado através da manipulação da amplitude e da fase da componente fundamental da tensão sobre o banco de capacitores C, sendo esse controle feito através da tensão aplicada pela parte ativa do filtro. Como o conversor atua como uma fonte de tensão controlada, é possível controlar a amplitude e a fase da tensão v_{af} da forma desejada.

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 (*Proporcional Integral*). Este termo é responsável por compensar as perdas do sistema, mantendo a tensão do barramento CC equilibrada. Como é mostrado em [36], para que o filtro híbrido efetue este carregamento é necessário que o termo da ação de controle relativo à carga do barramento CC esteja em fase com a corrente que circula pelo ramo do filtro híbrido.

Essa sincronização pode ser feita de diversas maneiras, em [37] é utilizado um PLL (*Phase Locked Loop*) sincronizado com a tensão do capacitor, porém, como a tensão do capacitor possui um atraso de 90° em relação à corrente, a sincronização é realizada através do cosseno deste PLL. Já em [35], para evitar a utilização de uma estrutura de PLL, um filtro sintonizado é aplicado para extrair a componente fundamental da corrente do ramo do filtro, sendo essa utilizada para efetuar a sincronização.

As variáveis do sistema, mostradas na Figura 9, podem ser decompostas em suas componentes em quadratura da seguinte forma:

$$\dot{V}_s = V_s^d + jV_s^q = V_s^d \tag{2.1}$$

$$\dot{I}_f = I_f^d + jI_f^q \tag{2.2}$$

$$\dot{V}_{af} = V_{af}^d + jV_{af}^q \tag{2.3}$$

A Figura 10 mostra o circuito equivalente do filtro híbrido para a frequência fundamental, onde v_t representa as perdas no enrolamento do transformador, Z_t é a impedância interna do tranformador, e as cargas são representadas por uma fonte de corrente. As resistências que compõe as impedâncias do capacitor e do indutor podem ser desconsideradas, por serem muito pequenas em relação às reatâncias, e, aplicando a lei de Kirchhoff das malhas, a seguinte formulação é obtida:

$$\dot{V}_s = \dot{V}_{af} + \dot{V}_c + \dot{V}_t = \dot{V}_{af} - jX_c\dot{I}_f + jX_t\dot{I}_f \tag{2.4}$$

onde X_t e X_c são as reatâncias do transformador e do banco de capacitores, respectivamente. Substituindo (2.1), (2.2) e (2.3) em (2.4):

$$V_s^d = V_{af}^d + jV_{af}^q - jX_c\left(I_f^d + jI_f^q\right) + jX_t\left(I_f^d + jI_f^q\right)$$

$$V_s^d = V_{af}^d + jV_{af}^q - jX_cI_f^d + X_cI_f^q + jX_tI_f^d - X_tI_f^q$$

$$V_s^d = \left[V_{af}^d + (X_c - X_t)\, I_f^q\right] + j\left[V_{af}^q - (X_c - X_t)\, I_f^d\right]$$

Resultando nas seguintes formulações para a corrente do filtro híbrido:

$$I_f^d = \frac{V_{af}^q}{X_c - X_t} \tag{2.5}$$

$$I_f^q = \frac{V_s^d - V_{af}^d}{X_c - X_t} \tag{2.6}$$

A componente ativa da corrente do ramo do filtro é descrita pela equação (2.5), e é responsável pela manutenção da tensão do barramento CC. Já a componente reativa da corrente do ramo do filtro é descrita pela equação (2.6) e está relacionada à quantidade de potência reativa sendo injetada pelo filtro híbrido na rede no ponto de acoplamento.

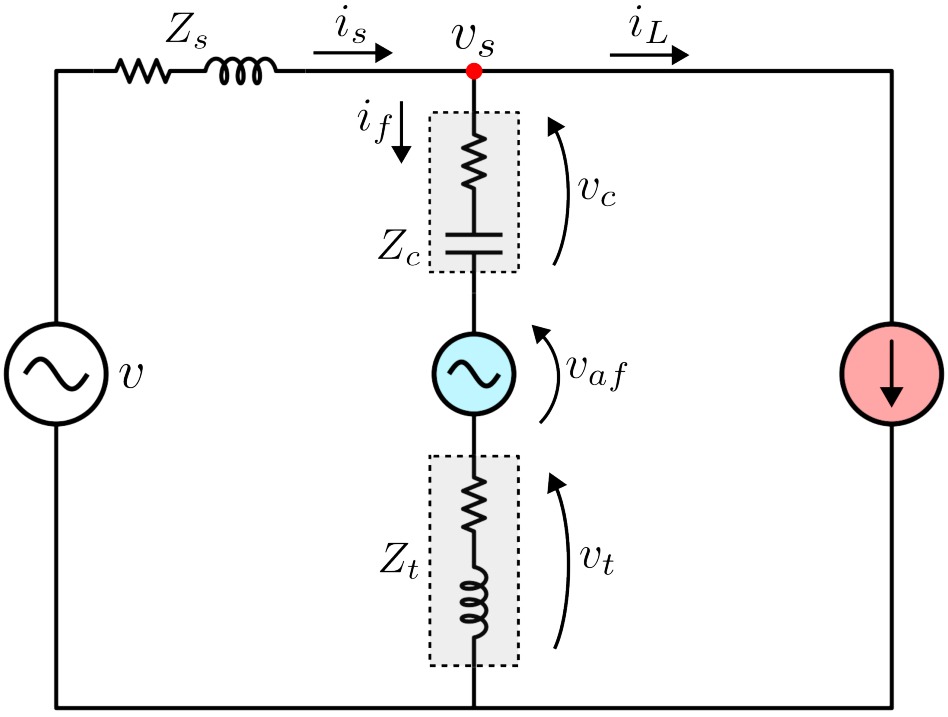


Figura 10 – Circuito Equivalente do Filtro Híbrido para a Componente Fundamental.

Como descrito em [14], é possível definir um fator β que relaciona a componente direta da tensão aplicada pela parcela ativa do filtro (V_{af}^d) com a tensão da rede (V_s^d):

$$V_{af}^d = \beta V_s^d = \beta V_s \tag{2.7}$$

Substituindo (2.7) em (2.6):

$$I_f^q = \frac{(1-\beta)\,V_s}{X_c - X_t} \tag{2.8}$$

A potência aparente do filtro híbrido no ponto de acoplamento é calculada da seguinte forma:

$$S = \dot{V}_s \dot{I}_f^* = V_s^d I_f^d - jV_s^d I_f^q = P + jQ \tag{2.9}$$

Resultando em:

$$P_{fh} = V_s^d I_f^d \tag{2.10}$$

$$Q_{fh} = -V_s^d I_f^q \tag{2.11}$$

onde P_{fh} é a potência ativa e Q_{fh} é a potência reativa no ramo do filtro híbrido. Substituindo (2.8) em (2.11):

$$Q_{fh} = \frac{(1-\beta)\,V_s^2}{X_t - X_c} \tag{2.12}$$

que relaciona, através do fator β, a potência reativa entregue pelo filtro híbrido com a tensão aplicada pela parcela ativa do filtro.

Analisando a equação (2.12), é possível definir duas regiões de operação para o filtro:

- Subcompensação ($0 < \beta < 1$): a tensão sobre o banco de capacitores é reduzida, o que reduz a potência reativa entregue pelo filtro.
- Sobrecompensação ($-1 < \beta < 0$): a tensão sobre o banco de capacitores é elevada, aumentado a potência reativa entregue pelo filtro.

O filtro opera em sua região de subcompensação quando o reativo requisitado pela carga é menor do que o reativo nominal do banco de capacitores, nessa situação, a parte ativa do filtro gera uma tensão em fase com a tensão da rede, o que, pela equação (2.7), implica em um β positivo. Quando o filtro está operando na região de subcompensação, um valor maior de β vai ocasionar em uma quantidade menor de reativo entregue pelo filtro híbrido, o que pode ser verificado através da equação (2.12) da seguinte forma:

$$\frac{(1-\beta\uparrow)\,V_s^2}{X_t - X_c} \quad \Rightarrow \quad Q_{fh}\downarrow \tag{2.13}$$

De forma análoga, o filtro opera em sua região de sobrecompensação quando o reativo requisitado pela carga é maior do que o reativo nominal do banco de capacitores. Nessa situação a parte ativa do filtro gera uma tensão em fase oposta à tensão da rede, o que, pela equação (2.7), implica em um β negativo. Quando o filtro está operando na região de sobrecompensação, um valor de β maior em amplitude, ou seja, um valor mais negativo de β, vai ocasionar em uma quantidade maior de reativo entregue pelo filtro híbrido, o que pode ser verificado através da equação (2.12) da seguinte forma:

$$\frac{(1-\beta\downarrow)\,V_s^2}{X_t - X_c} \quad \Rightarrow \quad Q_{fh}\uparrow \tag{2.14}$$

O efeito do controle da tensão aplicada pela parcela ativa do filtro pode ser então associado a uma variação da impedância do ramo do filtro na frequência fundamental. A Figura 11 mostra o comportamento dessa impedância nas duas regiões de trabalho definidas.

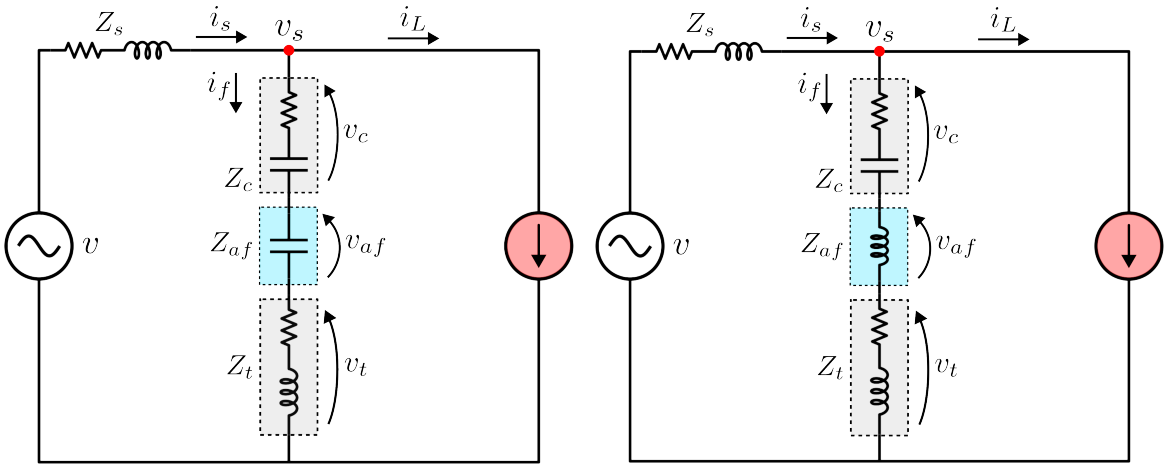


Figura 11 – Circuito Equivalente das Impedâncias do Filtro para (a) Região de Subcompensação e (b) Região de Sobrecompensação.

Considerando os circuitos equivalentes da Figura 11, é possível se obter uma formulação semelhante à feita anteriormente, porém baseada nas impedâncias do ramo do filtro:

$$\dot{V}_s = Z_c\dot{I}_f + Z_t\dot{I}_f \pm Z_{af}\dot{I}_f$$

$$V_s^d = -jX_c\left(I_f^d + jI_f^q\right) + jX_t\left(I_f^d + jI_f^q\right) \pm jX_{af}\left(I_f^d + jI_f^q\right)$$

$$V_s^d = -jX_cI_f^d + X_cI_f^q + jX_tI_f^d - X_tI_f^q \pm jX_{af}I_f^d \pm X_{af}I_f^q$$

$$V_s^d = (X_c - X_t \pm X_{af})\, I_f^q + j\,(X_t - X_c \pm X_{af})\, I_f^d$$

Resultando na seguinte equação para a componente em quadratura da corrente do filtro:

$$I_f^q = \frac{V_s^d}{X_c - X_t \pm X_{af}} \tag{2.15}$$

onde X_{af} é a impedância ativa gerada pela tensão sendo aplicada pelo filtro ativo. Substituindo (2.15) em (2.11):

$$Q_{fh} = \frac{V_s^2}{X_t - X_c \pm X_{af}} \tag{2.16}$$

A equação (2.16) pode ser analisada da mesma forma que (2.12). 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 (Figura 11a), o que implica em um valor negativo de X_{af} em (2.16), 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 a potência reativa ultrapassa o valor nominal do banco de capacitores, a impedância ativa se comporta como uma indutância em série com o ramo do filtro (Figura 11b), ocasionando em um valor positivo de X_{af} em (2.16), aumentado a quantidade de reativo injetada. Neste caso, quanto maior o valor da impedância ativa, maior é a quantidade de potência reativa sendo injetada pelo filtro.

Para um entendimento correto das equações (2.12) e (2.16), é importante que seja notado que, para a frequência fundamental, tem-se $X_t \ll X_c$, o que faz com que a potência reativa injetada tenha sempre uma natureza capacitiva, ou seja, $Q_{hf} < 0$. Logo, uma quantidade maior de reativo sendo injetada pelo filtro significa um valor mais negativo de Q_{fh} em (2.12) e (2.16).

2.2.2 Compensação de Harmônicos

O comportamento do filtro híbrido pode ser analisado de forma separada para as frequências harmônicas, uma vez que cada frequência se mantém em seu próprio espaço, permitindo a implementação de múltiplas impedâncias ativas [11]. O circuito equivalente da Figura 9 para as frequências harmônicas é mostrado na Figura 12, na qual o subscrito h indica cada harmônico da fundamental, v_{sh} são as componentes harmônicas da tensão da rede,i_{sh} são os harmônicos de corrente circulando pela fonte, i_{Lh} são os harmônicos de corrente gerados pelas cargas, i_{fh} são os harmônicos de corrente circulando pelo ramo do

filtro híbrido , Z_{sh}, Z_{ch} e Z_{th} são as impedâncias da fonte, do banco de capacitores e do transformador para cada componente harmônica, respectivamente, e Z_{afh} é a impedância gerada pela parte ativa do filtro híbrido para cada harmônica.

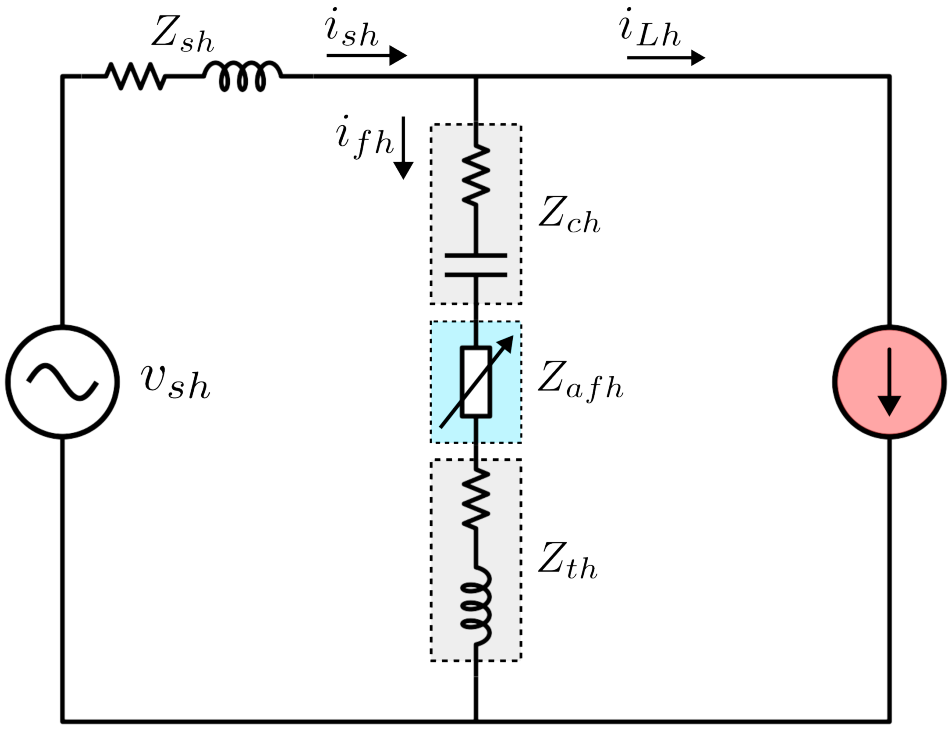


Figura 12 – Circuito Equivalente do Filtro Híbrido para as Componentes Harmônicas.

A impedância total do ramo do filtro (Z_{fh}) é definida pela equação (2.17), na qual fica claro que, através da variação de Z_{afh}, é possível se modificar o valor da impedância do ramo do filtro para cada frequência h.

$$Z_{fh} = Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th} \tag{2.17}$$

O equacionamento do circuito da Figura 12 pode ser realizado através do conceito da superposição. Dessa forma o circuito é analisado separadamente para os harmônicos da tensão da fonte e para os harmônicos de corrente da carga.

Para o estudo do efeito dos harmônicos de tensão da rede, é necessário que a carga, considerada como uma fonte de corrente no circuito equivalente, seja removida do sistema. A Figura 13 mostra o circuito após a remoção da influência dos harmônicos de corrente das cargas.

No circuito equivalente da Figura 13, a corrente harmônica do ramo do filtro híbrido (i_{fh}) é igual à corrente harmônica circulando pela fonte (i_{sh}). Com isso, o equacionamento da contribuição de v_{sh} nos harmônicos de corrente pode ser descrito pela seguinte equação:

$$i_{sh} = \frac{v_{sh}}{Z_{sh} + Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th}} \tag{2.18}$$

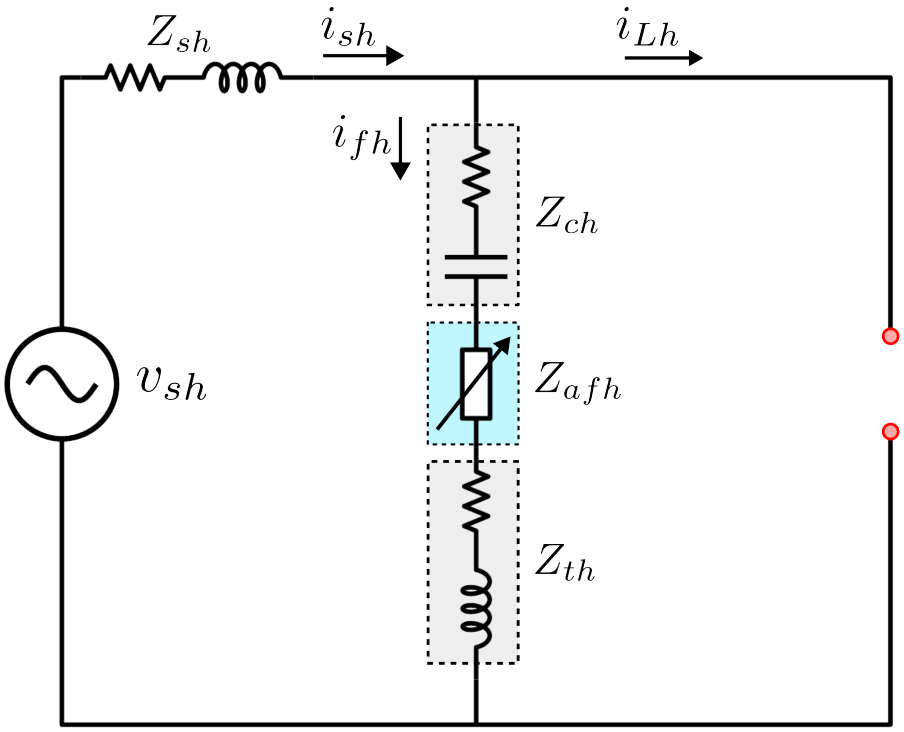


Figura 13 – Circuito Equivalente para os Harmônicos de Tensão da Rede.

A parcela de corrente i_{sh} descrita na equação (2.18) é uma corrente gerada pela interação entre os harmônicos de tensão presentes na rede e as impedâncias do sistema, tanto da rede como dos componentes do filtro híbrido. Sendo assim, o objetivo de controle relacionado a essa corrente deve ser no sentido de impedir sua circulação pelo ramo do filtro híbrido, ou seja, fazer com que i_{sh} seja igual a zero na equação (2.18). Para que isso ocorra, é necessário que Z_{afh} tenha um valor muito alto, sendo idealmente infinito [35], como indicado na equação abaixo.

$$\frac{v_{sh}}{Z_{sh} + Z_{ch} + Z_{afh} \uparrow + Z_{th}} \implies i_{sh} \downarrow \tag{2.19}$$

O equacionamento da influência da corrente harmônica das cargas é feito colocando-se a fonte de tensão em repouso – sendo então representada por um curto-circuito –, o que resulta no circuito equivalente da Figura 14. A relação das correntes do circuito é descrita pela lei de Kirchhoff dos nós:

$$i_{sh} = i_{Lh} + i_{fh} \tag{2.20}$$

A análise das tensões da malha da esquerda do circuito é feita da seguinte forma:

$$Z_{sh}i_{sh} + (Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th})\, i_{fh} = 0$$

$$Z_{sh}i_{sh} = -(Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th})\, i_{fh}$$

Substituindo i_{fh} pela relação descrita pela equação (2.20):

$$Z_{sh}i_{sh} = -(Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th})\,(i_{sh} - i_{Lh})$$

$$Z_{sh}i_{sh} = -(Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th})\, i_{sh} + (Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th})\, i_{Lh}$$

$$i_{sh}\,(Z_{sh} + Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th}) = (Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th})\, i_{Lh}$$

Resultando na seguinte equação, que descreve a contribuição da corrente harmônica das cargas nos harmônicos de corrente circulando pela fonte:

$$i_{sh} = \frac{Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th}}{Z_{sh} + Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th}} i_{Lh} \tag{2.21}$$

Nesse caso, o controle deve ter como objetivo não permitir que as correntes harmônicas da carga (i_{Lh}) circulem pela fonte, o que equivale a igualar i_{sh} a zero em (2.21). Isso

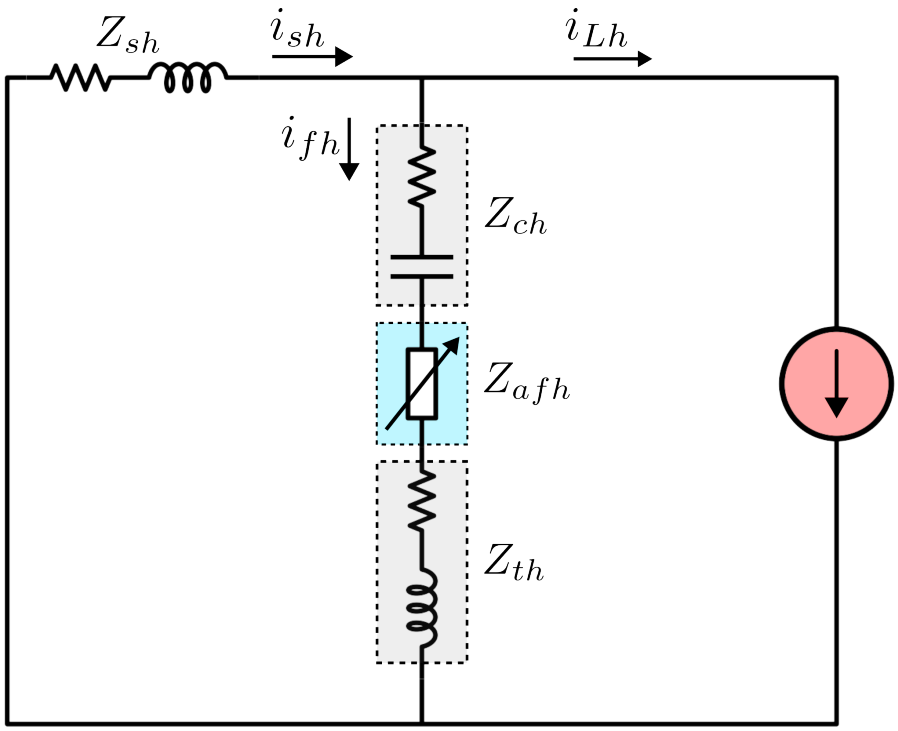


Figura 14 – Circuito Equivalente para os Harmônicos de Corrente das Cargas.

vai ocorrer caso as impedâncias do ramo do filtro se anulem nas frequências que compõe i_{Lh}, o que faz com que o filtro se comporte como um curto-circuito para essas frequências, ou seja, quando:

$$Z_{ch} + Z_{afh} + Z_{th} = 0 \rightarrow Z_{afh} = -\left(Z_{ch} + Z_{th}\right) \tag{2.22}$$

Sendo essas impedâncias da forma:

$$Z_{ch} = r_c - jX_{ch} \tag{2.23}$$

$$Z_{th} = r_t + jX_{th} \tag{2.24}$$

$$Z_{afh} = r_a \pm jX_{afh} \tag{2.25}$$

onde, r_c e r_t são as resistências equivalentes do banco de capacitores e do transformador, respectivamente, X_{ch} é a reatância capacitiva do bancho de capacitores para cada harmônica h, X_{th} é a reatância indutiva do transformador para cada harmônica h, e r_a e X_{afh} são a resistência ativa e a reatância ativa que formam a impedância da parcela ativa do filtro híbrido para cada frequência h.

A reatância ativa efetua a sintonização do filtro para cada frequência harmônica desejada, enquanto a resistência ativa é responsável por eliminar qualquer resistência residual dos componentes passivos do filtro [11]. Substituindo (2.23), (2.24) e (2.25) em (2.22):

$$r_a = -\left(r_c + r_t\right) \tag{2.26}$$

$$X_{afh} = -\left(X_{th} - X_{ch}\right) \tag{2.27}$$

Em (2.27) é possível notar que a reatância ativa deve possuir um valor diferente para cada frequência, dado que os valores de X_{ch} e X_{th} são dependentes da frequência.

Através da análise dos circuitos equivalentes para as frequências harmônicas, e das equações (2.18) e (2.21), foram obtidos dois objetivos de controle para as impedâncias do ramo do filtro híbrido, que podem parecer divergentes, sendo:

$$\begin{cases} Z_{afh} = \infty, & \text{para } v_{sh} \\ Z_{afh} = 0, & \text{para } i_{Lh} \end{cases} \tag{2.28}$$

Porém, a parte ativa do filtro híbrido tem a capacidade de se comportar como uma fonte de tensão separada para cada harmônico, como indicado pelo circuito da Figura 15, onde v_{afh} é a tensão aplicada pela parcela ativa do filtro em cada frequência harmônica e v_{ch} e v_{th} são as tensões harmônicas sobre o banco de capacitores e sobre o enrolamento do transformador, respectivamente.

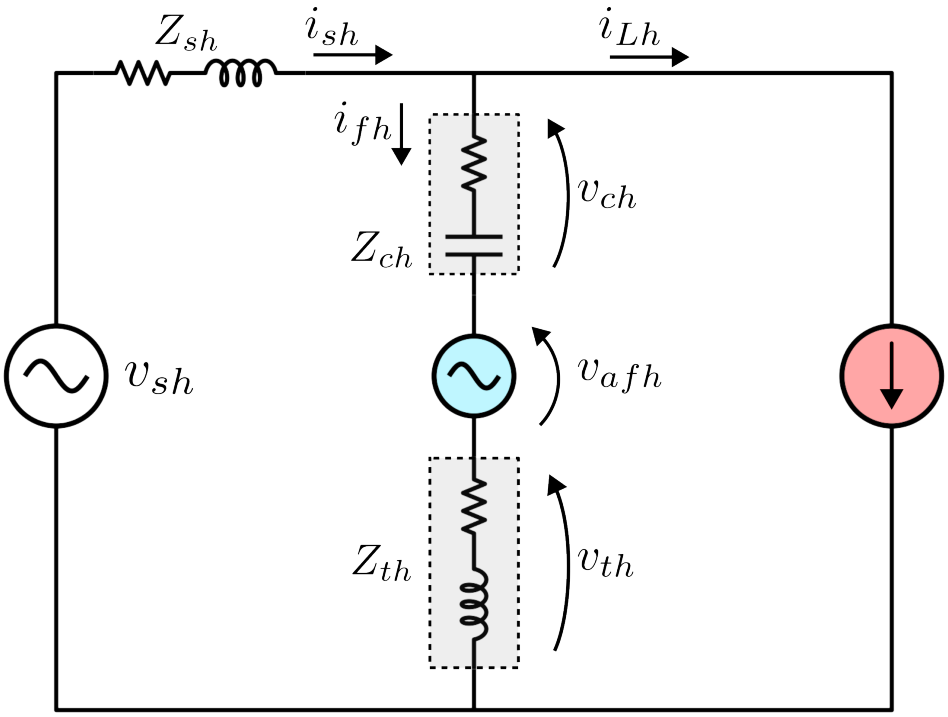


Figura 15 – Circuito Equivalente para as Frequências Harmônicas.

O equacionamento para este circuito equivalente é feito da seguinte forma:

$$v_{sh} = Z_{sh} i_{sh} + v_{ch} + v_{afh} + v_{th}$$

$$v_{sh} = Z_{sh} i_{sh} + (Z_{ch} + Z_{th})\, i_{fh} + v_{afh}$$

$$v_{sh} = Z_{sh} i_{sh} + (Z_{ch} + Z_{th})\, i_{fh} + v_{afh}$$

Substituindo i_{fh} pela relação descrita pela equação (2.20):

$$v_{sh} = Z_{sh} i_{sh} + (Z_{ch} + Z_{th})\, (i_{sh} - i_{Lh}) + v_{afh}$$

$$v_{sh} = (Z_{sh} + Z_{ch} + Z_{th})\, i_{sh} - (Z_{ch} + Z_{th})\, i_{Lh} + v_{afh}$$

Definindo $Z_{ph} = Z_{ch} + Z_{th}$:

$$v_{sh} = (Z_{sh} + Z_{ph})\, i_{sh} - Z_{ph} i_{Lh} + v_{afh}$$

Finalmente, colocando i_{sh} em evidência:

$$I_{sh} = \underbrace{\frac{V_{sh}}{Z_s + Z_{ph}}}_{I} + \underbrace{\frac{Z_{ph} I_{Lh}}{Z_s + Z_{ph}}}_{II} - \underbrace{\frac{V_{afh}}{Z_s + Z_{ph}}}_{III} \tag{2.29}$$

A equação (2.29) demonstra a relação entre as correntes harmônicas que circulam pela fonte com cada uma das outras correntes e tensões harmônicas do sistema. 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 não existam correntes harmônicas circulando pela fonte, é necessário que i_{sh} seja zero em (2.29), o que resulta em:

$$V_{afh} = V_{sh} + Z_{ph} I_{Lh} \tag{2.30}$$

A equação (2.30) 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 a interação entre as tensões harmônicas da rede com os componentes passivos do filtro, evitando o aparecimento de correntes harmônicas. Já o termo $Z_{ph} i_{Lh}$ 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 essas componentes [35]. Dessa maneira, é possível que ambos os objetivos de controle mostrados em (2.28) sejam atendidos simultaneamente.

3 Controle Preditivo Baseado em Modelo

Em conjunto com o desenvolvimento de novas topologias de filtros híbridos, outro campo de pesquisa muito ativo nas últimas décadas foi o emprego de novas de técnicas de controle em dispositivos de eletrônica de potência, os métodos de controle mais comuns aplicados a essa classe de equipamentos são mostrados na Figura 16 [38].

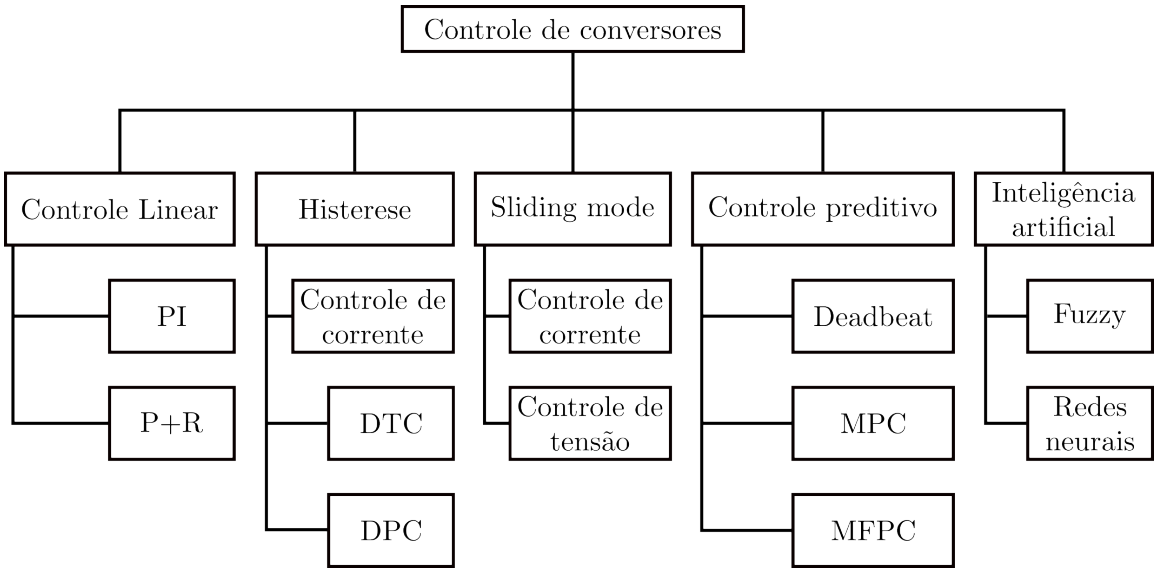


Figura 16 – Técnicas de Controle Aplicadas no Controle de Filtros Ativos de Potência.

As técnicas de controle proporcional, PI e por histerese já são estudadas desde o princípio do desenvolvimento dos filtros ativos de potência [39, 40], inclusive com a aplicação de bandas de histerese dinâmicas para melhorar o balanceamento de capacitores em topologias a 4 fios [41].

Como forma de realizar a compensação seletiva de harmônicos, ou seja, apenas de harmônicos específicos desejados, um primeiro método utilizado foi a aplicação de uma referência síncrona para cada frequência de interesse, com a utilização de um controlador PI em cada referência síncrona [42]. Isso é necessário devido à limitação do controlador PI para trabalhar com sinais alternados, ocasionando erros em regime permanente [43]. Porém, no início dos anos 2000, começaram a surgir aplicações de controladores ressonantes, também chamados de integradores generalizados, em filtros ativos de potência [42, 44, 45], sendo posteriormente também aplicados no controle de filtros híbridos [35, 46, 47]. O controlador ressonante possui a vantagem de poder ser aplicado diretamente na referência senoidal, reduzindo o tempo total de processamento do algoritmo e evitando a necessidade de um algoritmo de PLL [35], no entanto, o controlador ressonante sofre com alta sensibilidade a variações de frequência da rede e com instabilidades devido variações de fase [48].

Com a evolução das tecnologias de microprocessadores, DSP's e FPGA's foi possível que novos métodos fossem propostos e testados experimentalmente em diversos tipos de aplicações, sendo os mais importantes o controle por lógica *fuzzy*, redes neurais, controle *sliding mode* e o controle preditivo [38].

Os controladores preditivos têm como princípio de funcionamento a aplicação de um modelo matemático do sistema para prever o comportamento futuro de suas variáveis de estado. Dessa forma é possível identificar a ação de controle ótima que leva o sistema para o estado desejado, esse é o caso para os controladores *deadbeat* [49] e MPC (*Model Predictive Control*) [14, 17]. Uma exceção é a técnica de controle MFPC (*Model-Free Predictive Control*), na qual um modelo do sistema é estimado *online* através das entradas e saídas do sistema [50], com isso é possível se evitar problemas típicos relacionados à métodos preditivos como erros de modelagem e sensibilidade a variações de parâmetros [51, 52].

Os controladores MPC podem ser categorizados de acordo com a forma como o controlador atua sobre o sistema controlado. Métodos que operam diretamente sobre o sistema, sem a necessidade de um estágio de modulação, são categorizados como "MPC direto", esse é o caso do FCS-MPC. Já métodos que utilizam moduladores para gerar o sinal que irá atuar sobre o sistema são categorizados como "MPC indireto", também chamados de CCS-MPC (*Continuous Control Set Model Predictive Control*) [53]. A Figura 17 mostra a categorização das principais técnicas de MPC aplicadas no controle de conversores e *drives* [54].

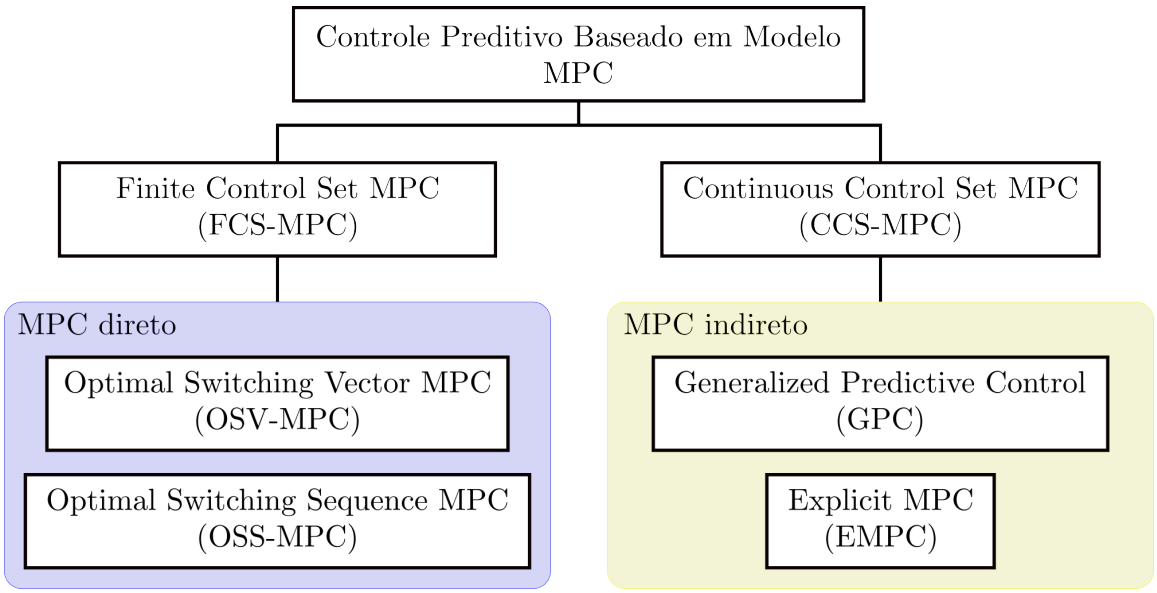


Figura 17 – Técnicas de Controle Aplicadas no Controle de Filtros Ativos de Potência.

Nos métodos indiretos, o problema de otimização é formulado como um programa quadrático (QP – *Quadratic Program*), que é utilizado para calcular a ação de controle que será enviada para um modulador, essa ação de controle pode ser o sinal modulado ou

o ciclo de trabalho (*duty cycle*) [53]. Na técnica GPC (*Generalized Predictive Control*), um QP com ou sem restrições pode ser utilizado. Se restrições forem consideradas, é necessário que a otimização seja realizada *online*, o que não é um problema, pois diversos algoritmos específicos para resolver esse tipo de otimização estão disponíveis. Quando nenhuma restrição é aplicada, o problema pode ser resolvido *offline* de forma analítica, simplificando a sua implementação [55]. É possível se encontrar aplicações recentes de GPC no controle de motores e em conversores conectados à rede, inclusive substituindo a malha de controle do barramento CC do conversor, evitando a utilização de controladores PI [56, 57]. Já no método EMPC (*Explicit Model Predictive Control*), o problema de otimização é formulado como um programa quadrático de número inteiro combinado (MIQP – *Mixed Integer Quadratic Program*), nesse caso, a otimização é realizada *offline* e os resultados são armazenados em tabelas. Então, durante a execução do controle, um algoritmo de busca é utilizado em tempo real para encontrar a solução do controlador [55]. Uma forma simples e eficiente de efetuar esse tipo de otimização é através de uma árvore de decisão binária [58], a árvore de decisão é montada *offline* enquanto o nó com a ação de controle ótima é encontrado *online* [59].

Os controladores CCS-MPC possuem como principais vantagens a obtenção de uma frequência fixa de chaveamento e a possibilidade de operar com horizontes de predição maiores com mais facilidade [57]. Esses controladores, porém, possuem formulações muito complexas do problema de otimização [54], principalmente quando aplicadas à topologias de conversores multiníveis [53]. Além disso, no caso do método EMPC, os requisitos de memória aumentam exponencialmente com a complexidade do sistema, tornando esse método inadequado para aplicação em sistemas de ordens maiores, apesar de existirem pesquisas recentes com foco na resolução desse problema [60].

As técnicas de MPC direto consideram a natureza discreta dos conversores de potência como uma restrição do controlador, simplificando a formulação do problema de otimização do MPC e permitindo que seus cálculos sejam realizados *online* de forma simples [38]. No método OSV-MPC (*Optimal Switching Vector Model Predictive Control*), a restrição do controlador é aplicada aos possíveis vetores de tensão que podem ser aplicados na saída do conversor, o que torna essa técnica conveniente para a aplicação em conversores multiníveis, por reduzir o conjunto possível de ações de controle em relação à utilização de todos os estados de chaveamento, que podem se tornar muitos dependendo da topologia utilizada [61]. Um problema na aplicação do OSV-MPC é que um vetor de tensão pode ser mantido por diversos períodos na saída do conversor, como forma de obter a resposta ótima do sistema, com isso, a frequência de chaveamento do conversor é variável, e não pode ser determinada analiticamente, o que dificulta o projeto do filtro de saída e pode ocasionar no aparecimento de frequências indesejadas, principalmente em aplicações de conversores conectados à rede. Como uma forma de resolver esse problema, as técnicas de OSS-MPC (*Optimal Switching Sequence Model Predictive Control*)

consideram em seu conjunto de controle sequências de chaveamento que serão aplicadas durante o período de amostragem, de forma que o controlador também considera o tempo de aplicação do chaveamento como uma variável, possibilitando a obtenção de frequências de chaveamento fixas. Porém, isso ocasiona em um maior custo computacional envolvido na aplicação das técnicas OSS-MPC [53, 54]

De acordo com as características descritas para cada técnica de MPC, o presente trabalho considera a aplicação do método OSV-MPC, devido a sua implementação mais intuitiva em conversores multiníveis e menor complexidade de projeto em relação aos outros métodos.

3.1 Elementos do Controlador FCS-MPC

Os três elementos principais que constituem o projeto de um controlador FCS-MPC são:

- Modelo do sistema: responsável pelas previsões das variáveis de estado do sistema;
- Função custo: define a dinâmica desejada para o sistema;
- Algoritmo de otimização: utilizado para efetuar os cálculos e definir a ação de controle que será tomada.

Esta seção irá descrever cada um desses elementos do controlador.

3.1.1 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 [62]. Um sistema dinâmico pode ser descrito em sua representação de espaço de estados da seguinte forma:

$$\frac{dx(t)}{dt} = \dot{x}(t) = f\left(x(t), u(t)\right) \tag{3.1}$$

$$y(t) = h\left(x(t), u(t)\right) \tag{3.2}$$

onde x são as variáveis de estado, u são as entradas e y são as saídas do sistema.

Nas aplicações típicas de eletrônica de potência, como no controle de tensões, correntes, potência ou fluxo, essas equações são lineares e podem ser escritas da seguinte forma:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{F}x(t) + \mathbf{G}u(t) \tag{3.3}$$

$$y(t) = \mathbf{C}x(t) \tag{3.4}$$

onde **F** é a matriz de estados, **G** é a matriz de entradas e **C** é a matriz de saídas do sistema [63].

Porém, como os controladores são aplicados em plataformas digitais, como DSP's e FPGA's, é necessário que o modelo das equações (3.3) e (3.4) sejam discretizados. Diversos métodos de discretização podem ser utilizados, sendo necessário definir um compromisso entre a qualidade e a complexidade do modelo discreto que será obtido [54]. Devido a sua facilidade de implementação e menor custo computacional, os métodos de discretização mais utilizados em aplicações de eletrônica de potência, em especial no caso de conversores multiníveis, são: *forward Euler*, *backward Euler* e *Tustin* [53]. As formulações desses métodos de discretização estão descritas na tabela abaixo:

Tabela 1 – Métodos de Discretização

Método	Formulação
Forward Euler	$\dot{x}(t) = \dfrac{x[k+1] - x[k]}{Ts}$
Backward Euler	$\dot{x}(t) = \dfrac{x[k] - x[k-1]}{Ts}$
Tustin	$\dot{x}(t) = \dfrac{x[k+1] - x[k-1]}{2Ts}$

onde, T_s é o período de amostragem e $k \in \mathbb{N}$ representa os momentos no tempo, ou seja, $t = kT_s$. Após o processo de discretização, o sistema no espaço de estados passa a ser representado como:

$$x[k+1] = \mathbf{A}x[k] + \mathbf{B}u[k] \tag{3.5}$$

$$y[k] = \mathbf{C}x[k] \tag{3.6}$$

onde **A** é a matriz de estados discreta e **B** é a matriz de entradas discreta, a matriz **C** não é modificada no processo de discretização. Como pode ser visto pela equação (3.5), através do valor das variáveis de estado e das entradas do sistema no momento k, é possível estimar (prever) o valor das variáveis de estado no momento $k+1$.

3.1.2 Função Custo

A função custo vai ser responsável por definir o comportamento desejado do sistema, definindo não apenas os objetivos de controle, mas também possíveis restrições de operação [17]. Em [54] a função custo é descrita, de forma genérica, pela equação:

$$J = \underbrace{\sum_{l=k+1}^{k+N_p} \sum_{j=0}^{m-1} \lambda_j \left(x^*_{j,l} - x^p_{j,l}\right)^2}_{I} + \underbrace{\sum_{r=k}^{k+N_p-1} \sum_{i=0}^{n-1} \lambda_i \left(u_{i,r}\right)^2}_{II} \tag{3.7}$$

Porém, uma forma mais completa para essa equação também considera um termo relativo às restrições das variáveis de estado, assim como a possibilidade de utilização da norma-ℓ_1 ou norma-ℓ_2 , o que faz com que a equação (3.7) fique da forma:

$$J = \underbrace{\sum_{l=k+1}^{k+N_p} \sum_{j=0}^{m-1} \lambda_j \|x^*_{j,l} - x^p_{j,l}\|^\ell_\ell}_{I} + \underbrace{\sum_{r=k}^{k+N_p-1} \sum_{i=0}^{n-1} \lambda_i \left(u_{i,r}\right)^2}_{II} + \underbrace{\sum_{l=k+1}^{k+N_p} \sum_{d=1}^{N_d} \Lambda^{lim}_{l,d}}_{III} \tag{3.8}$$

A parcela (I) da equação (3.8) é responsável por fazer com que as variáveis de estado controladas sigam suas respectivas referências, ou seja, efetua o rastreamento das referências. Nessa parcela da equação, m é a quantidade de variáveis de estado que serão controladas, N_p é o horizonte de predição do controlador, $x^p_{j,l}$ é a previsão feita para a variável de estado x_j no momento futuro l, $x^*_{j,l}$ é a referência para a variável de estado x_j no momento futuro l, e λ_j é um fator de peso que define a importância dada pelo controlador para cada variável de estado.

A norma $\|.\|^\ell_\ell$ é uma medida da distância entre o valor previsto para a variável de estado e sua referência, podendo ser expressa como valor absoluto, no caso de $\ell = 1$, ou quadrático, no caso $\ell = 2$, e são definidas pelas equações abaixo [64].

$$\|x^* - x^p\|_1 = |x^* - x^p| \tag{3.9}$$

$$\|x^* - x^p\|_2^2 = \left(x^* - x^p\right)^2 \tag{3.10}$$

Apesar de ambas as normas poderem ser utilizadas no projeto da função custo do FCS-MPC, e do menor custo computacional atribuído à norma-ℓ_1, a aplicação da norma-ℓ_2 é indicada por ser capaz de evitar problemas de instabilidade e facilitar a sintonização entre os termos da função custo [65].

A parcela (II) da equação (3.8) é utilizada para se considerar limites operativos relacionados à ação de controle tomada, como redução na quantidade de comutações das chaves de potência ou redução de dv/dt em topologias multiníveis. Nessa parcela, $u_{i,r}$ representa uma ação de controle i aplicada no instante r, e, assim como na primeira parcela, λ_i é um fator de peso. Como pode ser visto nessa parte da equação, as ações de controle são avaliadas para os momentos k até $k + N_p - 1$. Isso decorre do fato de que as ações de controle afetam os momentos futuros do sistema, logo, como o horizonte de predição é N_p, então a última ação de controle tomada, que ocasiona as predições do momento N_p, ocorre em $N_p - 1$.

A terceira parcela, adicionada em (3.8), efetua restrições adicionais nas variáveis de estado ou nas saídas do sistema, como, por exemplo, limitações no valor máximo de corrente ou de tensão em certo ponto do circuito, evitando a ativação de uma proteção física que possa parar a operação do equipamento [63]. Nessa parcela da equação, $\Lambda^{lim}_{l,d}$ é

uma função, linear ou não-linear, que define um limite para a variável de estado d, e N_d é o número de limitações impostas.

Apesar da equação (3.8) poder ser utilizada, em teoria, para horizontes longos de predição, o custo computacional da aplicação do FCS-MPC aumenta exponencialmente com o aumento desse horizonte, o que faz com que, geralmente, um horizonte de $N_p = 1$ seja utilizado [61, 66].

3.1.3 Algoritmo de Otimização

Um controlador MPC tem como objetivo encontrar a sequência de ações de controle ótima que faz com que o sistema opere da forma desejada dentro de um intervalo finito de tempo, como estabelecido pela função custo [55]. Essa sequência de ações de controle forma o vetor mostrado abaixo.

$$\mathbf{U}[k] = \begin{bmatrix} u(k) & u(k+1) & \dots & u(k+N_p-1) \end{bmatrix}^T \tag{3.11}$$

O problema de otimização que deve ser resolvido pelo MPC é definido, de forma geral, como:

$$\mathbf{U}_{opt}[k] = minimizar \;\; J(x[k], \mathbf{U}[k]) \tag{3.12}$$

$$sujeito\ a \quad x[l+1] = \mathbf{A}x[l] + \mathbf{B}u[l] \tag{3.13}$$

$$y[l+1] = \mathbf{C}x[l+1] \tag{3.14}$$

$$u[l] \in \mathcal{U} \quad \forall l = k, ..., k+N_p-1 \tag{3.15}$$

onde $\mathbf{U}_{opt}[k]$ é a sequência de controle ótima escolhida pelo controlador de acordo com as restrições impostas pela função custo J e pelo próprio sistema, e $\mathcal{U}$ é o conjunto finito de possíveis ações de controle que podem ser tomadas.

O algoritmo de otimização vai ser responsável por efetuar os cálculos de (3.12), considerando as restrições impostas. A formulação convencional do FCS-MPC utiliza um algoritmo chamado ESA (*Extensive Search Algorithm*), no qual o cálculo do modelo do sistema é efetuado para todos os possíveis estados de chaveamento, porém, esse algoritmo tem um custo computacional muito elevado, principalmente para topologias multiníveis [54].

Em conversores de potência, o conjunto $\mathcal{U}$ pode ser composto pelos possíveis estados de chaveamento, pelos níveis de tensão, no caso de topologias monofásicas, ou pelos vetores de tensão, no caso de topologias polifásicas. Por exemplo, em um conversor CHB monofásico, o número de níveis de tensão na saída do conversor é calculado pela equação (3.16), e a quantidade de possíveis estados de chaveamento é calculada pela equação (3.17).

$$Níveis\ de\ tensão = 2n + 1 \tag{3.16}$$

$$N^{\circ}\ estados = 4^n \tag{3.17}$$

onde n é a quantidade de módulos ponte-H ligados em cascata. Partindo destas equações, o conjunto $\mathcal{U}$ aplicado como restrição para um conversor CHB monofásico de 7 níveis pode ser de duas formas:

$$\mathcal{U}_1 = \{S_1,\ S_2,\ \ldots,\ S_{64}\} \tag{3.18}$$

$$\mathcal{U}_2 = \{-3,\ -2,\ -1,\ 0,\ 1,\ 2,\ 3\} \tag{3.19}$$

onde S_x representa cada um dos possíveis estados de chaveamento. Como todas as ações de controle definidas no conjunto precisam ser verificadas pelo algoritmo ESA, fica claro que a utilização de $\mathcal{U}_1$ vai ocasionar em um tempo computacional muito maior do que $\mathcal{U}_2$ para ser avaliada.

Porém, a aplicação apenas de $\mathcal{U}_2$ faz com que a informação sobre os estados de chaveamento seja perdida, pois diversos estados de chaveamento podem gerar um mesmo nível de tensão na saída do conversor, esses estados são chamados de "redundâncias". Uma técnica que tem sido cada vez mais utilizada para se reduzir o custo computacional do algoritmo de otimização, especialmente em conversores multiníveis, é denominada FCS-MPC hierárquico [54]. Nessa técnica, o problema de otimização da função custo é separado em duas camadas, de acordo com os objetivos de controle desejados [67].

Um exemplo de aplicação deste algoritmo pode ser analisado no caso de um conversor CHB de 7 níveis operando como um filtro ativo paralelo, de acordo com as funções custo mostradas abaixo:

$$J_1 = \left(i_f^* - i_f^p\right)^2 \tag{3.20}$$

$$J_2 = \left(V_{dc}^* - V_{dc1}^p\right)^2 + \left(V_{dc}^* - V_{dc2}^p\right)^2 + \left(V_{dc}^* - V_{dc3}^p\right)^2 \tag{3.21}$$

A função custo J_1 é avaliada de acordo com o conjunto $\mathcal{U}_2$, e o nível de tensão de saída que minimiza J_1 é selecionado para ser aplicado no próximo período de amostragem. Dessa forma, a minimização da função custo J_1 vai fazer com que a corrente do filtro siga a referência desejada. Porém, diversos estados de chaveamento podem fornecer o nível de tensão selecionado, sendo assim, a função custo J_2, responsável pelo balanceamento das tensões dos barramentos CC, é avaliada apenas para esses estados de chaveamento redundantes, reduzindo o tempo total de cálculo do algoritmo de otimização sem perdas na qualidade da corrente, pois as redundâncias não afetam a corrente fornecida pelo conversor [67].

Outro ponto importante que deve ser considerado na escolha do algoritmo de otimização é o horizonte de predição que será aplicado, na prática a aplicação do ESA em conversores multiníveis não é adequada para horizontes de predição maiores que 1, devido a um aumento exponencial no custo computacional para valores maiores de N_p, sendo necessário a aplicação de outros algoritmos de otimização, como, por exemplo, o SDA (*Sphere Decoding Algorithm*) [53]. Em [66], os autores apresentam em detalhes como é feita a formulação e a aplicação de algoritmos SDA em controladores FCS-MPC com horizontes longos de predição, incluindo comparações entre diferentes tipos de SDA, desafios de implementação e soluções.

3.2 Política de Horizonte Recuado

O problema de otimização definido pelas equações (3.12) até (3.15) vai estipular, no momento k, uma sequência ótima de controle em malha aberta para os momentos k até $k + N_p - 1$:

$$\mathbf{U}_{opt}[k] = \begin{bmatrix} u_{opt}(k) & u_{opt}(k+1) & \dots & u_{opt}(k+N_p-1) \end{bmatrix}^T \tag{3.22}$$

Porém, apenas a primeira ação de controle da sequência ($u_{opt}[k]$) é aplicada ao sistema, enquanto as outras são descartadas [63]. Após a aplicação da ação de controle ótima $u_{opt}[k]$, as variáveis do sistema são novamente medidas, ou estimadas, e o problema de otimização é resolvido para o momento $k + 1$ [38, 61]. A resolução do problema de otimização em cada novo instante, através de novas medidas, ou estimativas, das variáveis de estado fornece uma realimentação para o algoritmo do MPC [64].

Esta forma de operação do MPC, baseada em analisar o comportamento do sistema até um certo horizonte, atuar no sistema, mover o seu horizonte e repetir o processo é chamada de política de horizonte recuado, do inglês *receding horizon policy*, ou otimização de horizonte em movimento, do inglês *moving horizon optimization* [61, 64].

3.3 Princípio de Operação do FCS-MPC

O princípio básico de operação do FCS-MPC é muito simples, e pode ser dividido em 5 passos [14]:

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 ótimo selecionado.

Idealmente, um controlador FCS-MPC realizaria esses 5 passos instantaneamente, como mostrado na Figura 18 para um sistema com n possíveis ações de controle.

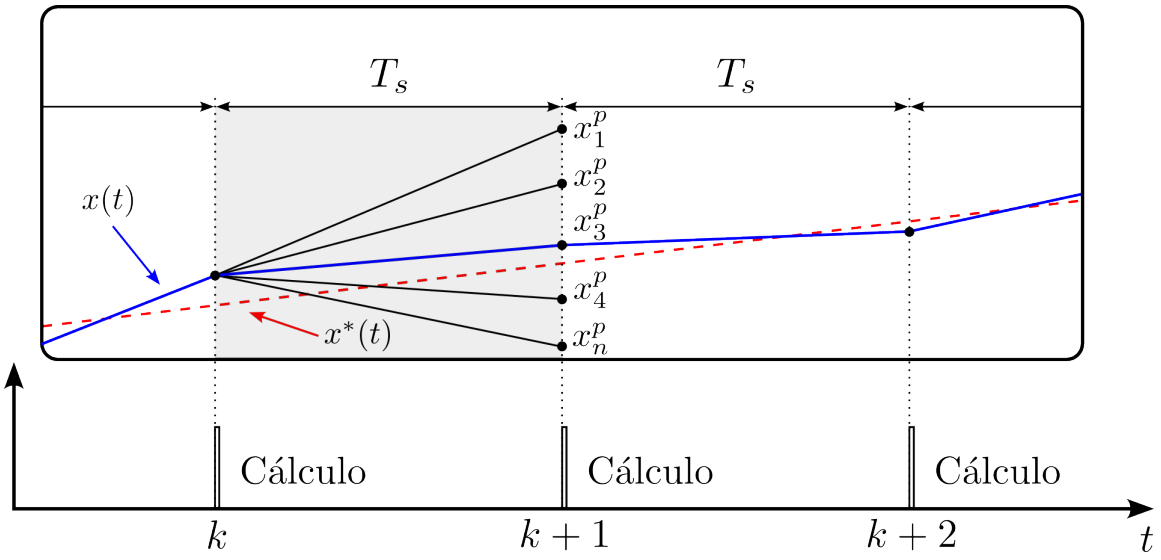


Figura 18 – Operação do FCS-MPC: Caso Ideal.

Na Figura 18, T_s é o período de amostragem, $x(t)$ é a variável de estado sendo controlada, $x^*(t)$ é a referência dessa variável de estado, k é o instante atual, e $x^p_{(1,\dots,n)}$ são os valores estimados para a variável de estado no momento $k+1$ para cada uma das n possíveis ações de controle. No instante k a variável de estado é medida, em seguida são realizados os cálculos para prever os valores da variável no instante $k+1$, tomando como base o valor atual da variável de estado, o modelo do sistema, e as n possíveis ações de controle. Como na operação ideal o tempo necessário para a realização dos cálculos não é considerado, a variável segue instantaneamente para o valor x^p_3, que foi calculado como sendo o mais próximo de $x^*(t)$ no instante $k+1$.

Porém, em aplicações reais, os cálculos efetuados pelo controlador demoram um certo tempo para serem finalizados, o que gera um atraso entre o momento que a variável é medida e o momento de aplicação da ação de controle calculada. O comportamento real do controlador FCS-MPC, no qual o atraso ocasionado pelos cálculos é considerado, é mostrado na Figura 19.

O valor da variável de estado continua sendo medido no instante k, porém, a ação de controle selecionada pelo algoritmo de otimização somente é aplicada após a finalização dos cálculos. A ação de controle selecionada continua sendo a mesma do caso ideal, isso ocorre pois, para o controlador, o valor da variável é o valor medido no início do período de amostragem, no entanto, enquanto os cálculos são realizados, a variável de

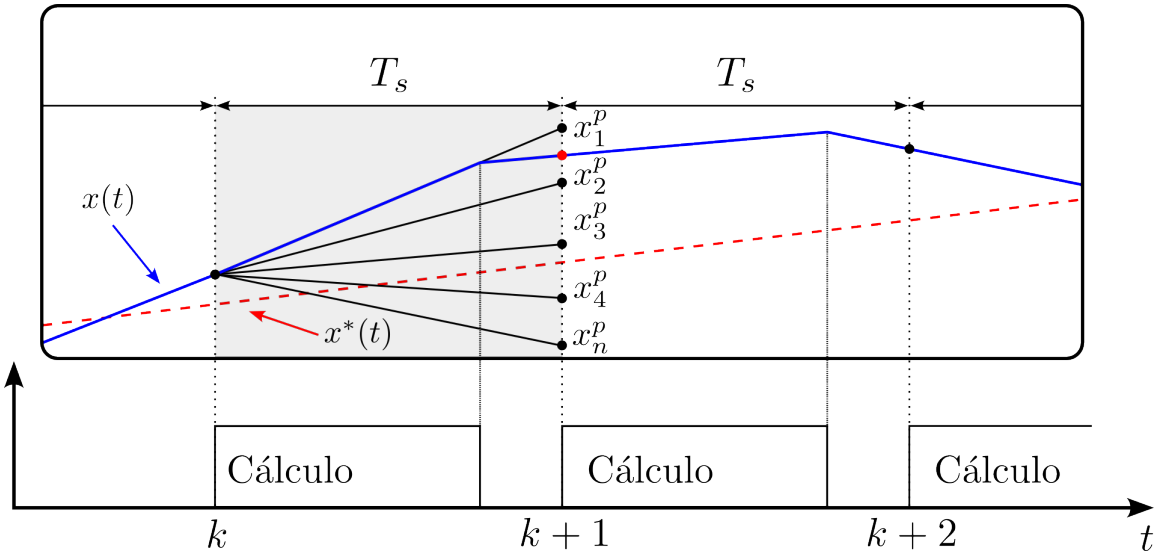


Figura 19 – Operação do FCS-MPC: Caso Real.

estado continua evoluindo de acordo com a dinâmica do sistema. Sendo assim, quando os cálculos são finalizados, e a ação de controle é tomada, o valor da variável já não é mais o mesmo que era no instante k, gerando um erro entre o valor previsto para a variável em $k+1$ (x_3^p) e o valor real medido no instante $k+1$, indicado pelo ponto vermelho. Na prática, esse atraso faz com que o valor da variável de estado oscile muito em torno da referência desejada, aumentando o seu *ripple* [68].

A solução para este problema é, na verdade, muito simples, e ocasiona apenas na adição de um passo extra na operação do FCS-MPC mostrada anteriormente, que passa a ser da seguinte forma:

1. Medição das variáveis de estado do sistema;
2. Aplicação da ação de controle ótima calculada no período anterior $(k-1)$;
3. Estimação da variável de estado no instante $k+1$, a partir do modelo do sistema e da ação de controle que foi aplicada no passo 2;
4. Predição do valor da variável de estado no instante $k+2$, para todas as ações de controle possíveis;
5. Avaliação da função custo;
6. Escolha do estado que minimiza a função custo, e que será aplicado no próximo período de amostragem.

O comportamento do controlador com a compensação do atraso de cálculo é mostrado na Figura 20. No instante k a variável de estado $x(t)$ é medida e, logo em sequência, é feita a aplicação da ação de controle ótima que foi calculada no período $k-1$, com isso

o sistema vai ter sua trajetória alterada já no começo do período k. Nesse momento, são conhecidos o modelo do sistema, o valor atual da variável de estado, e a ação de controle sendo aplicada, com isso é possível estimar o valor da variável de estado no momento $k+1$ ($x^e[k+1]$). Esse valor estimado é então assumido como o valor da variável em $k+1$ e, através do modelo do sistema e de todas as possíveis ações de controle, é possível prever o valor da variável de estado para o momento $k+2$ e avaliar a função custo. A ação de controle que minimizar a função custo em $k+2$ é armazenada, e será aplicada no início do período de amostragem $k+1$.

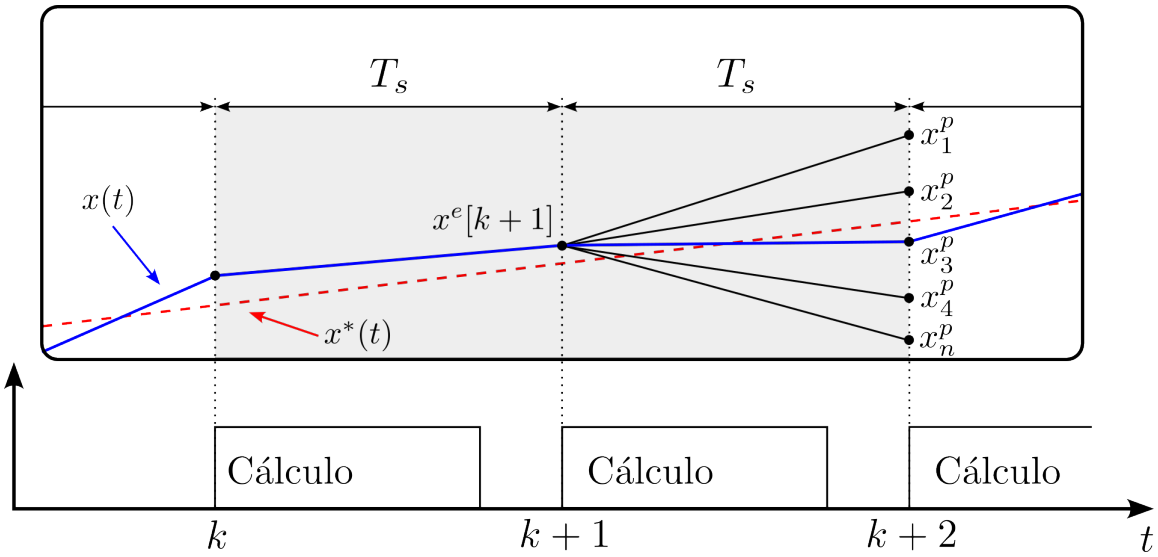


Figura 20 – Operação do FCS-MPC: Caso Real com Compensação de Atraso.

4 FCS-MPC com Estimação de Parâmetros

No capítulo anterior, a explicação do princípio básico de operação do FCS-MPC considerou que os parâmetros do sistema são conhecidos com exatidão. Por isso, no exemplo mostrado na Figura 20, a trajetória percorrida pela variável de estado (curva azul) segue exatamente os pontos calculados pelo modelo. No instante $k+1$ a variável $x(t)$ passa exatamente pelo ponto estimado no instante k ($x^e[k+1]$), e, no instante $k+2$, segue perfeitamente para o ponto previsto x_3^p.

Porém, em aplicações reais, os valores exatos dos parâmetros não são conhecidos. No caso do FCS-MPC aplicado à eletrônica de potência, os parâmetros que são utilizados para modelar os sistemas são resistências, indutâncias e capacitâncias. Apesar dos valores desses componentes poderem ser previamente medidos, eles podem ser influenciados por correntes, variações de temperatura, saturação, além de poderem ser alterados na ocorrência de faltas ou pelo envelhecimento dos componentes [50, 69].

Variações nos valores dos parâmetros ocasionam dois tipos de problemas em controladores FCS-MPC: Erros nas estimações e predições realizadas pelo modelo; erros nos cálculos de referências de controle [70]. Os erros nas predições ocorrem pois o modelo que o controlador está usando para realizar os cálculos não é fiel ao sistema real, com isso, o controlador não consegue calcular a trajetória correta que o sistema vai seguir, fazendo com que ações de controle erradas sejam tomadas [71].

Não são todas as aplicações de FCS-MPC que efetuam o cálculo das referências com base no modelo do sistema, porém, quando isso é feito, variações nos valores dos parâmetros fazem com que as referências sejam calculadas com erros, gerando desvios significativos em relação ao ponto de operação desejado [14].

A Figura 21 exemplifica como se comporta um sistema controlado por FCS-MPC com variações de parâmetros, e no qual a referência da variável de estado $x(t)$ é calculada com base no modelo do sistema. A linha tracejada em vermelho ($x_0^*(t)$) é a referência correta da variável de estado, ou seja, a referência que seria calculada se os parâmetros do modelo estivessem corretos, já a linha tracejada roxa ($x^*(t)$) é a referência sendo calculada pela malha de controle com os valores errados dos parâmetros. No instante k o controlador faz a leitura do valor atual da variável de estado, durante os cálculos que ocorrem entre os instantes k e $k+1$ o controlador estima que a variável vai estar no ponto $x^e[k+1]$ no próximo período e, para todas as ações de controle, prevê os valores $x^p_{0,\dots,n}$ para o momento $k+2$, selecionando a ação de controle que levaria o sistema para o ponto x_3^p, por ser o mais próximo da referência $x^*(t)$. Porém, devido aos erros nos parâmetros, a variável de estado segue a trajetória que passa pelos pontos vermelhos ao invés de seguir a trajetória

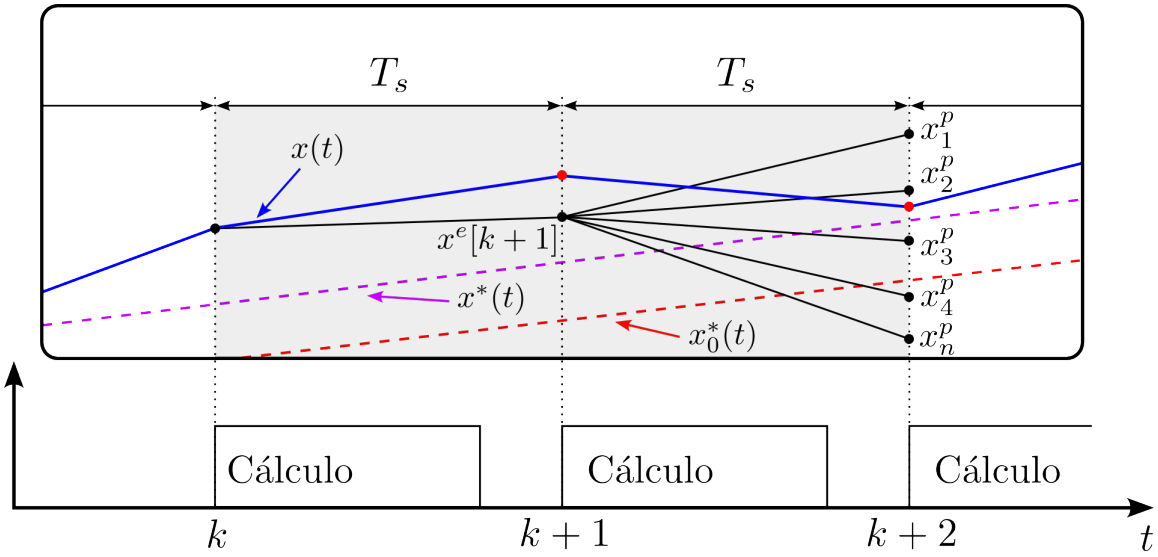


Figura 21 – Operação do FCS-MPC: Caso Real com Compensação de Atraso e Variação de Parâmetros.

calculada pelo controlador.

Uma forma de evitar os problemas de variações de parâmetros do FCS-MPC é a utilização de técnicas de MFPC, diversos trabalhos recentes têm sido publicados nesse sentido [50, 72], inclusive para aplicações conectadas à rede com filtro LCL [51, 73] e filtros ativos de potência [74]. O principal problema dessas aplicações é o aumento na complexidade e no tempo de processamento necessário [73].

Devido às características não-lineares do FCS-MPC a avaliação dos efeitos da variação de parâmetros não é trivial, sendo normalmente realizada de forma empírica através de simulações ou experimentos em bancada [70]. Uma formulação analítica da influência da variação de parâmetros do modelo nas predições de um inversor trifásico com filtro L de saída é proposta em [75], os autores concluem que erros no valor da indutância do filtro geram maior *ripple* na corrente de saída enquanto erros na resistência do indutor ocasionam um maior erro em regime permanente, no entanto, nenhum método de correção é proposto. Uma análise semelhante à apresentada em [75] é realizada em [71], porém, um método baseado na realimentação do erro de predição no modelo é proposto com o intuito de eliminar o erro em regime permanente entre a corrente e a referência. Uma continuação desse trabalho é apresentada em [69], onde os autores consideram a aplicação de inversores multiníveis e adicionam na análise erros relacionados à discretização e amostragem. Nesses trabalhos a referência de corrente é definida manualmente, o que faz com que os erros relacionados ao cálculo das referências não sejam analisados.

Uma nova metodologia para a correção do cálculo das referências de controle para a topologia de HAPF estudada neste trabalho é apresentada em [14]. A técnica desenvolvida é baseada na estimação dos parâmetros à partir de filtros adaptativos e do modelo do sistema, os valores estimados são então aplicados no cálculo das referências de controle,

efetivamente melhorando a resposta do equipamento. Mais resultados da aplicação dessa técnica foram demonstrados em [70], porém, nenhuma comparação com outros métodos de estimação foi apresentada. Com o intuito de verificar o desempenho do método proposto em [14], esse capítulo traz uma comparação dessa técnica com o algoritmo clássico RLS e com um algoritmo RLS adaptativo. Este estudo vai considerar aspectos importantes para a aplicação do algoritmo em tempo real, como complexidade, resposta transitória e tempo de execução dos algoritmos.

Em [76] um estudo foi realizado para avaliar a influência de cada um dos parâmetros da SI-HAPF nas variáveis de estado do sistema, sendo concluído que a impedância do banco de capacitores é o parâmetro que mais afeta a operação correta desse equipamento. Dessa forma, a comparação entre as técnicas de estimação de parâmetros apresentadas neste trabalho vão considerar apenas a estimação do valor do banco de capacitores.

4.1 Aplicação de FCS-MPC ao Filtro Ativo Híbrido

Para realizar a comparação entre os métodos de estimação, se faz necessária uma explicação do projeto e da aplicação do FCS-MPC na topologia SI-HAPF estudada neste trabalho, cujo princípio operativo foi discutido na seção 2.2.

O método descrito à seguir para o controle do filtro híbrido foi desenvolvido em [14], nele as as referências de controle são calculadas no sistema de coordenadas dq, o que faz com que apenas a frequência fundamental da corrente seja controlada.

4.1.1 Modelagem do Sistema

Para a aplicação do FCS-MPC o primeiro passo é a definição do modelo do sistema que será controlado, no caso da SI-HAPF o modelo utilizado é o filtro LCL na saída do conversor, mostrado no diagrama da Figura 9. Para a modelagem matemática as variáveis do sistema são consideradas em pu (*per unity*), e o transformador é modelado de acordo com as impedâncias, desconsiderando a resistência e a impedância de magnetização, como descrito em [77]. Dessa forma, o circuito equivalente utilizado na modelagem é mostrado na Figura 22, a simbologia indicativa das variáveis em pu foi omitida para melhor visualização.

Na Figura 22, L_f e R_f são a indutância e a resistência interna do indutor do filtro, C_f e R_{cf} são a capacitância do filtro e sua resistência série, R_t e L_t são a resistência e a indutância de curto-circuito do transformador. Ademais, v_{inv} e i_{inv} são a tensão e a corrente na saída do conversor, v_f é a tensão sobre o capacitor do filtro LCL, v_{af} é a tensão aplicada pela parte ativa do filtro híbrido, v_c é a tensão sobre o banco de capacitores, v é a tensão do alimentador, v_s é a tensão da rede no ponto de acoplamento, V_{dc} é a tensão do barramento CC e S_{wn} são as chaves de potência do conversor.

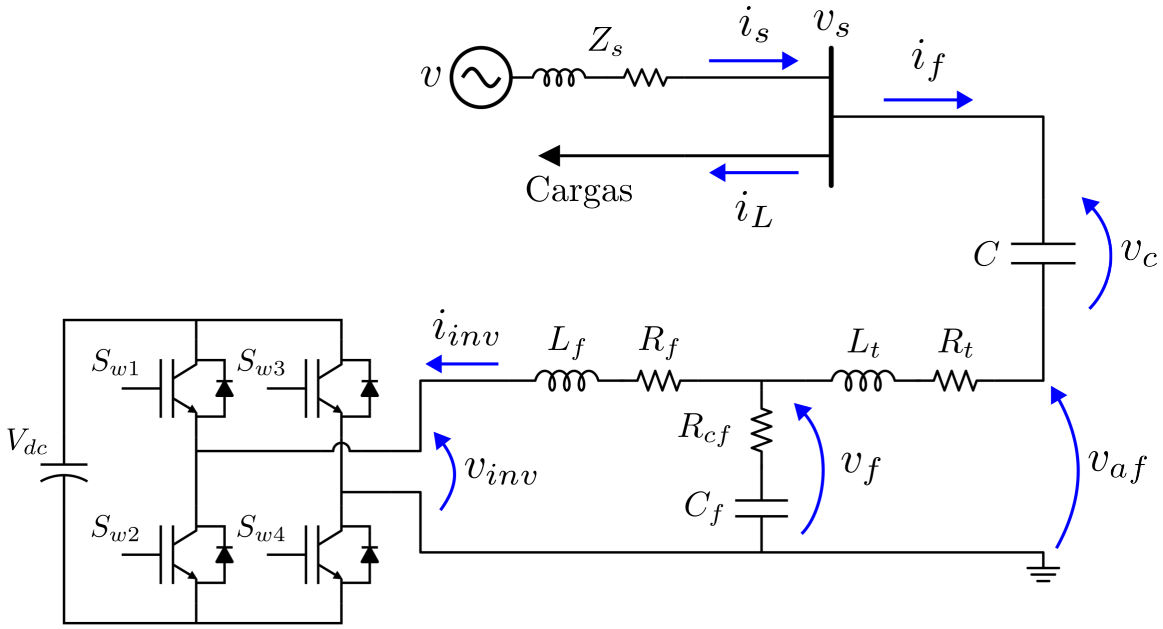


Figura 22 – Circuito Equivalente da SI-HAPF em pu.

Com base nas equações de cada elemento do sistema e nas leis de Kirchhoff é possível definir as equações que modelam o filtro LCL [14], dessa forma as equações (4.1), (4.2) e (4.3) são obtidas.

$$v_f(t) - v_{inv}(t) = L_f \left[\frac{d}{dt} i_{inv}(t)\right] + R_f \left[i_{inv}(t)\right] \tag{4.1}$$

$$v_{af}(t) - v_f(t) = L_t \left[\frac{d}{dt} i_f(t)\right] + R_t \left[i_f(t)\right] \tag{4.2}$$

$$v_f = R_{cf} \left[i_f(t) - i_{inv}(t)\right] + \frac{1}{C_f} \int \left[i_f(t) - i_{inv}(t)\right] dt \tag{4.3}$$

Para modelar o sistema no espaço de estados, de acordo com a equação 3.3, as variáveis de estado e as variáveis de controle do sistema precisam ser definidas. Neste caso, as variáveis de estado são a corrente do inversor (i_{inv}), a corrente do filtro híbrido (i_f) e a tensão do capacitor do filtro (v_f), e as variáveis de controle são a tensão na saída do inversor (v_{inv}) e a tensão da parcela ativa do filtro híbrido (v_{af}). Com isso, os vetores de estados e de entradas são definidos como:

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{inv}(t) & i_f(t) & v_f(t) \end{bmatrix}^T \tag{4.4}$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} v_{inv}(t) & v_{af}(t) \end{bmatrix}^T \tag{4.5}$$

As derivadas das variáveis de estado, necessárias para o modelo no espaço de estados, são obtidas das equações (4.1), (4.2) e (4.3):

$$\frac{d}{dt}i_{inv}(t) = -\frac{R_f}{L_f}\left[i_{inv}(t)\right] + \frac{1}{L_f}\left[v_f(t)\right] - \frac{1}{L_f}\left[v_{inv}(t)\right] \tag{4.6}$$

$$\frac{d}{dt}i_f(t) = -\frac{R_t}{L_t}\left[i_f(t)\right] - \frac{1}{L_t}\left[v_f(t)\right] + \frac{1}{L_t}\left[v_{af}(t)\right] \tag{4.7}$$

$$\frac{d}{dt}v_f(t) = R_{cf}\left[\frac{d}{dt}i_f(t) - \frac{d}{dt}i_{inv}(t)\right] + \frac{1}{C_f}\left[i_f(t) - i_{inv}(t)\right] \tag{4.8}$$

A equação (4.8) está escrita em função das derivadas de i_f e de i_{inv}, sendo assim, é possível substituir (4.6) e (4.7) em (4.8) para obter o equacionamento da derivada de v_f.

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}v_f(t) = &\left(\frac{R_f R_{cf}}{L_f} - \frac{1}{C_f}\right)\left[i_{inv(t)}\right] + \left(\frac{1}{C_f} - \frac{R_t R_{cf}}{L_t}\right)\left[i_f(t)\right] \\ &- R_{cf}\left(\frac{1}{L_f} + \frac{1}{L_t}\right)\left[v_f(t)\right] + \frac{R_{cf}}{L_f}\left[v_{inv}(t)\right] + \frac{R_{cf}}{L_t}\left[v_{af}(t)\right]\end{aligned} \tag{4.9}$$

O sistema é então definido no espaço de estados como:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{inv}(t) \\ i_f(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} = \mathbf{F}\begin{bmatrix} i_{inv}(t) \\ i_f(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} + \mathbf{G}\begin{bmatrix} v_{inv}(t) \\ v_{af}(t) \end{bmatrix} \tag{4.10}$$

sendo:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_{f_{pu}}}{L_{f_{pu}}} & 0 & \dfrac{1}{L_{f_{pu}}} \\ 0 & -\dfrac{R_{t_{pu}}}{L_{t_{pu}}} & -\dfrac{1}{L_{t_{pu}}} \\ \dfrac{R_{f_{pu}}R_{cf_{pu}}}{L_{f_{pu}}} - \dfrac{1}{C_{f_{pu}}} & \dfrac{1}{C_{f_{pu}}} - \dfrac{R_{t_{pu}}R_{cf_{pu}}}{L_{t_{pu}}} & -R_{cf_{pu}}\left(\dfrac{1}{L_{f_{pu}}} + \dfrac{1}{L_{t_{pu}}}\right) \end{bmatrix} \tag{4.11}$$

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} -\dfrac{1}{L_{f_{pu}}} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{L_{t_{pu}}} \\ \dfrac{R_{cf_{pu}}}{L_{f_{pu}}} & \dfrac{R_{cf_{pu}}}{L_{t_{pu}}} \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

Assim como descrito pela equação (3.5), a discretização do sistema no espaço de estados é da forma:

$$\begin{bmatrix} i_{inv}(k+1) \\ i_f(k+1) \\ v_f(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_{inv}(k) \\ i_f(k) \\ v_f(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} v_{inv}(k) \\ v_{af}(k) \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

Como discutido no capítulo anterior, diversos métodos de discretização podem ser empregados para se definir as matrizes de estados discreta ($\mathbf{A}$) e de entradas discretas ($\mathbf{B}$). Neste trabalho o método *forward Euler* foi utilizado, porém, ao invés de aplicar os métodos da forma descrita na Tabela 1, é possível realizar a discretização diretamente no espaço de estados, partindo das matrizes $\mathbf{F}$ e $\mathbf{G}$ [78], de acordo com as seguintes equações:

$$\mathbf{A} = e^{\mathbf{F}T_s} \approxeq I_{nxn} + \frac{\mathbf{F}T_s}{1!} \tag{4.14}$$

$$\mathbf{B} \approxeq \mathbf{G}T_s \tag{4.15}$$

onde n é a quantidade de variáveis de estado e I_{nxn} é a matriz identidade com n linhas e n colunas, resultando em:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 - \left(\dfrac{R_f}{L_f}\right)T_s & 0 & \left(\dfrac{1}{L_f}\right)T_s \\ 0 & 1 - \left(\dfrac{R_t}{L_t}\right)T_s & -\left(\dfrac{1}{L_t}\right)T_s \\ \left(\dfrac{R_f R_{cf}}{L_f} - \dfrac{1}{C_f}\right)T_s & \left(\dfrac{1}{C_f} - \dfrac{R_t R_{cf}}{L_t}\right)T_s & 1 - \left(\dfrac{R_{cf}}{L_f} + \dfrac{R_{cf}}{L_t}\right)T_s \end{bmatrix} \tag{4.16}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\dfrac{T_s}{L_{f_{pu}}} & 0 \\ 0 & \dfrac{T_s}{L_{t_{pu}}} \\ \left(\dfrac{R_{cf_{pu}}}{L_{f_{pu}}}\right) T_s & \left(\dfrac{R_{cf_{pu}}}{L_{t_{pu}}}\right) T_s \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

O modelo discreto definido pelas equações (4.13), (4.16) e (4.17) é aplicado pelo FCS-MPC para efetuar as estimações e predições necessárias pelo algoritmo de controle.

Na etapa de estimação, o algoritmo vai estimar o valor das variáveis de estado para o instante $k+1$, $x^e[k+1]$ da Figura 20, para isso a equação (4.13) é reescrita da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} i^e_{inv}(k+1) \\ i^e_f(k+1) \\ v^e_f(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_{inv}(k) \\ i_f(k) \\ v_f(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} v_{inv}(k) \\ v_{af}(k) \end{bmatrix} \tag{4.18}$$

onde o sobrescrito e indica os valores estimados das variáveis de estado, os valores das variáveis de estado e de $v_{af}[k]$ são medidos, e o valor de $v_{inv}[k]$ é o valor de tensão que foi aplicado pelo conversor no início do instante k, esse valor é obtido à partir da seguinte equação:

$$V_{inv}[k] = V_{dc}[k]\mathcal{U}_{v_{opt}}[k] \tag{4.19}$$

onde $V_{dc}[k]$ é o nível de tensão medido no barramento CC no instante k e $\mathcal{U}_{v_{opt}}[k]$ é o nível de tensão ótimo aplicado na saída do conversor no instante k, que foi definido pelo controlador no instante $k-1$.

Para efetuar os cálculos da etapa de predição a equação (4.18) precisa ser "movida" para o período $k+2$, sendo então reescrita como segue:

$$\begin{bmatrix} i^p_{inv_m}(k+2) \\ i^p_{f_m}(k+2) \\ v^p_{f_m}(k+2) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i^e_{inv}(k+1) \\ i^e_f(k+1) \\ v^e_f(k+1) \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} v_{inv_m}(k+1) \\ v_{af}(k+1) \end{bmatrix} \tag{4.20}$$

onde o sobrescrito p indica os valores previstos para cada possível ação de controle m, os valores $i^e_{inv}[k+1]$, $i^e_f[k+1]$ e $v^e_f[k+1]$ são os estimados por (4.18) na etapa de estimação, $v_{inv_m}[k+1]$ são todas as m possíveis ações de controle, e $v_{af}[k+1]$ é o valor na saída da parcela ativa do filtro no instante $k+1$, que pode ser considerada como $v_{af}[k+1] \approx v_{af}[k]$, uma vez que a frequência de amostragem é muito superior à maior frequência dessa variável

[79]. A equação (4.20) é calculada m vezes, e os valores previstos são utilizados pela função custo para definir a ação de controle que será tomada no início no instante $k+1$.

4.1.2 Obtenção das Referências de Controle

Devido à quantidade de variáveis de estado envolvidas no modelo do sistema, diversas abordagens podem ser tomadas quando o FCS-MPC é aplicado a um conversor conectado à rede com filtro LCL. Em [78] os autores apresentam e comparam diversas dessas abordagens, incluindo em suas análises a utilização da técnica de amortecimento através da inclusão de uma resistência virtual. Porém, como a topologia da SI-HAPF não opera exatamente da mesma forma que um conversor conectado à rede [77], o trabalho apresentado em [14] efetuou testes específicos para essa topologia, chegando à conclusão de que o controle multivariável da corrente do inversor (i_{inv}) e da tensão do capacitor do filtro (v_f) resulta em uma melhor resposta para o filtro híbrido, justificando sua aplicação neste trabalho.

O objetivo final do controlador é fazer com que a corrente do ramo do filtro híbrido (i_f) siga uma referência desejada (i_f^*). Essa referência é formada por uma parcela ativa (I_f^{d*}) e uma parcela reativa (I_f^{q*}), sendo formulada de acordo com a equação abaixo.

$$i_{f_{pu}}^*(t) = I_f^{d*} sen(\omega t) + I_f^{q*} cos(\omega t) \tag{4.21}$$

A parcela reativa de (4.21) é responsável por fornecer o reativo requisitado pela carga, e pode ser obtido, por exemplo, através da aplicação de um filtro adaptativo na corrente da carga [15]. Porém, como este capítulo tem como intuito apresentar uma comparação entre os métodos de estimação de parâmetros, a referência de reativo será definida manualmente. Já a parcela ativa de (4.21) é responsável por manter a tensão no banco de capacitores do barramento CC, compensando pelas perdas do sistema, e é obtida por um controlador PI na tensão V_{dc}. Por fim, os sinais de $sen(\omega t)$ e $cos(\omega t)$ são obtidos de um algoritmo PLL sincronizado com a tensão da rede [80].

Como as variáveis de estado sendo controladas são a tensão no capacitor do filtro e a corrente na saída do inversor, é necessário aplicar o modelo do sistema para se calcular as referências dessas variáveis, tomando como base a referência da corrente do ramo do filtro híbrido que foi calculada por (4.21).

A referência da tensão do capacitor do filtro pode ser calculada através da equação (4.22), derivada do circuito da Figura 22.

$$V_{s_{pu}}^{dq} - V_{f_{pu}}^{dq} = (R_{pu} + jX_{pu})\, I_{f_{pu}}^{dq} \tag{4.22}$$

onde,

$$R_{pu} = R_{t_{pu}} + R_{c_{pu}} \tag{4.23}$$

$$X_{pu} = X_{t_{pu}} - X_{c_{pu}} \tag{4.24}$$

Sendo, $X_{c_{pu}}$ e $R_{c_{pu}}$ a reatância capacitiva e a resistência série do banco de capacitores, $X_{t_{pu}}$ a reatância indutiva do transformador, e V_s^{dq} as componentes dq da tensão da rede. Substituindo os valores de I_f^{d*} e I_f^{q*} em (4.22), tem-se o seguinte equacionamento para as componentes dq da referência da tensão do capacitor do filtro:

$$\begin{bmatrix} V_{f_{pu}}^{d*} \\ \\ V_{f_{pu}}^{q*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s_{pu}}^{d} \\ \\ V_{s_{pu}}^{q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_{pu} & X_{pu} \\ \\ -X_{pu} & -R_{pu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{f_{pu}}^{d*} \\ \\ I_{f_{pu}}^{q*} \end{bmatrix} \tag{4.25}$$

O valor da referência no tempo da tensão do capacitor do filtro, para a componente fundamental, é então calculada pela equação (4.26).

$$v_{f_{pu}}^{*}(t) = V_{f_{pu}}^{d*} sen(\omega t) + V_{f_{pu}}^{q*} cos(\omega t) \tag{4.26}$$

A última referência a ser calculada é a referência da corrente do inversor, sendo ela dependente das duas referências calculadas anteriormente. De forma semelhante a utilizada para se encontrar a referência da tensão do capacitor do filtro, a equação (4.27) é obtida através do circuito equivalente da Figura 22.

$$V_{f_{pu}}^{dq} = -j(X_{cf_{pu}})(I_{f_{pu}}^{dq} - I_{inv_{pu}}^{dq}) \tag{4.27}$$

Em (4.27) 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 (4.27):

$$\begin{bmatrix} I_{inv_{pu}}^{d*} \\ \\ I_{inv_{pu}}^{q*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{f_{pu}}^{d*} \\ \\ I_{f_{pu}}^{q*} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{X_{cf_{pu}}} & 0 \\ \\ 0 & -\dfrac{1}{X_{cf_{pu}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{f_{pu}}^{q*} \\ \\ V_{f_{pu}}^{d*} \end{bmatrix} \tag{4.28}$$

A referência da corrente do inversor é então calculada por:

$$i_{inv_{pu}}^{*}(t) = I_{inv_{pu}}^{d*} sen(\omega t) + I_{inv_{pu}}^{q*} cos(\omega t) \tag{4.29}$$

Como discutido em [78] para o caso da aplicação do FCS-MPC em conversores conectados à rede através de um filtro LCL, e em [14] para o caso específico do filtro

híbrido, a aplicação do FCS-MPC nesse tipo de filtro é dificultado devido à ordem do sistema e às frequências de ressonância do filtro LCL, que podem ser excitadas durante a operação do equipamento devido à frequência de chaveamento aleatória gerada pelo FCS-MPC [77].

A avaliação do comportamento do filtro LCL pode ser feita através do seu diagrama de Bode, apresentado na Figura 23, a obtenção do diagrama de Bode é baseada nas funções de transferência do filtro LCL. O desenvolvimento matemático para a obtenção das funções de transferência está demonstrado no Apêndice A.1.

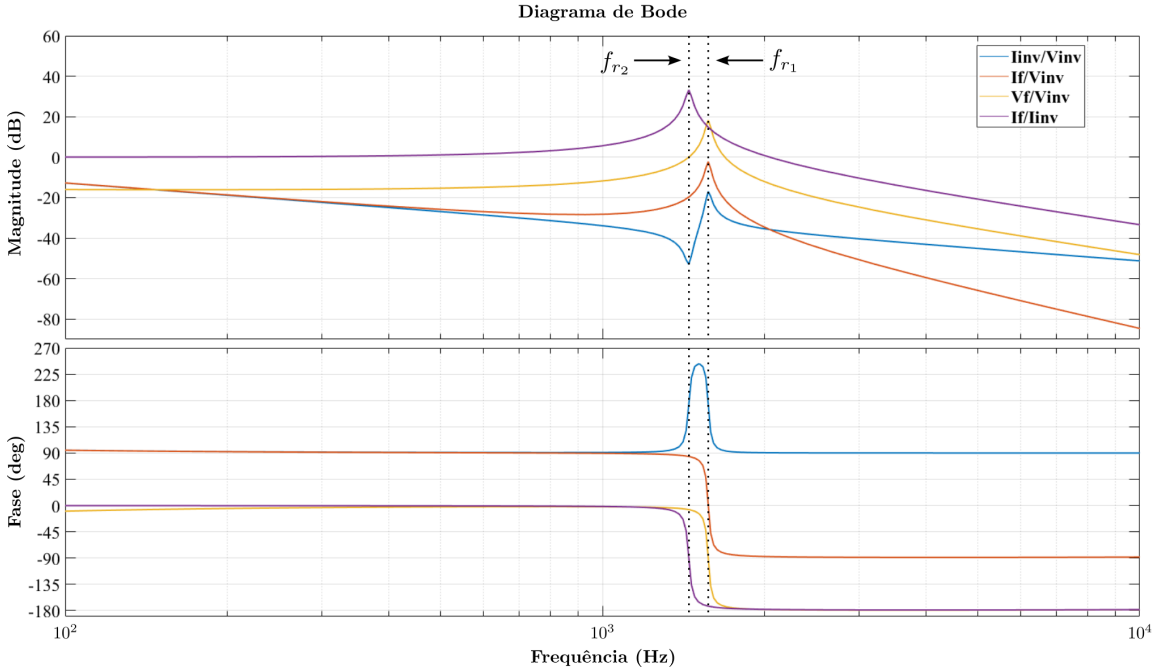


Figura 23 – Diagrama de Bode do filtro LCL.

As frequências de ressonância f_{r_1} e f_{r_2} que aparecem no diagrama de Bode são calculadas de acordo com as equações abaixo [78].

$$f_{r_1} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{L_f + L_t}{C_f L_f L_t}} \tag{4.30}$$

$$f_{r_2} = \frac{1}{2\pi}\frac{1}{\sqrt{C_f L_t}} \tag{4.31}$$

Os valores utilizados para a geração do diagrama de Bode da Figura 23 são mostrados na Tabela 2, e foram baseados nos valores apresentados em [14].

Caso as frequências de ressonância não sejam amortecidas é possível que a utilização de um filtro LCL piore a performance do sistema, por isso, diversas técnicas de amortecimento passivas e ativas foram desenvolvidas ao longo dos anos [81, 82]. As técnicas de amortecimento passivas utilizam componentes extras conectados ao filtro, o que

resulta no aumento do tamanho, do custo e das perdas do sistema. Já as técnicas de amortecimento ativas são baseadas na aplicação de resistores virtuais, que vão emular a presença de resistências no sistema para fazer o amortecimento das ressonâncias [14].

A técnica de amortecimento ativa utilizada neste trabalho é a mesma que foi discutida em [77], na qual uma resistência virtual é aplicada em série com a indutância de saída do filtro LCL (L_t), essa técnica possui as vantagens de ser capaz de amortecer as ressonâncias enquanto ajuda a evitar a circulação de correntes harmônicas devido os harmônicos de tensão da fonte.

A aplicação da resistência virtual é muito simples, sendo apenas necessário somar um termo relativo ao amortecimento na referência da tensão do capacitor do filtro. Esse termo é formado pela multiplicação dos harmônicos de corrente circulando pelo ramo do filtro híbrido com um resistor virtual (R_v), sendo os harmônicos da corrente do filtro obtidos por um filtro adaptativo (ANF - *Adaptive Notch Filter*) [14]. A Figura abaixo mostra o diagrama de blocos da implementação dessa técnica de amortecimento ativo, a estrutura e o funcionamento do ANF (*Adaptive Notch Filter*) serão explicados na Seção 4.2.

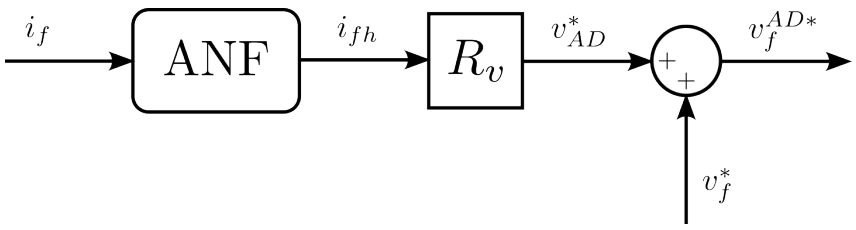


Figura 24 – Diagrama de Blocos da Técnica de Amortecimento Baseado em Resistência Virtual.

Na Figura 24 o termo v^*_{AD} representa a parcela de tensão responsável pelo amortecimento das ressonâncias, e v_f^{AD*} é a referência final da tensão do capacitor do filtro.

4.1.3 Definição da Função Custo

Como definido anteriormente, o controle da corrente do filtro híbrido será realizado indiretamente através do controle multivariável de v_f e de i_{inv}, para isso a seguinte funcão custo pode ser utilizada:

$$J = \lambda_i \|i^*_{inv} - i^p_{inv}\|_2^2 + \lambda_v \|v_f^{AD*} - v_f^p\|_2^2 \tag{4.32}$$

onde i^*_{inv} é a referência da corrente na saída do inversor, i^p_{inv} é o valor previsto para a corrente do inversor, v_f^{AD*} é a referência de tensão no capacitor do filtro já com o termo de amortecimento de ressonâncias, v^p_f é o valor previsto para a tensão do capacitor do

filtro, e λ_i e λ_v são os fatores de peso para o controle da corrente do inversor e para a tensão do capacitor do filtro, respectivamente.

4.1.4 Estratégia de Controle

No capítulo 3 foram apresentados diversos fatores que podem afetar a performance do controlador FCS-MPC, dentre eles o algoritmo de otimização. Nesta parte do trabalho, na qual será feita a comparação entre os métodos de estimação, o algoritmo de otimização utilizado será a formulação mais simples de ESA. Isso pode ser feito pois o conversor empregado nas simulações e no protótipo será um conversor ponte-H monofásico de 3 níveis, o que permite a aplicacão do algoritmo ESA sem maiores preocupações com o tempo de execução, mesmo enquanto os algoritmos de estimação estão sendo executados.

O diagrama de blocos final da estratégia de controle utilizada nos testes é mostrado na Figura 25. Como discutido anteriormente, a referência reativa de corrente no ramo do filtro híbrido (i_f^{q*}) é passada manualmente para o controlador, e a estrutura do filtro adaptativo utilizado será explicada na próxima seção.

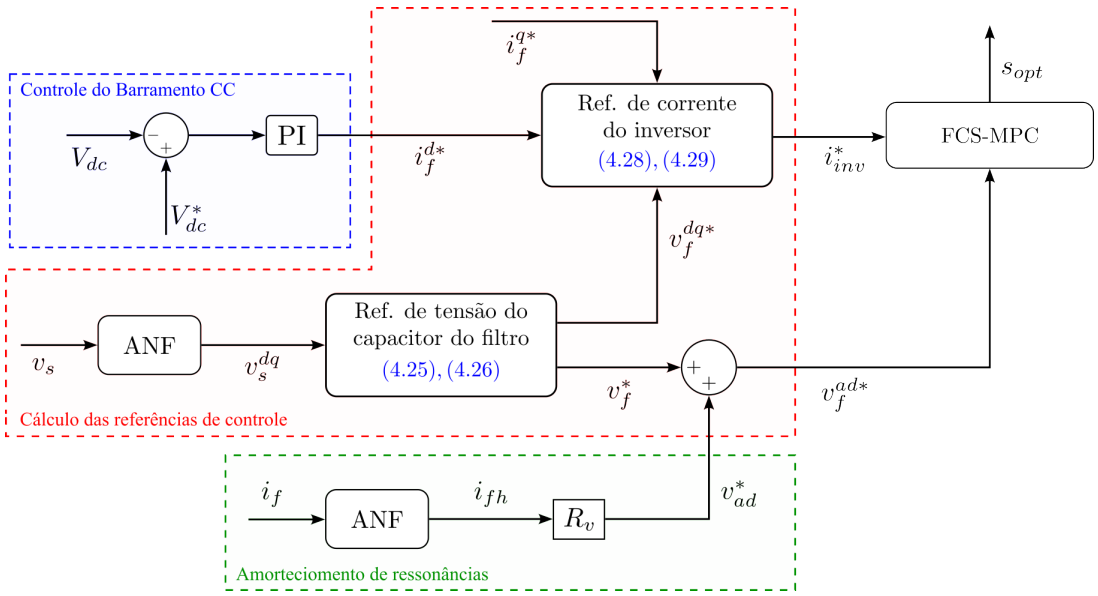


Figura 25 – Diagrama de Blocos da Estratégia de Controle.

4.2 Estimação de Parâmetros com Filtros Adaptativos

A técnica de estimação de parâmetros proposta em [14] leva em consideração as variáveis do sistema em coordenadas dq e o modelo do sistema para fazer a estimação dos parâmetros, sendo os valores dq das variáveis obtidos à partir de uma estrutura muito simples de filtro adaptativo sintonizado (ANF), mostrada na Figura 26.

Quando um sinal de entrada $d[k]$ é aplicado ao ANF um sinal de erro $e[k]$ é obtido, esse sinal de erro vai atuar como a entrada do algoritmo de adaptação dos pesos w_1 e w_2.

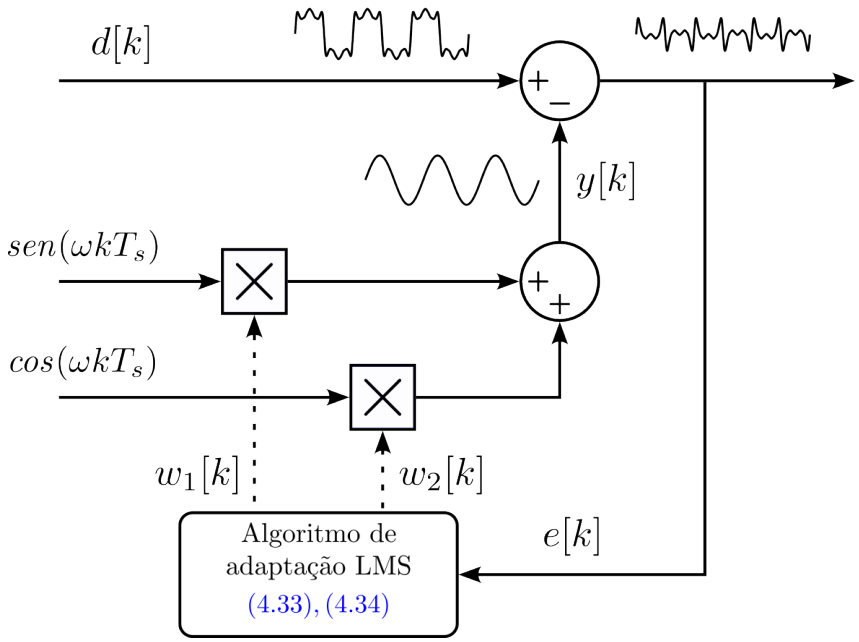


Figura 26 – Diagrama de Blocos do Filtro Adaptativo Sintonizado.

O algoritmo de adaptação é baseado em mínimos quadrados (LMS - *Least Mean Squares*), de acordo com as seguintes equações:

$$w_1[k+1] = w_1[k] + \mu e[k] sen(\omega k T_s) \tag{4.33}$$

$$w_2[k+1] = w_2[k] + \mu e[k] cos(\omega k T_s) \tag{4.34}$$

onde $sen(\omega k T_s)$ e $cos(\omega k T_s)$ são os sinais de sincronização obtidos por um PLL na tensão da rede, e μ é o passo de adaptação, que determina a banda de passagem do filtro e o tempo de convergência. Um valor menor de μ faz com que o filtro fique mais lento, porém, um valor maior de μ aumenta o erro em regime do filtro. Para essa estrutura é possível garantir a estabilidade para todos os valores de passo de adaptação no intervalo $0 < \mu < 0.5$ [83].

O sinal de saída $y[k]$ do ANF pode ser representado como um sinal puramente senoidal, da seguinte forma:

$$\begin{aligned} y(k) &= A\sin(\omega k T + \phi) \\ &= A\cos(\phi)\sin(\omega k T) + A\sin(\phi)\cos(\omega k T) \end{aligned} \tag{4.35}$$

onde A é a amplitude, ϕ é a fase e ω é a frequência do sinal. Porém, como indicado pelo diagrama da Figura 26, a saída do ANF é dada por:

$$y[k] = w_1[k] sen(\omega k T_s) + w_2 cos(\omega k T_s) \tag{4.36}$$

Através da comparação de (4.35) e (4.36) têm-se:

$$w_1[k] = Acos(\phi) \tag{4.37}$$

$$w_2[k] = Asen(\phi) \tag{4.38}$$

O que é equivalente às componentes *dq* obtidas através da referência síncrona, ou seja, os coeficientes w_1 e w_2 representam as componentes direta e em quadratura do sinal de entrada $d[k]$, respectivamente. Ao final do processo de adaptação o ANF é capaz de fornecer tanto as componentes *dq* do sinal de entrada, como os harmônicos presentes nesse sinal, através do sinal de erro $e[k]$.

Considerando o sistema da Figura 22, a seguinte formulação pode ser obtida:

$$\begin{cases} V_s^{dq} - V_{af}^{dq} = (\widehat{R}_c - j\widehat{X}_c)I_f^{dq} \\ V_{af}^{dq} - V_f^{dq} = (\widehat{R}_t + j\widehat{X}_t)I_f^{dq} \end{cases} \tag{4.39}$$

onde $\widehat{R}_c$ e $\widehat{X}_c$ são os valores estimados da resistência e da reatância capacitiva do banco de capacitores, e $\widehat{R}_t$ e $\widehat{X}_t$ são os valores estimados da resistência e da reatância do transformador. Como já foi discutido anteriormente, o banco de capacitores é o parâmetro que mais afeta a operação do filtro híbrido, sendo assim, o único parâmetro estimado neste trabalho será a reatância do banco de capacitores, no entanto, da equação (4.39) é possível se obter as equações para a estimação de $\widehat{R}_c$, $\widehat{R}_t$ e $\widehat{X}_t$ [70].

Partindo da primeira equação de (4.39):

$$\widehat{X}_c = \frac{i_f^q(v_s^d - v_{af}^d) - i_f^d(v_s^q - v_{af}^q)}{(i_f^d)^2 + (i_f^q)^2} \tag{4.40}$$

onde as componentes *dq* são obtidas à partir da aplicação de ANFs a cada uma das variáveis.

A substituição na equação (4.25) de X_c pelo valor calculado de $\widehat{X}_c$ é capaz de corrigir o cálculo das referências de controle, melhorando a resposta do filtro híbrido. Além disso, do valor estimado $\widehat{X}_c$ é possível se estimar o valor da capacitância do banco de capacitores, de acordo com a seguinte equação:

$$\widehat{C} = \frac{1}{\omega\widehat{X}_c} \tag{4.41}$$

na qual $\widehat{C}$ é o valor estimado da capacitância do banco de capacitores.

4.3 Estimação de Parâmetros com Algoritmo RLS

O método recursivo de mínimos quadrados (RLS) já é um método estabelecido para a identificação de parâmetros, apresentando boa estabilidade e tempo de convergência [84], o que a torna uma boa base de comparação com outras técnicas de estimação de parâmetros.

Para a operação do RLS é necessário definir o modelo do sistema, como o objetivo é a estimação da capacitância do banco de capacitores a função de transferência utilizada relaciona a corrente do ramo do filtro híbrido (i_f), considerada como saída do sistema, com a tensão sobre o banco de capacitores (v_c), considerada como entrada do sistema , e é mostrada na equação (4.42). Essa equação é obtida com base no sistema da Figura 22, sendo seu desenvolvimento matemático demonstrado no Apêndice A.2.1.

$$\frac{i_f}{v_c} = \frac{-Cz^{-1} + C}{-CR_c z^{-1} + (CR_c + T_s)} \tag{4.42}$$

onde C é a capacitância do banco de capacitores, e R_c é a resistência série do banco de capacitores.

Como descrito em [85], o algoritmo RLS é baseado no seguinte conjunto de equações:

$$e[k] = y[k] - \phi[k]\hat{\theta}[k] \tag{4.43}$$

$$K[k] = P[k-1]\phi^T[k]\left[\lambda + \phi[k]P[k-1]\phi^T[k]\right]^{-1} \tag{4.44}$$

$$P[k] = \frac{P[k-1] - K[k]\phi^T[k]P[k-1]}{\lambda} \tag{4.45}$$

$$\hat{\theta}[k] = \hat{\theta}[k] + K[k]e[k] \tag{4.46}$$

onde ϕ é o vetor com os valores medidos, $\hat{\theta}$ é o vetor com os parâmetros estimados, K é a matriz de ganho, P é a matriz de covariância, e λ é o fator de esquecimento do RLS. Os vetores $\phi[k]$ e $\hat{\theta}[k]$ são definidos como:

$$\phi[k] = \begin{bmatrix} -i_f(k-1) & v_c(k) & v_c(k-1) \end{bmatrix} \tag{4.47}$$

$$\hat{\theta}[k] = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_1(k) \\ \hat{\theta}_2(k) \\ \hat{\theta}_3(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{\hat{C}\hat{R}_c}{\hat{C}\hat{R}_c + T_s} \\ \dfrac{\hat{C}}{\hat{C}\hat{R}_c + T_s} \\ -\dfrac{\hat{C}}{\hat{C}\hat{R}_c + T_s} \end{bmatrix} \tag{4.48}$$

onde $\hat{C}$ é o valor estimado da capacitância do banco de capacitores e $\hat{R}_c$ é o valor estimado da resistência série do banco de capacitores. A obtenção das equações (4.47) e (4.48) é demonstrada nos Apêndices A.2.2 e A.2.3.

A cada período de amostragem o vetor $\hat{\theta}$ é estimado pela equação (4.46) e, em seguida, baseado em (4.48) tem-se:

$$\hat{\theta}_1 = -\frac{\hat{C}\hat{R}_c}{\hat{C}\hat{R}_c + T_s} \rightarrow \hat{C}\hat{R}_c = -\frac{T_s\hat{\theta}_1}{1+\hat{\theta}_1} \tag{4.49}$$

Substituindo (4.49) na equação de $\hat{\theta}_2$ de (4.48):

$$\hat{C} = \hat{\theta}_2 T_s \left(1 - \frac{\hat{\theta}_1}{1+\hat{\theta}_1}\right) \tag{4.50}$$

Porém, para efetuar a correção no cálculo das referências é necessário o valor da reatância capacitiva do banco de capacitores, que é calculada por:

$$\widehat{X_c} = \frac{1}{\omega\hat{C}} \tag{4.51}$$

Da mesma forma que é feito para o método baseado em filtros adaptativos, o valor de X_c precisa ser substituído pelo valor estimado $\widehat{X_c}$ em (4.25) para que a correção da referência seja realizada.

O fator de esquecimento λ do RLS cria um peso entre as medidas mais antigas e as mais recentes, efetuando assim uma sintonização do algoritmo. Valores maiores de λ melhoram a imunidade à ruídos, porém reduzem a velocidade do algoritmo, enquanto que valores menores de λ aumentam a velocidade do algoritmo com a desvantagem de uma piora na imunidade à ruídos, o que ocasiona em maiores oscilações nos valores estimados [86, 87].

Para fazer com que o algoritmo RLS mantenha uma rápida resposta durante transientes enquanto, ao mesmo tempo, mantém um valor pequeno de oscilações em regime permanente, é possível definir uma regra de adaptação para o fator de esquecimento, montando assim um algoritmo RLS adaptativo.

Neste trabalho, a regra de adaptação do fator de esquecimento é baseada no valor estimado da capacitância do banco de capacitores ($\hat{C}$). Um filtro de média móvel com 167 amostras, que representa 1/4 de ciclo da frequência fundamental, é aplicado ao valor de $\hat{C}$, caso o valor filtrado de $\hat{C}$ sofra uma variação maior do que um limiar predeterminado, indicando a ocorrência de uma variação grande no valor da capacitância do banco de capacitores, o valor de λ é reduzido para garantir uma resposta rápida a esse transitório.

Esse valor menor do fator de esquecimento (λ_{min}) é mantido por dois ciclos da fundamental, sendo então novamente trocado pelo valor anterior (λ_{max}), melhorando a resposta do RLS em regime permanente.

4.4 Comparação de Técnicas de Estimação de Parâmetros

Os três algoritmos descritos anteriormente foram testados tanto em simulações como em um protótipo montado em laboratório. Nos testes o valor da capacitância do banco de capacitores foi alterado durante a operação do equipamento, e o valor estimado por cada um dos métodos foi comparado. Os parâmetros do sistema utilizado tanto nas simulações como nos testes práticos são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do Sistema Utilizado nos Testes de Comparação de Métodos de Estimação

Hardware	
Filtro LCL	$L_f = 5.84mH$; $R_f = 0.2\Omega$
	$C_f = 11.4\mu F$; $R_{cf} = 0.75\Omega$
	$L_t = 1.06mH$; $R_r = 0.17\Omega$
	$f_{r_1} = 1573Hz$; $f_{r_2} = 14478Hz$
Transformador	$S = 7.5kVA$ $(440 : 127V)$
Banco de Capacitores	$C = 274\mu F$; $R_c = 0.7\Omega$
Barramento CC	$V_{dc} = 400V$; $C_{dc} = 9000\mu F$
Rede	$127V$ / $60Hz$
Algoritmos	
PI Barramento CC	$k_p = 0.45$; $k_i = 0.8$
ANF	$\mu_{V_s} = 0.0055$; $\mu_{V_{af}} = 0.0055$
	$\mu_{I_f} = 0.0015$; $\mu_{I_L} = 0.00015$
RLS	$\lambda = 0.99978$
RLS Adaptativo	$\lambda_{min} = 0.9973$; $\lambda_{max} = 0.99995$
FCS-MPC	$\lambda_{inv} = 1$; $\lambda_v = 80$
Amortecimento	$R_v = 4\Omega$
Amostragem	$f_s = 40080Hz$

4.4.1 Resultados de Simulação

A avaliação do desempenho dos três métodos de estimação foi realizada através de uma simulação montada de acordo com a Figura B.1 do Apêndice B. Na simulação

o valor da capacitância do banco de capacitores foi inicializado com um valor de $274\mu F$ (C_1), tendo seu valor alterado para $205.5\mu F$ (C_2) após 2 segundos. Em seguida, passado mais 1 segundo, o valor do banco de capacitores é novamente alterado para $274\mu F$.

A Figura 27 mostra o comportamento dos valores estimados pelos 3 métodos de estimação, com todos os métodos sendo capazes de seguir corretamente as variações no banco de capacitores. As linhas tracejadas são as referências dos valores reais do banco de capacitores, sendo a linha tracejada rosa indicativa de C_1 e a linha tracejada laranja indicativa de C_2.

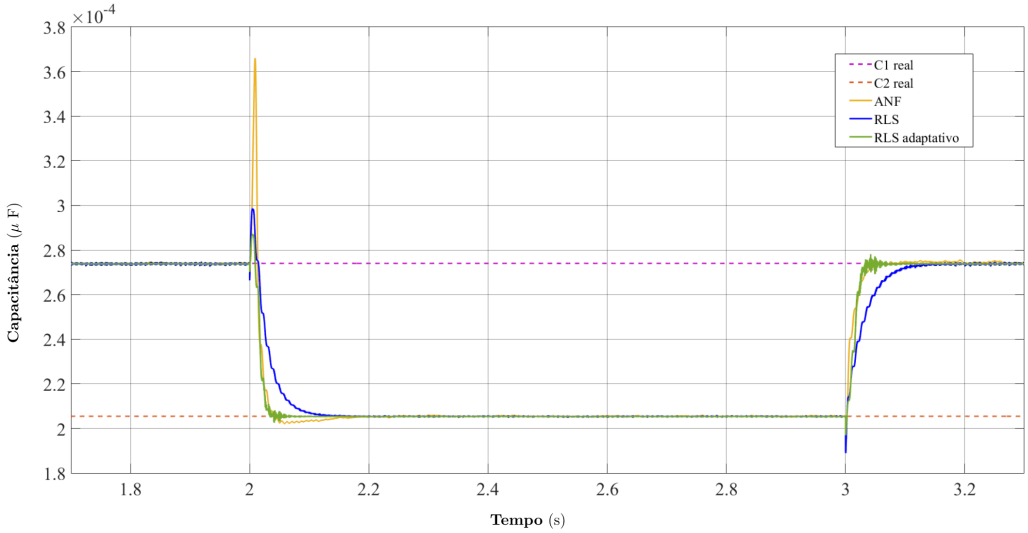


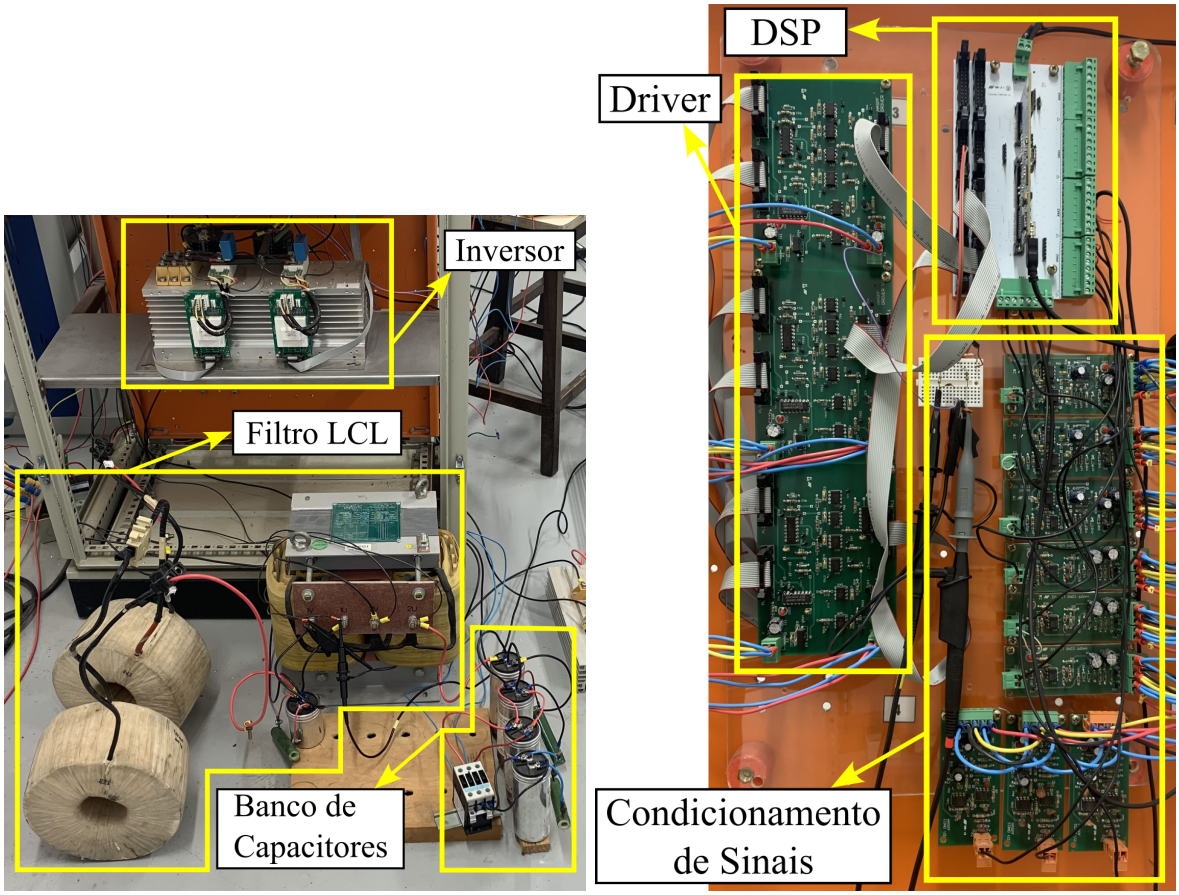
Figura 27 – Resultado de Simulação para a Estimação da Capacitância do Banco de Capacitores com os Três Métodos de Estimação.

Na simulação o método baseado em filtros adaptativos mostrou um grande *overshoot* no momento que o valor da capacitância é reduzido, porém, apresentou uma resposta tão rápida quanto a do método RLS adaptativo, apresentando menos oscilações durante o transitório. Como esperado, o método tradicional de RLS é mais lento do que o método adaptativo, no entanto, também apresenta menos oscilações durante o transitório, o que pode ser desejado para evitar o aparecimento de oscilações nas variáveis controladas.

4.4.2 Resultados Práticos

Para verificar o funcionamento dos 3 algoritmos, um protótipo foi montado em laboratório seguindo o diagrama da Figura 9. O protótipo é mostrado na Figura 28, os algoritmos de controle e estimação foram executados em um DSP TMS320F28379D rodando com um *clock* de $200MHz$ e os parâmetros utilizados são os mesmos da Tabela 2.

O banco de capacitores é formado por 4 capacitores conectados em paralelo, cada um com um valor nominal de $68.5\mu F$, totalizando $274\mu F$. De forma a permitir a variação da capacitância do banco de capacitores durante a operação do equipamento, um



(a) (b)

Figura 28 – Protótipo da SI-HAPF Montado em Laboratório: (a) Circuito de Potência e (b) Circuito de Controle.

desses capacitores é conectado aos outros por meio de um contator, como mostrado na Figura 28a. Sendo assim, quando o contator está fechado o banco de capacitores é formado por 4 capacitores, ficando com um valor de $274\mu F$, e quando o contator é aberto um dos capacitores é removido e a capacitância do banco de capacitores é reduzida para $205.5\mu F$.

Com o intuito de comparar o algoritmo executado no DSP com os resultados obtidos na simulação, três saídas PWM do DSP foram utilizadas como conversor D/A para exibir os valores sendo estimados em tempo real, uma relação de $100\mu F/V$ foi aplicada. O teste realizado na simulação foi então repetido no protótipo, e o resultado é apresentado na Figura 29, na qual o canal 1 do osciloscópio (Azul) é o valor estimado pelo método baseado em filtros adaptativos, o canal 2 (Rosa) é o valor estimado pelo RLS e o canal 3 (Ciano) é o valor estimado pelo RLS adaptativo.

No momento inicial, antes da remoção de um dos capacitores, os três métodos apresentam estimativas muito próximas, com o método baseado em filtros adaptativos estimando um valor de $309\mu F$ e ambos os métodos RLS estimando uma capacitância de $311\mu F$. Apesar do valor médio estimado pelos dois métodos RLS serem o mesmo,

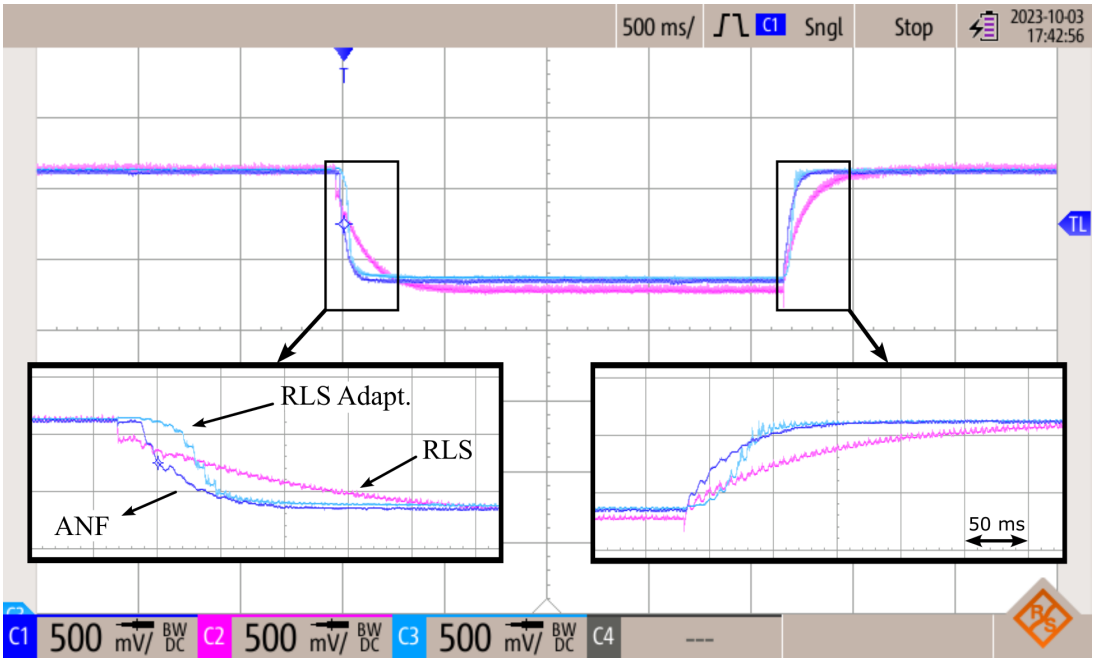


Figura 29 – Resultado Experimental para a Estimação da Capacitânciado Banco de Capacitores com os Três Métodos de Estimação.

é possível notar que o método RLS não adaptativo apresenta um ruído maior no valor estimado, isso ocorre pois o valor do seu fator de esquecimento é menor do que o valor de λ_{max} do RLS adaptativo, que é o valor sendo utilizado pelo algoritmo quando operando em regime permanente.

No momento que o capacitor é desconectado os três algoritmos fazem a estimação do novo valor de capacitância do banco de capacitores, com os algoritmos ANF e RLS adaptativo apresentando uma resposta muito mais rápida do que o RLS, demorando cerca de $100ms$ para alcançar o regime permanente, contra cerca de $250ms$ do RLS convencional. Uma vez alcançado o regime permanente os algoritmos ANF e RLS adaptativo estimaram um valor de capacitância muito próximo, com o método baseado em ANF's estimando $235\mu F$ e o método RLS adaptativo estimando $236\mu F$, já o método RLS apresentou um valor um pouco diferente dos outros dois, estimando um valor de $228\mu F$.

O fluxograma da Figura 30 mostra como foi feita a implementação do FCS-MPC para os testes realizados neste capítulo, sendo o bloco de estimação dependente do algoritmo sendo testado. O *loop* que aparece no fluxograma é feito para efetuar a checagem das possíveis ações de controle, como uma topologia ponte-H monofásica de 3 níveis foi utilizada então é necessário verificar o comportamento do sistema para essas 3 ações de controle.

A Figura 31 mostra o comportamento da corrente do ramo do filtro híbrido no canal 1 do osciloscópio (Azul) e da sua referência no canal 2 do osciloscópio (Rosa) no momento que o capacitor é removido do banco de capacitores, quando nenhum método de

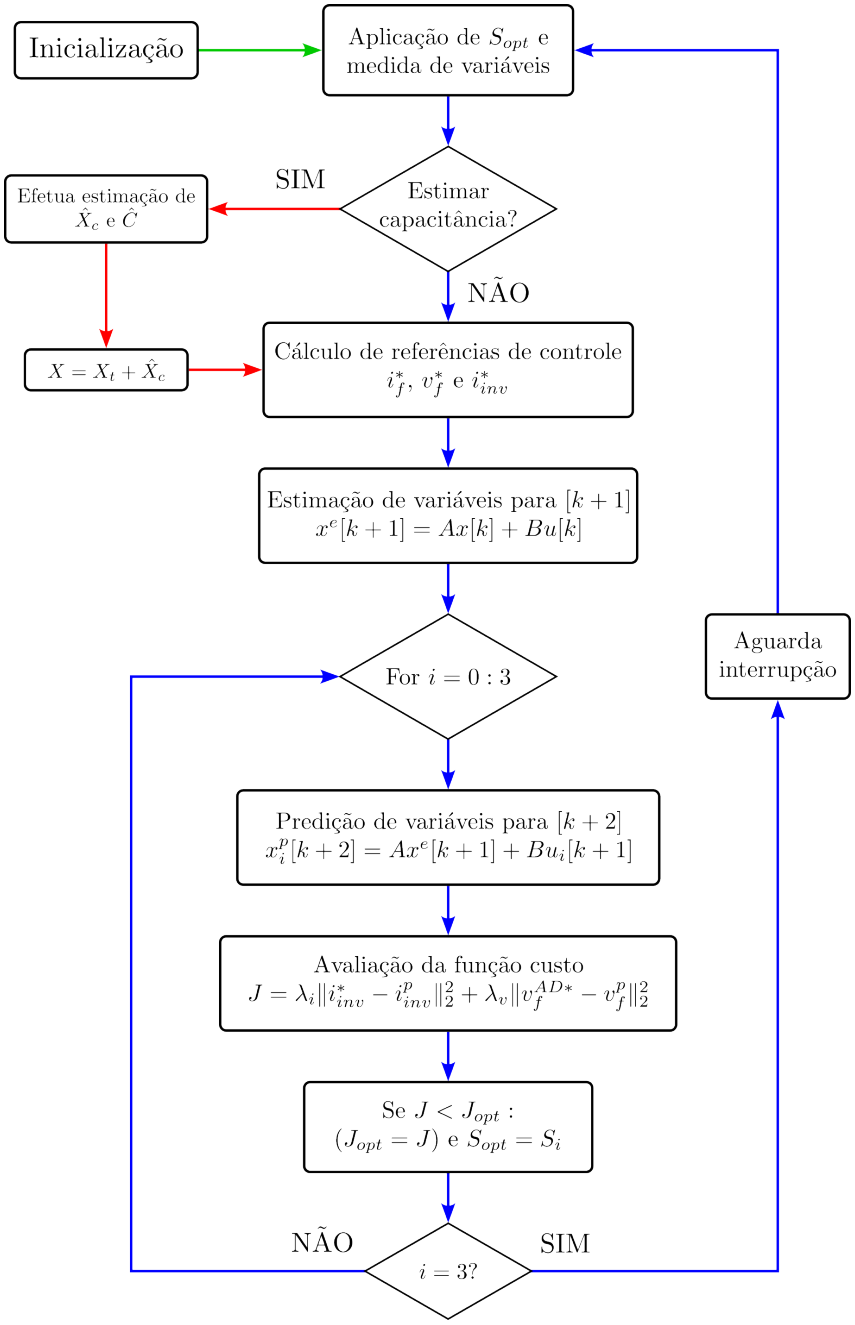


Figura 30 – Fluxograma do Algoritmo Aplicado para os Testes de Comparação de Métodos de Estimação.

estimação é utilizado. O valor da parcela reativa da referência da corrente do filtro (i_f^{q*}) foi mantida fixa em $16A$ durante o teste, e o valor da referência da corrente do filtro foi exibida no osciloscópio com uma relação de $50mV/A$.

Antes do capacitor ser desconectado já é possível visualizar um erro entre o valor da corrente do filtro e sua referência, isso ocorre devido à diferença entre o valor nominal do banco de capacitores sendo utilizado no cálculo das referências ($274\mu F$) e o valor real do banco de capacitores, como indicado no teste anterior, o valor estimado para o banco de capacitores com 4 capacitores foi de $311\mu F$. Quando o capacitor é desconectado o

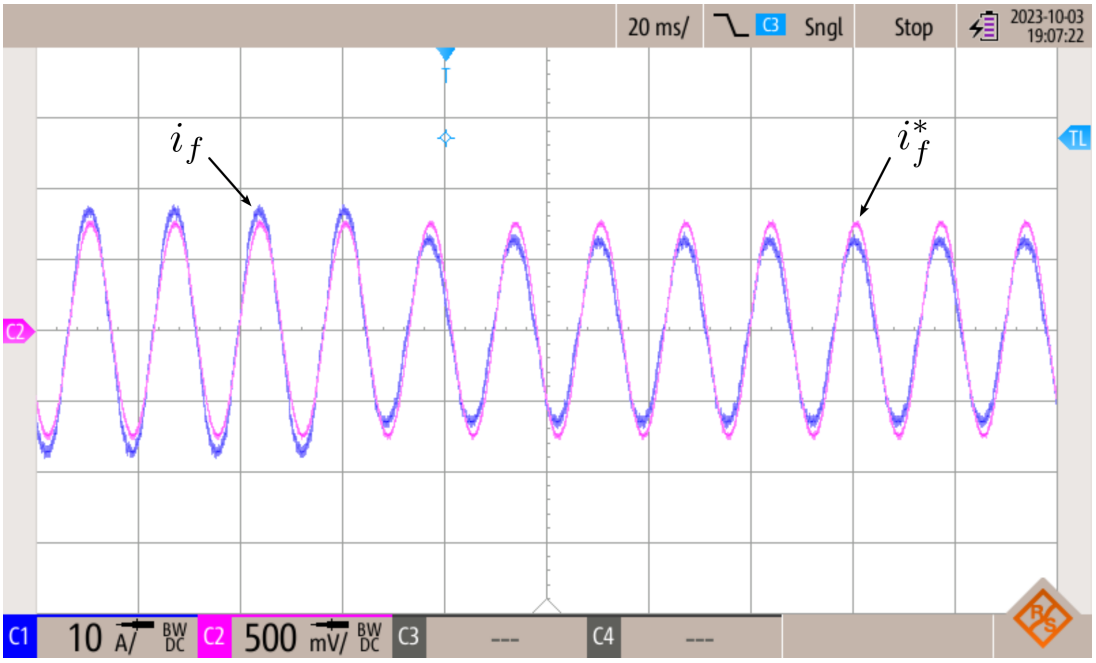
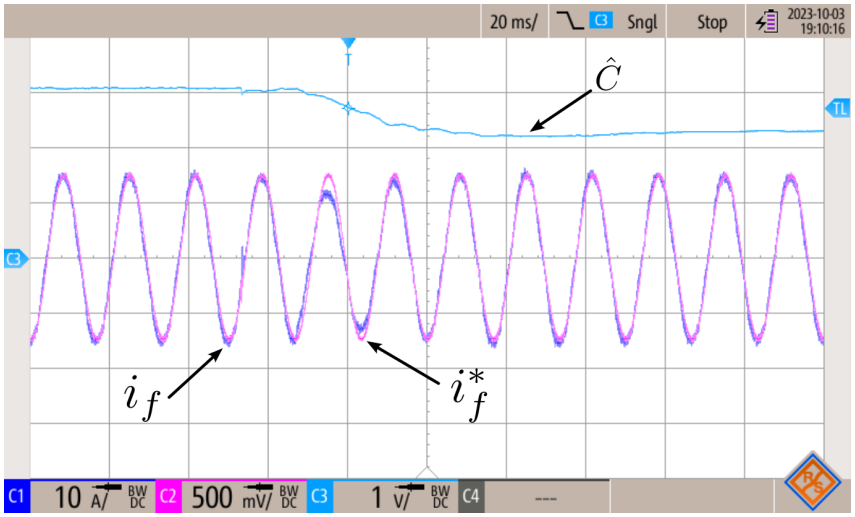


Figura 31 – Resposta da Corrente do Filtro Híbrido para Variação no Banco de Capacitores sem Algoritmo de Estimação de Parâmetros.

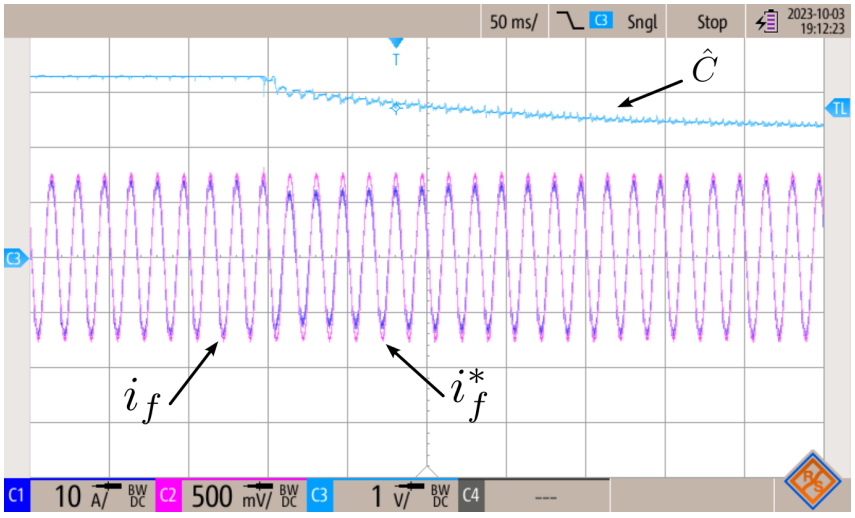
valor da referência não é mudado, porém, é possível notar que a corrente no ramo do filtro híbrido é reduzida, isso ocorre pois agora a referência está sendo calculada com base em um valor muito maior de capacitância no banco de capacitores, o que faz com que a tensão sendo aplicada sobre os capacitores não seja suficiente para que o filtro híbrido forneça a corrente desejada.

A Figura 32 exibe o comportamento da corrente do ramo do filtro híbrido quando os métodos de estimação são utilizados para o ajuste das referências de controle de v_f e de i_{inv}. Nessa figura o canal 1 do osciloscópio mostra a corrente do filtro híbrido, o canal 2 mostra a referência da corrente, e o canal 3 mostra o valor de capaciância sendo estimado. Assim como o que foi feito no teste anterior, a referência da parcela reativa da corrente do filtro híbrido (i_f^{q*}) foi mantida fixa em $16A$ durante estes testes.

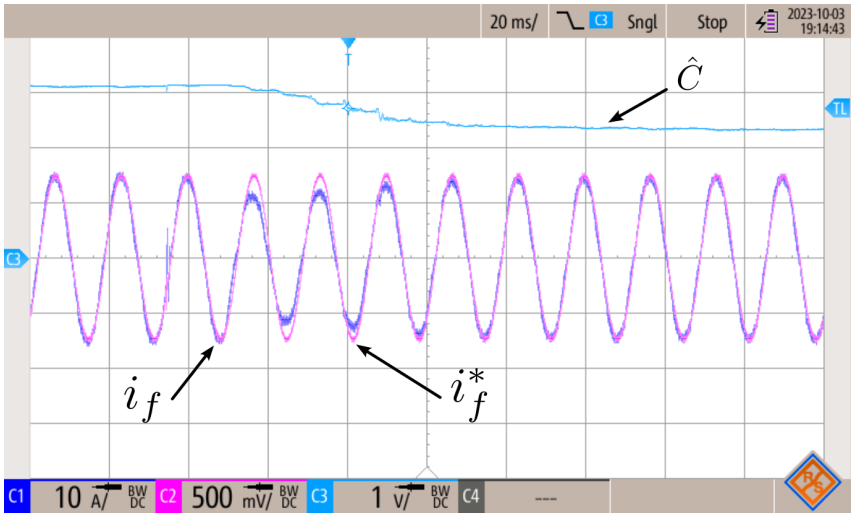
Os três métodos de estimação foram capazes de melhorar a resposta do filtro híbrido, adicionando a capacidade de corrigir a corrente de acordo com variações no valor do banco de capacitores. Os métodos baseados em ANF's e no RLS adaptativo apresentaram uma resposta muito semelhante, com poucas oscilações e demorando cerca de 4 ciclos da fundamental para atingir o regime permanente. Por outro lado, o algoritmo RLS tradicional apresentou mais oscilações em regime permanente e um tempo muito maior para atingir o valor final da estimação, isso é devido ao fator de esquecimento fixo, que precisa ser escolhido com um peso entre qualidade da estimação e velocidade. As maiores oscilações do algoritmo RLS tradicional também afetam a qualidade da corrente do filtro, que apresentou um THD de 4.6% com essa técnica, em relação aos 4.2% atingidos com a utilização das outras duas técnicas de estimação.



(a)



(b)



(c)

Figura 32 – Resposta da Corrente do Filtro Híbrido para Variação do Banco de Capacitores com Estimação (a) Baseada em ANF (b) RLS (c) RLS Adaptativo.

Como discutido anteriormente, um ponto importante de ser considerado na aplicação da técnica FCS-MPC é o tempo de processamento total dos algoritmos sendo utilizados. Sendo assim, o tempo de execução de cada um dos algoritmos de estimação foi medido com base na quantidade de ciclos de *clock* necessários para a execução de todos os cálculos envolvidos. Para o método baseado em ANF's foram considerados o tempo para a execução dos filtros adaptativos e do cálculo da equação (4.40), já para os métodos baseados em RLS foram considerados os cálculos do RLS, equações (4.43) até (4.46), e das equações (4.50) e (4.51) para o cálculo de $\hat{X}_c$, no caso do RLS adaptativo também foi considerada a lógica para execução da adaptação do fator de esquecimento.

A Tabela 3 mostra a comparação do tempo de execução de cada um dos algoritmos, indicando que o tempo de execução do método baseado em filtros adaptativos consegue ser executado em menos da metade do tempo do que os métodos RLS.

Tabela 3 – Tempo de Execução de Métodos de Estimação de Parâmetros.

	Ciclos de Clock do DSP	**Tempo**
Método Baseado em ANF	158	$0.79\mu s$
RLS	364	$1.82\mu s$
RLS Adaptativo	391	$1.955\mu s$

Com base nos testes realizados, o método de estimação baseado na aplicação de filtros adaptativos demonstra ser capaz de obter um resultado semelhante ao método RLS adaptativo, com as vantagens de ser mais simples e apresentar um tempo de execução menor. Sendo assim, no decorrer deste trabalho o valor da capacitância do banco de capacitores será estimado através do método baseado em filtros adaptativos.

5 Compensação Harmônica pelo Modelo

A utilização da *smart impedance* para a compensação de correntes harmônicas provenientes de cargas não-lineares já é estudada desde sua conceitualização em [11]. O FCS-MPC foi aplicado pela primeira vez na SI-HAPF com essa finalidade em [15], onde um controlador proporcional ressonante é adicionado ao loop de controle para encontrar as referências harmônicas que são utilizadas pelo FCS-MPC. Nesse método, o controlador P+R é alimentado com os harmônicos da corrente da carga, sendo obtida em sua saída uma referência de tensão harmônica responsável por sintonizar o ramo do filtro híbrido. Essa referência de tensão harmônica é somada à referência fundamental de tensão do capacitor do filtro (v_f^*), que é obtida como descrito no capítulo anterior. Porém, a utilização do controlador P+R em cascata com o FCS-MPC gera algumas dificuldade e desvantagens:

- O controlador P+R sofre com alta sensibilidade a variações na frequência da rede, e com instabilidades devido mudanças de fase [16];
- O controlador P+R é mais lento do que o FCS-MPC, limitando a dinâmica do sistema;
- A aplicação de diversos controladores ressonantes implica em um alto custo computacional;
- Não existe um método analítico definido na literatura para a sintonização entre os diversos ganhos dos termos ressonantes com os pesos do FCS-MPC.

Para evitar os problemas citados acima, relacionados com a aplicação do controlador P+R em cascata com o FCS-MPC, é desejável que todas as referências de controle sejam encontradas diretamente pelo modelo do sistema, tanto para a frequência fundamental como para as frequências harmônicas.

Neste capítulo é apresentada a proposta de um algoritmo capaz de efetuar os cálculos das referências diretamente pelo modelo do sistema. O método proposto é baseado na utilização de dois filtros adaptativos com estimador de frequência (ANF-FE – *Adaptive Notch Filter with Frequency Estimator*), sendo um aplicado na tensão da rede, e outro na corrente da carga. O ANF-FE aplicado à tensão da rede é responsável pela estimação da frequência da rede, pela geração dos sinais de sincronização, evitando assim a necessidade de um algoritmo de PLL separado, e também fornece os harmônicos de tensão da rede, que são utilizados para efetuar o bloqueio harmônico do filtro híbrido. Já o ANF-FE aplicado à corrente da carga fornece a fase da componente fundamental da corrente da

carga, utilizada no cálculo da referência de compensação de reativo, e as componentes harmônicas que precisam ser compensadas pelo filtro híbrido.

Além disso, como será demonstrado, para que as referências de controle do filtro híbrido sejam calculadas com base no modelo do sistema, é necessário que a integral da referência de corrente sobre o banco de capacitores seja calculada, o que resulta no aparecimento de um valor médio nas referências. Para evitar esse problema, a integral da corrente é realizada através de uma técnica de cascateamento de filtros passa-baixas, que pode ser aplicada em sinais senoidais para evitar o aparecimento de nível CC durante transitórios no sinal.

5.1 Sistema e Aplicação do FCS-MPC

Conversores multiníveis são capazes de fornecer tensões e correntes com menos distorções, reduzir a tensão sobre a chaves de potência, operar com frequências de chaveamento menores, além de possibilitarem a redução de tensões de modo comum, características que os tornam muito atrativos para aplicações de média e alta tensão com alta potência [88]. Topologias modulares de conversores multiníveis são especialmente úteis para aplicações industriais e de conversores conectados à rede, sendo cada vez mais empregadas na conexão de energias renováveis e bancos de baterias [89, 90]. O controle de topologias multiníveis é normalmente mais complexo, sendo geralmente necessário o controle de múltiplas variáveis, o que torna o FCS-MPC um método de controle promissor para essa classe de conversores [53].

Como forma de seguir as tendências da indústria e da academia, o método proposto será avaliado para uma SI-HAPF na qual a parcela ativa é formada por um conversor multinível do tipo ponte-H em cascata de 7 níveis (CHB – *Cascaded H-Bridge*), como mostrado na Figura 33.

Pelo diagrama da Figura 33 fica claro que a única diferença entre o equipamento sendo utilizado nos testes deste capítulo e o que foi utilizado no capítulo anterior é o conversor, que foi substituído por sua variante multiníveis. Sendo assim, o modelo aplicado no FCS-MPC para as estimações e predições permanece o mesmo que foi derivado no capítulo anterior, sendo descrito pelas equações (4.13), (4.16) e (4.17). Em relação ao conversor, cada célula x é montada como mostrado na Figura 33, onde V_{dc_x} é tensão do barramento CC, e S_{xi} representa cada uma das i chaves de potência de cada módulo.

Apesar do modelo do sistema ser o mesmo visto anteriormente, a aplicação do conversor multinível faz com que seja necessário levar em consideração o balanceamento das tensões dos barramentos CC, uma vez que o desbalanceamento entre as tensões nos barramentos aumenta a distorção harmônica na saída do conversor e pode levar o sistema à instabilidade [91].

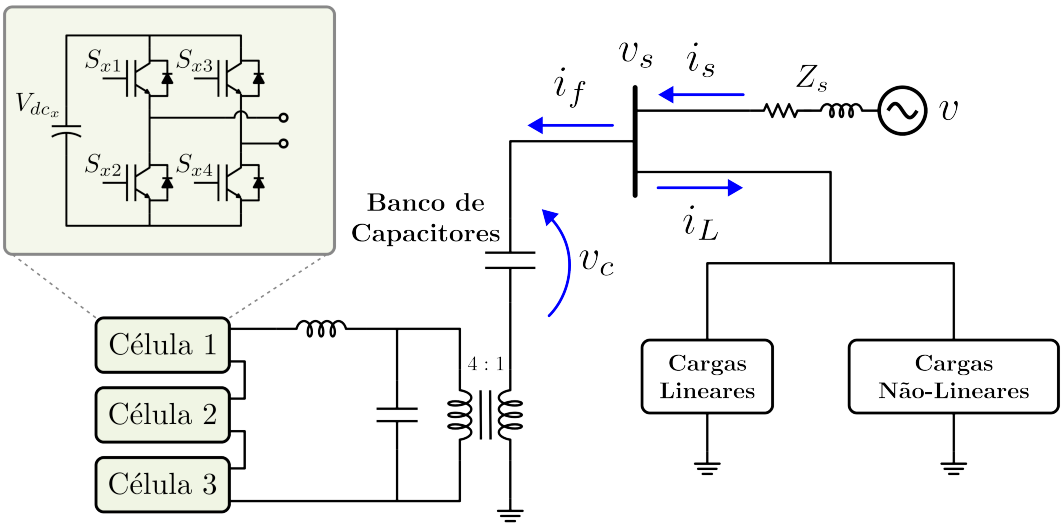


Figura 33 – Diagrama do Filtro Híbrido com Conversor Ponte-H em Cascata de 7 Níveis Aplicado para Compensação de Reativo e Harmônicos.

A forma mais simples de se considerar o balanceamento das tensões dos barramentos CC é através da adição de novos termos na função custo. Tomando como base a função custo definida no capítulo anterior pela equação (4.32), a nova função custo para a operação do conversor multinível é definida como:

$$J = \lambda_i \|i^*_{inv} - i^p_{inv}\|_2^2 + \lambda_v \|v_f^{AD*} - v_f^p\|_2^2 + \lambda_{dc} \sum_{x=1}^{3} \|V^*_{dc} - V^p_{dc_x}\|_2^2 \tag{5.1}$$

onde λ_{dc} é o fator de peso do controle dos barramentos CC, V^*_{dc} é a referência da tensão dos barramentos CC, e $V^p_{dc_x}$ é a tensão prevista no barramento CC da célula x, que é calculada de acordo com:

$$V^p_{dc_x} \approx V_{dc_x} - \left(i^p_{inv} \cdot p_{s_x}[n] \cdot \frac{T_s}{C_{dc}} \right) \tag{5.2}$$

onde V_{dc_x} é o valor da tensão medida no barramento CC da célula x, i^p_{inv} é a corrente prevista na saída do conversor, C_{dc} é a capacitância do capacitor do barramento CC, e p_{s_x} é um fator que indica se a tensão na célula x do conversor é positiva ($p_{s_x} = -1$), negativa ($p_{s_x} = 1$) ou se a célula está desconectada ($p_{s_x} = 0$), de acordo com o estado de chaveamento n para o qual a função custo está sendo analisada [67].

Porém, a aplicação da função custo mostrada na equação (5.1) trás algumas dificuldades, como a sintonização de mais um fator de peso e a necessidade de avaliar a função custo para todos os possíveis estados de chaveamento do conversor. No caso do conversor ponte-H em cascata, um total de 64 estados de chaveamento precisam ser avaliados

(Tabela 9), tornando impraticável a aplicação em tempo real para maiores frequências de amostragem.

Uma forma de mitigar esse problema da aplicação de FCS-MPC em conversores multiníveis é através da utilização de uma estratégia chamada FCS-MPC hierárquico, ou FCS-MPC sequencial, na qual a função custo é separada em duas, com uma delas sendo avaliada apenas para os possíveis níveis de tensão na saída do conversor e a outra avaliando apenas as redundâncias [53, 54]. A função custo (5.1) é então separada da seguinte forma:

$$J_1 = \lambda_i \| i^*_{inv} - i^p_{inv} \|^2_2 + \lambda_v \| v^{ad*}_f - v^p_f \|^2_2 \tag{5.3}$$

$$J_2 = \sum_{x=1}^{3} \| V^*_{dc} - V^p_{dc_x} \|^2_2 \tag{5.4}$$

A Tabela 4 mostra a quantidade de redundâncias relacionadas com cada um dos 7 níveis de tensão possíveis na saída do conversor, ou seja, todos os valores possíveis de v_{inv}. Essa tabela é montada com base na Tabela 9.

Tabela 4 – Quantidade de Redundâncias do Conversor CHB de 7 Níveis.

v_{inv}	Redundâncias
$-3V_{dc}$	1
$-2V_{dc}$	6
$-V_{dc}$	15
0	20
$1V_{dc}$	15
$2V_{dc}$	6
$3V_{dc}$	1

Com isso, dois conjuntos de controle são formados:

$$\mathcal{U}_1 = \left\{ \ -3V_{dc}, \ -2V_{dc}, \ -V_{dc}, \ \ 0, \ \ V_{dc}, \ \ 2V_{dc}, \ \ 3V_{dc} \ \right\} \tag{5.5}$$

$$\mathcal{U}_2 = \left\{ S^r_1, \ \ldots, \ S^r_n \right\} \tag{5.6}$$

sendo o conjunto $\mathcal{U}_2$ dependente do nível de tensão que foi selecionado pela função custo J_1, e S^r_n os n estados de chaveamento redundantes que geram esse nível de tensão. Por exemplo, se a função custo J_1 é avaliada e o valor $v_{inv} = 2V_{dc}$ for selecionado, então a função custo J_2 será avaliada apenas para os 6 estados de chaveamento mostrados entre as linhas 57 e 62 da Tabela 9.

Com esse algoritmo, a função custo J_1 sempre é avaliada 7 vezes, enquanto a função custo J_2 é avaliada no máximo 20 vezes. Além disso, o custo computacional envolvido no cálculo da função custo J_2 é menor do que o de calcular a função custo J_1, pois, no cálculo de (5.2) o valor de i_{inv}^{p} já vai ter sido previamente calculado para a avaliação da função custo J_1 e T_s/C é uma constante. Por fim, não apenas esse método reduz o tempo de cálculo envolvido no FCS-MPC de uma forma simples, como também não ocasiona na perda da otimalidade do controlador, uma vez que as redundâncias não influenciam na corrente de saída do inversor [67].

5.2 Integral Baseada em Cascata de Filtros Passa-Baixas

Como descrito anteriormente, o método de cálculo de referências proposto neste trabalho depende que a integral da corrente do ramo do filtro híbrido (i_f^*) seja calculada, sendo essa corrente a mesma que circula pelo banco de capacitores. Porém, dois problemas podem acontecer durante o cálculo de integrais de sinais senoidais: o aparecimento de algum sinal contínuo no sinal integrado; e a ocorrência de transitórios no sinal sendo integrado.

No caso do acoplamento de um sinal contínuo no sinal integrado, ocorre o aparecimento de uma rampa na resposta do integrador [92]. No entanto, no método proposto neste trabalho esse problema não ocorre, uma vez que o sinal de referência da corrente do ramo do filtro é gerado pelo algoritmo, não existindo a possibilidade de aparecimento de componentes contínuas nesse sinal.

Já a ocorrência de transitórios no sinal integrado vai resultar no aparecimento de uma componente contínua na saída do integrador sempre que esse transitório ocorrer em um momento no qual sua saída for diferente de 0. Esse problema precisa ser resolvido, uma vez que, quando o filtro híbrido é aplicado para a compensação de reativo, sua referência de corrente na frequência fundamental sofre transitórios sempre que uma variação ocorrer nas cargas.

Quando o sinal sendo integrado é senoidal, é possível aplicar a técnica proposta em [93] para efetuar o cálculo da integral sem o aparecimento da componente contínua, mesmo com a ocorrência de transitórios. Nesse método é considerado o fato de que sempre que um sinal senoidal é integrado, o resultado é o próprio sinal atrasado de 90° e multiplicado por um ganho de $1/\omega$ [94]. Isso é facilmente verificável pela integral da equação (5.7), cuja resposta pode ser visualizada na Figura 34.

$$\int Asen(\omega t + \Phi) = -\frac{A}{\omega} cos(\omega t + \Phi) \tag{5.7}$$

Na equação (5.7) A é a amplitude, ω é a frequência angular e Φ é a fase do sinal

sendo integrado.

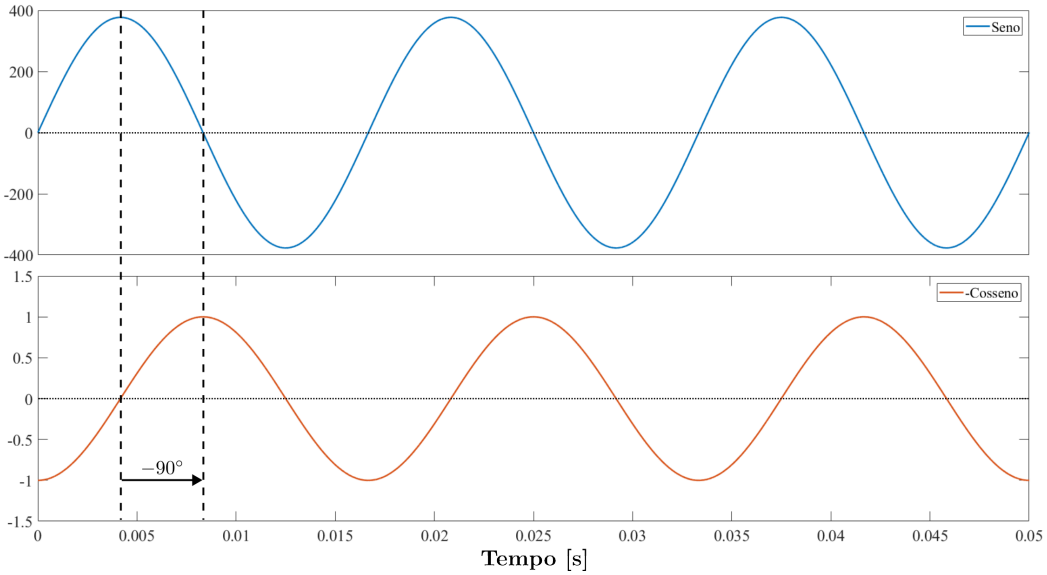


Figura 34 – Resposta da Integral de um Sinal Senoidal Genérico.

Na Figura 34 o sinal do quadro superior, em azul, é o sinal senoidal sendo integrado ($Asen(\omega t)$), e no quadro inferior, em vermelho, é mostrada a sua integral, dessa forma podemos visualizar que o sinal foi atrasado de 90° e multiplicado por um fator de $1/\omega$.

Sendo assim, em [93] os autores propõe um integrador baseado em uma cascata de filtros passa-baixas programável (PCLPF – *Programmable Cascaded Low-Pass Filter*) que, ao final, geram um atraso de 90° no sinal de entrada, sendo também necessária a multiplicação por um ganho, para corrigir a amplitude da saída.

Quando múltiplos filtros com as mesmas características são colocados em cascata o defasamento total e o ganho total são obtidos, respectivamente, de acordo com:

$$\phi_T = \phi_1 + \phi_2 + \ldots + \phi_n = n\phi \tag{5.8}$$

$$K_t = K_1 K_2 \ldots K_n = K^n \tag{5.9}$$

onde ϕ é o deslocamento de fase e K é o ganho de cada filtro.

Considerando que, para a integração correta do sinal, a fase deve ser atrasada de 90° e o ganho total deve ser de $1/\omega$ têm-se:

$$\phi_T = -90° \rightarrow \phi = -\frac{90°}{n} \tag{5.10}$$

$$GK_T = \frac{1}{\omega} \tag{5.11}$$

onde G é o ganho de correção aplicado após os filtros passa-baixas. A Figura 35 mostra o diagrama da técnica de integração baseada no cascateamento de filtros passa-baixas para um integrador com 3 filtros.

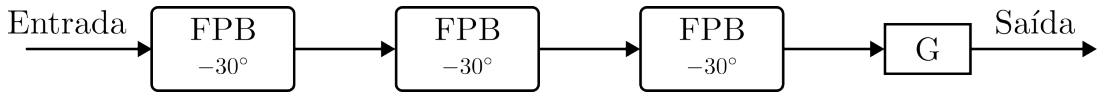


Figura 35 – Diagrama do Método de Integração Baseado em Filtros Passa-Baixas em Cascata.

Porém, para reduzir o número de cálculos e evitar a necessidade de sintonizar diversos filtros passa-baixas, o trabalho apresentado em [94] propõe um método de efetuar essa integração com base em uma rede neural recorrente (RNN – *Recurrent Neural Network*) formada por apenas 4 coeficientes. Os coeficientes são calculados por um algoritmo de filtro de Kalman estendido, que efetua *offline* o treinamento da rede neural de acordo com a frequência do sinal que será integrado. O mesmo PCLPF com três estágios da Figura 35 é representado pela rede neural mostrada no diagrama da Figura 36.

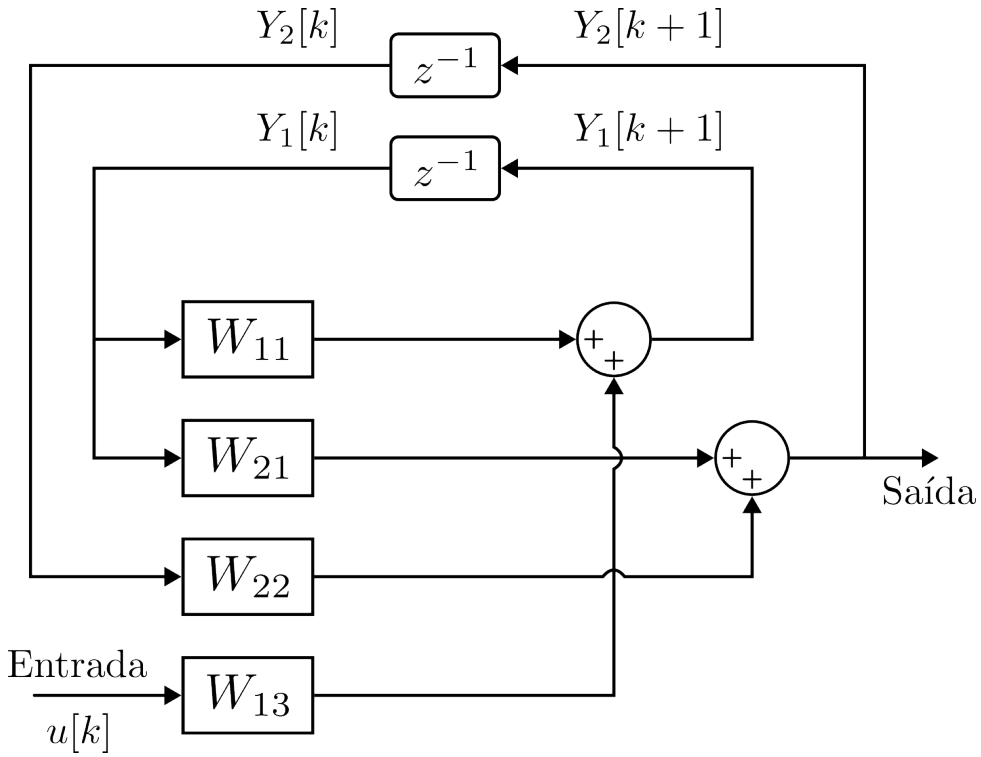


Figura 36 – Diagrama do Método de Integração Baseado em Filtros Passa-Baixas em Cascata Realizado Através de Rede Neural.

Basicamente, após o treinamento, a rede neural forma um filtro com as características desejadas para realizar a integração do sinal. Na Figura 36, Y_x são as saídas do

filtro, e W_{ab} são os coeficientes calculados através do filtro de Kalman, de acordo com o processo descrito em [94]. Analisando o diagrama, o equacionamento final do integrador RNN-PCLPF é então descrito pela equação:

$$\begin{bmatrix} Y_1(k+1) \\ Y_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{11} & 0 \\ W_{21} & W_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_1(k) \\ Y_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_{13} \\ 0 \end{bmatrix} u[k] \tag{5.12}$$

Com a saída Y_2 representando a integral do sinal de entrada, ou seja:

$$\int u(t)dt \approx Y_2[k+1] \tag{5.13}$$

5.2.1 Análise do Método de Integração

Para verificar o funcionamento da técnica de integração PCLPF, e de sua variante RNN-PCLPF, uma análise foi realizada através de simulações, sendo os diagramas da simulação mostrados no Apêndice B.2. Na simulação foi considerado um integrador PCLPF com três filtros passa-baixas em cascata, o projeto dos filtros e do ganho de saída do PCLPF são apresentados no Apêndice A.3. Os parâmetros da simulação são descritos na Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros de Simulação para a Avaliação dos Métodos de Integração.

Sinal de entrada	
Amplitude	$A_1 = 2\pi 60$; $A_2 = 4\pi 60$; $\Phi = 90°$
Frequência	$60Hz$
Algoritmos de Integração	
PCLPF	$\phi_T = -90.1941°$; $K_T = 0.9762$; $G = 0.002717$
RNN-PCLPF	$W_{11} = 0.99081$; $W_{21} = 0.00927$ $W_{22} = 0.99046$; $W_{13} = 0.00005$

Os resultados da simulação são mostrados na Figura 37. O sinal de entrada dos integradores é mostrado na Figura 37a, o sinal foi colocado com uma fase $\Phi = 90°$ para que o integrador convencional não apresentasse nível médio durante sua inicialização na simulação. As amplitudes do sinal de entrada foram selecionadas de forma que os sinais integrados ficassem com uma amplitude conveniente para facilitar a visualização. Nas Figuras 37b-d, a resposta do integrador é indicada pela linha contínua, enquanto a linha tracejada mostra o valor ideal que deveria ser calculado pelo integrador.

A resposta obtida pelo integrador convencional é mostrada na Figura 37b, ficando claro o aparecimento de um nível médio no valor integrado. Já para os métodos baseados em PCLPF, além do não aparecimento de um valor contínuo, a integral é calculada muito

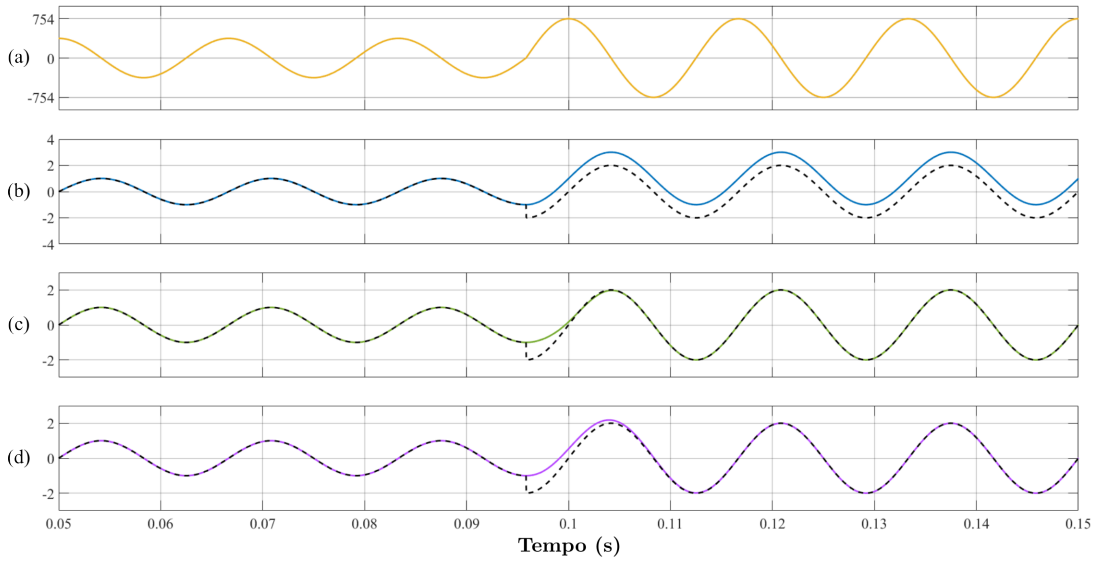


Figura 37 – Simulação: (a) Sinal de Entrada dos Integradores, (b) Integrador Discreto Convencional, (c) Integrador PCLPF, (d) Integrador RNN-PCLPF.

rápido, com um tempo de convergência de aproximadamente 1/4 ciclo para o PCLPF e 1/2 ciclo para o RNN-PCLPF.

O erro da resposta dos métodos de integração é comparado na Figura 38. Essa figura evidencia o aparecimento do nível médio no integrador convencional, além de indicar um erro em regime. Os métodos baseados em PCLPF, além de serem rápidos, se mostram capazes de evitar o aparecimento de erro em regime permanente no cálculo da integral.

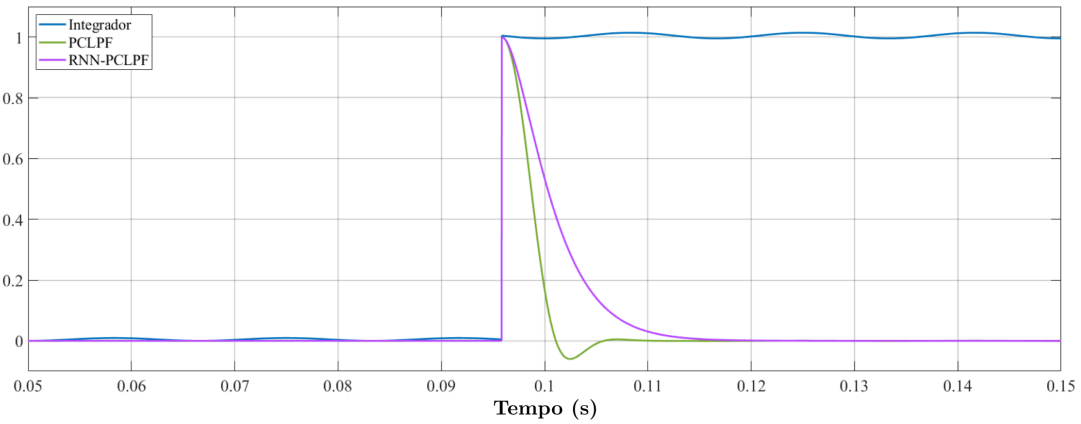


Figura 38 – Simulação: Erro da Resposta dos Integradores.

Apesar do método PCLPF se mostrar um pouco mais rápido do que sua variante baseada em RNN nas simulações realizadas, também é necessário considerar o custo computacional envolvido no cálculo dessa integral. Da forma que foi projetado, o método PCLPF utiliza três filtros passa-baixas *Butterworth* de segunda ordem, cada um desses filtros necessita realizar 5 multiplicações e 4 somas, totalizando 15 multiplicações e 12 somas necessárias para a realização da integração. Já o método RNN-PCPLF precisa efetuar 4

multiplicações e 2 somas para efetuar a integração, reduzindo o custo computacional total envolvido no cálculo da integral. Além disso, o método RNN-PCLPF apresentou uma resposta mais suave ao transitório, evitando *overshoot* no valor calculado. Devido essas características, o algoritmo escolhido para ser aplicado neste trabalho foi o RNN-PCLPF.

5.3 Filtro Adaptativo com Estimador de Frequência

O filtro adaptativo descrito no capítulo 4, mostrado na Figura 26, efetua a extração de todas as harmônicas presentes no sinal de entrada. Porém, o método de obtenção de referências proposto neste trabalho depende da separação de cada harmônica do sinal de tensão da rede e do sinal de corrente da carga, fazendo com que esse algoritmo de filtro adaptativo não possa ser aplicado.

Um algoritmo de filtro adaptativo capaz de efetuar essa separação das frequências harmônicas do sinal é descrito em [95]. Além disso, devido sua característica de possuir um estágio de estimação da frequência fundamental do sinal, esse algoritmo é denominado filtro adaptativo com estimador de frequência (ANF-FE). Além de possibilitar a extração de cada harmônica, o ANF-FE também possui um tempo de convergência menor do que o do ANF aplicado nos testes do capítulo 4 [96].

A estrutura do ANF-FE é mostrada na Figura 39 e, como descrito em [14], após a discretização pelo método *forward Euler* suas equações ficam da seguinte forma:

$$\omega[k+1] = \omega[k] - T_s\gamma x_1[k]\omega[k]e[k] \tag{5.14}$$

$$\dot{x}_i[k+1] = \dot{x}_i[k] + T_s\left(2\zeta_i\omega[k]e[k] - i^2\omega^2[k]x_i[k]\right) \tag{5.15}$$

$$x_i[k+1] = x_i[k] + T_s\dot{x}_i[k] \rightarrow i = 1, 2, ..., N \tag{5.16}$$

$$e[k+1] = d[k] - \sum_{\ell=1}^{N}\dot{x}_\ell[k] \tag{5.17}$$

onde, $\omega[k]$ é a frequência angular estimada para a fundamental do sinal de entrada $d[k]$, $e[k]$ é o sinal de erro, e os coeficientes de adaptação γ e de amortecimento ζ, são responsáveis por definir a velocidade e a precisão da estimação da frequência e do sinal de entrada, respectivamente. O ANF-FE é formado por N filtros sintonizados, representados pelas equações (5.15) e (5.16), nas quais i representa a ordem da harmônica para qual o filtro está sintonizado. Os sinais de saída x_i e $\dot{x}_i$ são ortogonais, e a soma das saídas $\dot{x}$ de todos os filtros sintonizados efetua a reconstrução do sinal de entrada até a N^a harmônica.

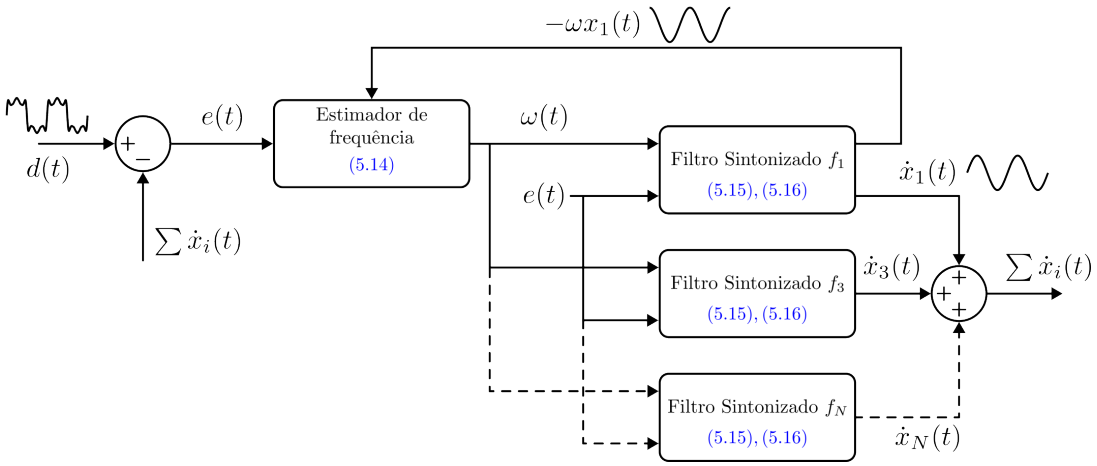


Figura 39 – Diagrama do Filtro Adaptativo com Estimador de Frequência.

As saídas de cada filtro sintonizado são descritas, em regime permanente, pelas seguintes equações:

$$\dot{x}_i = A_i sen\left(i\omega t + \phi_i\right) \tag{5.18}$$

$$-i\omega x_i = A_i cos\left(i\omega t + \phi_i\right) \tag{5.19}$$

onde A_i é a amplitude da componente de frequência i, ω é a frequência angular da fundamental, estimada pela equação (5.14), e ϕ_i é a fase dessa componente [95]. A amplitude de cada componente pode então ser obtida através da seguinte equação:

$$A_i = \sqrt{i^2\omega^2 x_i^2 + \dot{x}_i^2} \tag{5.20}$$

Uma simulação para verificar o funcionamento do ANF-FE foi montada de acordo com os diagramas mostrados no Apêndice B.3. Uma carga não linear do tipo fonte de tensão foi utilizada para gerar uma corrente com distorções, essa corrente foi aplicada na entrada do ANF-FE, e o resultado da saída do filtro pode ser visto na Figura 40.

Na simulação foram considerados 8 filtros sintonizados, sendo 1 para a frequência fundamental e 7 sub-filtros, sintonizados para as frequências harmônicas ímpares até a 15^a harmônica. O resultado demonstra a capacidade do ANF-FE de extrair as frequências desejadas do sinal, e indica um tempo de convergência de 2 ciclos da fundamental.

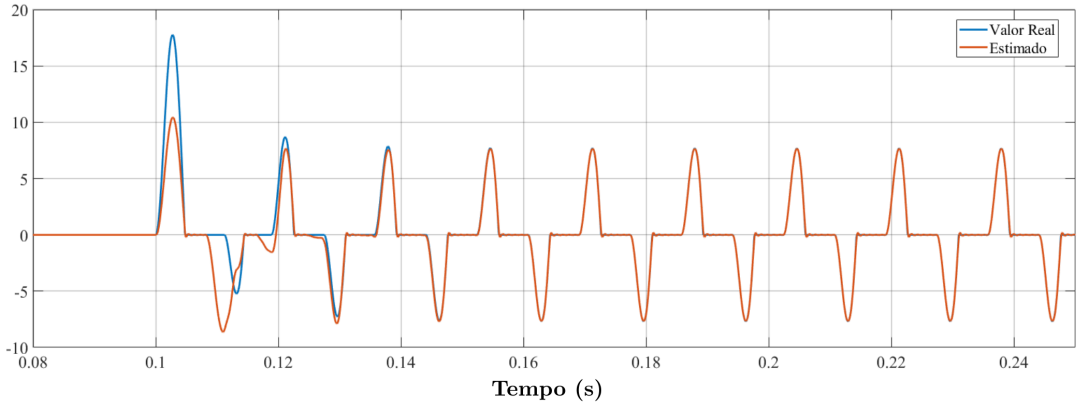


Figura 40 – Resposta do ANF-FE para a Reconstrução de um Sinal até a 15^a Harmônica.

5.4 Obtenção das Referências de Controle Através do Modelo no Tempo

No capítulo anterior, foi demonstrado um método de obtenção das referências de controle da SI-HAPF baseado na aplicação do modelo em coordenadas *dq*. Porém, esse método considera apenas a compensação da potência reativa da carga. Para que o modelo do sistema possa ser aplicado diretamente tanto para a compensação de reativo como de harmônicos, é necessária a aplicação do modelo no tempo. O circuito equivalente em *pu* que será aplicado para o cálculo das referências é similar ao mostrado na Figura 22, sendo repetido na Figura 41 para facilitar o acompanhamento do equacionamento e para levar em conta a modificação do conversor utilizado.

Na Figura 41, v é a tensão do alimentador, v_s é a tensão da rede no ponto de acoplamento do equipamento, v_c é a tensão sobre o banco de capacitores, v_{af} é a tensão aplicada pela parte ativa do filtro híbrido, v_f é a tensão sobre o capacitor do filtro LCL, v_{inv} é a tensão aplicada pelo conversor, i_s é a corrente na fonte, i_ℓ é a corrente das cargas, i_f é a corrente no ramo do filtro híbrido, i_{inv} é a corrente do inversor, Z_s é a impedância da rede, L_t e R_t são a indutância e a resistência do enrolamento do transformador, C_f e R_{cf} são a capacitância e a resistência série do capacitor do filtro LCL, e L_f e R_f são a indutância e a resistência do enrolamento do indutor do filtro LCL. Para simplificar a notação os subscritos indicativos de "pu" foram omitidos.

A ideia por trás do método proposto é que, com base na referência de corrente do ramo do filtro híbrido (i_f^*), sejam calculadas as referências de v_f e de i_{inv} diretamente através do modelo do sistema no tempo.

Para a obtenção das referências de controle primeiro é necessária a obtenção de um sinal de sincronismo com a rede, esse sinal pode ser obtido através de um algoritmo PLL, porém, como forma de evitar a aplicação de um algoritmo específico somente para a sincronização, é possível utilizar um ANF-FE na medida da tensão da rede para obter

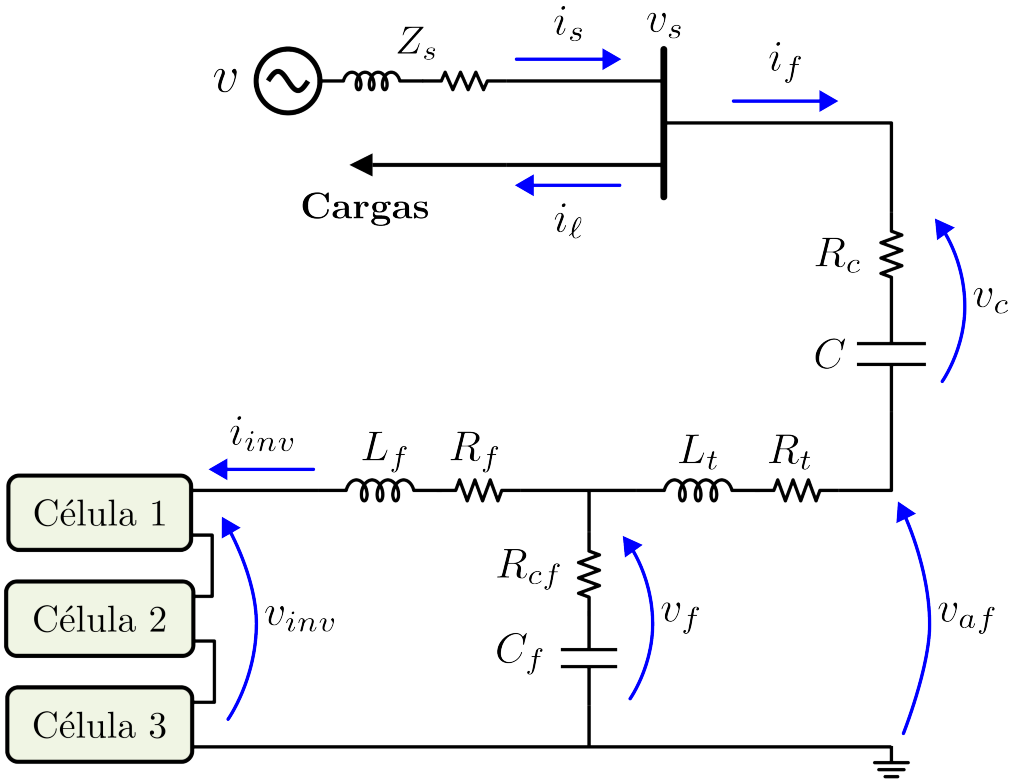


Figura 41 – Circuito Equivalente da SI-HAPF com Conversor Multinível em pu.

o sinal de sincronia. Esse ANF-FE também é aplicado para a extração das componentes harmônicas da tensão da rede, que serão aplicadas para efetuar o bloqueio harmônico, como será explicado adiante. De acordo com as equações (5.18) e (5.19), os sinais de saída da frequência fundamental do ANF-FE aplicado à tensão da rede são:

$$\dot{x}_{v_1}[k] = V_1 sen\left(\omega_1 k + \phi_v\right) \tag{5.21}$$

$$-\omega_1 x_{v_1}[k] = V_1 cos\left(\omega_1 k + \phi_v\right) \tag{5.22}$$

onde V_1 é a amplitude da fundamental da tensão da rede, ω_1 é a frequência da fundamental estimada pelo filtro adaptativo, e ϕ_v é a fase da tensão da rede, que, por ser usada como referência, é considerada sendo igual a 0. A amplitude do sinal pode ser calculada como descrito pela equação (5.20), possibilitando a obtenção dos sinais de sincronia à partir de:

$$\hat{v}_{sen} = \frac{\dot{x}_{v_1}[k]}{V_1} = \frac{\dot{x}_{v_1}[k]}{\sqrt{\omega_1^2 x_{v_1}^2 + \dot{x}_{v_1}^2}} = sen\left(\omega_1 k\right) \tag{5.23}$$

$$\hat{v}_{cos} = \frac{-\omega_1 x_{v_1}[k]}{V_1} = \frac{-\omega_1 x_{v_1}[k]}{\sqrt{\omega_1^2 x_{v_1}^2 + \dot{x}_{v_1}^2}} = cos\left(\omega_1 k\right) \tag{5.24}$$

5.4.1 Obtenção da Referência de Corrente do Ramo da SI-HAPF (i_f^*)

A referência para a corrente do ramo do filtro híbrido deve ser composta por uma parcela na frequência fundamental, responsável pela compensação do reativo das cargas e pela manutenção da tensão do barramento CC, e por uma parcela harmônica, responsável por evitar que as correntes harmônicas da carga fluam pela rede.

A obtenção da parcela fundamental da referência de corrente do ramo do filtro híbrido é feita de forma semelhante à demonstrada na aplicação do capítulo anterior, a referência é dividida em sua parcela ativa, que realiza a manutenção da tensão dos barramentos CC, e uma parte reativa, que efetua a compensação do reativo das cargas.

Para o cálculo da componente ativa da referência (I_f^{d*}), um controlador PI é aplicado ao valor médio das tensões dos barramentos CC, ou seja, o sinal de corrente de referência vai ser proporcional ao erro médio das tensões do barramento. Para que as tensões dos barramentos CC sejam devidamente igualadas, o FCS-MPC precisa efetuar a escolha do estado de chaveamento que vai reduzir o erro nas tensões dos três barramento CC, isso é feito através da função custo J_2 definida na equação (5.4).

Como descrito em [95], a parcela reativa da corrente da carga pode ser definida como:

$$I_{\ell_r} = I_{\ell_1} sen\left(\phi_{i_1} - \phi_{v_1}\right) = I_{\ell_1} sen\left(\phi_{i_1}\right) \tag{5.25}$$

onde I_{ℓ_r} é o reativo da corrente da carga, I_{ℓ_1} é a amplitude da fundamental da corrente da carga, ϕ_{i_1} é a fase da fundamental da corrente da carga, e ϕ_{v_1} é a fase da tensão da rede, que, como discutido anteriormente, é considerada como sendo igual a 0 .

A aplicação do ANF-FE ao valor medido de corrente na carga vai fornecer os seguintes sinais na saída do filtro sintonizado da frequência fundamental:

$$\dot{x}_{i_1}[k] = I_{\ell_1} sen\left(\omega_1 k + \phi_i\right) \tag{5.26}$$

$$-\omega_1 x_{i_1}[k] = I_{\ell_1} cos\left(\omega_1 k + \phi_i\right) \tag{5.27}$$

A frequência angular ω_1 utilizada no ANF-FE da corrente da carga é a mesma que foi estimada pelo ANF-FE da tensão da rede, isso é feito pois, além das frequências do dois sinais serem iguais, o sinal de tensão sofre menos variações de amplitude e é, geralmente, menos ruidoso, resultando em uma melhor estimação de frequência [96]. Partindo desses valores, em [37] é demonstrado que a parcela reativa fundamental da corrente pode ser obtida pela equação (5.28), a demonstração desse resultado é mostrada no Apêndice A.4.

$$I_{\ell_r} = \omega_1 x_{i_1} \hat{v}_{sen} + \dot{x}_{i_1} \hat{v}_{cos} \tag{5.28}$$

Para poder fornecer a quantidade de reativo necessário pela carga, a parcela reativa da corrente do ramo do filtro é configurada de acordo com a equação (5.29).

$$I_f^{q*}[k] = -I_{\ell_r}[k]; \tag{5.29}$$

Com base nas componentes ativa e reativa da referência da corrente, o valor final da referência de corrente no ramo do filtro híbrido, para a frequência fundamental, é calculada de acordo com:

$$i_{f_1}^* = I_f^{d*} sen(\omega_1 k) + I_f^{q*} cos(\omega_1 k) \tag{5.30}$$

O ANF-FE aplicado na corrente da carga é formado por sub-filtros para as frequências harmônicas ímpares até a 15^a harmônica, com isso, a parte harmônica do sinal pode ser reconstruída de acordo com:

$$i_{\ell_h} = \sum_{n=3}^{15} \dot{x}_{i_n} \rightarrow n = 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15 \tag{5.31}$$

onde $\dot{x}_{i_n}$ é a saída de cada um dos sub-filtros do ANF-FE da corrente da carga e i_{ℓ_h} são as componentes harmônicas extraídas da carga.

Para compensar essas harmônicas, evitando sua circulação pela rede, a SI-HAPF precisa ser sintonizada de forma a permitir a circulação dessas frequências. Seguindo os sentidos das correntes definidos no diagrama da Figura 41, a parcela harmônica da referência da corrente do filtro híbrido precisa ser da forma:

$$i_{f_h}^* = -i_{\ell_h} \tag{5.32}$$

Por fim, a referência final da corrente do ramo do filtro híbrido é a soma das parcelas fundamental e harmônica:

$$i_f^* = i_{f_1}^* + i_{f_h}^* \tag{5.33}$$

5.4.2 Obtenção da Referência da Tensão do Capacitor do Filtro LCL (v_f^*)

De acordo com o circuito equivalente da Figura 41, a corrente do ramo do filtro híbrido é a mesma que passa pelo banco de capacitores. Isso indica que, uma vez que a referência de corrente desejada é conhecida, é possível se calcular a tensão sobre o banco

de capacitores quando essa corrente passa pelo ramo do filtro. Esse equacionamento pode ser feito da seguinte forma:

$$v_c(t) = R_c i_f(t) + \frac{1}{C}\int i_f(t)dt \tag{5.34}$$

Substituindo a corrente pela sua referência:

$$v_c^*(t) = R_c i_f^*(t) + \frac{1}{C}\int i_f^*(t)dt \tag{5.35}$$

onde o sobrescrito "$*$" indica um valor de referência.

Para continuar o equacionamento, os sinais podem ser separados em sua componente fundamental e suas componentes harmônicas, ficando da forma:

$$v_{c_1}^*(t) = R_c i_{f_1}^*(t) + \frac{1}{C}\int i_{f_1}^*(t)dt \tag{5.36}$$

$$v_{c_h}^*(t) = R_c i_{f_h}^*(t) + \frac{1}{C}\int i_{f_h}^*(t)dt \tag{5.37}$$

onde os subscritos "1" e "h" indicam as componentes fundamental e harmônicas, respectivamente.

Essa separação é feita pois, devido à dinâmica das cargas, a referência da componente fundamental da corrente do filtro híbrido pode sofrer variações bruscas, o que, como demonstrado na seção 5.2, resulta no aparecimento de um nível médio na integral calculada pela equação (5.36). Como essa tensão vai ser utilizada para o cálculo das referências de controle, um nível médio nesse sinal vai ocasionar no aparecimento de um nível CC indesejado no secundário do trafo. Sendo assim, a integral da equação (5.36) é calculada pelo método RNN-PCLPF descrito na seção 5.2. As integrais das equações (5.36) e (5.37) podem ser definidas como:

$$\Gamma_1^*(t) = \int i_{f_1}^* dt \tag{5.38}$$

$$\Gamma_h^*(t) = \int i_{f_h}^* dt \tag{5.39}$$

O valor de Γ_1^* é calculado através da aplicação de $i_{f_1}^*$ na entrada do RNN-PCPLF, já Γ_h^* pode ser integrada diretamente, através da discretização pelo método de *backward Euler*:

$$\Gamma_h^*[k] = \Gamma_h^*[k-1] + T_s i_{f_h}^*[k] \tag{5.40}$$

A parcela harmônica da referência de corrente pode ser integrada diretamente, sem o aparecimento de um nível médio, pois as frequências que compõe $i^*_{f_h}$ são separadas pelo ANF-FE, o que faz com que não ocorram variações bruscas nesse sinal, que é formado somente pelas frequências desejadas.

Finalmente, o equacionamento final da tensão que deve ser imposta sobre o banco de capacitores fica da seguinte forma:

$$v^*_c[k] = v^*_{c_1}[k] + v^*_{c_h}[k]$$

$$v^*_c[k] = R_c\left(i^*_{f_1}[k] + i^*_{f_h}[k]\right) + \frac{1}{C}\left(\Gamma^*_1[k] + \Gamma^*_h[k]\right) \tag{5.41}$$

De acordo com o circuito equivalente da Figura 41, a malha de tensão do ramo do filtro híbrido é equacionada da seguinte forma:

$$v_s(t) = v_c(t) + v_{af}(t) \tag{5.42}$$

Considerando a forma discreta da equação (5.42), e substituindo a tensão v_c pela equação (5.41):

$$v^*_{af}[k] = v_s[k] - R_c\left(i^*_{f_1}[k] + i^*_{f_h}[k]\right) - \frac{1}{C}\left(\Gamma^*_1[k] + \Gamma^*_h[k]\right) \tag{5.43}$$

A tensão da rede $v_s[k]$ utilizada na equação (5.43) poderia ser o valor medido da tensão no ponto de acoplamento do equipamento, porém, na aplicação prática, dois problemas podem surgir caso o valor medido seja usado: caso o sensor não esteja devidamente calibrado é possível que um nível CC seja acoplado ao valor medido, gerando assim um nível médio nas referências calculadas; além disso, ruídos presentes na medida são realimentados na geração das referências de controle. No entanto, como definido anteriormente, um ANF-FE já está sendo aplicado ao sinal de tensão da rede para a obtenção dos sinais de sincronia. Esse filtro adaptativo conta com 8 filtros sintonizados e, da mesma forma que o ANF-FE aplicado à corrente da carga, é capaz de separar a fundamental e as primeiras 7 harmônicas ímpares contidas nesse sinal. O valor de $v_s[k]$ que é usado na equação (5.43) é então da forma:

$$v_s[k] = \dot{x}_{v_1}[k] + \sum_{n=3}^{15} \dot{x}_{v_n}[k] = v_{s_1}[k] + v_{s_h}[k] \tag{5.44}$$

Isso faz com que o equacionamento final da tensão sobre a parcela ativa do filtro híbrido seja:

$$v_{af}^{*}[k] = (v_{s_1}[k] + v_{s_h}[k]) - R_c\left(i_{f_1}^{*}[k] + i_{f_h}^{*}[k]\right) - \frac{1}{C}\left(\Gamma_1^{*}[k] + \Gamma_h^{*}[k]\right) \tag{5.45}$$

Relembrando o equacionamento da SI-HAPF realizado na Seção 2.2, a equação (2.30) define que a aplicação do termo v_{sh} na tensão da parcela ativa do filtro híbrido (v_{af}) é responsável pelo bloqueio harmônico, evitando o aparecimento de correntes harmônicas devido a interação entre os harmônicos da tensão da rede e os elementos passivos do filtro híbrido.

Tomando como base o valor de referência obtido em (5.45), é possível calcular a referência da tensão sobre o capacitor do filtro LCL à partir da seguinte equação:

$$v_{af}(t) = v_f(t) + v_t(t)$$

$$v_{af}(t) = v_f(t) + R_t i_f(t) + L_t \frac{di_f(t)}{dt} \tag{5.46}$$

Efetuando a discretização de (5.46) por *backward Euler* a seguinte equação para a referência de tensão sobre o capacitor do filtro LCL é obtida:

$$v_f^{*}[k] = v_{af}^{*}[k] - R_t i_f^{*}[k] - \frac{L_t}{T_s}\left(i_f^{*}[k] - i_f^{*}[k-1]\right) \tag{5.47}$$

onde $v_{af}^{*}[k]$ é o valor calculado pela equação (5.45).

Da mesma forma que foi feito para a aplicação demonstrada no Capítulo 4, o método proposto também aplica uma resistência virtual (R_v) para realizar o amortecimento das ressonâncias do filtro, porém, uma pequena modificação é necessária em relação ao que foi feito no Capítulo 4. Da forma que foi aplicado anteriormente, o amortecimento de ressonâncias tem como objetivo evitar o aparecimento de qualquer frequência harmônica na corrente do ramo do filtro. No entanto, para que o filtro híbrido possa realizar a compensação das correntes harmônicas da carga, é desejado que essas harmônicas circulem pelo ramo do filtro, sendo assim, as harmônicas de interesse precisam ser subtraídas do sinal que será aplicado à resistência virtual, resultando no seguinte equacionamento para o termo do amortecimento:

$$v_{ad}[k] = R_v\left(i_{fh}[k] - i_{fh}^{*}[k]\right) \tag{5.48}$$

onde i_{fh} é a corrente harmônica do ramo do filtro híbrido, extraída por um ANF, e i_{fh}^{*} é a referência das correntes harmônicas que se deseja que circulem pelo ramo do filtro. Com isso, qualquer corrente que não estiver entre as selecionadas será amortecida, enquanto as outras componentes poderão fluir normalmente pelo filtro híbrido.

O termo de amortecimento é então somado na referência calculada pela equação (5.47), formando assim a referência final da tensão do capacitor do filtro *LCL*:

$$v_f^{ad*}[k] = v_f^*[k] + v_{ad}[k] \tag{5.49}$$

O diagrama de blocos da Figura 42 mostra como fica a implementação da técnica de amortecimento ativo:

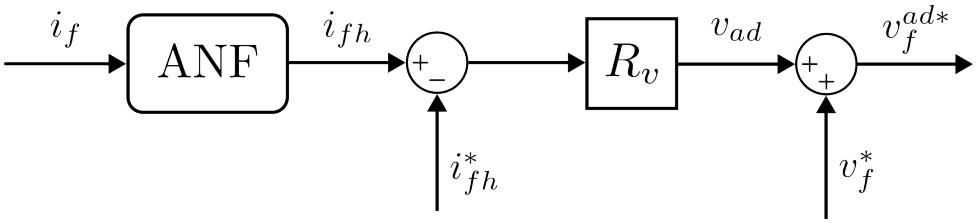


Figura 42 – Diagrama de Blocos da Técnica de Amortecimento Baseado em Resistência Virtual com Remoção das Frequências de Interesse.

5.4.3 Obtenção da Referência da Corrente de Saída do Conversor (i_{inv}^*)

Seguindo a lei de Kirchhoff dos nós, a corrente de saída do inversor é calculada de acordo com a equação:

$$i_{inv}(t) = i_f(t) - i_{cf}(t) \tag{5.50}$$

onde i_{cf} é a parcela da corrente que flui pelo capacitor do filtro *LCL*, que é equacionada com base na tensão v_f:

$$v_f(t) = R_{cf} i_{cf}(t) + \frac{1}{C_f} \int i_{cf}(t) dt \tag{5.51}$$

Que, após a discretização por *backward Euler*, e a substituição da tensão sobre o capacitor do filtro pela sua referência, calculada pela equação (5.49), resulta em:

$$i_{cf}^*[k] = i_{cf}^*[k-1] \left(\frac{R_{cf} C_f}{T_s + R_{cf} C_f} \right) + \left(v_f^{ad*}[k] - v_f^{ad*}[k-1] \right) \left(\frac{C_f}{T_s + R_{cf} C_{cf}} \right) \tag{5.52}$$

onde i_{cf}^* é a corrente que vai circular pelo capacitor do filtro *LCL* quando a tensão v_f^{ad*} for aplicada.

Finalmente, a referência da corrente na saída do conversor é obtida pela substituição de (5.52) em (5.50), ficando da seguinte forma:

$$i_{inv}^*[k] = i_f^*[k] - i_{cf}^*[k] \tag{5.53}$$

5.5 Descrição da Estratégia de Controle

A estratégia de controle é resumida pelo diagrama de blocos da Figura 43.

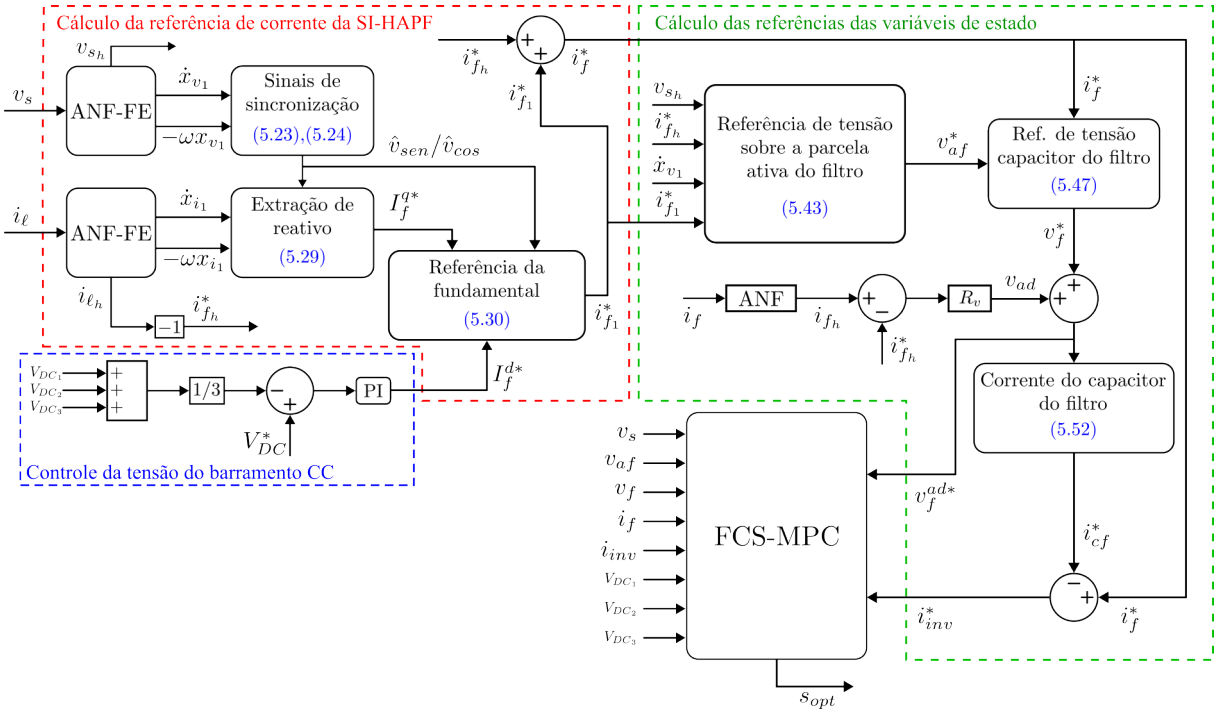


Figura 43 – Diagrama de Blocos do Método de Obtenção de Referências Proposto.

Para a aplicação do método de controle proposto são necessários seis sensores de tensão, para medir v_s, v_f, v_{af}, e as três tensões dos barramentos CC. Também são necessários três sensores de corrente, para medir i_f, i_ℓ e i_{inv}.

O fluxograma da Figura 44 descreve o algoritmo completo para a implementação do FCS-MPC com o método proposto de cálculo de referências. No fluxograma pode-se ver que o valor da capacitância do banco de capacitores não é sempre corrigido, sendo necessária uma solicitação para que o valor seja atualizado. Isso foi feito pois, durante os testes, foi notado que a atualização constante do valor da capacitância provocava um pequeno aumento nos valores de THD das variáveis, devido às pequenas flutuações no valor estimado. Por não ser o foco deste trabalho, nenhuma regra foi estabelecida para a atualização automática do valor da capacitância. Porém, é possível definir um limite máximo de erro para a atualização da capacitância.

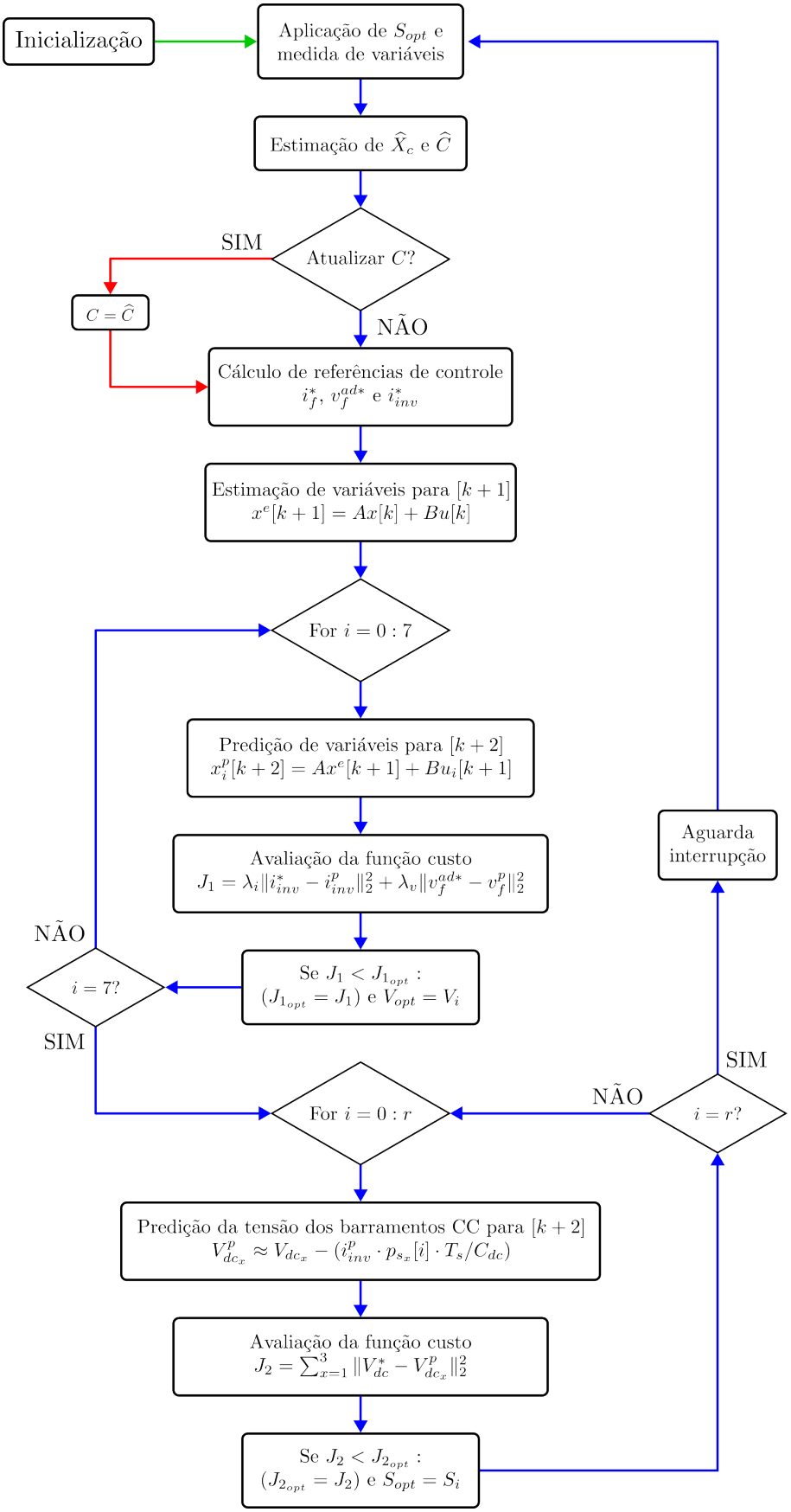


Figura 44 – Fluxograma do Algoritmo Aplicado nas Simulações e nos Testes Experimentais do Método Proposto.

Após a estimação das variáveis para o período $[k+1]$ é feita a análise da função custo J_1, essa análise é feita para todos os 7 possíveis níveis de tensão na saída do conversor. Em seguida, de acordo com o nível de tensão selecionado (V_{opt}), a função custo J_2 é avaliada para as r redundâncias que geram esse nível de tensão, e o estado que reduzir J_2 é denominado S_{opt} e será aplicado no próximo período de amostragem.

5.6 Resultados de Simulação

O método de obtenção de referências foi inicialmente testado em simulações, os diagramas utilizados para as simulações são mostrados no Apêndice B.4. Os parâmetros usados na simulação são mostrados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros do Sistema Utilizado nas Simulações do Método Proposto

Hardware	
Filtro LCL	$L_f = 5.84mH$; $R_f = 0.2\Omega$ $C_f = 11.4\mu F$; $R_{cf} = 0.75\Omega$ $L_t = 1.06mH$; $R_t = 0.17\Omega$ $f_{r_1} = 1573Hz$; $f_{r_2} = 14478Hz$
Transformador	$S = 7.5kVA$ $(440 : 127V)$
Banco de Capacitores	$C = 274\mu F$; $R_c = 0.7\Omega$
Barramento CC	$V_{cc_1} = V_{cc_2} = V_{cc_3} = 150V$; $C_{dc} = 9000\mu F$
Rede	$127V$ / $60Hz$
Algoritmos	
PI Barramento CC	$k_p = 0.45$; $k_i = 0.8$
ANF	$\mu_{V_s} = 0.0055$; $\mu_{V_{af}} = 0.0055$ $\mu_{I_f} = 0.0055$
ANF-FE v_s	$\gamma = 1$; $\zeta = 0.95$
ANF-FE i_ℓ	$\zeta = 0.95$
FCS-MPC	$\lambda_{inv} = 1$; $\lambda_v = 100$
Amortecimento	$R_v = 2.15\Omega$
Amostragem	$f_s = 30000Hz$

A definição dos parâmetros do sistema utilizados nas simulações foi baseado em estudos anteriores [14], e nos valores de componentes disponíveis em laboratório, de forma que os parâmetros das simulações pudessem ser reproduzidos para os testes experimentais. Os ANF's indicados na Tabela 6 são utilizados para a estimação de parâmetros, então não foram utilizados na simulação, apenas nos testes experimentais.

Para o projeto dos parâmetros dos algoritmos existem duas principais considerações que devem ser feitas: resposta dinâmica do sistema; e *THD* da corrente da fonte dentro dos pontos de operação do equipamento. Os parâmetros com mais influência nesses aspectos do sistema são os ganhos do FCS-MPC, o fator ζ dos filtros adaptativos com

estimador de frequência, o passo de adaptação do ANF da corrente do ramo do filtro, e a resistência do algoritmo de amortecimento de ressonâncias.

Como ponto inicial, os fatores ζ dos ANF-FE's foram definidos como forma de manter uma boa relação entre velocidade e erro em regime permanente. Em seguida, o passo de adaptação μ_{I_f} e a resistência virtual foram selecionados conjuntamente, pois ambos afetam a resposta dinâmica do sistema durante transitórios. Diversas simulações foram realizadas para definir valores que mantivesse uma boa dinâmica sem causar uma deterioração do *THD* da corrente da fonte, principalmente durante a compensação de correntes harmônicas da carga.

Para a definição dos pesos do FCS-MPC foram realizadas diversas simulações, nas quais o valor de λ_v foi variado entre 0.1 e 150, enquanto o valor de λ_{inv} foi mantido em 1 e a resistência virtual foi mantida em 2.15Ω. Nessas simulações não foram conectadas cargas, não foram considerados os harmônicos de tensão da fonte, e a parcela reativa da corrente do ramo do filtro (I_f^{q*}) foi variada entre seu valor mínimo de $8A$, e o seu valor máximo de $30A$. Quando o filtro híbrido opera em seu valor mínimo de corrente é natural que o *THD* da corrente da fonte fique maior, e quando o filtro opera em seu valor máximo o *THD* da corrente da fonte é menor. Sendo assim, o gráfico da Figura 45 mostra a relação entre o valor de λ_v e o *THD* da corrente da fonte nesses dois pontos de operação, outros pontos de operação são representados na área sombreada do gráfico.

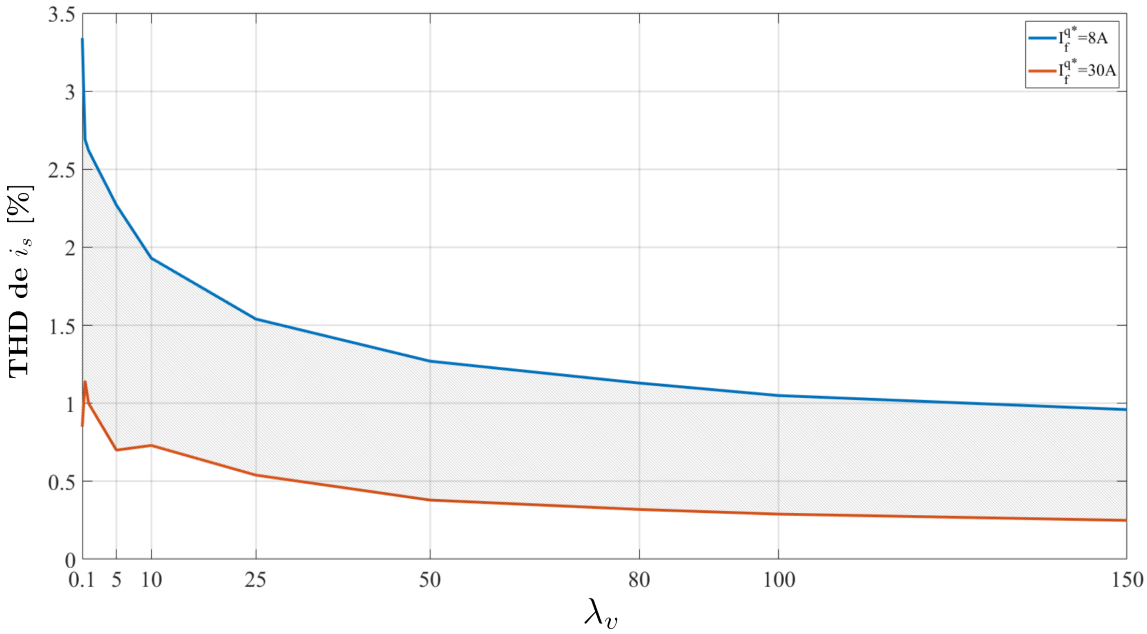


Figura 45 – Simulação: Resultados de Simulação para a Relação entre o Fator de Peso λ_v e o *THD* da Corrente da Fonte.

Além disso, a escolha do fator de peso λ_v também vai afetar a resposta dinâmica do sistema durante transitórios, valores menores de λ_v resultam em uma resposta dinâmica mais rápida, porém, também ocasionam no aparecimento de um nível CC na tensão do

capacitor do filtro LCL, como discutido em [14]. Com os resultados obtidos através dessas simulações, e com o intuito de encontrar uma boa relação entre a dinâmica do sistema e o THD da corrente, o valor de 100 foi selecionado para o fator de peso λ_v.

5.6.1 Bloqueio Harmônico e Amortecimento de Ressonâncias

Para testar a eficiência do bloqueio harmônico e da técnica de amortecimento de ressonâncias, componentes harmônicas foram adicionadas à tensão da rede. Os valores de cada harmônica foram baseados em medidas realizadas no laboratório, a Figura 46 mostra o THD da tensão da rede utilizada nas simulações.

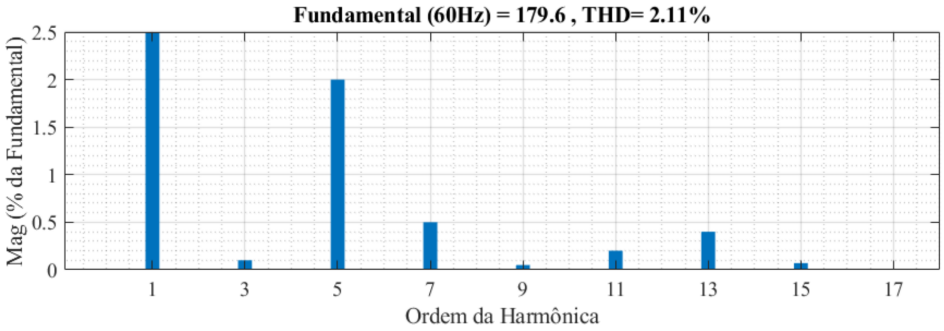


Figura 46 – Simulação: Harmônicos de Tensão da Rede.

Os resultados para o bloqueio harmônico e para o amortecimento de ressonâncias são mostrados na Figura 47, na qual os valores das referências das variáveis são indicados pelas linhas tracejadas. Inicialmente, as parcelas das referências relacionadas com o bloqueio harmônico, v_{sh} da equação (5.45), e com o amortecimento de resonâncias, v_{ad} da equação (5.49), são desconsideradas para o cálculo das referências, fazendo com que as referências sejam perfeitamente senoidais. Porém, como pode ser visto pela Figura 47, as frequências harmônicas da tensão da rede afetam a operação do filtro e não permitem que as referências sejam corretamente seguidas, ocasionando em um alto valor de THD na corrente do ramo do filtro híbrido, e, consequentemente, na corrente circulando pela rede. Nessa simulação inicial não foram consideradas cargas, então a corrente do ramo do filtro híbrido é igual à corrente da fonte.

O acionamento do bloqueio harmônico é realizado no momento indicado pela primeira linha tracejada vertical, isso é feito através da inclusão do termo v_{sh} na equação (5.45). Assim que o termo v_{sh} é adicionado nos cálculos, as referências da tensão do capacitor do filtro e da corrente do inversor são alteradas, efetuando o bloqueio harmônico e reduzindo o THD da corrente da SI-HAPF de 18.22% para 1.58%. Em seguida, no instante marcado pela segunda linha tracejada vertical, a resistência virtual é adicionada, fazendo com que a corrente do ramo do filtro fique com um THD de 0.48%. Todos os resultados de simulação apresentados à seguir consideram a aplicação do bloqueio harmônico e do amortecimento de ressonâncias.

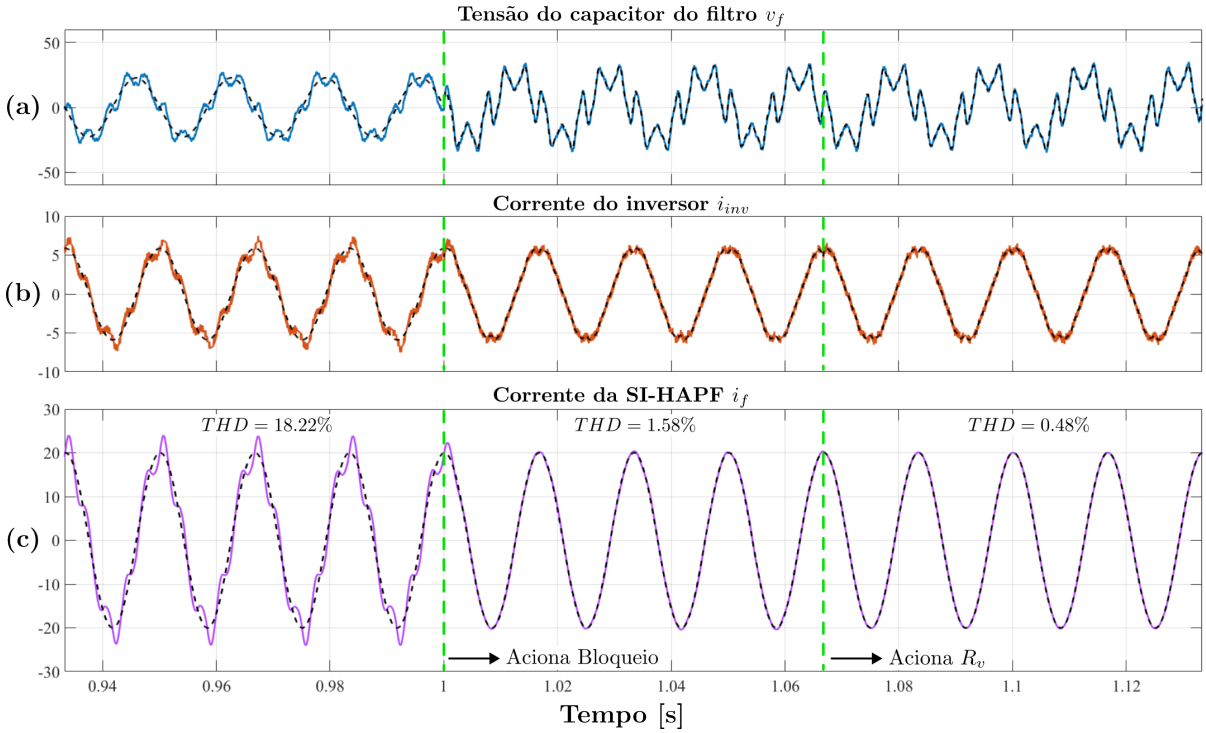


Figura 47 – Simulação: Aplicação do Bloqueio harmônico e da Resistência virtual (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido.

5.6.2 Referência Fixa de Corrente

Primeiramente, como forma de avaliar se o método proposto é capaz de fazer com que a referência de corrente do ramo do filtro seja corretamente seguida, a referência da parcela reativa da corrente é introduzida de forma manual. Para esse teste, não foram conectadas cargas ao sistema, e os harmônicos de tensão permanecem os mesmos do teste anterior.

A Figura 48 mostra o momento no qual a referência da parcela reativa da corrente do ramo do filtro (I_f^{q*}) sofre uma variação de $8A$ para $30A$, as referências de cada variável de estado são apresentadas pelas linhas tracejadas.

O transitório na referência da corrente do filtro híbrido faz com que as referências da tensão do capacitor do filtro LCL e da corrente do inversor sofram transitórios, o que não é um problema pois, devido à dinâmica do sistema, as referências são corrigidas antes que as variáveis de estado sigam esse transitório, além disso, na prática não existem transitórios na referência de corrente do ramo do filtro híbrido.

Devido ao valor alto do fator de peso λ_v, a referência da tensão do capacitor do filtro é seguida muito rápido, em cerca de $2ms$. A corrente da SI-HAPF demora cerca de 1/2 período da fundamental para seguir a referência, isso é justificado principalmente devido ao tempo do cálculo da integral através do método baseado em RNN-PCLPF, que, como visto na simulação da Figura 37, demora 1/2 período para atingir o regime

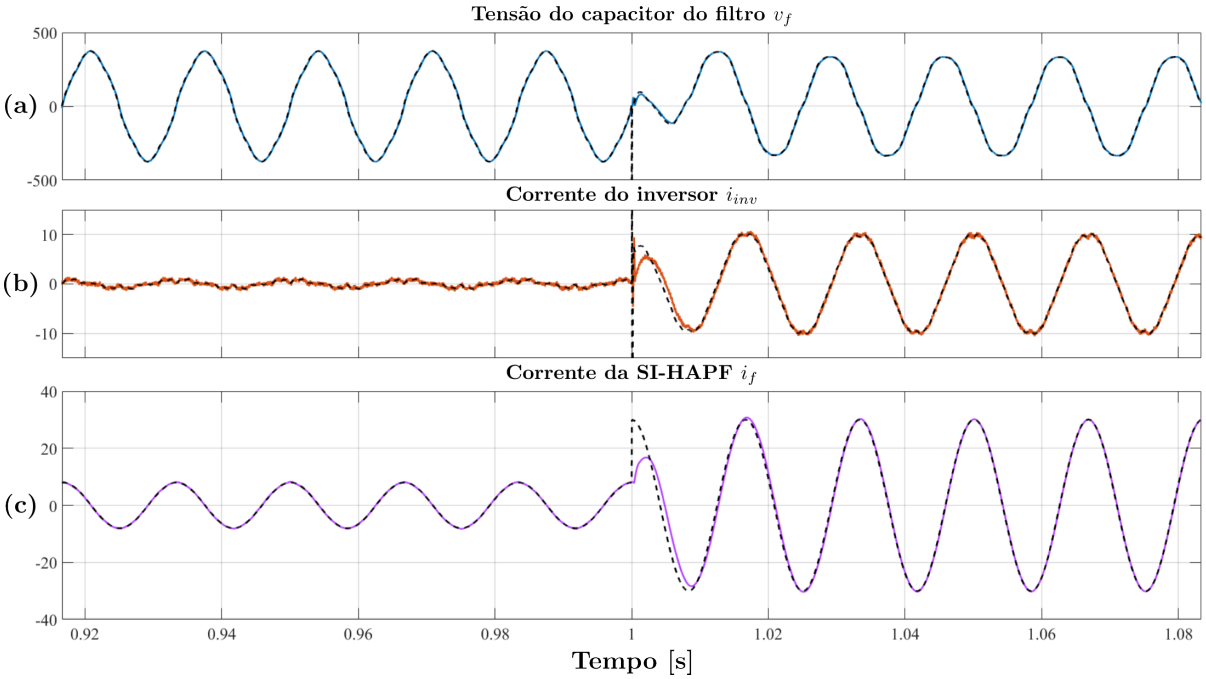


Figura 48 – Simulação: Aplicação de Degrau na Referência de Corrente do Filtro (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido.

permanente. Ou seja, uma vez que a referência de corrente sofre o transitório, a referência da tensão do capacitor do filtro LCL (v_f^*) vai demorar aproximadamente 1/2 período para alcançar o seu valor final.

5.6.3 Referência Dinâmica de Corrente

Duas cargas foram utilizadas na simulação para verificar a capacidade do método proposto de efetuar a compensação dinâmica de reativos, os detalhes de cada carga são mostrados na Tabela 7. Os resultados de simulação para a compensação dinâmica de reativo são mostrados nas Figuras 49 e 50.

Tabela 7 – Parâmetros das Cargas Lineares Utilizadas nas Simulações

Carga 1	$P = 1320W$; $Q = 930var$; $fp = 0.82$
Carga 2	$P = 1910W$; $Q = 2110var$; $fp = 0.67$

Inicialmente a carga 1 é conectada ao sistema e, aos 2 segundos da simulação, a carga 1 é desligada e a carga 2 é ligada. Na Figura 49 são mostradas as variáveis de estado durante essa variação das cargas, a linha tracejada mostra as referências das variáveis de estado, e, no gráfico da corrente da SI-HAPF, a linha pontilhada mostra a referência de reativo, que é obtida através do ANF-FE conectado à corrente da carga e da equação (5.29). No momento no qual a mudança da carga ocorre, a referência da corrente

vai ser alterada de acordo com a dinâmica do ANF-FE, demorando ao todo 1 ciclo da fundamental para a obtenção do valor final da nova referência de corrente.

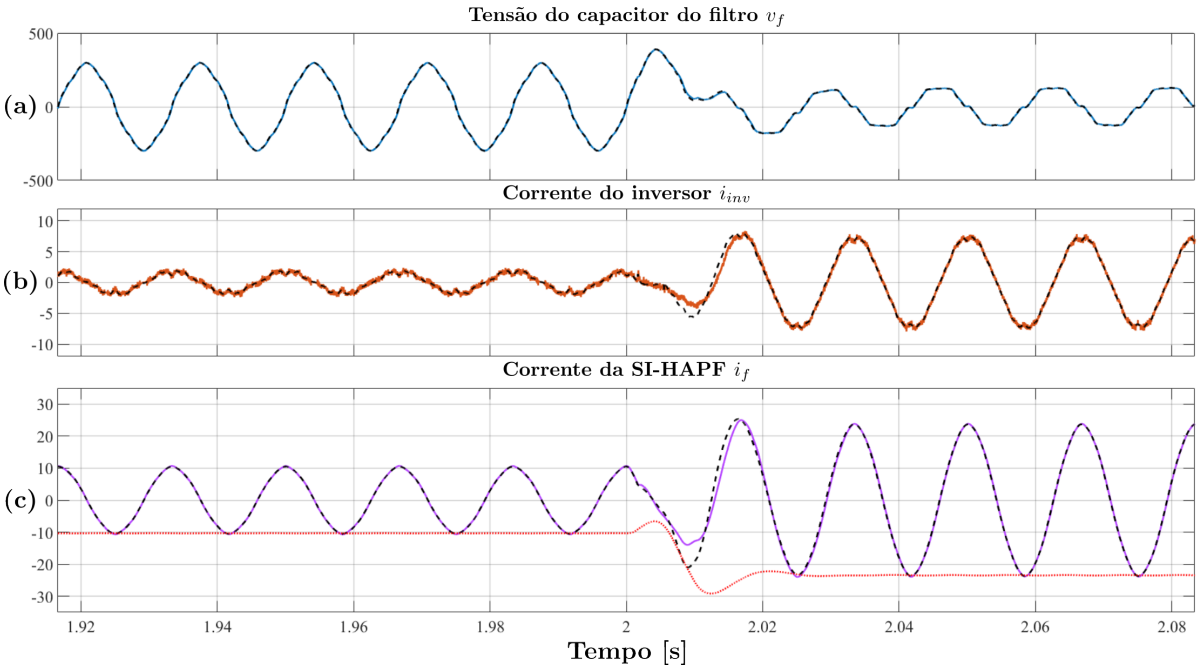


Figura 49 – Simulação: Comportamento das Variáveis de Estado Durante Variação de Carga com Compensação Dinâmica de Reativo (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido.

A tensão da fonte e as correntes do sistema são mostradas na Figura 50. É possível verificar que a tensão da fonte não é perfeitamente senoidal, sendo formada pelos harmônicos indicados na Figura 46. Ao mesmo tempo, devido ao bloqueio harmônico, a corrente da fonte se mantém senoidal em ambos os pontos de operação, com um *THD* de 0.71% para a carga 1, e um *THD* de 0.45% para a carga 2.

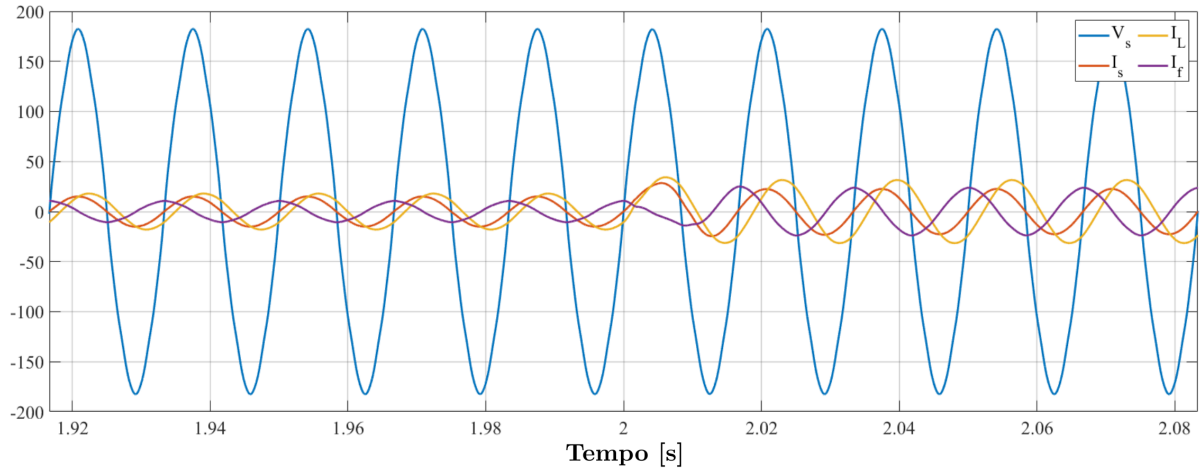


Figura 50 – Simulação: Comportamento da Tensão da Rede e das Correntes do Sistema Durante Variação de Carga com Compensação Dinâmica de Reativo.

Como explicado no Capítulo 2, a compensação de reativo é realizada através do

controle da tensão sobre o banco de capacitores, a Figura 51 mostra o comportamento da tensão do banco de capacitores e da tensão do conversor. O reativo requisitado pela carga 1 é de $10A_p$, fazendo com que o equipamento opere próximo do seu valor mínimo de reativo, então a tensão sobre o banco de capacitores deve ser reduzida, ficando menor do que a tensão da rede. Para isso, o controlador aplica na saída do conversor uma tensão em fase com a tensão da rede e, por estar próximo do valor mínimo de operação, a tensão aplicada é próxima de seu valor máximo, isso faz com que os 7 níveis de tensão apareçam na saída do conversor.

Com a conexão da carga 2 o equipamento passa a precisar entregar $24A_p$ de reativo, um valor maior do que a nominal do banco de capacitores ($\approx 20A_p$), o que faz com que a tensão sobre o banco de capacitores precise ficar maior do que a tensão da rede. Para isso, o controlador aplica uma tensão com a fase oposta à da rede, além disso, como o valor não está muito distante da nominal do banco de capacitores, a amplitude da tensão fica pequena, o que faz com que a saída do conversor opere com apenas três níveis de tensão: $+V_{cc}$, $-V_{cc}$ e zero.

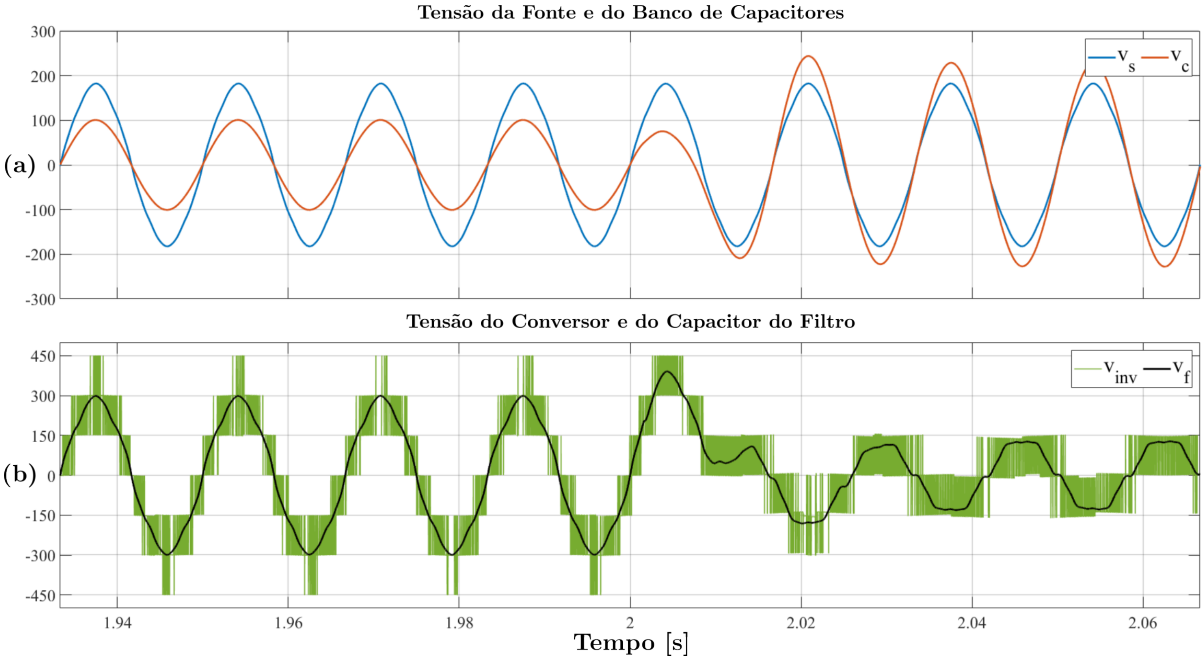


Figura 51 – Simulação: Comportamento do Sistema Durante Variação de Carga com Compensação Dinâmica de Reativo (a) Tensão da Rede e do Banco de Capacitores e (b) Tensão na Saída do Conversor e no Capacitor do Filtro LCL.

5.6.4 Compensação de Harmônicos de Cargas Não-Lineares

A compensação de harmônicos provenientes de cargas não-lineares foi verificada através dos dois tipos de cargas não-lineares utilizadas na indústria: cargas não-lineares fonte de corrente e cargas não-lineares fonte de tensão. As cargas utilizadas nas simulações são mostradas nas Figuras B.10 e B.11. Como forma de analisar o comportamento da SI-

HAPF para o pior caso, a referência da parcela reativa de corrente no ramo do filtro (I_f^{q*}) foi colocada em seu valor mínimo de $8A_p$. Os resultados para a compensação das correntes harmônicas de uma carga do tipo fonte de corrente são mostrados nas Figuras 52 e 53.

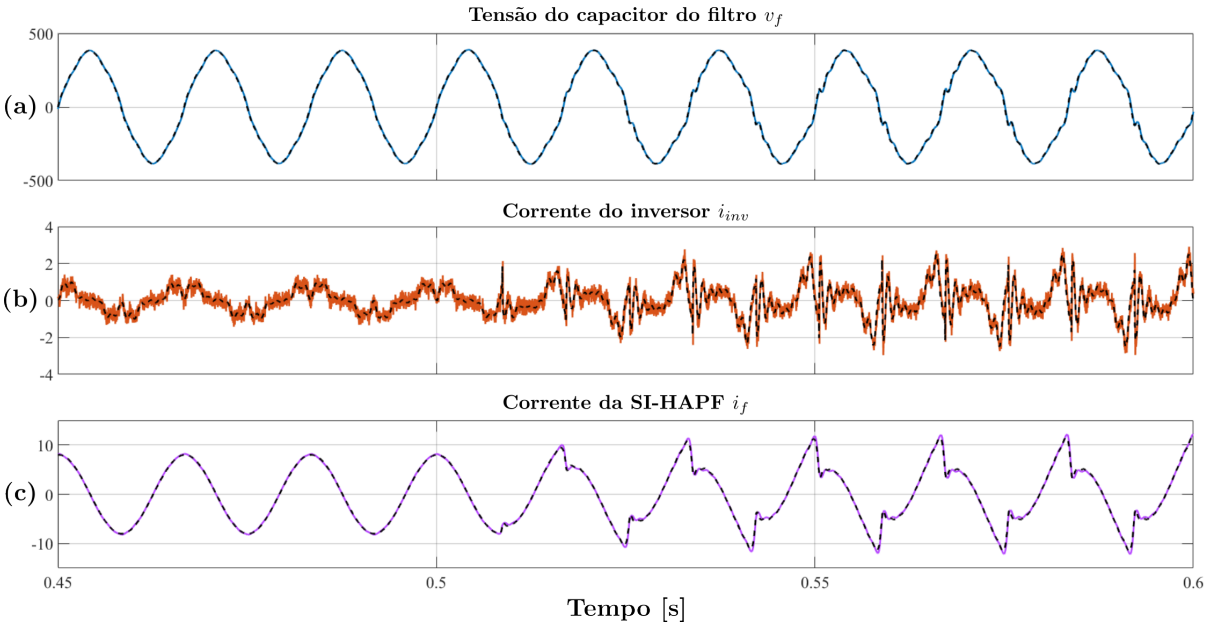


Figura 52 – Simulação: Comportamento das Variáveis de Estado Durante Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Corrente (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido.

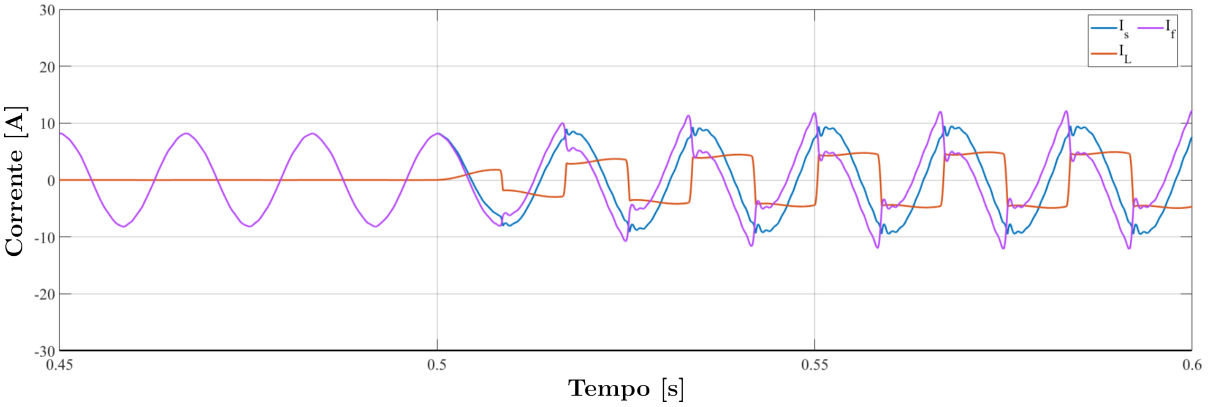


Figura 53 – Simulação: Comportamento das Correntes do Sistema Durante Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Corrente.

A carga não-linear do tipo fonte de corrente é conectada aos 0.5 segundo da simulação, conforme sua amplitude é aumentada as referências das variáveis de estado são calculadas, fazendo com que as parcelas harmônicas da corrente da carga circulem pelo ramo do filtro híbrido. Em regime permanente a corrente da carga apresenta um *THD* de 42.88%, a corrente do filtro híbrido apresenta um *THD* de 34.42% e a corrente da fonte fica com um *THD* de 4.55%.

A mesma simulação foi utilizada para os testes da carga não-linear do tipo fonte de tensão. Aos 1.5 segundos da simulação a carga fonte de corrente é removida, e aos 1.66 segundos é feita a conexão da carga não-linear do tipo fonte de tensão, sendo esse momento mostrado nas Figuras 54 e 55.

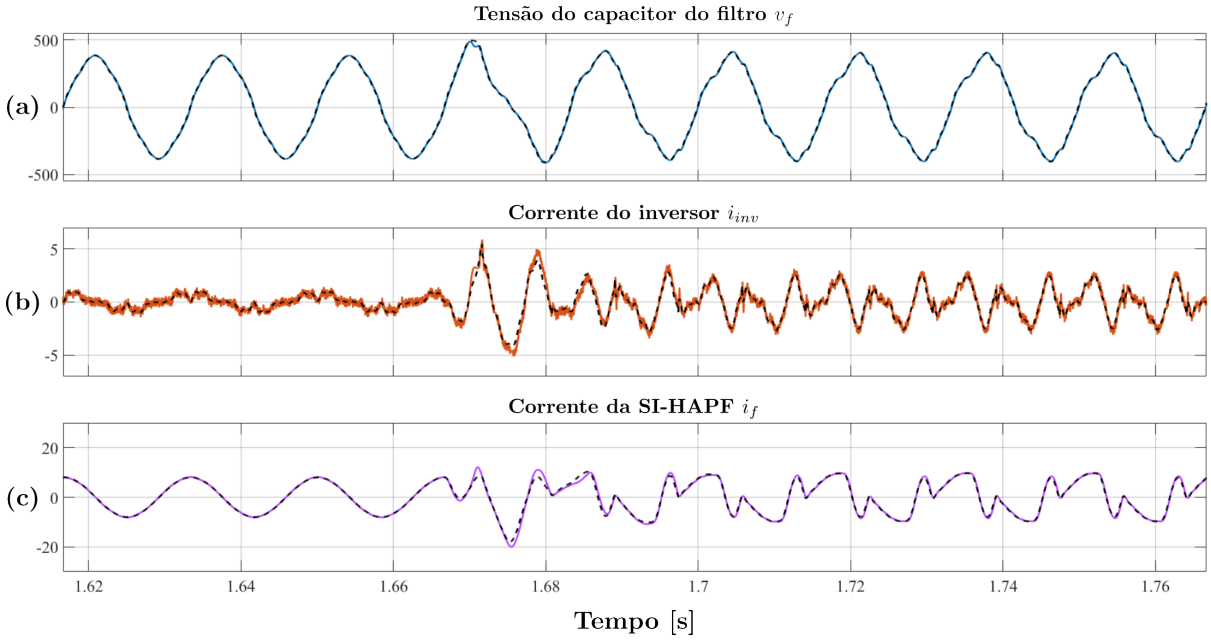


Figura 54 – Simulação: Comportamento das Variáveis de Estado Durante Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Tensão (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido.

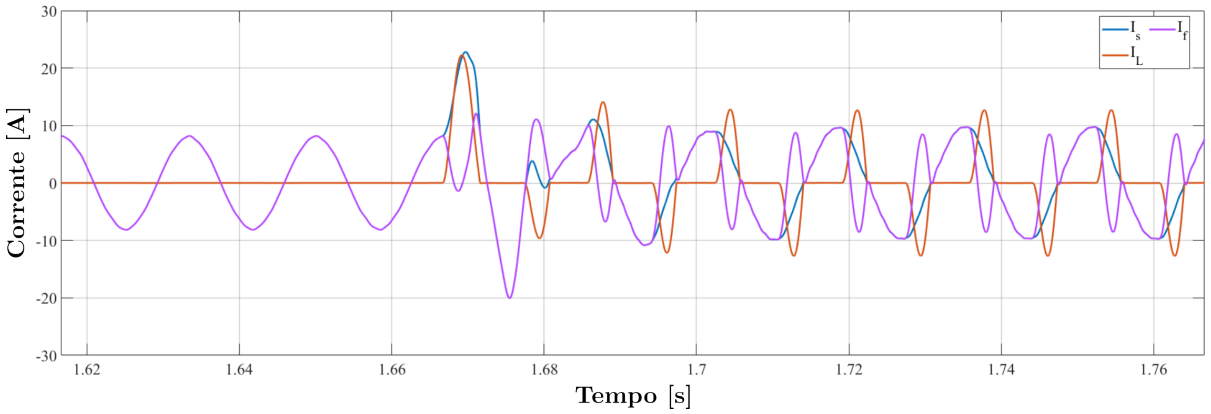


Figura 55 – Simulação: Comportamento das Correntes do Sistema Durante Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Tensão.

Quando a carga não-linear do tipo fonte de tensão é conectada ao sistema ocorre o aparecimento de uma grande corrente, relacionada ao carregamento inicial do capacitor da carga. Porém, mesmo com esse valor elevado o sistema se manteve estável e, após 1.5 ciclos da fundamental já é possível verificar que as correntes harmônicas da carga passam a fluir pelo ramo do filtro híbrido, mantendo a corrente da fonte senoidal. Em regime permanente, a corrente da carga tem um *THD* de 93.28%, enquanto o *THD* do ramo do filtro híbrido e da fonte ficam em 66.30% e 4.82%, respectivamente.

5.6.5 Compensação Simultânea de Reativo e Harmônicos

Durante sua operação, é desejado que o equipamento seja capaz de efetuar a compensação dos harmônicos da carga enquanto, ao mesmo tempo, garante um fator de potência unitário no ponto de acoplamento. Para testar o método proposto de obtenção de refências nessa situação, foi realizada uma simulação na qual, inicialmente, estão conectadas ao sistema as cargas não-linear fonte de tensão e a carga linear 1, em seguida, ao atingir 1 segundo de simulação, a carga linear 1 é trocada pela carga 2. Os resultados dessa simulação são mostrados nas Figuras 56 e 57.

A Figura 56 mostra o comportamento das variáveis de estado durante essa simulação, o comportamento é muito semelhante ao visualizado nos resultados apresentados anteriormente, com o controle precisando de cerca de 1 ciclo da fundamental para atingir o regime permanente.

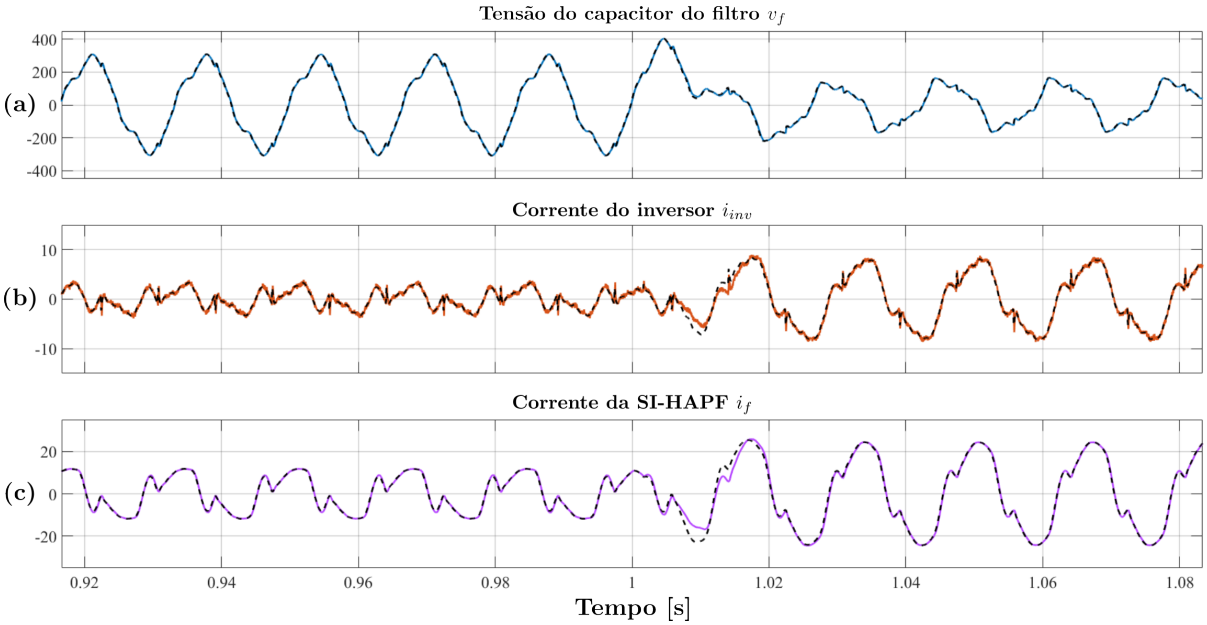


Figura 56 – Simulação: Comportamento das Variáveis de Estado Durante Compensação de Reativo e Harmônicos com Variação de Carga (a) Tensão do Capacitor do Filtro LCL (b) Corrente do Inversor e (c) Corrente do Ramo do Filtro Híbrido.

A tensão no ponto de acoplamento e as correntes do sistema são mostradas na Figura 57, na qual pode ser visto que a corrente da fonte permanece senoidal e em fase com a tensão da rede tanto no momento inicial, com a carga 1, como no momento posterior, com a carga 2. Quando a carga 1 está conectada ao sistema o *THD* da corrente da fonte fica em 2.31%, enquanto que com a carga 2 o *THD* fica em 1.63%.

As simulações que foram realizadas nesta seção demonstram a capacidade do método proposto de realizar a compensação de potência reativa e de harmônicos, através das simulações foi possível realizar o ajuste dos parâmetros dos algoritmos e do controlador, de forma a se obter uma resposta dentro do desejado para o equipamento.

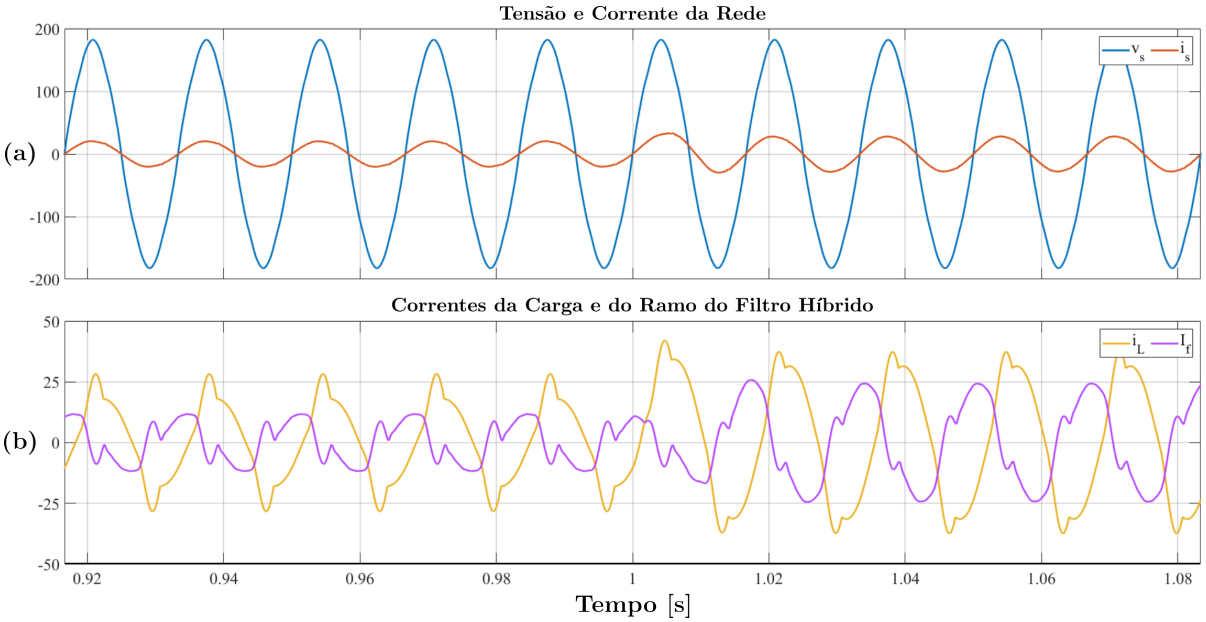


Figura 57 – Simulação: Comportamento das Correntes do Sistema Durante Compensação de Reativo e Harmônicos com Variação de Carga (a) Tensão e Corrente da Fonte e (b) Correntes da Carga e do Ramo do Filtro Híbrido.

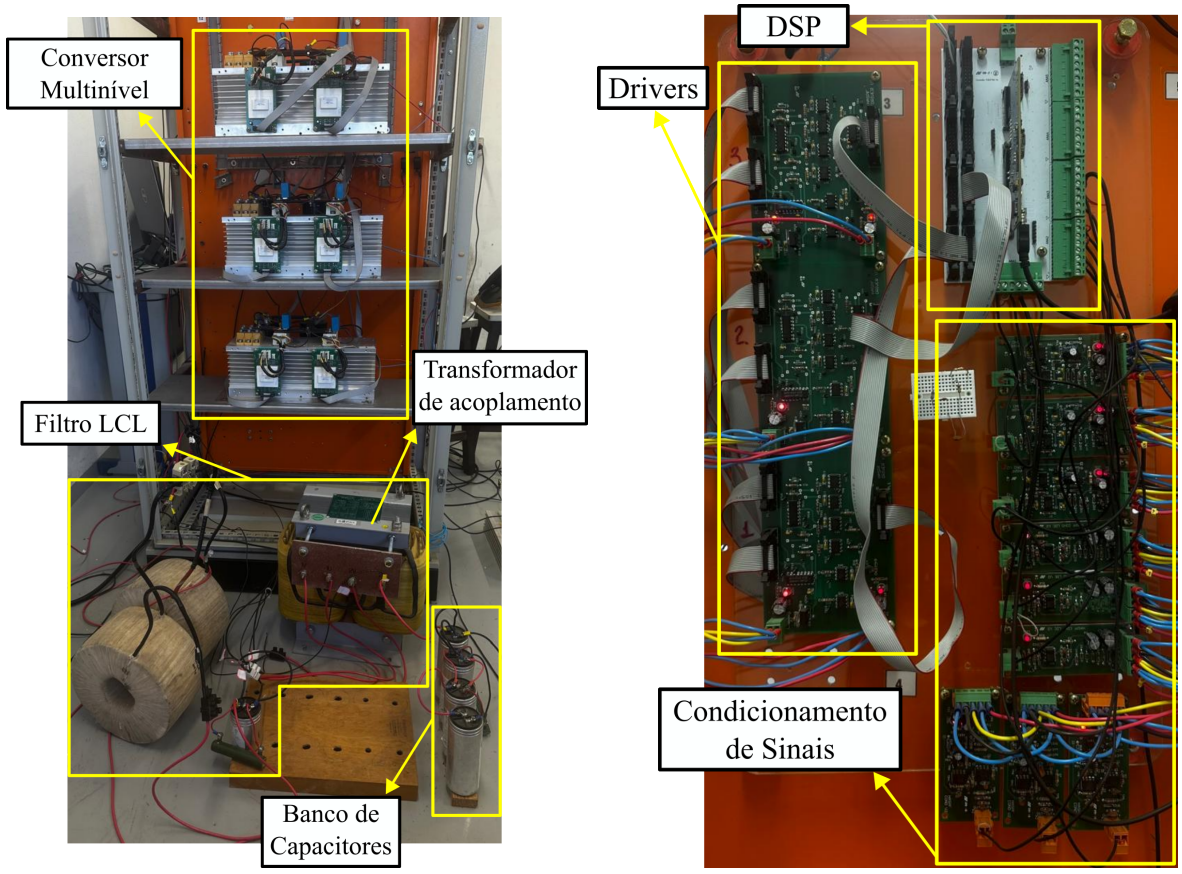
5.7 Resultados Práticos

Para os testes práticos, o protótipo utilizado no Capítulo 4, mostrado na Figura 28, foi alterado através da adição de dois módulos ponte-H, de forma que o circuito ficasse como apresentado no diagrama da Figura 41. A Figura 58 mostra a montagem do protótipo utilizado para os testes do método protosto.

Os parâmetros do sistema do protótipo montado seguem exatamente os parâmetros utilizados nas simulações, que são detalhados na Tabela 6, exceto pelo valor da capacitância do banco de capacitores, que, por ser o parâmetro que mais afeta a operação da SI-HAPF, foi estimado através do método baseado em filtros adaptativos, da forma que foi demonstrada no Capítulo 4. Como mostrado no fluxograma da Figura 44, a estimação é feita todo período de amostragem, porém, o valor da capacitância somente é corrigido quando solicitado. A capacitância estimada para o banco de capacitores foi de $\widehat{C} = 309.22\mu F$, ante os $274\mu F$ nominais dos 4 capacitores em paralelo.

Os testes realizados foram organizados de forma a demonstrar separadamente cada uma das funcionalidades obtidas com o método proposto para a obtenção de referências, sendo assim, os testes foram separados em: Bloqueio harmônico; referência fixa de reativo; compensação dinâmica de reativo; compensação de harmônicos; e compensação simultânea de reativo e harmônicos.

Em todos os resultados práticos apresentados, a legenda para cada sinal é indicada na parte inferior da imagem, com setas indicando a variável que está sendo mostrada em cada canal do osciloscópio. Essa informação também está descrita na legenda das figuras.



(a) (b)

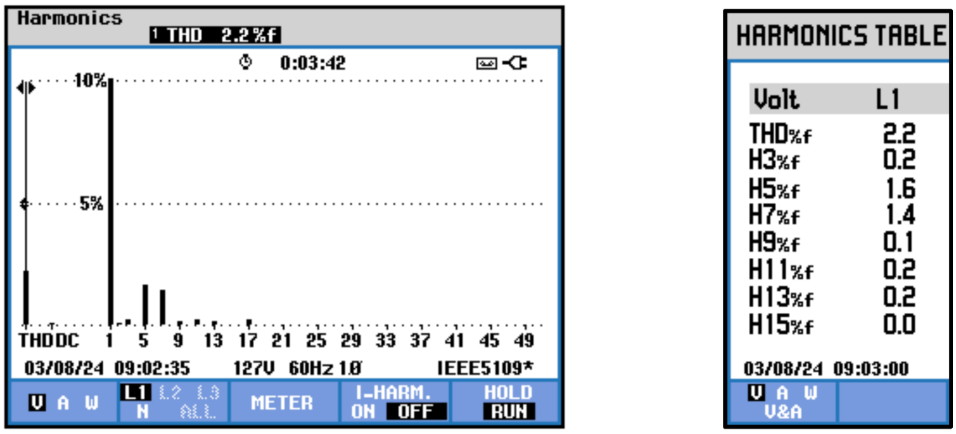
Figura 58 – Protótipo da SI-HAPF Montado em Laboratório com Conversor Ponte-H em Cascata de 7-Níveis para os Testes do Método Proposto: (a) Circuito de Potência e (b) Circuito de Condicionamento e Controle.

5.7.1 Bloqueio Harmônico

Como discutido anteriormente, a tensão da rede no ponto de acoplamento do equipamento é composta por harmônicos que afetam a operação do equipamento, a Figura 59a mostra a medida de *THD* da tensão da rede, indicando um valor de 2.2%, com maior influência das harmônicas de ordem 5 e 7. Os valores detalhados das primeiras 7 harmônicas são mostrados na Figura 59b.

Na Figura 60 é mostrado o efeito do bloqueio harmônico e do amortecimento de ressonâncias sobre a corrente do ramo do filtro híbrido, nesse teste a referência reativa de corrente (I_f^{q*}) foi mantida em $20A_p$, valor nominal do banco de capacitores, e nenhuma carga foi conectada ao sistema, ou seja, a corrente do filtro híbrido é igual à corrente da fonte ($i_s = i_f$).

Inicialmente, o bloqueio harmônico foi desligado através da remoção do termo v_{sh} da equação (5.45), e o amortecimento de ressonâncias foi mantido desligado ao se fazer $R_v = 0$ em (5.48), isso faz com que a corrente apresente um *THD* de 11.6%, devido à interação das frequências harmônicas da tensão da rede com a parcela passiva do filtro



(a) (b)

Figura 59 – Harmônicos de Tensão da Rede no Ponto de Acoplamento do Equipamento (a) Espectro Harmônico e (b) Tabela com Valores Detalhados das Harmônicas.

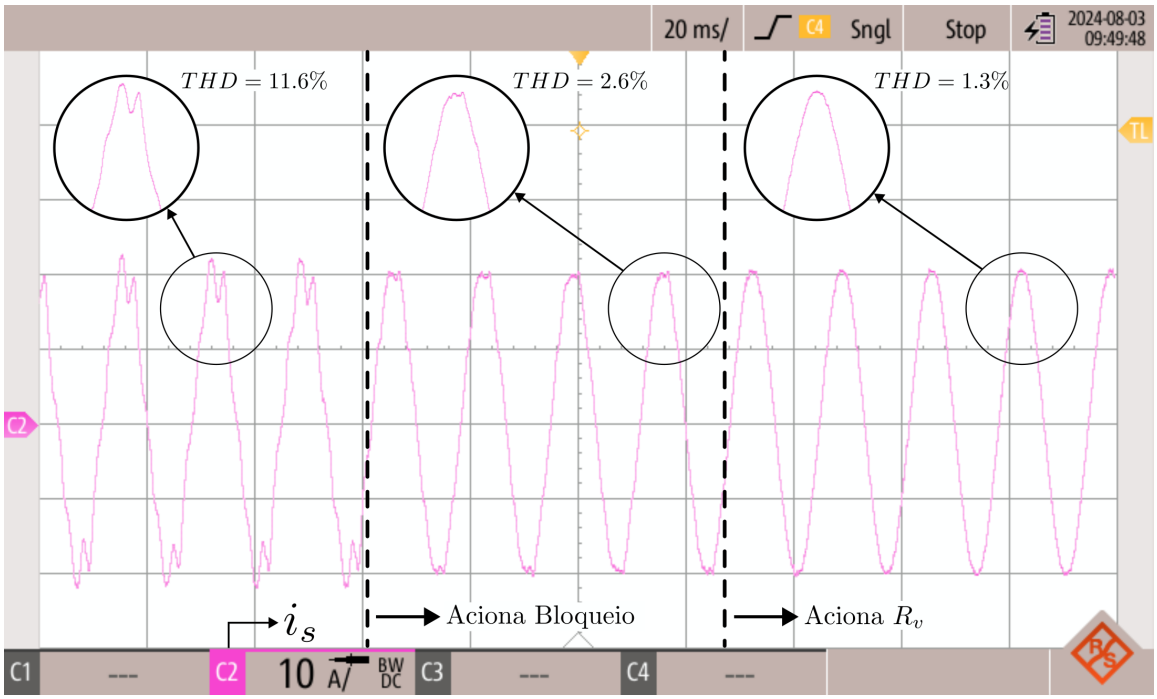


Figura 60 – Efeito da Aplicação do Bloqueio Harmônico e do Amortecimento por Resistência Virtual Sobre a Corrente do Ramo do Filtro Híbrido. C2 (Rosa): i_s

híbrido. Em seguida, no momento marcado pela primeira linha tracejada, o bloqueio harmônico é acionado, isso é feito através da soma dos harmônicos da tensão da rede (v_{sh}) na equação (5.45), o bloqueio harmônico atua rapidamente sobre a corrente do filtro híbrido, fazendo com que o seu *THD* seja reduzido para 2.6%. Por fim, o valor da resistência virtual é alterado para $R_v = 2.15\Omega$, reduzindo ainda mais o *THD* da corrente para 1.3%. O espectro harmônico da corrente durante os três estágios da Figura 60 é mostrado na Figura 61.

Antes da aplicação do bloqueio harmônico, a corrente do filtro híbrido apresenta

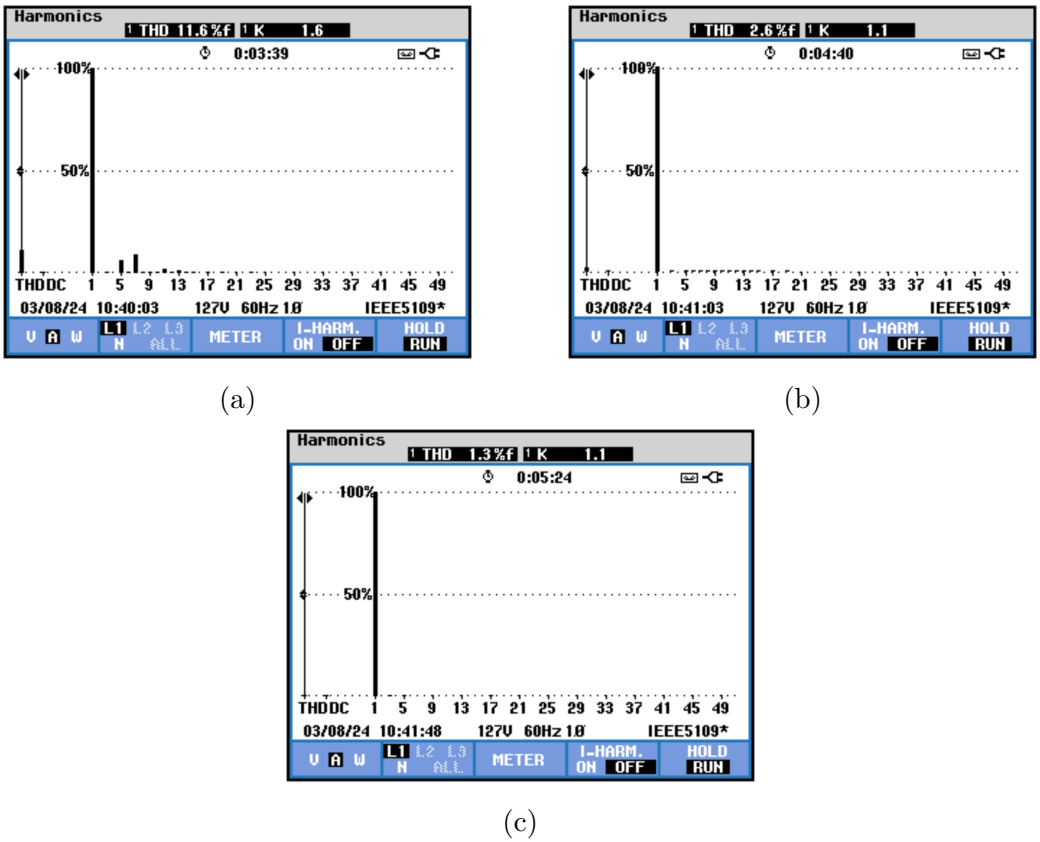


Figura 61 – Harmônicos da Corrente do Ramo do Filtro Híbrido (a) Sem Bloqueio Harmônico (b) Com Bloqueio Harmônico e (c) Com Bloqueio Harmônico e Amortecimento de Ressonâncias.

um *THD* de 11.6%, com os harmônicos seguindo a influência da tensão da rede, como pode ser verificado ao se comparar o espectro harmônico da tensão da rede, mostrado na Figura 59a, com o espectro da corrente, mostrado na Figura 61a. Uma vez aplicado o bloqueio harmônico, a influência dessas frequências é reduzida, e o *THD* da corrente cai para 2.6%, mostrado na Figura 61b. Em seguida, através da técnica de amortecimento por resistência virtual, todas as frequências do espectro são atenuadas, reduzindo o *THD* da corrente para 1.3%, como visto na Figura 61c.

O comportamento da tensão do capacitor do filtro *LCL* e da corrente do conversor durante o teste do bloqueio harmônico é mostrado na Figura 62. No momento do acionamento do bloqueio harmônico é possível notar que a tensão do capacitor do filtro *LCL* fica muito distorcida, devido à aplicação das tensões harmônicas da rede para o bloqueio harmônico, enquanto a corrente do conversor fica mais senoidal. Esse comportamento é muito semelhante ao demonstrado na Figura 47 para a simulação.

5.7.2 Referência Fixa de Reativo

Na seção anterior foi demonstrada a capacidade do método proposto de evitar a interação dos harmônicos de tensão da rede com os componentes passivos da SI-HAPF,

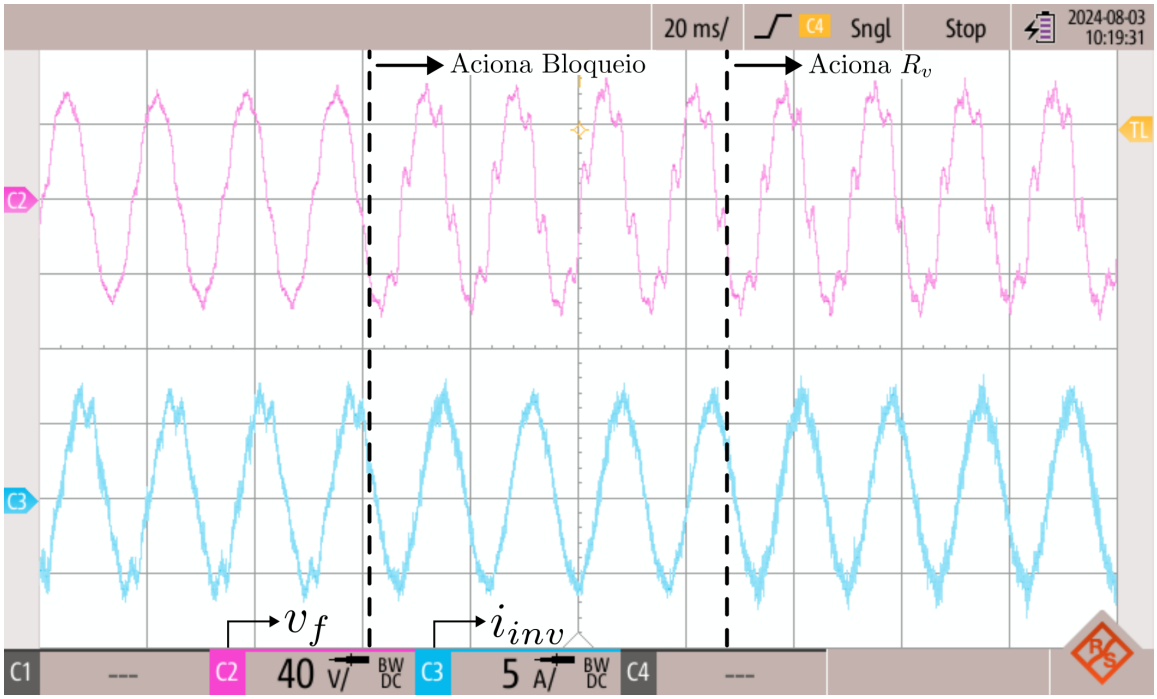


Figura 62 – Efeito da Aplicação do Bloqueio Harmônico e do Amortecimento por Resistência Virtual Sobre as Variáveis de Estado do Sistema. C2 (Rosa): v_f, C3 (Ciano): i_{inv}

evitando assim o aparecimento de ressonâncias entre o equipamento e a rede. Com isso, é possível verificar o funcionamento do equipamento dentro da sua faixa de operação.

A referência de tensão dos barramentos CC de cada módulo do conversor foi ajustada para $150V$, com isso, a tensão máxima que pode ser aplicada pelo conversor é de $450V_p$, ou seja, $318V_{rms}$. Devido às características do transformador utilizado, isso implica que o valor máximo de tensão que pode ser aplicado pela parcela ativa do filtro híbrido é $v_{af_{max}} = 91V_{rms}$, o que equivale a 71% do valor de tensão nominal da rede. Da equação (2.7), isso é equivalente a definir:

$$\beta_{max} = 0.71 \tag{5.54}$$

De acordo com (5.54) e com a equação (2.8), os valores máximo e mínimo da parcela reativa da corrente do ramo da SI-HAPF ficam:

$$I^{q*}_{f_{min}} = 4.5A_{rms} = 6.36A_p \tag{5.55}$$

$$I^{q*}_{f_{max}} = 26.5A_{rms} = 37.5A_p \tag{5.56}$$

Para os testes foram então definidos os valores de $8A_p$ e $27A_p$ como limites de operação da parcela reativa da referência de corrente (I^{q*}_f), sendo o limite máximo se-

lecionado de acordo com os dispositivos de proteção instalados no protótipo, que foram projetados para uma corrente máxima de $20A_{rms}$.

A operação do protótipo foi testada através da aplicação de um transitório na referência I_f^{q*} entre seus limites mínimo e máximo definidos anteriormente. A resposta da corrente do ramo do filtro híbrido é mostrada na Figura 63, na qual são mostradas a corrente e a sua referência. É possível observar que, mesmo com um grande transitório, o sistema se mantém estável, e é capaz de alcançar a referência em pouco mais de meio ciclo da frequência fundamental, com o regime permanente pleno sendo atingido após $25ms$.

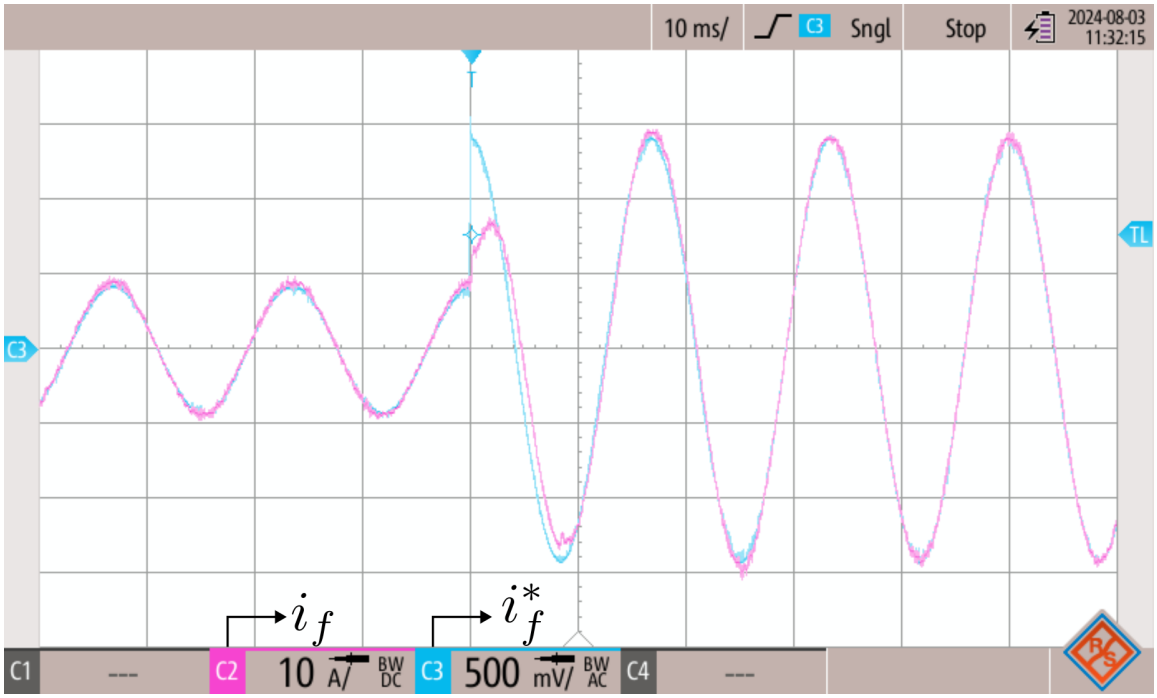
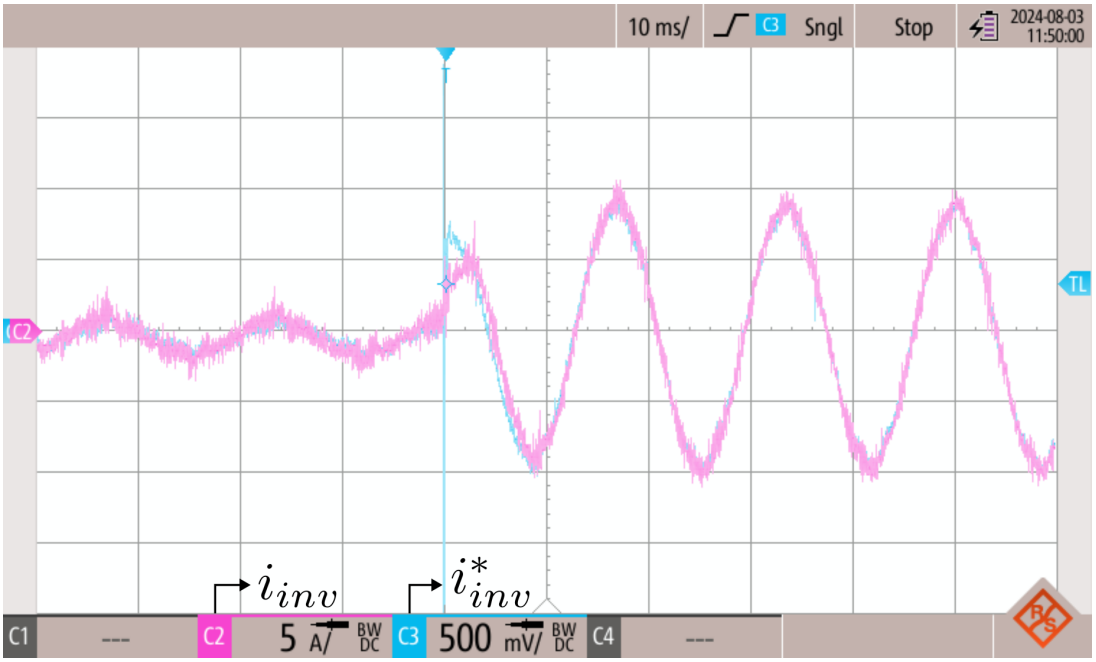


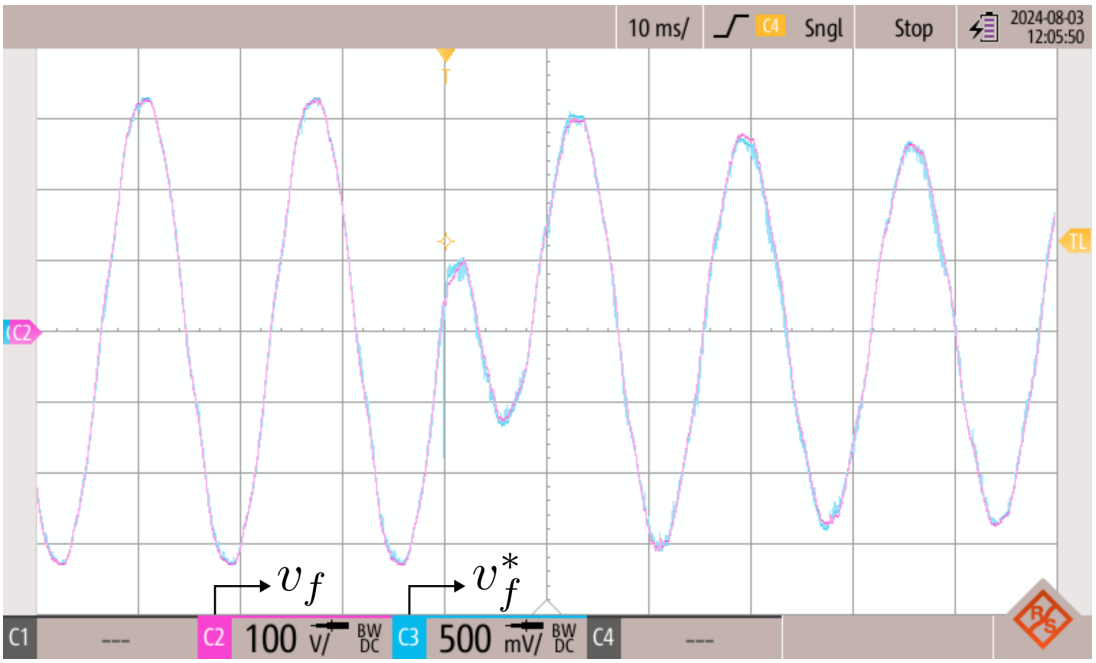
Figura 63 – Resposta da Corrente do Ramo do Filtro Híbrido para um Transitório entre os Limites de Operação Mínimo e Máximo do Equipamento. C2 (Rosa): i_f, C3 (Ciano): i_f^*

O comportamento da corrente do conversor e da tensão do capacitor do filtro LCL durante o transitório são mostradas nas Figuras 64a e 64b, respectivamente. Devido ao maior valor definido para o fator de peso λ_v, a tensão do capacitor do filtro LCL segue a sua referência mais rápido do que a corrente do conversor. Nesse teste também é possível verificar o funcionamento do integrador por RNN-PCLPF, uma vez que, mesmo com um grande degrau na referência de corrente, não é visualizado o aparecimento de um nível CC na referência da tensão do capacitor do filtro. O tempo de $25ms$ que foi visualizado na Figura 63 para que a referência de corrente atingisse o regime permanente também pode ser identificado em v_f^*, que demora esse tempo para alcançar o seu valor de regime permanente, isso ocorre devido ao tempo do RNN-PCLPF de finalizar o cálculo da integral da referência de corrente após o transitório.

A Figura 65 mostra o coportamento da tensão do conversor e da tensão do banco



(a)



(b)

Figura 64 – Resposta das Variáveis de Estado do Sistema para um Transitório entre os Limites de Operação Mínimo e Máximo do Equipamento (a) Corrente do Conversor C2 (Rosa): i_{inv}, C3 (Ciano): i^*_{inv} e (b) Tensão do Capacitor do Filtro LCL C2 (Rosa): v_f, C3 (Ciano): v^*_f.

de capacitores durante esse transitório, evidenciando a operação da SI-HAPF de acordo com o descrito no Capítulo 2. Quando a referência I^{q*}_f está configurada para $8A_p$ a tensão v_f fica em fase com a tensão da rede, reduzindo a amplitude da tensão sobre o banco de capacitores (v_c). Após o transitório, para que o equipamento forneça uma potência reativa maior do que a nominal do banco de capacitores, a tensão v_f é colocada em fase oposta a

da tensão da rede, aumentando a tensão sobre o banco de capacitores, que fica maior do que a tensão da rede.

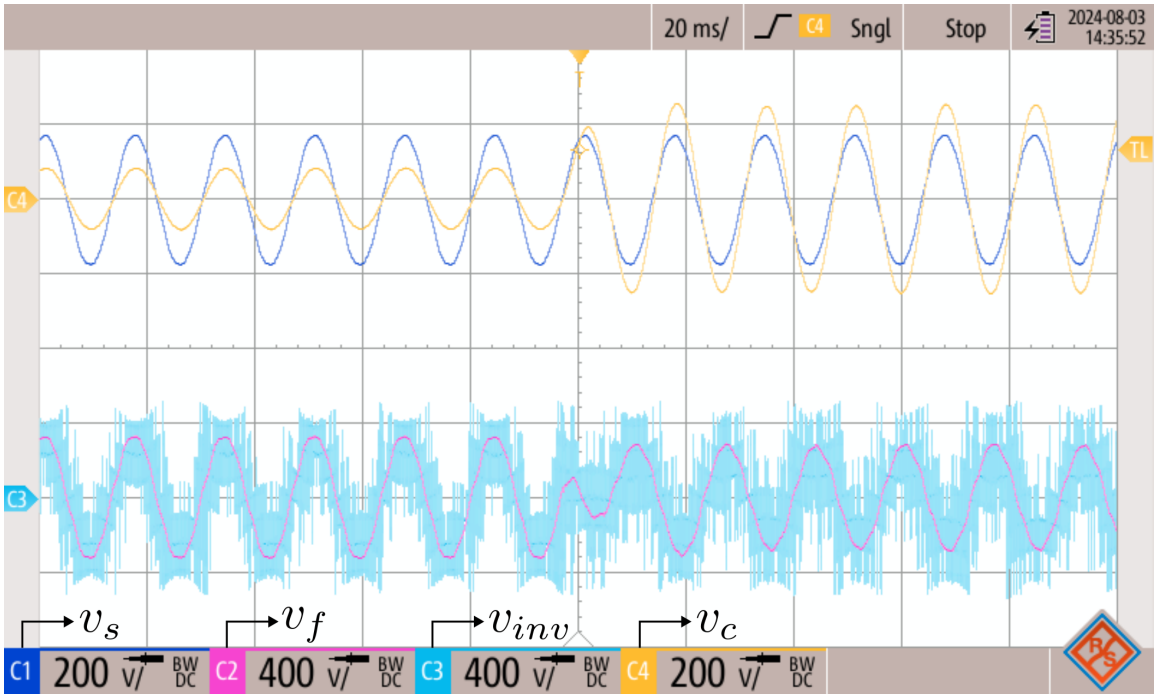
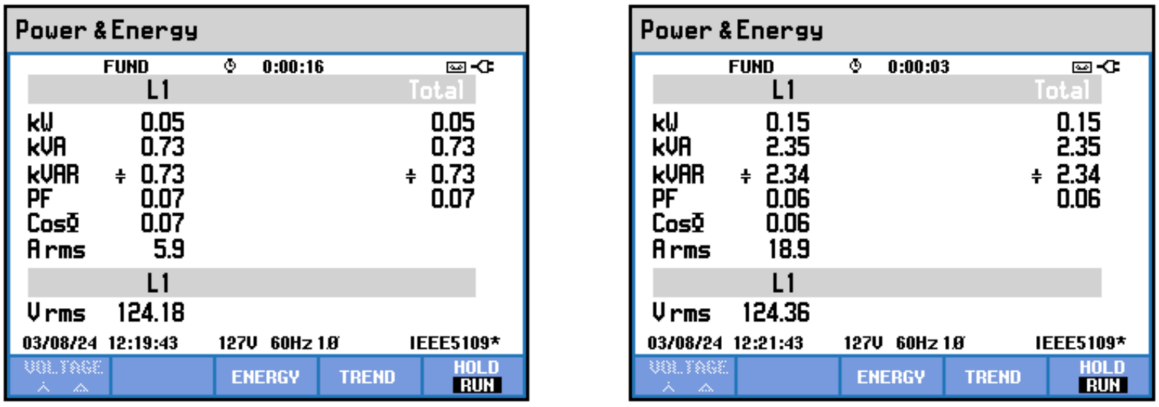


Figura 65 – Resposta da Corrente do Ramo do Filtro Híbrido para um Transitório entre os Limites de Operação Mínimo e Máximo do Equipamento. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): v_f, C3 (Ciano): v_{inv}, C4 (Amarelo): v_c

A medida da potência reativa fornecida pela SI-HAPF é obtida através de um analisador de qualidade de energia FLUKE 435, sendo mostradas na Figura 66. A potência reativa mínima fornecida pelo filtro híbrido é de $730Var$, quando $I_f^{q*} = 8A$, e o valor máximo de potência reativa fornecida pelo protótipo montado em laboratório é de $2300Var$, quando $I_f^{q*} = 27A$.



(a) (b)

Figura 66 – Potência Fornecida pelo Filtro Híbrido com (a) $I_f^{q*} = 8A$ (b)$I_f^{q*} = 27A$.

A dinâmica do controle da tensão dos barramentos CC é demonstrada na Figura 67, na qual a tensão dos três barramentos CC são mostradas antes e depois do transitório de

corrente. O *ripple* da tensão do barramento CC é muito pequeno quando o filtro híbrido está operando com menos corrente, e aumenta para $10V_{pp}$ com o valor máximo de corrente, sendo esse valor cerca de 6% do valor máximo da tensão do barramento CC.

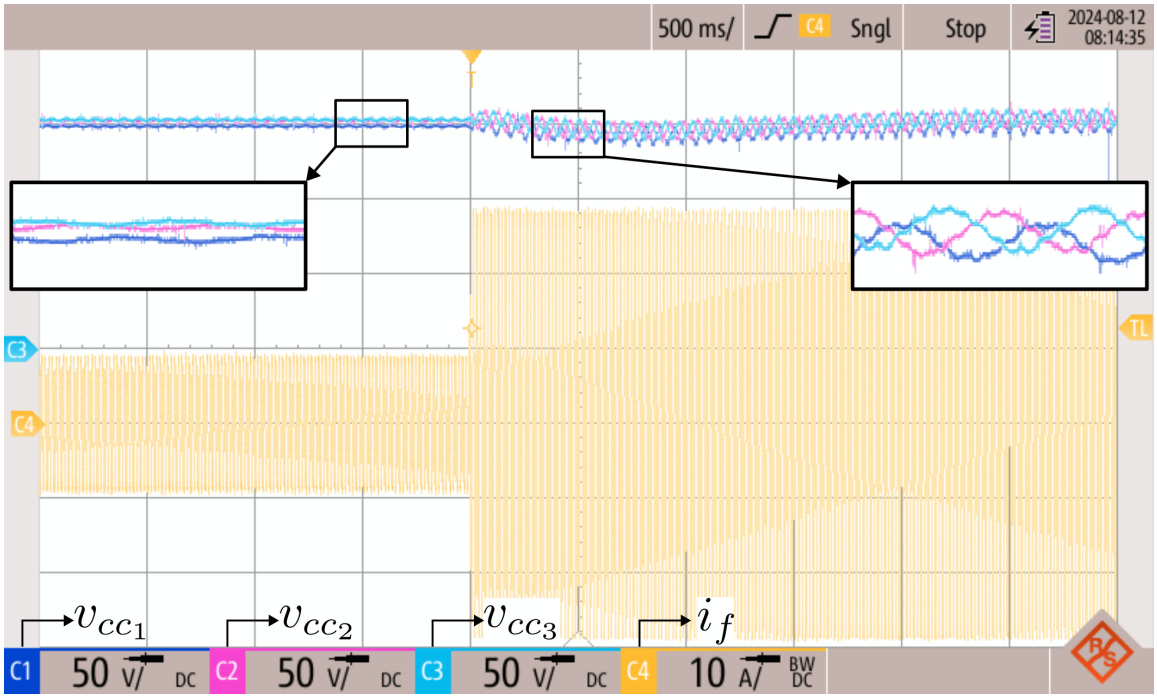


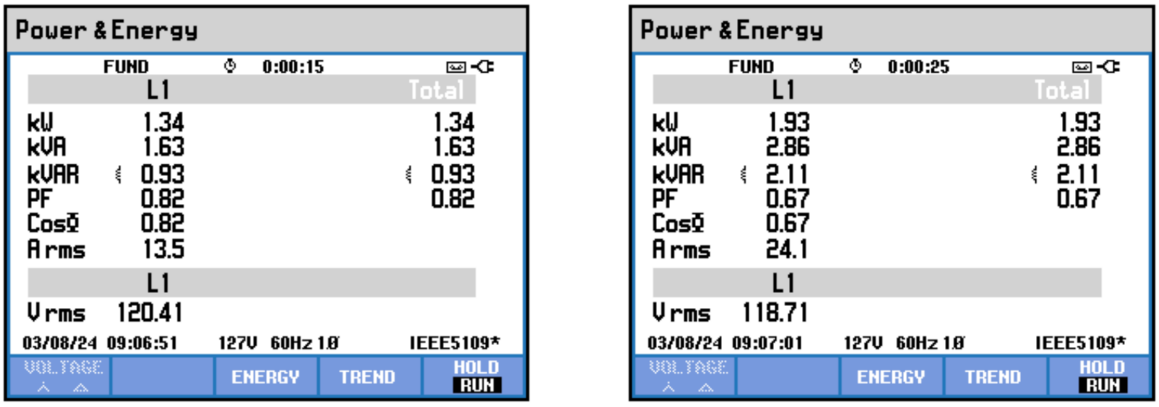
Figura 67 – Resposta da Tensão do Barramento CC para um Transitório entre os Limites de Operação Mínimo e Máximo do Equipamento. C1 (Azul): v_{cc_1}, C2 (Rosa): v_{cc_2}, C3 (Ciano): v_{cc_3}, C4 (Amarelo): i_f

5.7.3 Compensação Dinâmica de Reativo

Os testes realizados na seção anterior tiveram como objetivo demonstrar a capacidade do equipamento de seguir uma referência desejada, dentro da faixa de operação do equipamento. Porém, em aplicações reais, o filtro híbrido deve ser capaz de efetuar a compensação do reativo das cargas de forma dinâmica, mantendo o fator de potência unitário no ponto de acoplamento.

Duas cargas indutivas foram montadas para testar a capacidade do método proposto de efetuar a compensação dinâmica de reativo, as potências dessas cargas são mostradas na Figura 68. A primeira carga (carga 1) possui uma potência reativa de $930Var$, fazendo com que o equipamento precise operar em sua região de subcompensação, já a segunda carga (carga 2) posui uma potência reativa de $2110Var$, valor maior do que a potência nominal do banco de capacitores, o que faz com que o equipamento opere em sua região de sobrecompensação.

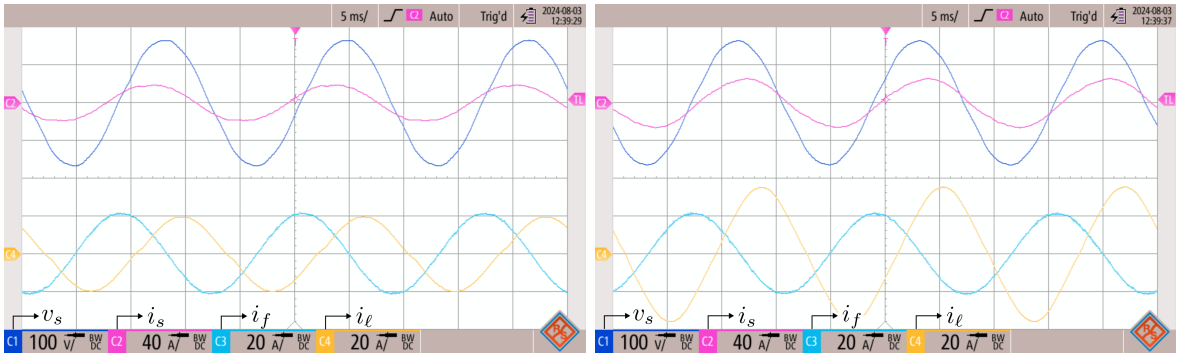
Antes de demonstrar a capacidade de compensação dinâmica de reativo, a Figura 69 mostra o comportamento das correntes do sistema com cada uma das cargas quando o algoritmo de compensação dinâmica de reativo não está ligado. A referência de



(a) (b)

Figura 68 – Potência das Cargas Lineares Utilizadas nos Testes de Compensação Dinâmica de Reativo (a) Carga 1 (b) Carga 2.

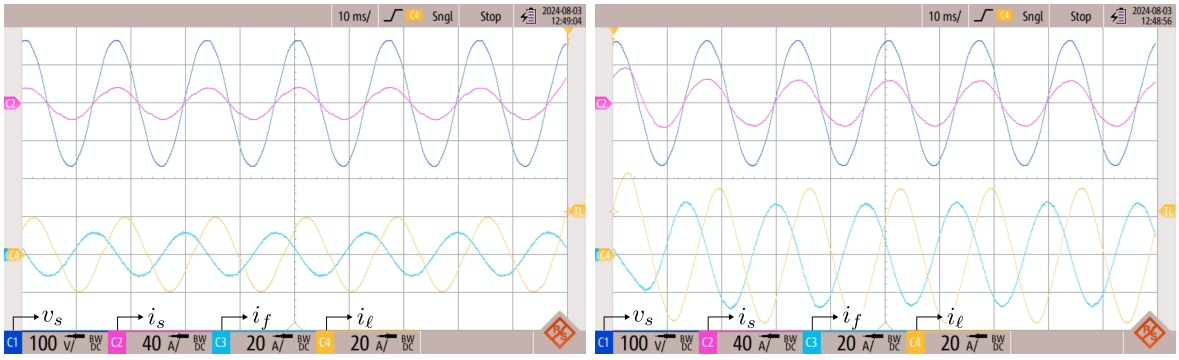
corrente reativa do filtro foi colocada em seu valor nominal de $20A_p$, fazendo com que o filtro híbrido forneça uma potência reativa capacitiva de $1750Var$. A Figura 69a mostra que, com a carga 1, a corrente da fonte está adiantada em relação à tensão da rede, o que indica que o filtro híbrido está fornecendo mais reativo capacitivo do que o necessário pela carga. Já na Figura 69b, a corrente da fonte está atrasada em relação à tensão da rede, indicando que o filtro híbrido não está fornecendo reativo suficiente para suprir a necessidade da carga.



(a) (b)

Figura 69 – Tensão da Rede e Correntes do Sistema sem o Algoritmo de Compensação Dinâmica de Reativo com (a) Carga 1 e (b) Carga 2. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ

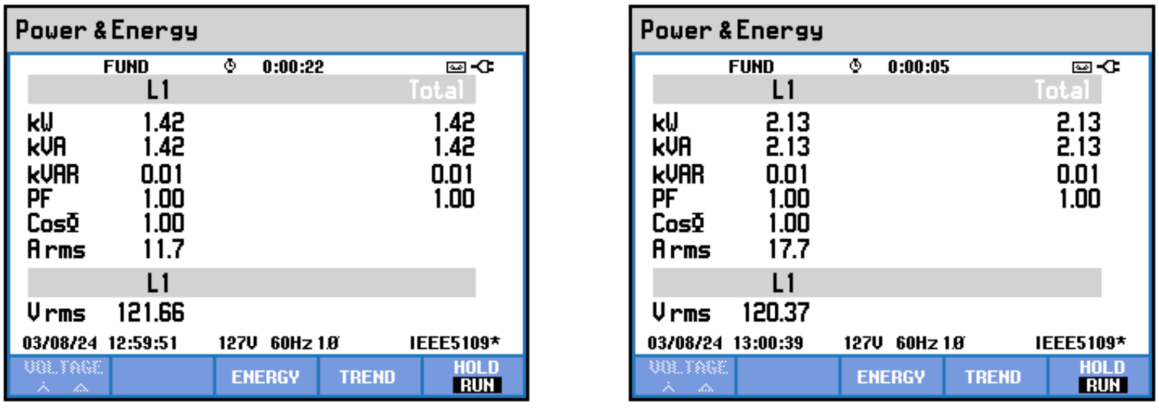
Em seguida, a compensação dinâmica de reativo é acionada através da aplicação do valor calculado pelas equações (5.28) e (5.29) como referência da parcela reativa da corrente do ramo do filtro híbrido. Após essa mudança, o comportamento das correntes do sistema com cada uma das cargas passa a ser, em regime permanente, como mostrado na Figura 70. Em comparação com os resultados da Figura 69, é possível verificar que a corrente do filtro tem sua amplitude alterada de acordo com a carga conectada, fazendo com que a corrente da fonte fique sincronizada com a tensão da rede em ambos os casos.



(a) (b)

Figura 70 – Tensão da Rede e Correntes do Sistema com o Algoritmo de Compensação Dinâmica de Reativo em Regime Permanente com (a) Carga 1 e (b) Carga 2. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ

Porém, uma forma melhor de avaliar a compensação dinâmica de reativo é através da medida da potência na fonte. A Figura 71 mostra essa medida com o equipamento compensando cada uma das cargas, demonstrando que o fator de potência é mantido unitário em ambas as situações. Além disso, comparando esses resultados com os valores da Figura 68, pode-se notar uma melhora na tensão da rede no ponto de acoplamento.



(a) (b)

Figura 71 – Potência da Fonte Durante a Compensação Dinâmica de Reativa com a (a) Carga 1 e (b) Carga 2.

A resposta dinâmica do método proposto foi verificada através da aplicação de um transitório entre a carga 1 e a carga 2, sendo o resultado mostrado na Figura 72. Nesse teste, o transitório efetuado representa uma variação de 75% da faixa total de operação do protótipo, e, mesmo nessas circunstâncias, o filtro híbrido foi capaz de atingir o regime permanente em pouco mais de um ciclo da frequência fundamental.

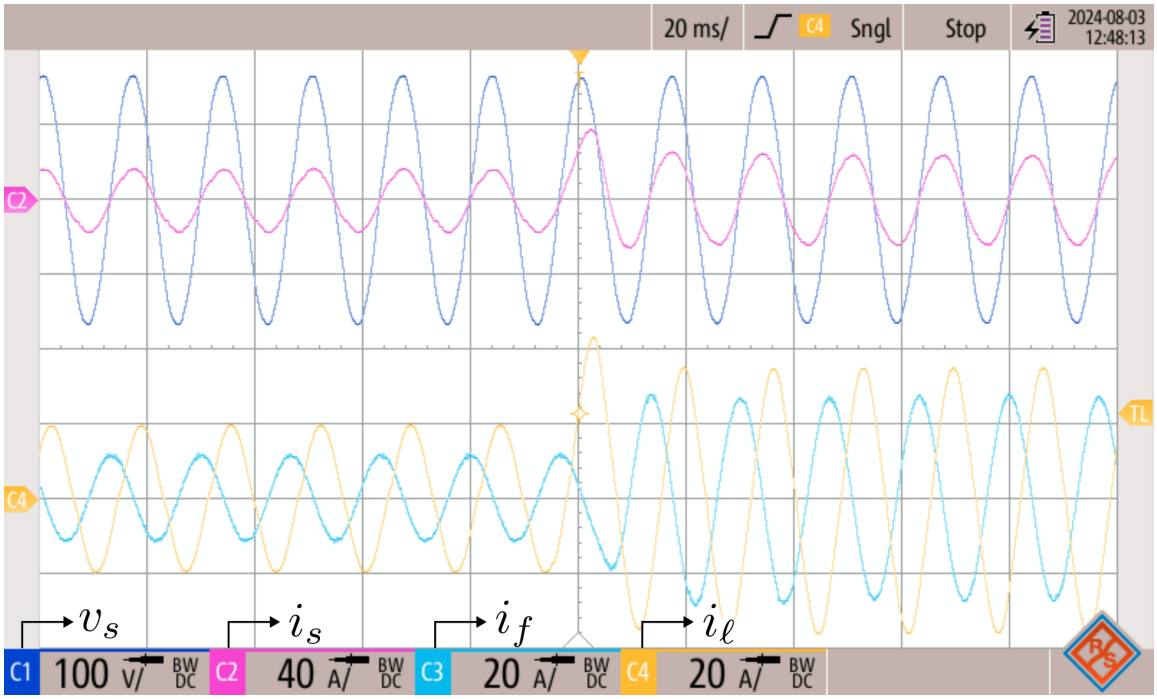


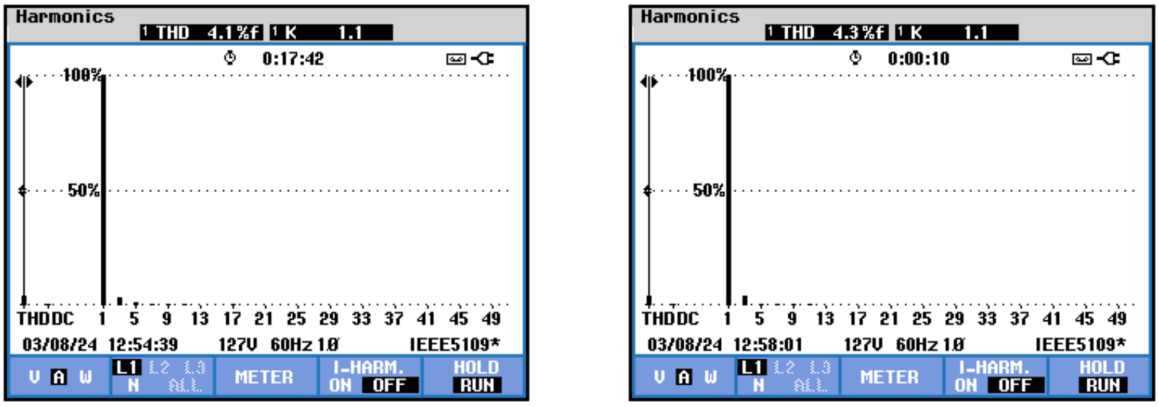
Figura 72 – Resposta Transitória do Filtro Híbrido para Transitório de Cargas Lineares com Compensação Dinâmica de Reativo. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ

5.7.4 Compensação de Harmônicos de Cargas

Geralmente, as correntes harmônicas que surgem no sistema são provenientes de cargas não-lineares. Porém, também é necessário considerar os harmônicos gerados por cargas lineares, esses harmônicos podem ser ocasionados, por exemplo, pela saturação do núcleo de indutores, ou pela interação de harmônicos de tensão da rede com a impedância de cargas lineares. Esse efeito pode ser visualizado nos resultados apresentados anteriormente nas Figuras 69, 70 e 72, nas quais a corrente da fonte apresenta uma clara distorção harmônica. Isso ocorre pois, nesses testes, a parcela da referência de corrente do ramo do filtro responsável pela compensação harmônica, i^*_{fh} da equação (5.33), não foi considerada. O espectro harmônico da corrente da fonte durante os testes de compensação dinâmica de reativo com as cargas 1 e 2, realizados na seção anterior, são mostrados na Figura 73. Apesar da carga ser linear, a corrente da fonte fica com um *THD* acima de 4% para ambas as cargas.

O método proposto é capaz de evitar esse problema, isso é feito da mesma forma que a compensação de harmônicos de cargas não-lineares, através da soma de I^*_{fh} na referência da corrente do ramo do filtro híbrido da equação (5.33). O resto dos cálculos das referências de v_f e de i_{inv} não precisam ser alterados, a única mudança nos cálculos é que agora $I^*_{fh} \neq 0$.

A Figura 74 mostra o momento no qual é feito o acionamento da compensação de harmônicos da carga 1. Inicialmente, apenas a compensação de reativo está ativada e



(a) (b)

Figura 73 – Espectro Harmônico da Corrente da Fonte Durante os Testes da Compensação Dinâmica de Reativo Compensando a (a) Carga 1 e (b) Carga 2.

então, no istante indicado na figura, é feito o acionamento da compensação de harmônicos ao se somar as componentes harmônicas da carga na referência da corrente da SI-HAPF. Antes da compensação de harmônicos, a corrente da fonte está distorcida enquanto a corrente do filtro híbrido fica senoidal. Após o acionamento da compensação de harmônicos, o filtro híbrido passa a atuar como uma baixa impedância para as harmônicas da carga, fazendo com que a corrente do ramo da SI-HAPF fique distorcida e a corrente da fonte se mantenha senoidal. O espectro harmônico da corrente da fonte com a compensação de reativo e harmônicos da carga 1 é mostrado na Figura 75, onde é verificado que o *THD* que, antes da compensação, era de 4.1%, foi reduzido para 1.3%.

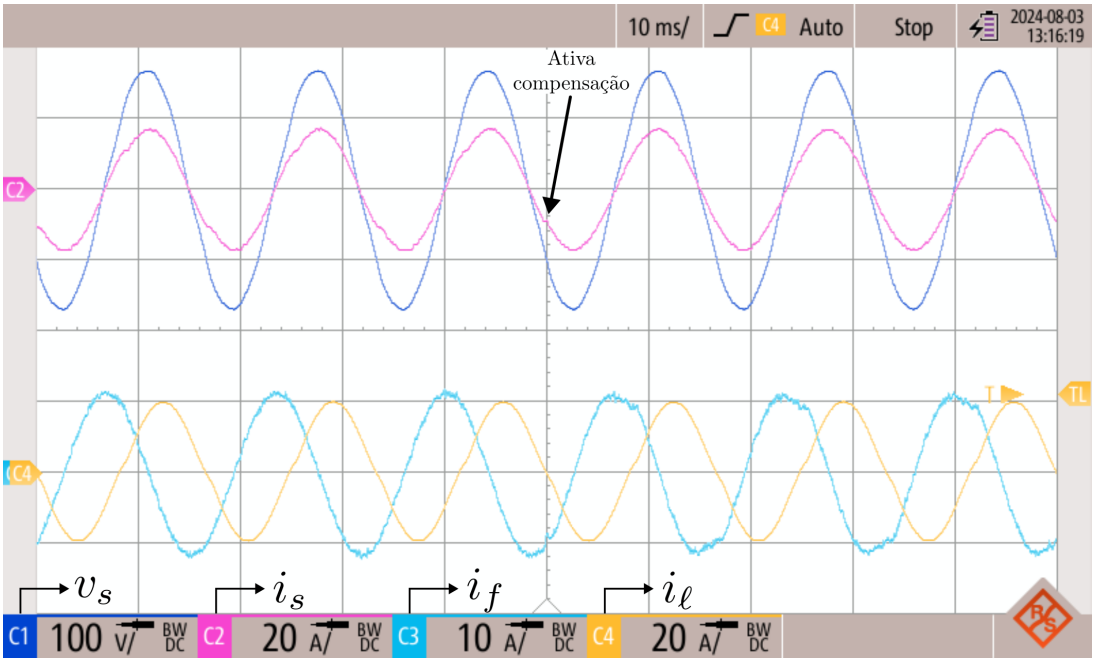


Figura 74 – Acionamento da Compensação de Harmônicos Durante a Compensação Dinâmica de Reativo da Carga Linear 1. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ

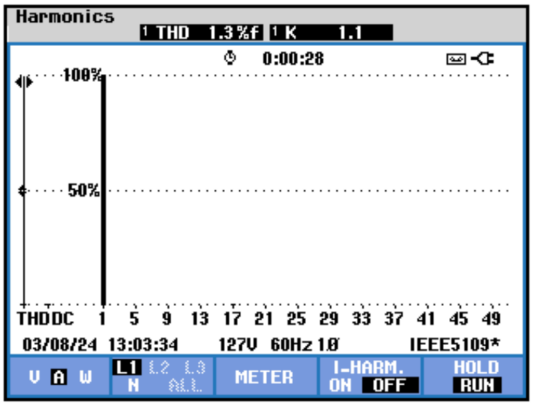
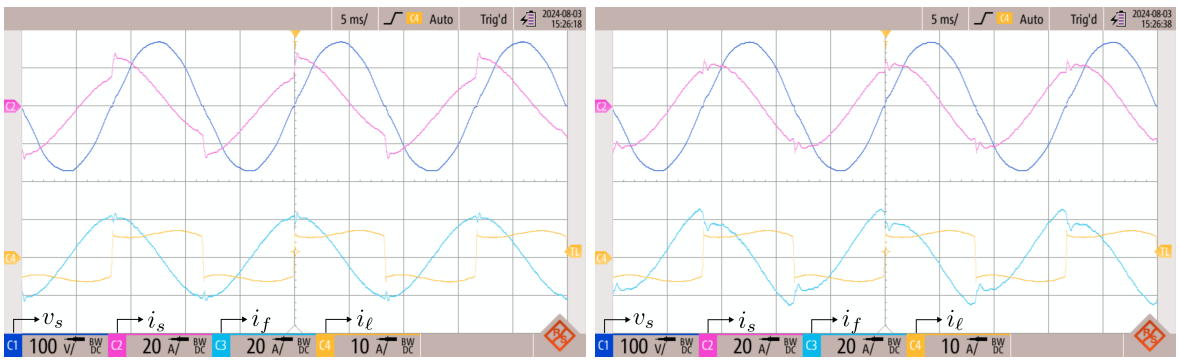


Figura 75 – Espectro Harmônico da Corrente da Fonte Durante a Compensação de Reativo e Harmônicos da Carga 1.

No entanto, o intuito da SI-HAPF é compensar os harmônicos de corrente de cargas não-lineares encontradas na indústria. Foram então montadas duas cargas não-lineares para os testes, uma carga do tipo fonte de corrente e uma carga do tipo fonte de tensão, as cargas utilizadas seguiram os valores das simulações, com seus diagramas mostrados nas Figuras B.10 e B.11.

Os primeiros testes foram realizados para a carga do tipo fonte de corrente, a Figura 76 mostra o comportamento das correntes do sistema antes e depois da ativação da parcela do algoritmo responsável pela compensação harmônica. O método proposto demonstra ser capaz de fazer com que o ramo do filtro híbrido seja sintonizado para as frequências desejadas, ocasionando em uma corrente senoidal na fonte.



(a) (b)

Figura 76 – Tensão da Rede e Correntes do Sistema com a Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Corrente (a) sem Compensação Harmônica e (b) com Compensação Harmônica. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ

Porém, no método proposto apenas as componentes harmônicas de interesse são compensadas. No caso estudado neste trabalho, as componentes até a 15^a harmônica são compensadas, devido aos sub-filtros que foram configurados para o ANF-FE aplicado à corrente da carga, como indicado pela equação (5.31).

A Figura 77 mostra o espectro harmônico da corrente da carga e da rede nas situações demonstradas na Figura 76, ou seja, com o filtro ligado fornecendo sua corrente nominal mas sem compensação de harmônicos (Figura 76a) e com compensação de harmônicos (Figura 76b).

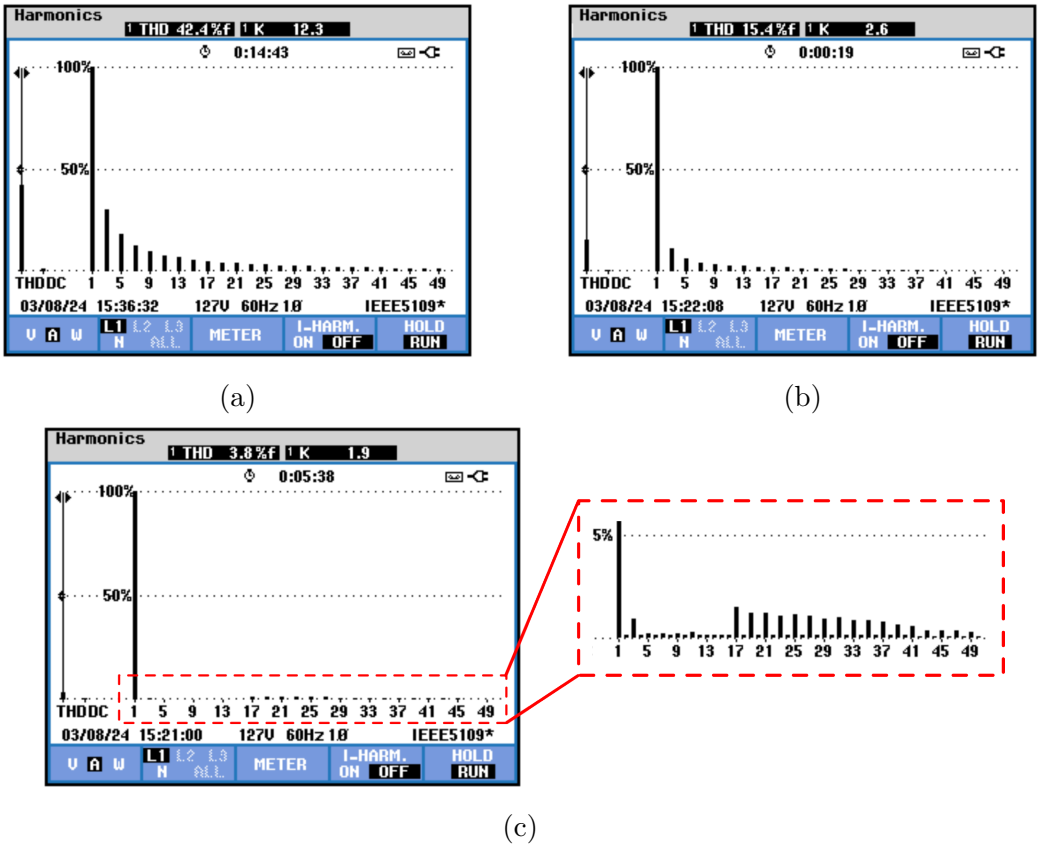


Figura 77 – Espectro Harmônico (a) Corrente da Carga Não-Linear Fonte de Corrente (b) Corrente da Fonte com Filtro Híbrido Inserido sem Compensação Harmônica (c) Corrente da Fonte com Filtro Híbrido Realizando a Compensação Harmônica.

A carga do tipo fonte de corrente resulta no aparecimento de harmônicos de corrente ao longo de todo o espectro harmônico, como mostrado na Figura 77a. Quando o filtro híbrido é conectado ao sistema, mesmo sem a compensação de harmônicos, o *THD* da corrente na fonte acaba sendo reduzido, devido à fundamental injetada pelo filtro, porém, todas as harmônicas da carga continuam fluindo pela rede, essa situação é verificada na Figura 77b. Após o acionamento do algoritmo de compensação harmônica é possível verificar que a corrente da fonte tem seu *THD* reduzido de 15.4% para 3.8%, e que apenas as frequências até a 15^a harmônica são compensadas, com a harmônica de ordem 3 ficando um pouco maior que as outras, com um valor de 1%.

Um transitório com a entrada dessa carga não-linear é mostrado na Figura 78, nesse teste o algoritmo de compensação harmônica já estava ligado e, conforme a corrente da carga aumenta, o filtro híbrido é capaz de manter a corrente na rede senoidal.

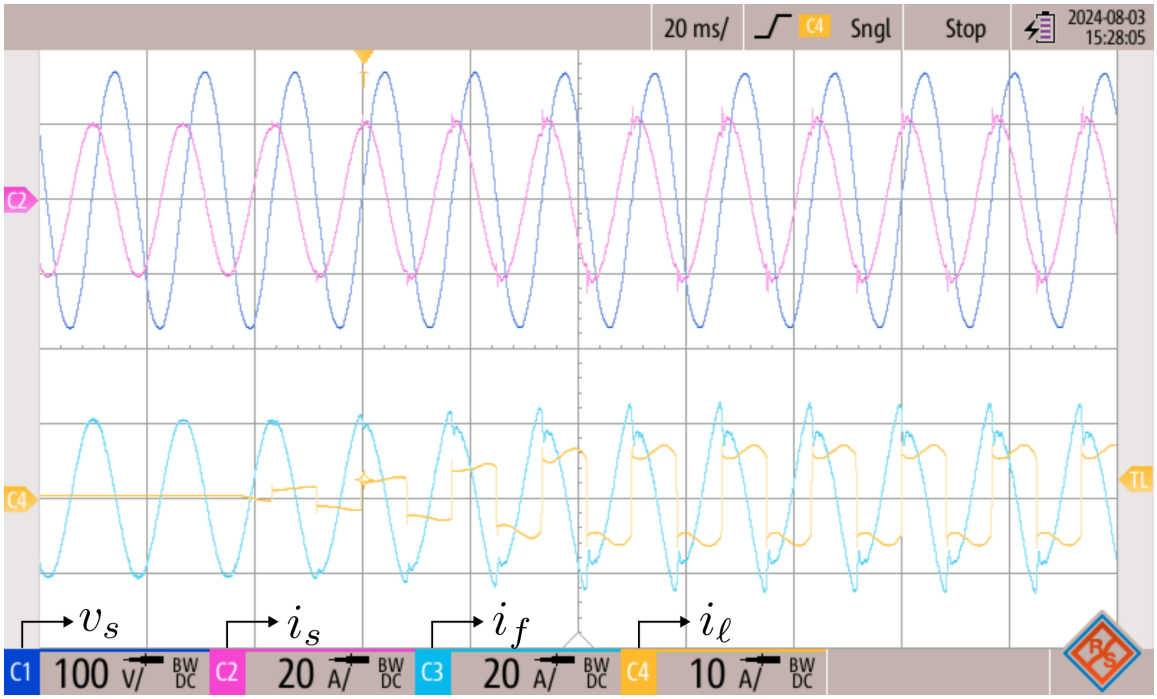


Figura 78 – Transitório de Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Corrente com Compensação de Harmônicos. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ

Considerando uma mesma carga não-linear, o valor de *THD* da corrente da fonte também vai depender da amplitude da fundamental injetada pelo filtro híbrido. Nos testes mostrados nas figuras anteriores, o valor de referência utilizado foi $I_f^{q*} = 20A_p$. A compensação de harmônicos também foi testada com essa mesma carga para os imites inferior e superior de I_f^{q*}, que apresentaram um valor de 7% com $I_f^{q*} = 8A_p$ e 2.9% com $I_f^{q*} = 27A_p$.

Em seguida, são apresentados os testes com carga não-linear do tipo fonte de tensão. No primeiro teste, mostrado na Figura 79, a carga não-linear foi conectada ao sistema com o algoritmo de compensação harmônica desligado e, em seguida, foi feito o acionamento da compensação harmônica. Inicialmente, por não estar efetuando a compensação de harmônicos, a corrente do ramo do filtro híbrido é mantida senoidal, com todos os harmônicos da carga não-linear fluindo pela rede, ocasionando em um *THD* de 25% na corrente da fonte. Em seguida, é feito o acionamento da compensação de harmônicos que, em cerca de $2ms$, sintoniza o ramo do filtro híbrido, evitando a circulação das correntes harmônicas pela rede e reduzindo o *THD* da corrente da fonte para 2.2%.

O espectro harmônico da corrente da carga não-linear fonte de tensão e da corrente da fonte nos momentos sem e com a compensação harmônica são mostrados na Figura 80. Diferente da carga do tipo fonte de corrente, as frequências harmônicas geradas pela carga não-linear fonte de tensão são de ordem menor, com a maior parte em frequências abaixo da 21^a harmônica. Apesar da compensação ser efetiva, ainda é possível visualizar uma

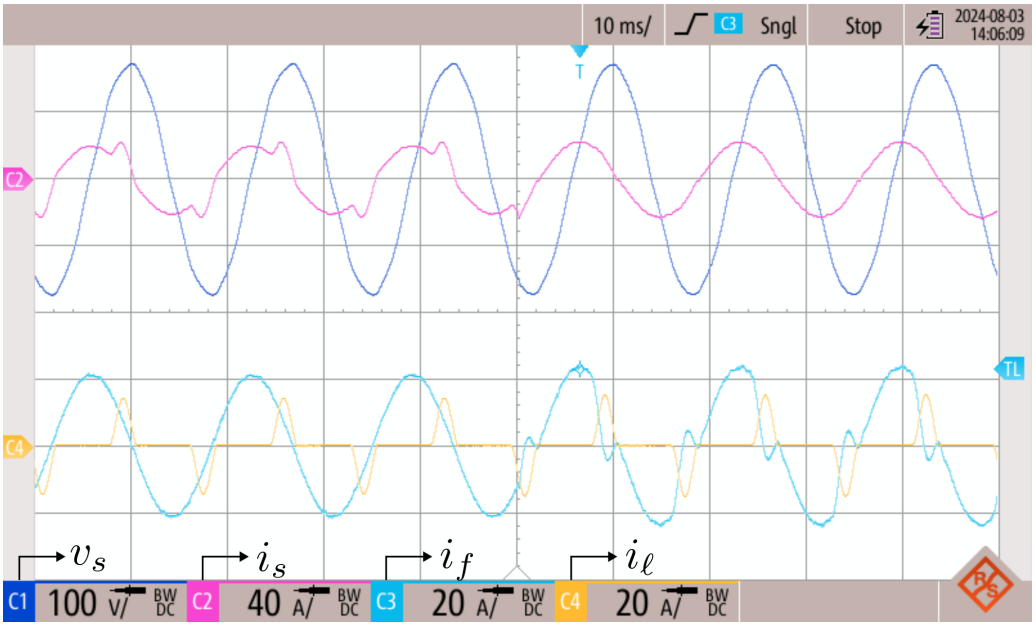


Figura 79 – Transitório de Acionamento de Compensação Harmônica com Carga Não-Linear Tipo Fonte de Tensão. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ

pequena quantidade de harmônicos de ordem 3, 5 e 7 fluindo pela rede, apresentando valores de 1.2%, 1.2% e 0.8%, respectivamente.

A rápida resposta obtida neste teste é explicada pelo fato de que, antes da ativação da compensação harmônica, o ANF-FE da corrente da carga já estava em regime permanente, com as harmônicas devidamente separadas. Isso faz com que, após a ativação da compensação, as referências das variáveis v_f e i_{inv} sejam corrigidas muito rapidamente, com o tempo de resposta afetado apenas pela dinâmica do sistema, sem os atrasos relacionados aos algoritmos e filtros.

Com isso, se faz necessária a verificação da resposta transitória para o caso da entrada de uma carga não-linear do tipo fonte de tensão, o resultado para esse teste é mostrado na Figura 81.

No teste apresentado na Figura 81, a parcela do algoritmo que efetua a compensação harmônica está ativada desde o começo, porém, como nenhuma carga está conectada ao sistema, tem-se $I^*_{fh} = 0$ e o resto dos cálculos das referências não é afetado. Um grande transitório de corrente ocorre no momento no qual a carga não-linear é inserida, isso acontece devido à carga do capacitor, que se encontra inicialmente descarregado. Porém, mesmo com esse transitório, é possível verificar que o sistema se mantém estável, com a sintonização do ramo do filtro híbrido se dando em pouco mais de $16ms$, ocasionando em uma corrente senoidal na rede, com o *THD* de 2.2%.

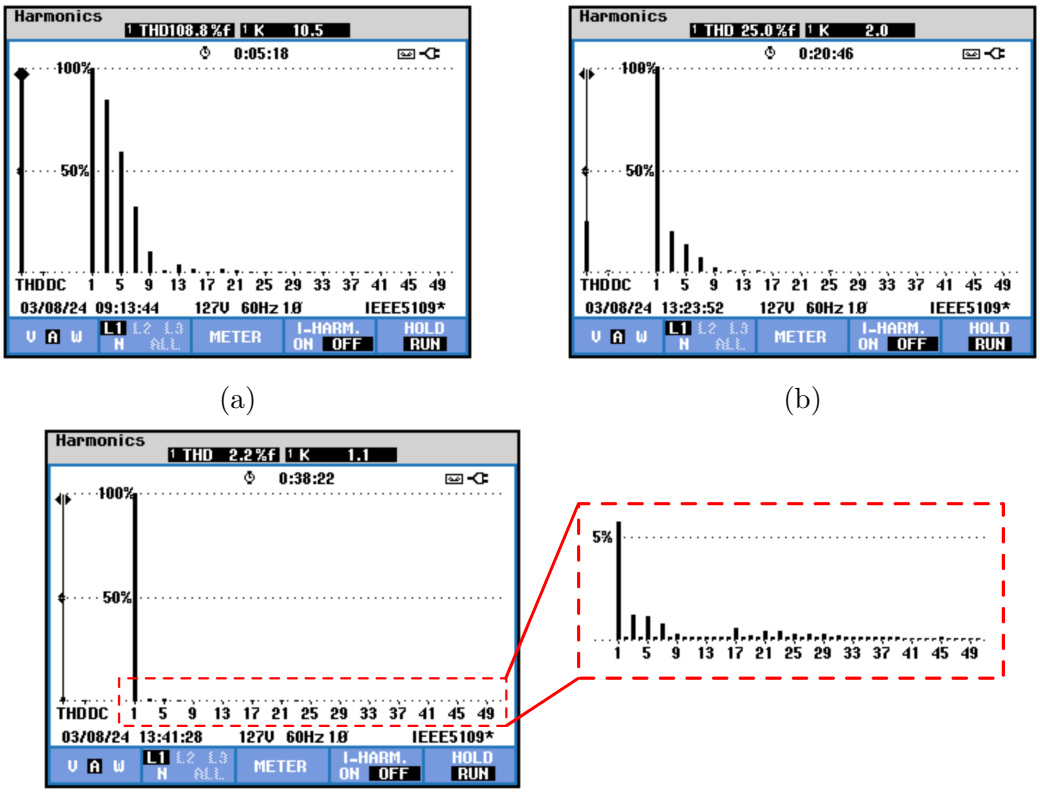


Figura 80 – Espectro Harmônico da (a) Corrente da Carga Não-Linear Fonte de Tensão (b) Corrente da Fonte com Filtro Híbrido Inserido sem Compensação Harmônica (c) Corrente da Fonte com Filtro Híbrido Realizando a Compensação Harmônica.

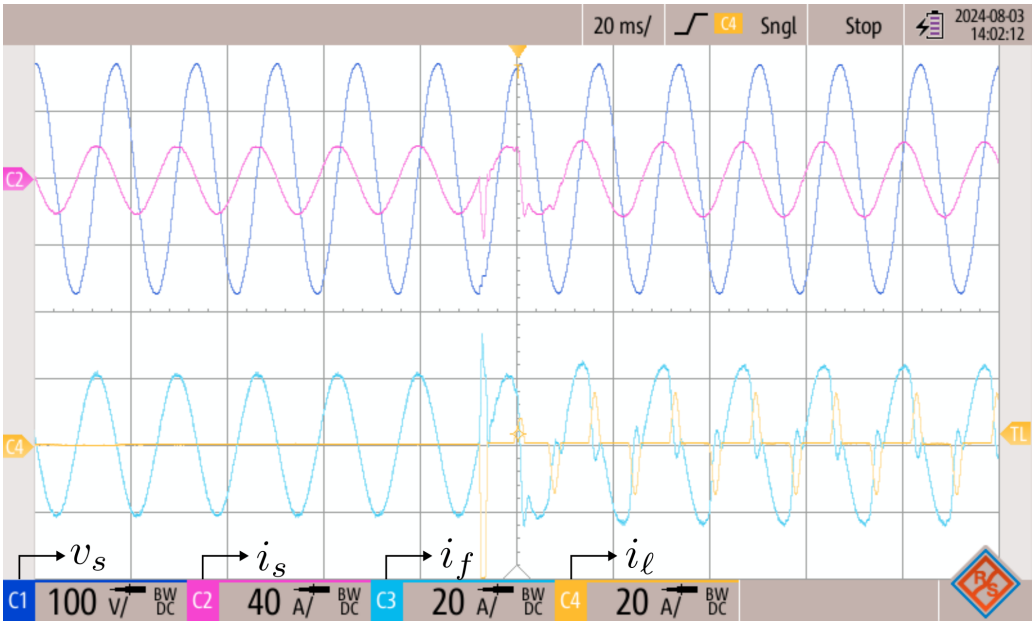


Figura 81 – Transitório de Entrada de Carga Não-Linear do Tipo Fonte de Tensão com Compensação de Harmônicos. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ

5.7.5 Compensação Simultânea de Reativo e Harmônicos

A compensação simultânea de reativo e harmônico foi, em certa medida, demonstrada no início da seção 5.7.4, com a compensação dos harmônicos ocasionados pelas cargas lineares. Porém, além de poucos harmônicos aparecerem nessa situação, nenhuma variação de carga foi avaliada.

Sendo assim, para verificar a compensação simultânea de reativo e de harmônicos, a carga não-linear fonte de tensão foi conectada em paralelo com a carga 1 e, em seguida, foi feita a troca da carga 1 pela carga 2, com isso é possível avaliar a resposta do método proposto quando uma grande variação de reativo é realizada durante a compensação de harmônicos da carga não-linear, os resultados desse teste são mostrados na Figura 82.

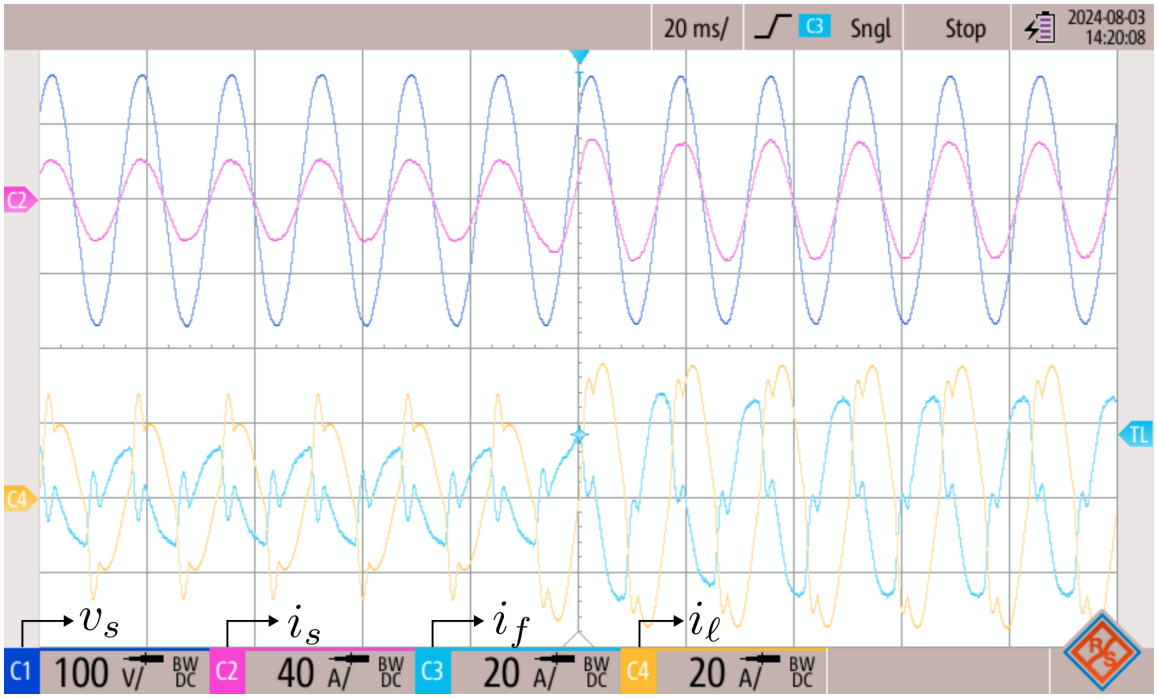


Figura 82 – Compensação Simultânea de Reativo e Harmônicos com Transitório Entre Cargas Lineares. C1 (Azul): v_s, C2 (Rosa): i_s, C3 (Ciano): i_f, C4 (Amarelo): i_ℓ

O transitório realizado não afetou a compensação harmônica, sendo a corrente da fonte mantida senoidal mesmo durante a transição das cargas lineares. Com a carga 1 o *THD* da corrente da fonte é de 2.2%, sendo esse valor reduzido para 1.4% com a carga 2, devido à maior corrente drenada por essa carga. Em relação à compensação de reativo, o sistema demora cerca de 2 ciclos da fundamental para atingir o regime permanente.

5.7.6 Tempo de Execução

A técnica de controle FCS-MPC possui como uma de suas principais desvantagens o seu alto custo computacional, o que dificulta sua aplicação com frequências de amostragem maiores. No entanto, como já foi discutido anteriormente, o FCS-MPC apresenta

resultados melhores para frequências de amostragem acima dos $20kHz$, o que pode ser difícil de se atingir em aplicações com conversores multiníveis.

Como apresentado no início deste capítulo, uma forma de reduzir o custo computacional em aplicações com conversores multiníveis é através da utilização do FCS-MPC hierárquico. Porém, outros algoritmos necessários pelo controlador, como filtros, PLL, ou controladores aplicados em cascata para a obtenção das referências do FCS-MPC, também são responsáveis pelo aumento da quantidade de cálculos necessários, reduzindo assim a frequência de amostragem máxima que pode ser utilizada.

A temporização do algoritmo do método proposto neste trabalho é mostrada em detalhes na Tabela 8. No método proposto, o cálculo das referências de controle (v_f^* e i_{inv}^*) é feito pela integral RNN-PCLPF e pelas equações mostradas na Figura 43, sendo realizado em $1.12\mu s$ independente da quantidade de harmônicos que são compensados, uma vez que essas equações são baseadas no modelo do sistema no tempo. A quantidade de harmônicas que serão compensadas vai afetar no tempo de cálculo do ANF-FE da corrente da carga, com um aumento no tempo de processamento de acordo com o número de seus subfiltros, porém, como pode ser visto pela tabela, o ANF-FE que efetua a extração até a 15^a harmônica da corrente da carga demora apenas $1.2\mu s$ para ser executado. A obtenção dos sinais de sincronismo ($\hat{v}_{sin}$ e $\hat{v}_{cos}$) depende do ANF-FE da tensão da rede, resultando em um tempo total de $1.52\mu s$ para seu cálculo.

O tempo de execução da função custo J_2 é variável, pois essa função custo é executada um número diferente de vezes dependendo do nível de tensão na saída do conversor. Considerando o pior caso, quando o valor de v_{opt} selecionado pela função custo J_1 for $0V_{dc}$, a função custo J_2 precisará avaliar as 20 redundâncias desse nível de tensão, ocasionando em um tempo total de execução do controlador, com todos os algoritmos necessários, de $29.885\mu s$. Com esse tempo de cálculos, a frequência de amostragem máxima que esse método pode operar é de $33kHz$, justificando a escolha dos $30kHz$ que foram utilizados nos testes práticos.

O custo computacional do método proposto pode ser comparado com a aplicação apresentada em [15], na qual também é utilizado o FCS-MPC para efetuar a compensação de reativo e de harmônicos com a SI-HAPF e com a utilização de um conversor CHB de 7 níveis. Porém, nesse trabalho, a obtenção das referências responsáveis pela compensação harmônica é realizada através de controladores P+R, com cada ressonante precisando de cerca de $1\mu s$ para ser executado, ou seja, o ANF-FE aplicado no método proposto é capaz de extrair todas as componentes que serão compensadas em quase o mesmo tempo que apenas um ressonante leva para ser calculado. Além disso, em [15], foi feita a aplicação de um algoritmo PLL específico somente para a sincronização com a rede, com um tempo de execução de $3.6\mu s$. Já no método proposto, o ANF-FE da tensão da rede efetua a separação dos sinais utilizados no bloqueio harmônico e, com mais alguns cálculos, é

Tabela 8 – Temporização do Algoritmo

Algoritmo	**Ciclos do DSP**	**Tempo de Execução** [μs]
Medida das Variáveis e Conversão para p.u.	258	1.29
Controle dos Barramentos CC	563	2.815
ANF-FE de V_s	257	1.285
ANF-FE de I_ℓ	240	1.2
Cálculo de $\hat{v}_{sin}$ e $\hat{v}_{cos}$	47	0.235
Estimação do Banco de Capacitores	277	1.385
Integral RNN-PCLPF	39	0.195
Cálculo das Referências de Controle	195	0.975
Predição das Variáveis de Estado para o Instante $[k+1]$	85	0.425
Função Custo J_1 do FCS-MPC	915	4.575
Função Custo J_2 do FCS-MPC	min. 170 | max. 2388	min. 0.85 | max. 11.94
Proteção e Lógicas Adicionais	713	3.565
Tempo Total	min. 3759 | max. 5977	min. 18.795 | max. 29.885

capaz de também obter os sinais de sincronia, efetuando todo esse processo em apenas $1.52\mu s$. Com isso, o tempo total de execução do algoritmo de [15] foi de $42.4\mu s$, o que permite uma frequência de amostragem máxima de $23kHz$, com o autor selecionando uma frequência de $20kHz$ para a operação do controlador.

6 Conclusão

Este trabalho apresentou a aplicação do controlador FCS-MPC em um filtro híbrido multinível, com capacidade de efetuar a compensação dinâmica de potência reativa e de harmônicos de cargas.

Uma fundamentação teórica da técnica de controle FCS-MPC foi apresentada, demonstrando suas capacidades e limitações. Dentre os pontos de atenção, é dado foco à dependência do controlador ao modelo do sistema. Com isso em vista, foi feito um estudo comparativo de técnicas que podem ser utilizadas para a estimação do valor de capacitância do banco de capacitores, uma vez que esse é o parâmetro com mais influência sobre a operação do controlador nesse equipamento. Como resultado, foi verificado que o método de estimação baseado na aplicação de filtros adaptativos é capaz de efetuar uma estimação muito próxima da técnica RLS, ao mesmo tempo que apresenta um menor custo computacional. Em decorrência desses resultados, foi feita a escolha pela utilização do método de estimação baseado em filtros adaptativos no restante dos testes.

Em seguida, foi apresentado um novo método para a obtenção das referências de controle do FCS-MPC com base somente no modelo do sistema, sem a necessidade do cascateamento de outros controladores. O único outro controlador presente no sistema é o PI responsável pela carga dos barramentos CC, porém, esse controlador opera de forma muito mais lenta do que a malha de controle de corrente, não sendo um gargalo na aplicação. A técnica desenvolvida é capaz de fazer com que a corrente do filtro híbrido siga uma referência formada pela componente fundamental, responsável pela compensação de reativo, e por outras componentes harmônicas, responsáveis pela compensação de harmônicos das cargas. Além disso, ao considerar o modelo do sistema, é possível realizar de forma simples o bloqueio harmônico, evitando que os harmônicos de tensão presentes na rede interajam com os componentes passivos do filtro híbrido. Como forma de melhorar a resposta, assim como evitar problemas de ressonância, também foi aplicada uma técnica de amortecimento baseada em resistência virtual.

Diversas simulações foram realizadas para a verificação de cada componente do método proposto. Em seguida, através de um protótipo montado em laboratório, foram efetuados ensaios em bancada para a análise do comportamento do sistema em diversas situações. Os resultados obtidos demonstram a capacidade do método proposto de efetuar o bloqueio harmônico, a compensação de reativo e a mitigação de harmônicos circulando pela rede devido à cargas lineares e não-lineares. Além disso, o método proposto neste trabalho foi capaz de efetuar uma redução de quase 30% no custo computacional do algoritmo quando comparado à aplicação de controladores ressonantes para o cálculo

das referências de compensação harmônica, possibilitando o aumento na frequência de amostragem.

6.1 Trabalhos Futuros

Como proposta de continuidade desta pesquisa pode-se indicar os seguintes pontos:

- Utilização de um sistema híbrido de controle com DSP e FPGA, como forma de reduzir a carga sobre o DSP e possibilitar a aplicação em conversores de mais níveis;
- Testar o equipamento para a compensação de potência reativa de cargas altamente dinâmicas;
- Aplicação do filtro de Kalman para a estimação de todos os parâmetros do modelo;
- Aplicação de um controlador *Model-Free Predictive Control*, como forma de evitar a influência dos parâmetros do sistema;
- Testar o equipamento em aplicações em média tensão.

6.2 Publicações

Trabalhos em processo de revisão para publicação em periódico

1. J. G. L. Foster, S.C. Ferreira, R.B. Gonzatti, R.R. Pereira, Y.A. Santos. "Finite Control Set Model Predictive Control Applied to Multilevel Hybrid Active Power Filter". Transactions on Industrial Electronics.

Trabalhos publicados em periódicos

1. G.G. Pinheiro, R.B. Gonzatti, C.H. da Silva, R.R. Pereira, B.P.B. Guimarães, J.G.L. Foster, G. Lambert-Torres, L.S. da Silva, J. Santana-Filho. "Comparison of Control Techniques for Harmonic Isolation in Series VSC-Based Power Flow Controller in Distribution Grids". Energies 2023, 16, 2729.
2. S.C. Ferreira, J.G.L. Foster, R.B. Gonzatti, R.R. Pereira, G.G. Pinheiro, B.P.B. Guimarães. "Online Adaptive Parameter Estimation of a Finite Control Set Model Predictive Controlled Hybrid Active Power Filter". Energies 2023, 16, 3830.
3. B.P.B. Guimaraes, R.F. Ribeiro Junior, M.V. Andrade, I.A. dos Santos Areias, J.G.L. Foster, E.L. Bonaldi, F.d.O. Assuncao, L.E.d.L. de Oliveira, F.M. Steiner, Y. El-Heri. "The Development of a Reduced-Scale Laboratory for the Study of Solutions for Microgrids". Energies 2024, 17, 609.

Trabalhos completos publicados em anais de eventos

1. J. G. L. Foster, R. R. Pereira, R. B. Gonzatti, B. P. B. Guimaraes, G. G. Pinheiro and W. C. Sant'ana, "FCS-MPC Applied to Multilevel Hybrid Active Power Filter for Reactive Power and Harmonics Compensation,"2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), João Pessoa, Brazil, 2021, pp. 1-8.

2. B. P. B. Guimarães, R. B. Gonzatti, J. G. L. Foster, M. Siqueira, R. R. Pereira and V. Demuner, "Model Reference Adaptive Controller for a Distribution SSSC,"2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), Florianopolis, Brazil, 2023, pp. 1-6.

3. G. G. Pinheiro et al., "Development and Field Demonstration of a Series Power Flow Controller for Distribution Grids,"2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), Florianopolis, Brazil, 2023, pp. 1-8,.

4. J. G. L. Foster, S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, R. R. Pereira, G. G. Pinheiro and B. P. B. Guimarães, "Comparison of Parameters Estimation Techniques Applied to an FCS-MPC Controlled HAPF,"2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP), Florianopolis, Brazil, 2023, pp. 1-8.

Referências

1 Joint Working Group C4.24/CIRED; 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 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.

8 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.

9 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.

10 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.

11 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.

12 GONZATTI, R. B. et al. Smart impedance: A new way to look at hybrid filters. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 7, n. 2, p. 837–846, 2016.

13 GONZATTI, R. B. et al. Using smart impedance to transform high impedance microgrid in a quasi-infinite busbar. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 8, n. 1, p. 428–436, 2017.

14 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.

15 FOSTER, J. G. L. *FCS-MPC Aplicado em Filtro Híbrido Multinível para Compensação Harmônica e de Reativo*. 114 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2020.

16 KARBASFOROOSHAN, M.-S.; MONFARED, M. Adaptive self-tuned current controller design for an lcl-filtered lc-tuned single-phase shunt hybrid active power filter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 37, n. 4, p. 2747–2756, 2022.

17 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.

18 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.

19 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.

20 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.

21 LI, D. et al. A comprehensive review of improving power quality using active power filters. *Electric Power Systems Research*, v. 199, p. 107389, 2021. ISSN 0378-7796. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0378779621003709>.

22 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.

23 BAJAJ, M.; SINGH, A. K. Grid integrated renewable dg systems: A review of power quality challenges and state-of-the-art mitigation techniques. *International Journal of Energy Research*, v. 44, n. 1, p. 26–69, 2020. Disponível em: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/er.4847>.

24 PENG, F. Harmonic sources and filtering approaches. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 7, n. 4, p. 18–25, 2001.

25 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.

26 BARVA, A. V.; JOSHI, S. A comprehensive survey on hybrid active power filter topologies & controller and application in microgrid. In: *2022 IEEE Region 10 Symposium (TENSYMP)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6.

27 WANG, Y.-W.; WONG, M.-C.; LAM, C.-S. Historical review of parallel hybrid active power filter for power quality improvement. In: *TENCON 2015 - 2015 IEEE Region 10 Conference*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

28 FUJITA, H.; AKAGI, H. A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters. In: *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 1107–1112 vol.2.

29 SRIANTHUMRONG, S.; AKAGI, H. A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 3, p. 874–882, 2003.

30 PARK, S.; SUNG, J.-H.; NAM, K. A new parallel hybrid filter configuration minimizing active filter size. In: *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 400–405 vol.1.

31 LAM, C.-S.; WONG, M.-C. A novel b-shaped l-type transformerless hybrid active power filter in three-phase four-wire systems. In: *2006 38th North American Power Symposium*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 235–241.

32 KęDRA, B. Reducing inverter power rating in active power filters using proposed hybrid power filter topology. In: *2015 IEEE 15th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 443–448.

33 RAHMANI, S. et al. A combination of shunt hybrid power filter and thyristor-controlled reactor for power quality. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 5, p. 2152–2164, 2014.

34 WANG, L.; LAM, C.-S.; WONG, M.-C. A hybrid-statcom with wide compensation range and low dc-link voltage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 6, p. 3333–3343, 2016.

35 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.

36 da Silva, C. H. *Filtros Ativos Híbridos Ressonantes*. 131 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2009.

37 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.

38 J. Rodriguez; P. Cortes. *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2012. ISBN 9781119941446.

39 AKAGI, H.; NABAE, A.; ATOH, S. Control strategy of active power filters using multiple voltage-source pwm converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22, n. 3, p. 460–465, 1986.

40 HAFNER, J.; AREDES, M.; HEUMANN, K. A shunt active power filter applied to high voltage distribution lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 12, n. 1, p. 266–272, 1997.

41 AREDES, M.; HAFNER, J.; HEUMANN, K. Three-phase four-wire shunt active filter control strategies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 12, n. 2, p. 311–318, 1997.

42 MATTAVELLI, P. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 1, p. 81–89, 2001.

43 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.

44 ALLMELING, J. A control structure for fast harmonics compensation in active filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n. 2, p. 508–514, 2004.

45 YUAN, X. et al. Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 2, p. 523–532, 2002.

46 ASIMINOAEI, L. et al. A new control structure for hybrid power filter to reduce the inverter power rating. In: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 2712–2717.

47 HERMAN, L.; PAPIC, I.; BLAZIC, B. A proportional-resonant current controller for selective harmonic compensation in a hybrid active power filter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 29, n. 5, p. 2055–2065, 2014.

48 KARBASFOROOSHAN, M.-S.; MONFARED, M. Adaptive self-tuned current controller design for an lcl-filtered lc-tuned single-phase shunt hybrid active power filter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 37, n. 4, p. 2747–2756, 2022.

49 MORENO, J. C. et al. A robust predictive current control for three-phase grid-connected inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1993–2004, 2009.

50 RODRíGUEZ, J. et al. Model-free predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE Access*, v. 8, p. 211104–211114, 2020.

51 ZHAO, T. et al. Model-free predictive current control of three-level grid-connected inverters with lcl filters based on kalman filter. *IEEE Access*, v. 11, p. 21631–21640, 2023.

52 KERMADI, M. et al. Model-free predictive current controller for voltage source inverters using arx model and recursive least squares. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, v. 71, n. 5, p. 2619–2623, 2024.

53 HARBI, I. et al. Model-predictive control of multilevel inverters: Challenges, recent advances, and trends. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 38, n. 9, p. 10845–10868, 2023.

54 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.

55 KARAMANAKOS, P. et al. Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, v. 1, p. 95–114, 2020.

56 JUDEWICZ, M. G. et al. Generalized predictive current control (gpcc) for grid-tie three-phase inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 7, p. 4475–4484, 2016.

57 WANG, T. et al. Generalized predictive dc-link voltage control for grid-connected converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 10, n. 2, p. 1489–1506, 2022.

58 MARIETHOZ, S.; DOMAHIDI, A.; MORARI, M. High-bandwidth explicit model predictive control of electrical drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 48, n. 6, p. 1980–1992, 2012.

59 MARIETHOZ, S.; MORARI, M. Explicit model-predictive control of a pwm inverter with an lcl filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 2, p. 389–399, 2009.

60 WANG, H.; SU, J.; YANG, G. A non-cascaded control strategy based on line-constrained empc for ipmsms drive. In: *2023 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–7.

61 QUEVEDO, D. E.; AGUILERA, R. P.; GEYER, T. Model predictive control for power electronics applications. In: _____. *Handbook of Model Predictive Control*. Cham: Springer International Publishing, 2019. p. 551–580. ISBN 978-3-319-77489-3. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-77489-3_23>.

62 Gene F. Franklin; J. David Powell; Abbas Emami-Naeini. *Sistemas de controle para engenharia*. [S.l.]: Bookman, 2013. ISBN 9788582600672.

63 GEYER, T. *Model Predictive Control of High Power Converters and Industrial Drives*. Wiley, 2016. ISBN 9781119010890. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=emYnDQAAQBAJ>.

64 KARAMANAKOS, P.; GEYER, T. Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 7, p. 7434–7450, 2020.

65 KARAMANAKOS, P.; GEYER, T.; KENNEL, R. On the choice of norm in finite control set model predictive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 8, p. 7105–7117, 2018.

66 ZAFRA, E. et al. Long prediction horizon fcs-mpc for power converters and drives. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, v. 4, p. 159–175, 2023.

67 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.

68 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.

69 WANG, Y. et al. Prediction errors analysis and correction on fcs-mpc for the cascaded h-bridge multilevel inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 69, n. 8, p. 8264–8273, 2022.

70 FERREIRA, S. C. et al. Online adaptive parameter estimation of a finite control set model predictive controlled hybrid active power filter. *Energies*, v. 16, n. 9, 2023. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/16/9/3830>.

71 WANG, Y. et al. Multifactorial prediction errors analysis and a feedback self-correction on model predictive control for the three-phase inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 5, p. 3647–3654, 2019.

72 LI, Z. et al. Dynamic forgetting factor based bias-compensated rls model free predictive current control for voltage source inverter. In: *2022 IEEE 17th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. [S.l.: s.n.], 2022. p. 195–200.

73 LIU, X. et al. Model-free predictive current control for three-phase power converters with lcl filter. In: *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 5916–5921.

74 WANG, X. et al. Robust sequential model-free predictive control of a three-level t-type shunt active power filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 39, n. 8, p. 9505–9517, 2024.

75 YOUNG, H. A.; PEREZ, M. A.; RODRIGUEZ, J. Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 63, n. 5, p. 3100–3107, 2016.

76 SOUZA, F. et al. Estimacão de parâmetros em um filtro ativo híbrido controlado por fcs-mpc. In: *XXIV Congresso Brasileiro de Automática*. [s.n.], 2022. Disponível em: <https://sba.org.br/open_journal_systems/index.php/cba/article/view/3451>.

77 Ferreira, S. C. et al. Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 3, p. 2608–2617, 2018.

78 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.

79 FALKOWSKI, P.; GODLEWSKA, A. Finite control set mpc of lcl-filtered grid-connected power converter operating under grid distortions. *Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences*, v. 68, n. No. 5 (i.a. Special Section on Modern control of drives and power converters), p. 1069–1076, 2020. Disponível em: <http://journals.pan.pl/Content/117688/PDF/12_D1069-1076_01567_Bpast.No.68-5_30.10.20_.pdf>.

80 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.

81 SCOLTOCK, J.; GEYER, T.; MADAWALA, U. Model predictive direct current control for a grid-connected converter: Lcl-filter versus l-filter. In: *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 576–581.

82 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.

83 Widrow, B. et al. Adaptive noise cancelling: Principles and applications. *Proceedings of the IEEE*, v. 63, n. 12, p. 1692–1716, 1975.

84 ZHANG, T.; YU, H. Parameter estimation of linear oscillatory actuator with rls method. In: *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.

85 TANGIRALA, A. *Principles of System Identification: Theory and Practice*. [S.l.]: CRC Press, 2017. ISBN 9781315222509.

86 HEYDARI, R. et al. Model-free predictive control of grid-forming inverters with *lcl* filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 37, n. 8, p. 9200–9211, 2022.

87 ZHANG, T.; YU, H. Parameter estimation of linear oscillatory actuator with rls method. In: *2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–6.

88 RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, 2002.

89 MARZO, I. et al. Power balancing in cascaded h-bridge and modular multilevel converters under unbalanced operation: A review. *IEEE Access*, v. 9, p. 110525–110543, 2021.

90 ELSANABARY, A. I. et al. Medium voltage large-scale grid-connected photovoltaic systems using cascaded h-bridge and modular multilevel converters: A review. *IEEE Access*, v. 8, p. 223686–223699, 2020.

91 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.

92 LEE, H.; SHON, J. Sensorless ac capacitor voltage monitoring method for hapf. *IEEE Access*, v. 11, p. 15514–15524, 2023.

93 BOSE, B.; PATEL, N. A programmable cascaded low-pass filter-based flux synthesis for a stator flux-oriented vector-controlled induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 1, p. 140–143, 1997.

94 SILVA, L. D.; BOSE, B.; PINTO, J. Recurrent-neural-network-based implementation of a programmable cascaded low-pass filter used in stator flux synthesis of vector-controlled induction motor drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 3, p. 662–665, 1999.

95 YAZDANI, D.; BAKHSHAI, A.; JAIN, P. K. A three-phase adaptive notch filter-based approach to harmonic/reactive current extraction and harmonic decomposition. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 4, p. 914–923, 2010.

96 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.

97 SHASHOA, N. A. A. et al. Rls identification model of bearing system. In: *2021 IEEE 1st International Maghreb Meeting of the Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering MI-STA*. [S.l.: s.n.], 2021. p. 161–165.

Apêndices

APÊNDICE A – Desenvolvimentos Matemáticos

A.1 Funções de Transferência do Filtro LCL

O circuito utilizado para o equacionamento das funções de transferência do filtro LCL é mostrado na figura abaixo. Nesse circuito os sentidos das tensões e das correntes foram mantidos iguais aos considerados na Figura 22, e a linha tracejada em vermelho indica que a tensão v_{af} não é considerada, ou seja, $v_{af} = 0$, o que é o mesmo que considerar um curto-circuito neste ponto.

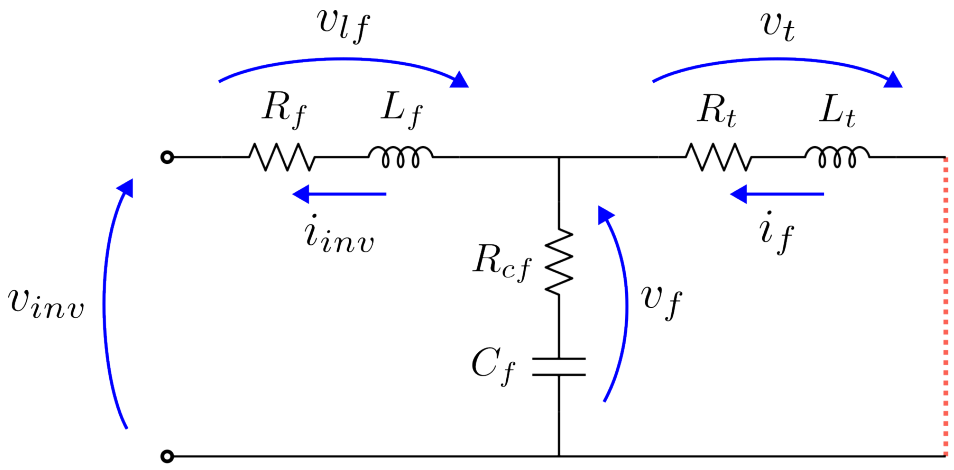


Figura A.1 – Diagrama do Filtro LCL para Obtenção das Funções de Transferência.

A.1.1 Função de Transferência de i_f/i_{inv}

$$v_f = -v_t$$

$$R_{cf}i_{cf} + \frac{1}{C_f S}i_{cf} = -R_t i_f - L_t S i_f$$

$$i_{cf} = if\left(\frac{-R_t - L_t S}{R_{cf} + \frac{1}{C_f S}}\right)$$

$$i_{cf} = -i_f\left(\frac{R_t C_f S + L_t C_f S^2}{R_{cf} C_f S + 1}\right) \tag{A.1}$$

$$i_{inv} = i_f - i_{cf} \tag{A.2}$$

Substituindo (A.1) em (A.2):

$$i_{inv} = i_f + i_f\left(\frac{R_t C_f S + L_t C_f S^2}{R_{cf} C_f S + 1}\right)$$

$$i_{inv} = I_f\left(1 + \frac{R_t C_f S + L_t C_f S^2}{R_{cf} C_f S + 1}\right)$$

$$i_{inv} = I_f\left[\frac{L_t C_f S^2 + C_f\left(R_{cf} + R_t\right) S + 1}{R_{cf} C_f S + 1}\right] \tag{A.3}$$

$$\frac{i_f}{i_{inv}} = \frac{R_{cf} C_f S + 1}{L_t C_f S^2 + C_f\left(R_{cf} + R_t\right) S + 1}$$

A.1.2 Função de Transferência de i_{inv}/v_{inv}

$$v_{inv} = v_f - v_{lf}$$

$$v_{inv} = R_{cf} i_{cf} + \frac{1}{C_f S} i_{cf} - R_f i_{inv} - L_f S i_{inv}$$

$$v_{inv} = i_{cf} \left(R_{cf} + \frac{1}{C_f S} \right) + i_{inv} \left(-R_f - L_f S \right)$$

Substituindo i_{cf} por (A.1):

$$v_{inv} = -i_f \left(\frac{R_t C_f S + L_t C_f S^2}{R_{cf} C_f S + 1} \right) \left(R_{cf} + \frac{1}{C_f S} \right) + i_{inv} \left(-R_f - L_f S \right)$$

$$v_{inv} = i_f \left(-R_t - L_t S \right) \left(\frac{\cancel{C_f S}}{\cancel{R_{cf} C_f S + 1}} \right) \left(\frac{\cancel{R_{cf} C_f S + 1}}{\cancel{C_f S}} \right) + i_{inv} \left(-R_f - L_f S \right)$$

$$v_{inv} = i_f \left(-R_t - L_t S \right) + i_{inv} \left(-R_f - L_f S \right)$$

Substituindo i_f de acordo com (A.3):

$$v_{inv} = i_{inv} \left[\frac{R_{cf} C_f S + 1}{L_t C_f S^2 + C_f \left(R_{cf} + R_t \right) S + 1} \right] \left(-R_t - L_t S \right) + i_{inv} \left(-R_f - L_f S \right)$$

$$v_{inv} = i_{inv} \left[\frac{-R_{cf} R_t C_f S - R_t - L_t R_{cf} C_f S^2 - L_t S}{L_t C_f S^2 + C_f \left(R_{cf} + R_t \right) S + 1} \right] + i_{inv} \left(-R_f - L_f S \right)$$

$$v_{inv} = i_{inv} \left\{ \frac{-L_f L_t C_f S^3 - C_f \left[L_t \left(R_{cf} + R_f \right) + L_f \left(R_{cf} + R_t \right) \right] S^2 - \left[R_{cf} R_t C_f + R_f C_f \left(R_{cf} + R_t \right) + L_t + L_f \right] S - R_t - R_f}{L_t C_f S^2 + C_f \left(R_{cf} + R_t \right) S + 1} \right\}$$

$$\frac{i_{inv}}{v_{inv}} = \left\{ \frac{L_t C_f S^2 + C_f \left(R_{cf} + R_t \right) S + 1}{-L_f L_t C_f S^3 - C_f \left[L_t \left(R_{cf} + R_f \right) + L_f \left(R_{cf} + R_t \right) \right] S^2 - \left[R_{cf} R_t C_f + R_f C_f \left(R_{cf} + R_t \right) + L_t + L_f \right] S - R_t - R_f} \right\}$$

A.1.3 Função de Transferência de v_f/v_{inv}

$$v_{inv} = vf - v_{lf}$$

$$v_{inv} = v_f - i_{inv}\left(R_f + L_f S\right)$$

$$v_{inv} = v_f - \left(i_f - i_{cf}\right)\left(R_f + L_f S\right) \tag{A.4}$$

Sabendo que:

$$v_f = -v_t$$

$$v_f = -i_f\left(R_t + L_t S\right)$$

$$i_f = -\frac{v_f}{R_t + L_t S} \tag{A.5}$$

Sabendo que:

$$v_f = i_{cf}\left(R_{cf} + \frac{1}{C_f S}\right)$$

$$v_f = i_{cf}\left(\frac{R_{cf}C_f S + 1}{C_f S}\right)$$

$$i_{cf} = v_f\left(\frac{C_f S}{R_{cf}C_f S + 1}\right) \tag{A.6}$$

Substituindo (A.5) e (A.6) em (A.4):

$$v_{inv} = v_f - \left[-\frac{v_f}{R_t + L_t S} - v_f\left(\frac{C_f S}{R_{cf}C_f S + 1}\right)\right]\left(R_f + L_f S\right)$$

$$v_{inv} = v_f - \left\{v_f\left[\frac{-L_t C_f S^2 - C_f\left(R_{cf} + R_t\right)S - 1}{R_{cf}L_t C_f S^2 + \left(R_t R_{cf} C_f + L_t\right)S + R_t}\right]\right\}\left(R_f + L_f S\right)$$

$$v_{inv} = v_f\left\{1 - \left[\frac{-L_t L_f C_f S^3 - R_f L_t C_f S^2 - L_f C_f\left(R_{cf} + R_t\right)S^2 - R_f C_f\left(R_{cf} + R_t\right)S - L_f S}{R_{cf}L_t C_f S^2 + \left(R_t R_{cf} C_f + L_t\right)S + R_t}\right]\right\}$$

$$v_{inv} = v_f\left\{\frac{L_t L_f C_f S^3 + C_f\left[L_t\left(R_{cf} + R_f\right) + L_f\left(R_{cf} + R_t\right)\right]S^2 + \left[R_t R_{cf} C_f + R_f C_f\left(R_{cf} + R_t\right) + L_t + L_f\right]S + R_t + R_f}{R_{cf}L_t C_f S^2 + \left(R_t R_{cf} C_f + L_t\right)S + R_t}\right\}$$

$$\frac{v_f}{v_{inv}} = \frac{R_{cf}L_t C_f S^2 + \left(R_t R_{cf} C_f + L_t\right)S + R_t}{L_t L_f C_f S^3 + C_f\left[L_t\left(R_{cf} + R_f\right) + L_f\left(R_{cf} + R_t\right)\right]S^2 + \left[R_t R_{cf} C_f + R_f C_f\left(R_{cf} + R_t\right) + L_t + L_f\right]S + R_t + R_f}$$

A.1.4 Função de Transferência de i_f/v_{inv}

$$v_{inv} + v_{lv} + v_t = 0$$

$$v_{inv} = -i_{inv}\left(R_f + L_f S\right) - i_f\left(R_t + L_t S\right)$$

$$v_{inv} = -\left(i_f - i_{cf}\right)\left(R_f + L_f S\right) - i_f\left(R_t + L_t S\right)$$

Substituindo i_{cf} por (A.1):

$$v_{inv} = -\left[i_f + i_f\left(\frac{R_t C_f S + L_t C_f S^2}{R_{cf} C_f S + 1}\right)\right]\left(R_f + L_f S\right) - i_f\left(R_t + L_t S\right)$$

$$v_{inv} = -i_f\left(\frac{L_t C_f S^2 + R_{cf} C_f S + R_t C_f S + 1}{R_{cf} C_f S + 1}\right)\left(R_f + L_f S\right) - i_f\left(R_t + L_t S\right)$$

$$v_{inv} = i_f\left[\left(\frac{-L_f L_t C_f S^3 - R_f L_t C_f S^2 - L_f R_{cf} C_f S^2 - L_f R_t C_f S^2 - R_f R_{cf} C_f S - R_f R_t C_f S - L_f S - R_f - R_t}{R_{cf} C_f S + 1}\right) - \left(R_t + L_t S\right)\right]$$

$$v_{inv} = i_f\left\{\frac{-L_f L_t C_f S^3 - C_f\left[L_t\left(R_{cf} + R_f\right) + L_f\left(R_{cf} + R_t\right)\right] S^2 - \left[C_f R_{cf}\left(R_f + R_t\right) + R_f R_t Cf + L_f + L_t\right] S - R_f - R_t}{R_{cf} C_f S + 1}\right\}$$

$$\frac{i_f}{v_{inv}} = \frac{R_{cf} C_f S + 1}{-L_f L_t C_f S^3 - C_f\left[L_t\left(R_{cf} + R_f\right) + L_f\left(R_{cf} + R_t\right)\right] S^2 - \left[C_f R_{cf}\left(R_f + R_t\right) + R_f R_t Cf + L_f + L_t\right] S - R_f - R_t}$$

A.2 Equações do RLS

A.2.1 Função de Transferência do Sistema

A função de transferência utilizada pelos métodos de estimação RLS é encontrada com base no circuito apresentado no diagrama da Figura A.2. No circuito, C é a capacitância do banco de capacitores, R_c é a resistência série do banco de capacitores, v_g é a tensão no ponto de acoplamento do equipamento, v_{af} é a tensão sobre a parcela ativa do filtro híbrido, e i_f é a corrente circulando pelo ramo do filtro.

Com o algoritmo RLS a resistência e a capacitância do banco de capacitores são estimadas, sendo necessário medir as variáveis v_g, i_f, e v_{af}.

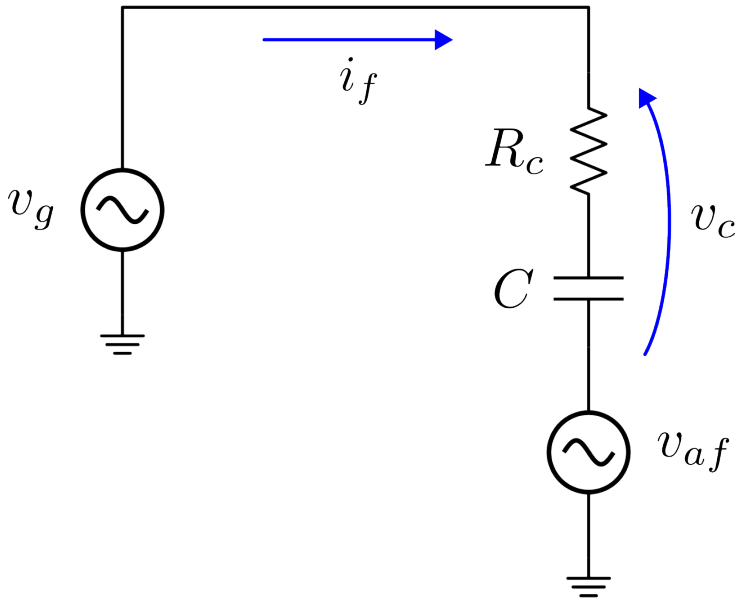


Figura A.2 – Diagrama Aplicado para Obtenção da Função de Transferência Utilizada pelo RLS.

$$v_g = v_c + v_{af}$$

$$\underbrace{v_g - v_{af}}_{v_c} = R_c i_f + \frac{1}{CS} i_f$$

Como indicado pela equação acima, ao invés de efetuar a medida de v_c essa tensão pode ser estimada pelas medidas de v_g e de v_{af}, que já são usadas pelo controlador, evitando a necessidade de se adicionar mais um sensor.

$$v_c = i_f \left(R_c + \frac{1}{CS} \right) \tag{A.7}$$

A equação (A.7) é discretizada pelo método *forward Euler*, através de:

$$S = \frac{1 - z^{-1}}{T_s} \tag{A.8}$$

Resultando em:

$$v_c = i_f \left(R_c + \frac{1}{C\dfrac{1 - z^{-1}}{T_s}} \right)$$

$$v_c = i_f \left[R_c + \frac{T_s}{C\left(1 - z^{-1}\right)} \right]$$

$$v_c = i_f \left[\frac{CR_c\left(1 - z^{-1}\right) + T_s}{C\left(1 - z^{-1}\right)} \right]$$

$$v_c = i_f \left(\frac{CR_c - CR_c z^{-1} + T_s}{C - Cz^{-1}} \right)$$

$$v_c = i_f \left[\frac{(CR_c + T_s) - CR_c z^{-1}}{C - Cz^{-1}} \right]$$

$$\frac{i_f}{v_c} = \frac{-Cz^{-1} + C}{-CR_c z^{-1}\left(CR_c + T_s\right)} \tag{A.9}$$

A.2.2 Vetor de Medidas

De acordo com [97], o vetor de medidas para o RLS é definido como:

$$\phi[k] = \begin{bmatrix} -y(k-1) & \ldots & -y(k-n) & u(k) & \ldots & u(k-n) \end{bmatrix} \tag{A.10}$$

onde y, u e n são, respectivamente, a saída, a entrada e a ordem do sistema.

Reescrevendo a equação (A.9) no formato:

$$G(z) = \frac{B(z)}{A(z)}$$

tem-se:

$$\frac{i_f}{v_c} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2}{a_1 z^{-1} + a_2}$$

$$a_1 i_f z^{-1} + a_2 i_f = b_1 v_c z^{-1} + b_1 v_c$$

$$a_1 i_f[k-1] + a_2 i_f[k] = b_1 v_c[k-1] + b_2 v_c[k]$$

$$i_f[k] = -\frac{a_1}{a_2} i_f[k-1] + \frac{b_2}{a_2} v_c[k] + \frac{b_1}{a_2} v_c[k-1] \tag{A.11}$$

onde:

$$a_1 = -CR_c$$

$$a_2 = CR_c + T_s$$

$$b_1 = -C$$

$$b_2 = C$$

Chegando então ao formato do vetor de medidas indicado em (A.10):

$$\phi[k] = \begin{bmatrix} -i_f\,(k-1) & v_c\,(k) & v_c\,(k-1) \end{bmatrix} \tag{A.12}$$

colocar a figura com o sistema com a entrada u, saida y e o bloco $B(z)/A(z)$ que tem no artigo [97] outra referência boa [86]

A.2.3 Vetor de Medidas

Como indicado pela equação (4.43) da formulação do RLS, o valor estimado da saída do sistema é obtido à partir de:

$$\hat{y}[k] = \phi[k]\hat{\theta}[k] \tag{A.13}$$

Considerando $\hat{\theta}[k]$ no formato:

$$\hat{\theta}[k] = \begin{bmatrix} \hat{\theta}_1\,(k) \\ \hat{\theta}_2\,(k) \\ \hat{\theta}_3\,(k) \end{bmatrix} \tag{A.14}$$

Têm-se:

$$\hat{y}[k] = \begin{bmatrix} -i_f\,(k-1) & v_c\,(k) & v_c\,(k-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}_1\,(k) \\ \hat{\theta}_2\,(k) \\ \hat{\theta}_3\,(k) \end{bmatrix}$$

$$\hat{y}[k] = -\hat{\theta}_1[k] i_f[k-1] + \hat{\theta}_2[k] v_c[k] + \hat{\theta}_3[k] v_c[k-1] \tag{A.15}$$

Para que o valor estimado seja igual ao valor real da saída do sistema é necessário que $\hat{y}[k] = i_f[k]$, ou seja:

$$-\hat{\theta}_1[k] i_f[k-1] + \hat{\theta}_2[k] v_c[k] + \hat{\theta}_3[k] v_c[k-1] = -\frac{a_1}{a_2} i_f[k-1] + \frac{b_2}{a_2} v_c[k] + \frac{b_1}{a_2} v_c[k-1] \tag{A.16}$$

O que resulta em:

$$\hat{\theta}_1 = \frac{a_1}{a_2} = -\frac{CR_c}{CR_c + T_s} \tag{A.17}$$

$$\hat{\theta}_2 = \frac{b_2}{a_2} = \frac{C}{CR_c + T_s} \tag{A.18}$$

$$\hat{\theta}_3 = \frac{b_1}{a_2} = -\frac{C}{CR_c + T_s} \tag{A.19}$$

A.3 Projeto do Integrador PCLPF

Cada um dos filtros passa-baixas utilizados no integrador PCLPF foram sintonizados para fornecerem um atraso de 30° ao sinal de entrada em sua frequência fundamental, a Figura A.3 mostra o diagrama de Bode de um dos filtros passa-baixas. A obtenção do ganho G, aplicado na saída da cascata de filtros passa-baixas, é demonstrada abaixo.

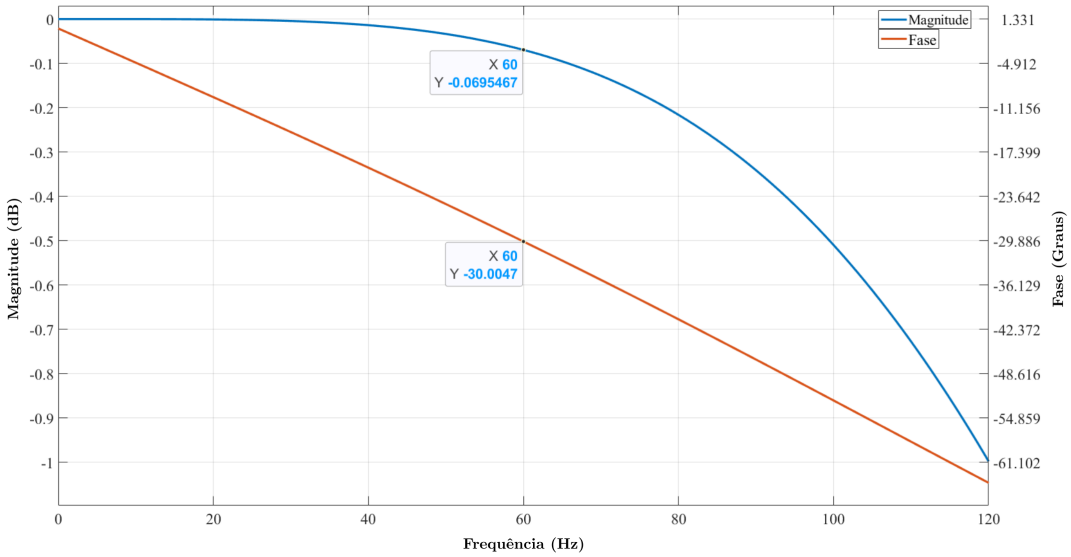


Figura A.3 – Diagrama de Bode do Filtro Passa-Baixas Projetado para ser Aplicado ao Integrador PCLPF.

O ganho G que deve ser aplicado na saída da cascata de filtros passa-baixas é calculado com base no ganho de cada estágio do filtro passa-baixas e na equação (5.11). De acordo com a Figura A.3, o ganho em dB de cada filtro passa-baixas é dado por:

$$K(dB) = -0.0695467 \tag{A.20}$$

A obtenção de K_T é feita através de:

$$-0.0695467 = 20 * \log(K)$$

$$K = 0.992025109785002$$

$$K_T = K^3 = 0.976265618782793 \tag{A.21}$$

Da equação (5.11) vem que:

$$GK_T = \frac{1}{\omega}$$

$$G = \frac{1}{0.976265618782793 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60}$$

$$G = 0.002717070368792 \tag{A.22}$$

A.4 Componente Reativa da Corrente da Carga

Partindo da equação (5.28):

$$I_{\ell_r} = \omega_1 x_{1_i} \hat{v}_{sen} + \dot{x}_{i_1} \hat{v}_{cos} \tag{A.23}$$

Substituindo $-\omega_1 x_{i_1}$ e $\dot{x}_{i_1}$ pelos valores das equações (5.26) e (5.27), e substituindo $\hat{v}_{sen}$ e $\hat{v}_{cos}$ pelos seus valores:

$$I_{\ell_r} = -I_{\ell_1} cos\left(\omega_1 k + \phi_{i_1}\right) sen(\omega_1 k) + I_{\ell_1} sen\left(\omega_1 k + \phi_{i_1}\right) cos(\omega_1 k) \tag{A.24}$$

Utilizando a relação trigonométrica:

$$sen(\alpha - \beta) = sen(\alpha)cos(\beta) - sen(\beta)cos(\alpha) \tag{A.25}$$

e considerando $\omega_1 k + \phi_{i_1} = \alpha$ e $\omega_1 k = \beta$, a equação (A.24) é reescrita da forma:

$$I_{\ell_r} = I_{\ell_1} \left[sen(\alpha)cos(\beta) - sen(\beta)cos(\alpha)\right]$$

$$I_{\ell_r} = I_{\ell_1} sen(\alpha - \beta)$$

$$I_{\ell_r} = I_{\ell_1} sen(\omega_1 k + \phi_{i_1} - \omega_1 k)$$

Chegando assim ao mesmo valor indicado pela (5.25) para o reativo da corrente da carga:

$$I_{\ell_r} = I_{\ell_1} sen\left(\phi_{i_1}\right) \tag{A.26}$$

APÊNDICE B – Diagramas de Simulação

B.1 Técnicas de Estimação de parâmetros

Na simulação montada para a comparação das técnicas de estimação de parâmetros foram utilizados dois bancos de capacitores com valores de $274\mu F$ e $205.5\mu F$, esses valores reais foram comparados com os valores estimados pelos algoritmos.

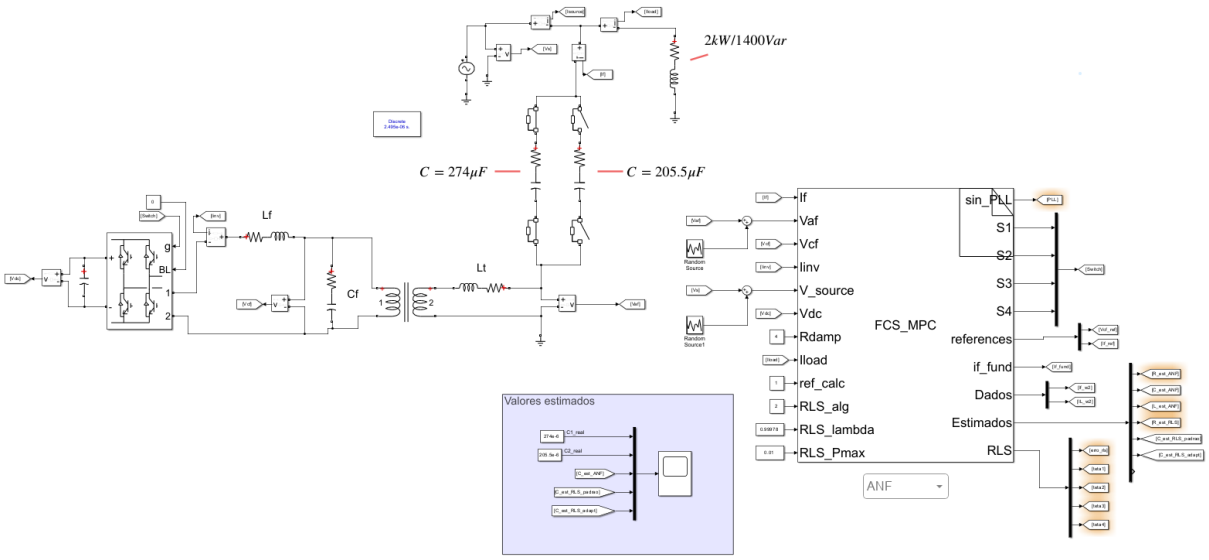


Figura B.1 – Diagrama Elétrico: Simulação Comparação de Técnicas de Estimação de Parâmetros.

B.2 Método de Integração PCLPF

Nesta simulação o intuito é demonstrar a capacidade do método PCLPF, e de sua variante RNN-PCLPF, de calcularem de forma correta a integral de um sinal senoidal sem o aparecimento de um valor médio, mesmo na ocorrência de transitórios no sinal de entrada. Na Figura B.2 é mostrado o diagrama principal da simulação, enquanto na Figura B.3 é mostrado o bloco do método RNN-PCLPF.

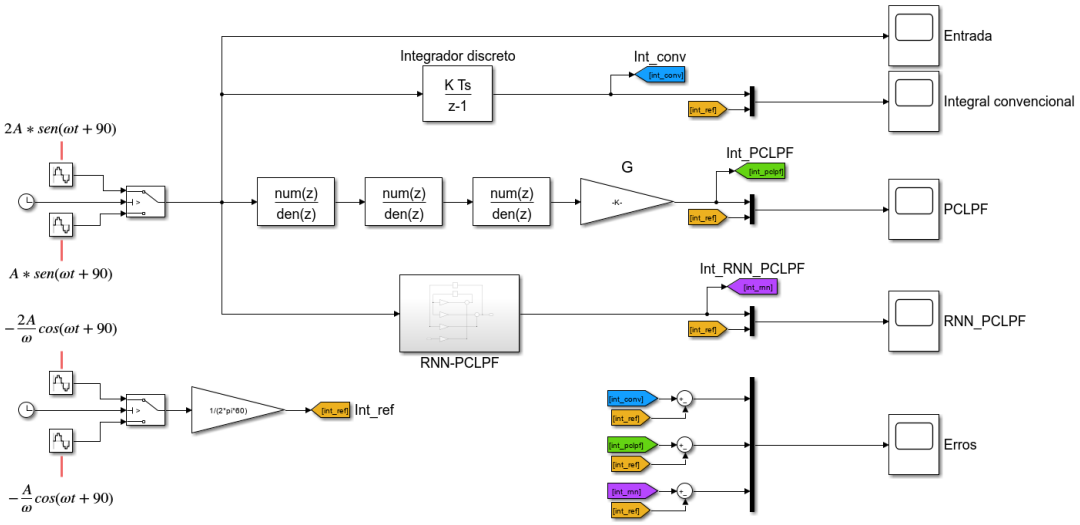


Figura B.2 – Diagrama: Simulação para Avaliação do Método de Integração PCLPF.

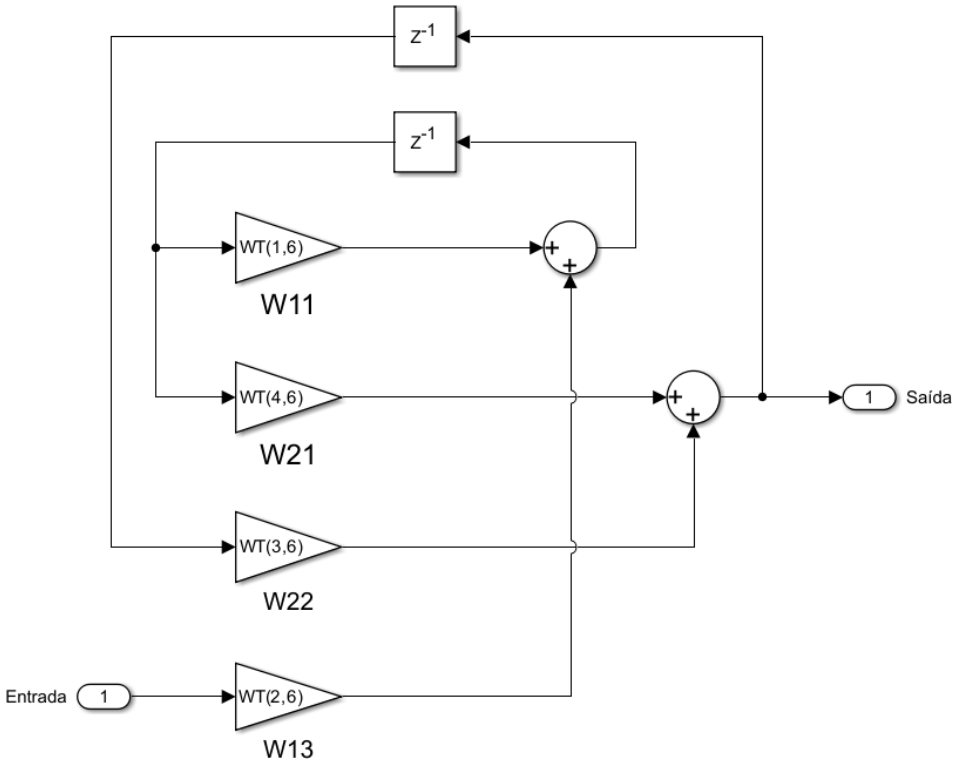


Figura B.3 – Diagrama: Bloco de Simulação do RNN-PCLPF.

B.3 Filtro Adaptativo com Estimador de frequência

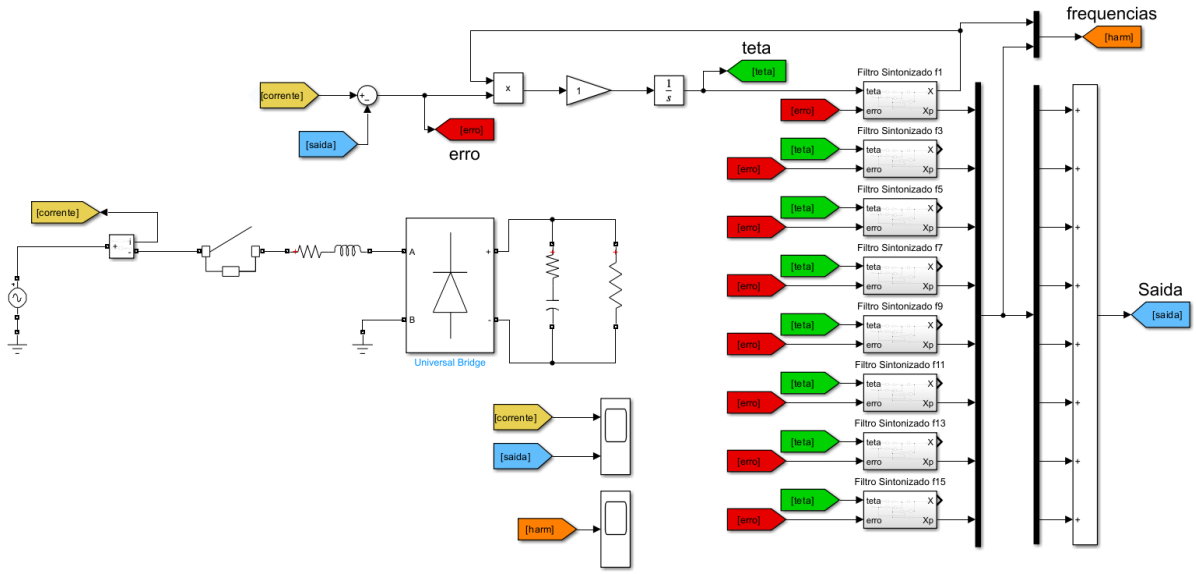


Figura B.4 – Diagrama: Bloco de Simulação do Filtro Adaptativo com Estimador de Frequência.

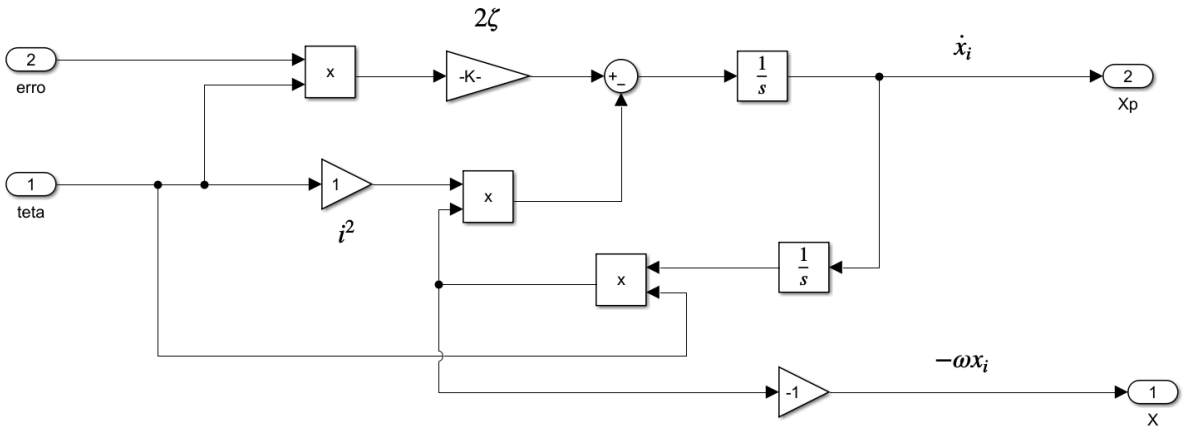


Figura B.5 – Diagrama: Bloco do Filtro Sintonizado.

B.4 Simulação do Filtro Híbrido com Obtenção de Referências pelo Modelo no Tempo

Os esquemáticos utilizados para as simulações do método proposto são mostradas abaixo.

Na Figura B.6 o bloco *DSP* é utilizado para executar o código em linguagem *C* que será portado e executado no *DSP* durante os testes práticos, ao realizar as simulações dessa forma é possível testar diretamente a implementação dos algoritmos em *C*.

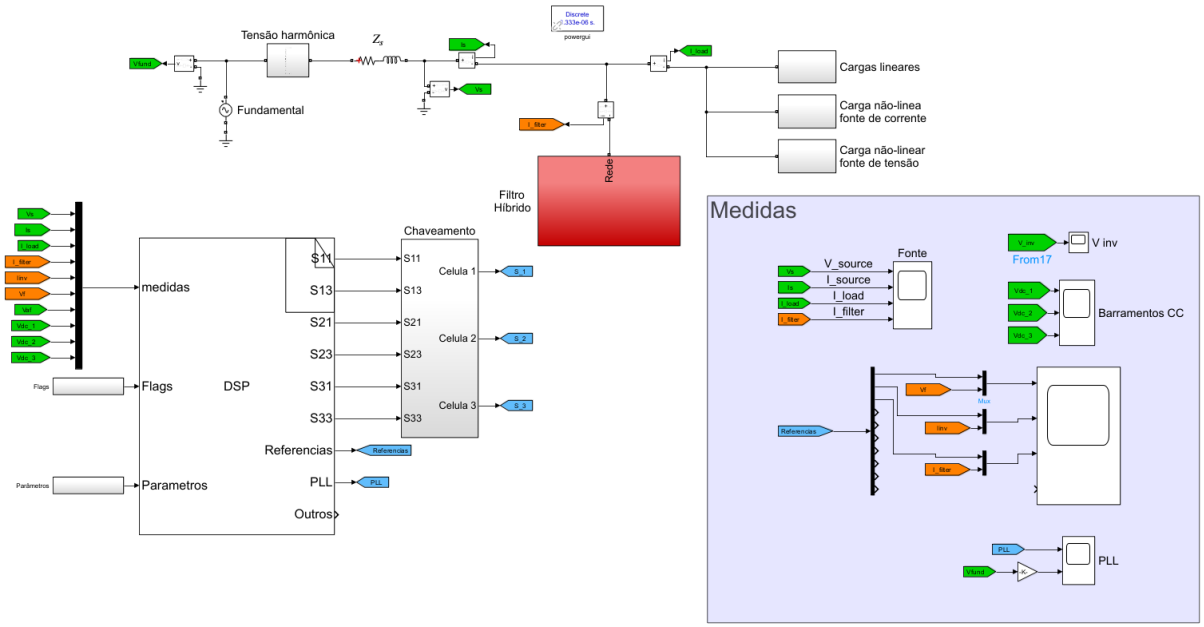


Figura B.6 – Diagrama: Página Principal do Diagrama de Simulação.

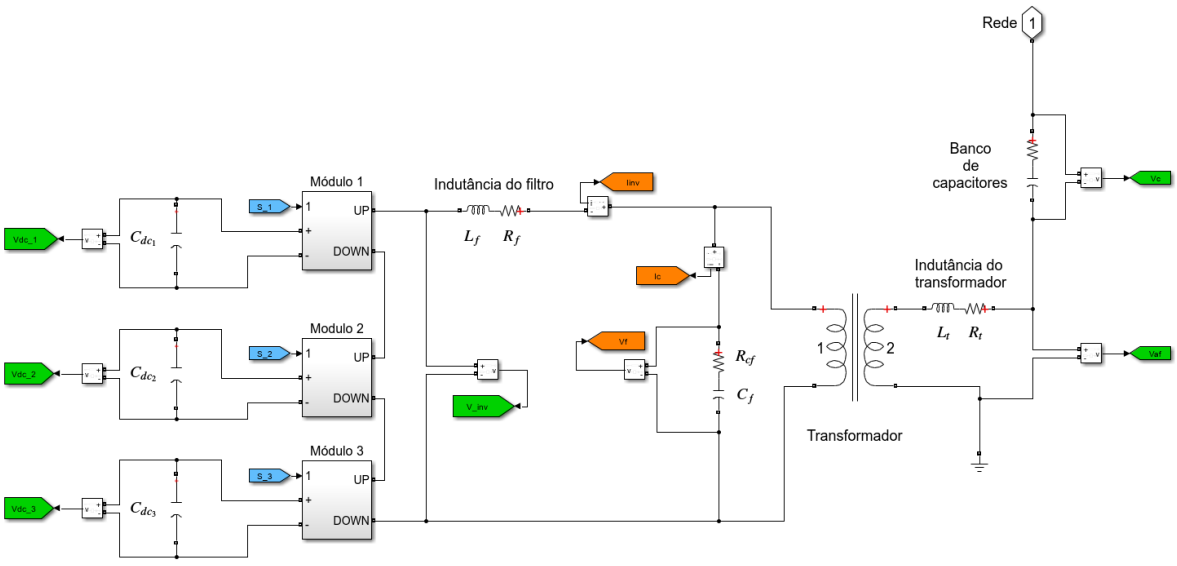


Figura B.7 – Diagrama: Ramo do Filtro Híbrido.

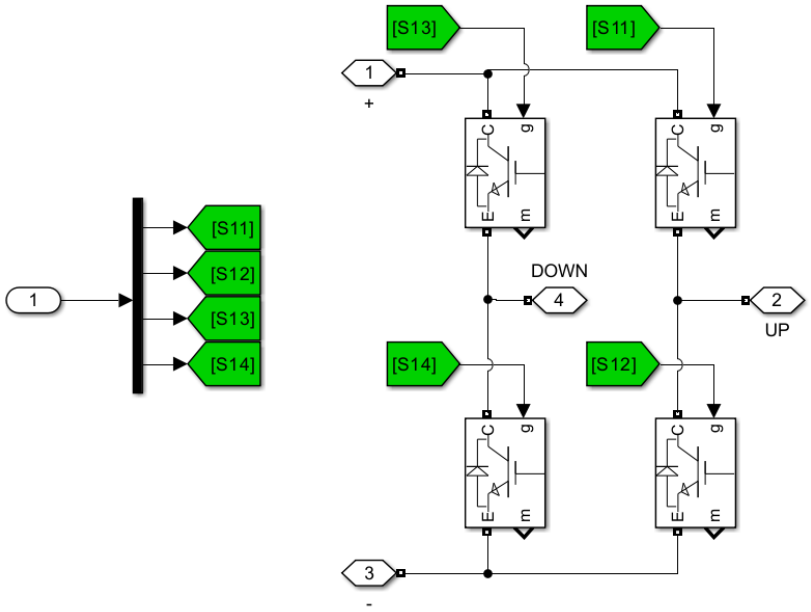


Figura B.8 – Diagrama: Módulo do Conversor CHB.

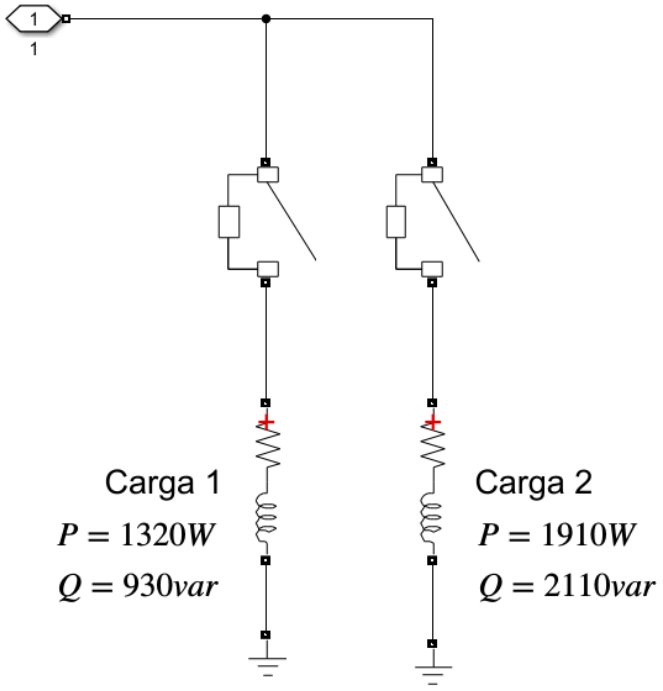


Figura B.9 – Diagrama: Cargas Lineares.

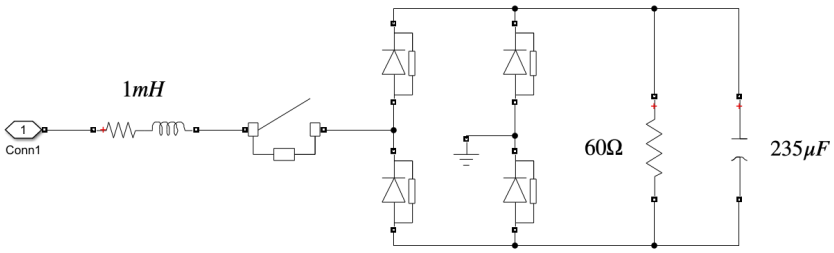


Figura B.10 – Diagrama: Carga Não-Linear Fonte de Tensão.

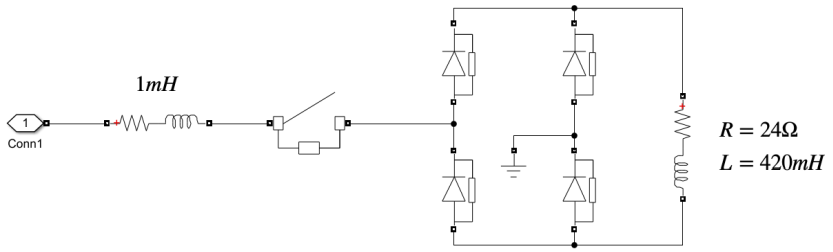


Figura B.11 – Diagrama: Carga Não-Linear Fonte de Corrente.

APÊNDICE C – Estados de chaveamento

A Tabela 9 mostra todos os 64 possíveis estados de chaveamento de um conversor CHB de 7 níveis.

Tabela 9 – Estados de Chaveamento para conversor CHB de 7 níveis

	Chaveamentos						
N° do estado	S_{11}	S_{13}	S_{21}	S_{23}	S_{31}	S_{33}	V_{inv}
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	$3V_{dc}$