

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

Sílvia Costa Ferreira

Controle Preditivo Baseado em
Modelo na Compensação Dinâmica
do Reativo com Filtro Híbrido

Junho 2016
Itajubá - MG

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

Sílvia Costa Ferreira

Controle Preditivo Baseado em
Modelo na Compensação Dinâmica
do Reativo com Filtro Híbrido

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

Área de Concentração:

Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Orientador:

Luiz Eduardo Borges da Silva

Co-orientador:

Rondineli Rodrigues Pereira

Junho 2016
Itajubá - MG

“O sucesso nasce do querer, da determinação e persistência em se chegar a um objetivo. Mesmo não atingindo o alvo, quem busca e vence obstáculos, no mínimo fará coisas admiráveis”.

José de Alencar

Agradecimentos

Meu agradecimento, primeiramente, a Deus, por me dar sabedoria e força para alcançar meus objetivos profissionais e pessoais, e que continua acompanhando e iluminando minhas escolhas.

Ao meu pai, Tomás, pelo exemplo de força e dedicação e à minha mãe, Abigail, pelo afeto e apoio constante. À minha irmã, Rute, pelo carinho e pelos cuidados. E à minha irmã, Ana, que sempre apoiou e se orgulhou das minhas decisões.

Ao meu namorado, Léo, por dividir comigo todas as dúvidas e ansiedades, e por ter me apoiado pacientemente em todos os momentos. Agradeço por você estar sempre ao meu lado, pelos cuidados e pelo amor.

Aos meus amigos e colegas do GEPCI, pelo auxílio e companhia. Em especial ao colega de doutorado e professor, Robson, pela amizade e importante apoio científico, sempre disposto a dar ideias e ajudar na evolução do doutorado.

Ao Prof. Luiz Eduardo pela orientação e pela oportunidade de fazer parte do grupo de pesquisa GEPCI. Pela confiança no meu trabalho, por seus conselhos e motivação constante.

Aos Profs. Rondineli e Carlos Henrique pelo conhecimento compartilhado e aos Profs. Ismael, Germano, Valberto e Rezek pelo incentivo e exemplo de dedicação.

Ao povo brasileiro e a CAPES pelo apoio financeiro. Aos demais amigos, familiares e a todos que de alguma forma participaram desta vitória.

Resumo

Este trabalho propõe a utilização do controle preditivo baseado em modelo (MPC) para controle dinâmico da potência reativa de um filtro híbrido. O equipamento é composto por um filtro ativo em série com um banco de capacitores. A parte ativa, utiliza um filtro LCL na saída do inversor para eliminar o chaveamento e controlar a tensão nos terminais do banco de capacitores. Um modelo matemático do filtro híbrido é utilizado para aplicar o MPC no controle da potência reativa fornecida pelo equipamento. O MPC, por sua vez, utiliza um modelo matemático para prever o comportamento do sistema e otimizar o problema de controle. Entretanto, erros nos parâmetros do modelo, podem causar desvios no controle da potência reativa fornecida. Por este motivo, esse trabalho também propõe um algoritmo baseado em filtros adaptativos para estimar as principais impedâncias do equipamento. Os resultados práticos e de simulação obtidos mostram a viabilidade de aplicação do MPC no controle da potência reativa do filtro híbrido com boa resposta dinâmica, enquanto o algoritmo de estimação garante o seu desempenho em regime permanente evitando erros causados por incertezas de parâmetros.

Palavras-Chave: Compensação Dinâmica de Reativo, Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC), Filtro Ativo Híbrido (FAH).

Abstract

This work proposes the application of Model Predictive Control (MPC) for dynamic reactive power compensation using a hybrid active power filter. This equipment consists of an active filter connected in series with a capacitor bank. Regarding the active part, a LCL filter is applied on the inverter output to eliminate the switching frequencies and control the voltage at the capacitor bank terminals. A designed model of the hybrid filter is used for applying the MPC to control the reactive power supplied by the equipment. The MPC in turn, uses a mathematical model to predict the system behavior and optimize the control problem. However, inappropriate model parameters may cause deviations in the control of reactive power supplied. For this reason, this work also suggests an algorithm based on adaptive notch filters to estimate the equipment's major impedances. The simulation as well as the practical results, show the feasibility of the MPC application to control the reactive power of the hybrid filter with a good dynamic response, while the estimation algorithm ensures its performance in steady-state, avoiding errors caused by uncertainty parameters.

Keywords: Dynamic Reactive Power Compensation, Model Predictive Control (MPC), Hybrid Active Power Filter (HAPF).

Publicações

Os artigos publicados, durante o período deste trabalho, são apresentados a seguir.

Artigos Publicados em Periódicos

1. S. C. Ferreira, R. R. Pereira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva e G. Lambert-Torres. **“Filtros Adaptativos Aplicados em Condicionadores de Energia,”** *Eletrônica de Potência, Campo Grande, v. 19, n.4, p. 377-385, set./nov.2014.*
2. S. C. Ferreira, R. R. Pereira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva e G. Lambert-Torres. **“Adaptive Real-Time Power Measurement based on IEEE 1459-2010,”** *Electric Power Components and Systems, v. 43, p. 1307-1317, 2015*
3. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva e G. Lambert-Torres. **“Using Smart Impedance to Transform High Impedance Microgrid in a Quasi-infinite Busbar ,”** *IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 7, no. 2, pp. 837-846, March 2016.*

Artigos em Revisão para Publicação em Periódicos

1. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva e G. Lambert-Torres. **“Smart Impedance: A New Way to Look at Hybrid Filters,”** *IEEE Transactions on Smart Grid.*

Artigos Publicados em Anais de Congressos

1. E. M. V. Filho, R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva, C. H. da Silva, G. Lambert-Torres, **“Bidirectional converter for distributed generation with grid-supporting capacity.”** *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC) Fortaleza, 2015, pp. 1-6.*
2. E. N. Nishida, R. B. Gonzatti ; S. C. Ferreira, R. R. Pereira ; C. H. da Silva ; Ismael Noronha ; L. E. B. da Silva ; G. Lambert-Torres., **“Low-cost platform for electrical measurement and frequency analysis in power electronic education.”** *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, 2015, pp. 1-6.*
3. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres e R. M. R. Pereira, **“Implementation of a Grid-forming Converter Based on Modified Synchronous Reference Frame.”** *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Out. 2014.*

4. S. C. Ferreira, R. R. Pereira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres e R. M. R. Pereira **“Adaptive Notch Filters: Comparison and Applications in Power Conditioning”** *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Out. 2014.
5. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, **“PLL-less control for hybrid active impedance.”** *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp.2178,2185, 17-21 Mar.2013.
6. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, **“Filtro Ativo Híbrido Aplicado para Compensação Harmônica em Cargas Tipo Fonte de Corrente e Fonte de Tensão.”** *Anais da X Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*, 2013.
7. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, **“Comparação Entre Estratégias de Controle Aplicadas a um Compensador Híbrido de Reativo para Sistemas Distorcidos e Desequilibrados.”** *Anais da X Conferência Brasileira sobre Qualidade da Energia Elétrica*, 2013.
8. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, **“Adaptive Notch filter applied to hybrid active var compensator under nonsinusoidal and unbalanced conditions.”** *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp.2264,2269, Set.2013.
9. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, **“Smart impedance application on unbalanced harmonic mitigation in three-phase four-wire systems.”** *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp.1978,1983, Set. 2013.
10. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, **“Control strategies applied to an hybrid reactive power compensator to single and three phase systems.”** *2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp.1219,1225, Out. 2013.
11. R. B. Gonzatti, C. H. da Silva, E. M. Vaciloto, S. C. Ferreira, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, **“STATCOM based on Modified Synchronous Reference Frame,”** *2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pp.1207,1211, Out. 2013.
12. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, **“Hybrid active power filter applied to harmonic compensation of current-source type and voltage-source type nonlinear loads,”** *2013 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, vol., no., pp.1257,1262, Out. 2013.
13. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, **“PLL-less control strategy applied to Hybrid Active Series Power Filter,”** *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp.1,6, Nov. 2012.
14. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, **“Aplicação de Filtros Adaptativos em Compensadores Ativos Híbridos (HAVarC) em Sistemas Distorcidos e Desequilibrados,”** *2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, pp.1,6, Nov. 2012.

15. C.H. da Silva, R. R. Pereira, L.E.B. da Silva, G. Lambert-Torres, R. B. Gonzatti, S. C.Ferreira, L. G. F. Silva, **“Smart impedance: Expanding the hybrid active series power filter concept,”** *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp.1416,1421, Oct. 2012.
16. S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, J. O. Pinto, **“Applying Adaptive Notch Filters to Hybrid Active Var Compensator,”** *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp.1228,1233, Oct. 2012.
17. R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, L. G. F. Silva, **“A control strategy for hybrid series active power filter based on resonant compensators,”** *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, vol., no., pp.34,39, 28-31 Ma 2012.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Contribuições	4
1.2	Organização	4
2	Filtros Ativos Híbridos	6
2.1	Princípio de Funcionamento do Filtro Ativo Híbrido Ressonante	10
2.1.1	Compensação Harmônica	11
2.1.2	Compensação de Potência Reativa	13
3	Princípios da Compensação Dinâmica de Reativo	17
3.1	Algoritmos de Extração da Componente Reativa Fundamental	18
3.1.1	Referência Síncrona	18
3.1.2	Filtros Adaptativos	20
3.2	Análise Comparativa das Técnicas de Extração da Componente Reativa . .	27
3.2.1	Resposta Dinâmica e Precisão	27
3.2.2	Eficiência Computacional	33
4	Controle Preditivo	36
4.1	Tipos de Controle Preditivo	37
4.1.1	Controle por Histerese	37
4.1.2	Controle Deadbeat	39
4.1.3	Controle Preditivo Baseado em Modelo	39
4.2	Aplicações do Controle Preditivo Baseado em Modelo em Conversores Ele- trônicos	40
4.2.1	MPC para conversores conectados à rede	40
4.2.2	MPC para Inversores com Filtro de Saída LC	42
4.2.3	MPC para Inversores com Filtro de Saída LCL	43
4.3	Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito .	45
4.3.1	Princípio Básico de Operação	46

5	Aplicação FCS-MPC: Retificador Ativo e STATCOM	54
5.1	Aplicação em Retificadores Ativos	54
5.1.1	Descrição do Algoritmo de Controle	57
5.1.2	Resultados de Simulação	59
5.1.3	Resultados Práticos	62
5.2	Aplicação em Compensador Estático de Reativo (STATCOM)	69
5.2.1	Descrição da Implementação do FCS-MPC	69
5.2.2	Descrição do Algoritmo de Controle	70
5.2.3	Resultados Práticos	71
6	Aplicação FCS-MPC: Filtro Híbrido	76
6.1	Modelo Discreto do Filtro Híbrido	77
6.2	Obtenção das Referências de Controle	82
6.2.1	Obtenção da Corrente i_{fpu}^* de Referência	82
6.2.2	Obtenção da Tensão V_{fpu}^* de Referência	84
6.2.3	Obtenção da Corrente i_{invpu}^* de Referência	85
6.3	Amortecimento da Ressonância	86
6.4	Definição da Função Custo	89
6.5	Limites de Operação do Equipamento	92
6.6	Descrição da Estratégia de Controle	94
6.7	Resultados de Simulação	95
6.7.1	Referência de Controle Fixa	97
6.7.2	Referência de Controle Dinâmica	100
6.8	Resultados Práticos	102
6.8.1	Referência de Controle Fixa	104
6.8.2	Referência de Controle Dinâmica	109
6.8.3	Eficiência Computacional do Algoritmo de Controle	113
7	Estimação de Parâmetros com Filtros Adaptativos	115
7.1	Influência dos Erros de Parâmetros na Obtenção das Referências de Controle	116
7.2	Estimação de X_{pu} e R_{pu}	116
7.3	Estimação X_{cfpu}	117
7.4	Validação do Algoritmo de Estimação de Parâmetros em Simulação	118
7.5	Aplicação do Algoritmo de Estimação no Filtro Híbrido com FCS-MPC	124
7.5.1	Estimação de Parâmetros na Inicialização do Equipamento	125
7.5.2	Estimação de Parâmetros na Rotina de Interrupção Principal	127

7.5.3 Resultados de Práticos	129
8 Conclusões	136
A Diagramas de Simulação e Bancadas	147

Lista de Figuras

2.1	Filtro Ativo Paralelo ou STATCOM.	6
2.2	Filtro Ativo Híbrido - Filtro Ativo Série e Filtro Passivo Paralelo.	7
2.3	Filtro Ativo Híbrido - Filtro Ativo Conectado em Série com Filtro Passivo Paralelo.	8
2.4	Filtro Ativo Híbrido - Filtro Passivo Paralelo e Dois Filtros Ativos, um em Série com a Fonte e Outro em Série com Filtro Passivo.	8
2.5	Filtro Ativo Híbrido LC sem Transformador	9
2.6	Filtro Ativo Híbrido LC com Circuito de Injeção.	9
2.7	Filtro Ativo Híbrido Ressonante.	10
2.8	Compensação Harmônica - Tensões e Correntes do Filtro Híbrido.	11
2.9	Circuito do Filtro Híbrido como Fonte de Tensão.	12
2.10	Compensação da Potência Reativa - Tensões e Correntes do Conversor.	13
2.11	Circuito Equivalente Filtro Híbrido na Frequência Fundamental.	14
2.12	Circuito Equivalente do Filtro Híbrido na Região de Subcompensação (a) Tensão Equivalente (b) Impedância Ativa Equivalente.	15
2.13	Circuito Equivalente do Filtro Híbrido na Região de Sobrecompensação (a) Tensão Equivalente (b) Impedância Ativa Equivalente.	16
3.1	Princípio da Compensação de Potência Reativa: (a) Sistema sem Compensação (b) Sistema com Compensação.	17
3.2	Diagrama em Blocos da Extração da Parcela Reativa da Corrente - Referência Síncrona.	19
3.3	Extração da Parcela Reativa da Corrente - Referência Síncrona Monofásica.	19
3.4	Estrutura do Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS.	21
3.5	Diagrama em Blocos da Extração da Parcela Reativa da Corrente - Filtro Adaptativo Sintonizado com LMS.	22
3.6	Filtro Adaptativo Sintonizado com Estimador de Frequência.	23
3.7	Diagrama de Blocos para Obtenção da Referência Normalizada de Tensão.	25
3.8	Diagrama em Blocos da Extração da Parcela Reativa da Corrente - Filtro Adaptativo Sintonizado com Estimador de Frequência.	26
3.9	Simulação: (a) Degrau da corrente de carga RL. Extração da componente fundamental e referência (linha pontilhada) para : (b) RS, (c) FAS-estimador, (d) FAS-LMS.	28
3.10	Simulação: Extração da Componente Reativa da Corrente para Degrau de Carga RL.	29
3.11	Resultado Prático: Carga R_1L_1 (a) Tensão e Corrente (b) Potências.	30
3.12	Resultado Prático: Carga $R_1L_1//R_2L_2$ (a) Tensão e Corrente (b) Potências.	30
3.13	Resultado Prático: Extração da Componente Reativa da Corrente para Degrau de Carga RL.	30

3.14	Simulação: (a) Degrau da corrente de carga não linear. Extração da componente fundamental e referência (linha pontilhada) para : (b) RS, (c) FAS-estimador (d) FAS-LMS.	31
3.15	Simulação: Extração da Componente Reativa da Corrente para Degrau de Carga não Linear.	32
3.16	Resultado Prático: Carga não linear $\alpha = 0^\circ$ (a) Tensão e Corrente (b) Potências.	32
3.17	Resultado Prático: Carga não linear (a) Tensão e Corrente (Resultado Prático: Carga não linear $\alpha = 70^\circ$ (a) Tensão e Corrente (b) Potências.	33
3.18	Resultado Prático: Extração da Componente Reativa da Corrente para Degrau de Carga não Linear.	33
4.1	Classificação dos Métodos de Controle Preditivo Utilizados em Eletrônica de Potência.	36
4.2	Princípio Básico de Funcionamento da Histerese “Bang-bang”.	38
4.3	Controle Preditivo de Corrente Baseado em Histerese.	38
4.4	Circuito de Potência de um Retificador Ativo.	41
4.5	Diagrama de Blocos da Estratégia de Controle FCS-MPC para Retificadores Ativos.	41
4.6	Circuito de Potência de um Inversor Trifásico com Filtro de Saída LC.	42
4.7	Diagrama em Blocos da Estratégia de Controle FCS-MPC para Inversores com Filtro LC de Saída.	43
4.8	Diagrama em Blocos Inversores com Filtro LCL de Saída.	43
4.9	Diagrama em Blocos da Estratégia de Controle FCS-MPC para Inversores com Filtro LCL de Saída.	45
4.10	Princípio de Operação FCS-MPC: Caso Ideal.	47
4.11	Princípio de Operação FCS-MPC: Atraso.	47
4.12	Princípio de Operação FCS-MPC : Caso Real.	48
4.13	Topologia do Inversor de Frequência Monofásico em Ponte Completa.	50
4.14	Espaço da Tensão de Saída para o Inversor Monofásico em Ponte Completa.	51
4.15	Topologia do Inversor de Frequência Trifásico.	51
4.16	Espaço das Tensões de Saída no Sistema de Coordenadas $\alpha\beta$ para Inversor Trifásico.	52
5.1	Circuito de Potência de um Retificador Ativo Conectado à Rede.	55
5.2	Diagrama de Controle FCS-MPC com Referência de Corrente para Retificador Ativo.	57
5.3	Fluxograma do MPC para Controle Direto de Potência de um Retificador Ativo.	58
5.4	Variáveis de Controle FCS-MPC: (a) Tensão do Retificador (b) Corrente de Alimentação.	60
5.5	Espectro Harmônico da Corrente da Fonte: Retificador Ativo.	60
5.6	Operação como Retificador Ativo com Fator de Potência Unitário.	61
5.7	Transitório na Referência da Parcela Reativa da Corrente.	61
5.8	Protótipo Utilizado para a Montagem do Retificador Ativo. (a) Vista Frontal (b) Vista Traseira.	62
5.9	(a) Indutor de Acoplamento e Inversor (b) Vista Frontal Inferior	63
5.10	Circuitos de Aquisição e Processamento de Dados.	63
5.11	Variáveis do Retificador Ativo com Fator de Potência Unitário.	65
5.12	Retificador Ativo Fator de Potência Unitário (a) Potências (b) Diagrama Fasorial.	65
5.13	Tensão e Corrente Retificador Ativo (a) Fator de Potência Indutivo (b) Fator de Potência Capacitivo.	66
5.14	Retificador Ativo Fator de Potência Indutivo (a) Potências (b) Diagrama Fasorial.	66

5.15	Retificador Ativo Fator de Potência Capacitivo (a) Potências (b) Diagrama Fasorial.	66
5.16	Trasitório de Referência de Corrente: Fator de Potência Indutivo -> Fator de Potência Capacitivo.	67
5.17	FCS-MPC sem Compensação do Atraso Causado pelo Tempo de Processamento (a) Corrente (b) Espectro Harmônico.	68
5.18	FCS-MPC com Compensação do Atraso Causado pelo Tempo de Processamento (a) Corrente (b) Espectro Harmônico.	68
5.19	Diagrama de Blocos da Estratégia de Controle FCS-MPC para o STATCOM. . .	71
5.20	Tensões e Correntes do Sistema (a) Antes da Compensação (b) Após Compensação.	72
5.21	Potências da Fonte (a) Antes da Compensação (b) Após Compensação com STATCOM.	73
5.22	Diagrama Fasorial Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes da Compensação (b) Após Compensação com STATCOM.	73
5.23	Transitório de Entrada do Controle de Compensação do Reativo - STATCOM. .	74
5.24	Degrau de Carga com Controle de Potência Reativa em Funcionamento.	75
6.1	Circuito Equivalente Filtro Híbrido (a) Tensão Chaveada com Filtro LCL (b) Fonte Equivalente da Tensão Filtrada.	76
6.2	Circuito Equivalente Filtro Híbrido.	78
6.3	Circuito Equivalente Filtro Ativo Híbrido em p.u	79
6.4	Diagrama de Bode Filtro LCL.	87
6.5	Possíveis Localidades para Inserção de Resistores para Amortecimento da Ressonância.	88
6.6	Representação em Diagrama de Blocos da Inserção de um Resistor em Série com a Indutância de Saída do Filtro LCL.	88
6.7	Diagrama de Blocos Técnica de Amortecimento da Ressonância Baseada em Resistor Virtual.	89
6.8	Tensão do Capacitor do Filtro LCL: FCS-MPC com Referência de Controle na Corrente.	92
6.9	Diagrama de Bloco Estratégia de Controle FCS-MPC filtro híbrido.	94
6.10	Fluxograma do Algoritmo FCS-MPC para Filtro Híbrido.	96
6.11	Resultados Simulação - Variáveis de Estado com Referência de Controle Fixo (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_F e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f ; e suas Referências de Controle (tracejado).	98
6.12	Resultados de Simulação - Variáveis de Estado para Degrau Referência de Controle (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_F e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f ; e suas Referências de Controle (tracejado).	99
6.13	Resultado de Simulação- Tensões e Correntes do Sistema (a) Sem Carga RL (b) Com a Carga RL.	100
6.14	Resultados de Simulações - Variáveis do Sistema para Transitório de Carga (a) Tensão V_s e Corrente I_s da Fonte, (b) Corrente da Carga I_L e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f , Referência de Controle (tracejado) e Referência I_f^{qL*} (pontilhado).101	
6.15	Resultado de Simulações - Variáveis de Estado para Transitório de Carga com Referência de Controle Dinâmica (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_F e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f ; e suas Respetivas Referências de Controle (tracejado).	102
6.16	Protótipo Filtro Híbrido.	103
6.17	Transformador e Banco de Capacitores da Montagem do Filtro Híbrido.	103

6.18	Resultados Práticos - Variáveis de Estado com Referência de Controle Fixo (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_F e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f ; e suas Referências de Controle.	105
6.19	Resultados Práticos - Variáveis do Sistema: Tensão da Fonte (V_s) e tensão do inversor (V_{inv}); e Variáveis Controladas: Tensão do Barramento CC (V_{cc}) e Corrente do Filtro Híbrido (i_f)	106
6.20	Resultados Práticos - Variáveis de Estado com Referência de Controle Fixo (a) Corrente i_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_f e (c) Corrente do Filtro Híbrido i_f ; e suas Referências de Controle.	107
6.21	Resultados Práticos - Potências do Filtro Híbrido para (a) $I_f^{q*} = 10A$ (b) $I_f^{q*} = 22A$	107
6.22	Resultados Práticos - Espectro Harmônico da Corrente do Filtro Híbrido para (a) $I_f^{q*} = 10A$ (b) $I_f^{q*} = 22A$	108
6.23	Amortecimento da Ressonância: (a) Sem Amortecimento Ativo (b) Com Amortecimento Ativo.	108
6.24	Resultados Práticos - Espectro Harmônico da Corrente do Filtro Híbrido (a) Sem Amortecimento Ativo (b) Com Amortecimento Ativo.	109
6.25	Resultados Práticos - Tensões e Correntes do Sistema (a) Sem Carga (b) Com a Carga.	110
6.26	Resultados Práticos - Diagrama Fasorial Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes da Entrada da Carga (b) Após Entrada da Carga.	110
6.27	Resultados Práticos - Potências Antes da Entrada da Carga (a) Filtro Híbrido e Fonte; Após Entrada da Carga (b) Fonte (c) Filtro Híbrido (d) Carga RL.	111
6.28	Resultados Práticos - Variáveis de Estado com Referência de Controle Fixo (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_F e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f ; e suas Referências de Controle.	111
6.29	Resultados Práticos - Potências Após Transitório de Carga $R_1L_1//R_2L_2$ (a) Fonte (b) Filtro Híbrido (c) Carga RL.	112
6.30	Resultados Práticos - Comportamento das Variáveis de Estado com Referência de Controle Dinâmico em Transitório de Carga (a) Corrente i_{inv} , (b) Tensão V_F e (c) Corrente i_f ; e suas Referências de Controle.	113
7.1	Estimação de \hat{R}_{pu} , \hat{X}_{pu} e $\hat{X}_{cf_{pu}}$ para Desvios na Reatância Capacitiva do Filtro Híbrido.	119
7.2	Avaliação da Influência Desvios na Reatância Capacitiva do Filtro Híbrido: Cálculo das Referências de Controle V_f^* e i_{inv}^* e Atuação do Algoritmo de Estimação de Parâmetros.	120
7.3	Estimação de \hat{R}_{pu} , \hat{X}_{pu} e $\hat{X}_{cf_{pu}}$ para Desvios na Indutância do Transformador de Acoplamento.	121
7.4	Avaliação da Influência Desvios na Indutância do Transformador de Acoplamento: Cálculo das Referências de Controle V_f^* e i_{inv}^* e Atuação do Algoritmo de Estimação de Parâmetros.	122
7.5	Estimação de \hat{R}_{pu} , \hat{X}_{pu} e $\hat{X}_{cf_{pu}}$ para Desvios na Reatância Capacitiva do Filtro LCL.	123
7.6	Avaliação da Influência Desvios na Reatância Capacitiva do Filtro LCL: Cálculo das Referências de Controle V_f^* e i_{inv}^* e Atuação do Algoritmo de Estimação de Parâmetros.	123
7.7	Fluxograma do Algoritmo para Teste e Estimação de Impedâncias na inicialização do equipamento.	126

7.8	Fluxograma de Implementação do Algoritmo FCS-MPC com Possibilidades de Estimação de Parâmetros.	128
7.9	Estimação da Reatância do Filtro Híbrido para Perda de Célula Capacitiva.	130
7.10	Entrada do Algoritmo de Estimação Online e o seu Efeito no Controle da Corrente do Filtro Híbrido.	130
7.11	Entrada do Algoritmo de Estimação Online e o seu Efeito na Obtenção da Referência de Controle da Tensão do Filtro LCL V_f	131
7.12	Entrada do Algoritmo de Estimação Online e o seu Efeito na Obtenção da Referência de Controle da Corrente do Inversor i_{inv}	132
7.13	Potência Reativa da Fonte (a) Antes da Perda da Célula Capacitiva (b) Depois da Perda sem Estimação de Parâmetros (c) Depois da Perda com Estimação de Parâmetros.	132
7.14	Potências da Fonte (a) Sem Estimação de Parâmetros (b) Com Estimação de Parâmetros.	133
7.15	Entrada do Algoritmo de Estimação Online e o seu Efeito na Compensação Dinâmica de Reativo.	133
7.16	Diagrama Fasorial da Tensão e Corrente da Fonte (a) Sem Estimação de Parâmetros (b) Com Estimação de Parâmetros.	134
A.1	Diagrama Elétrico: Simulação de Cargas.	147
A.2	Diagrama de Controle: Extração da Componente Reativa da Corrente.	148
A.3	Carga (a) Ponte Tiristorizada Monofásica (b) Carga CC Ponte Tiristorizada (c) Carga RL.	148
A.4	Filtro do chaveamento para utilização das saídas PWM do DSP como D/A.	149
A.5	Diagrama Elétrico: Simulação Retificador Ativo.	149
A.6	Diagrama de Controle: Simulação Retificador Ativo.	149
A.7	Diagrama Elétrico: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Fixa.	150
A.8	Diagrama de Controle: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Fixa.	150
A.9	Diagrama Elétrico: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Dinâmica Carga RL.	151
A.10	Diagrama de Controle: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Fixa.	151
A.11	Bancada com Montagem Completa Protótipo Filtro Ativo Híbrido e Carga RL em Laboratório.	152
A.12	Diagrama Elétrico: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Dinâmica Carga RL.	153
A.13	Diagrama de Controle: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Fixa.	153

Lista de Tabelas

3.1	Parâmetros dos Algoritmos de Extração da Fundamental	27
3.2	Eficiência Computacional	34
4.1	Vetores de Comutação para Inversor Monofásico Ponte H	50
4.2	Vetores de Comutação para Inversor Trifásico de Dois Níveis	52
5.1	Parâmetros - Retificador Ativo com Controle FCS-MPC.	59
5.2	Especificações do Protótipo do Retificador Ativo.	64
5.3	Parâmetros - STATCOM com Controle FCS-MPC.	72
6.1	Parâmetros - Filtro LCL.	87
6.2	Parâmetros Simulação - Filtro Híbrido com Controle FCS-MPC.	97
6.3	Valores dos Elementos Passivos do Filtro Híbrido.	104
6.4	Eficiência Computacional Algoritmo de Controle com FCS-MPC	114
7.1	Eficiência Computacional FCS-MPC com Estimação de Parâmetros	135

Lista de abreviaturas

Abreviação	Descrição
CCS-MPC	<i>Continuous Control Set Model Predictive Control</i>
DCM	<i>Diode Clamped Multilevel Inverter</i>
DSP	<i>Digital Singal Processor</i>
FACTS	<i>Flexible AC Transmission System</i>
FAP	Filtros Ativos de Potência
FAS-estimador	Filtro Adaptativo Sintonizado com Estimador de Frequência
FAS-LMS	Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
Filtro L	Filtro Indutivo
FIR	<i>Finite Impulse Response</i>
IIR	<i>Infinite Impulse Response</i>
Filtro LCL	Filtro com Indutor - Capacitor - Indutor
LMS	<i>Least Mean Square</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
NPC	<i>Neutral-Point-Clamped</i>
P-DPC	<i>Predictive Direct Power Control</i>
PI	Proporcional Integral
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
RS	Referência Síncrona
STATCOMs	<i>Static Compensators</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
UPFC	<i>Unified Power Flow Control</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Control</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

1 | Introdução

O controle do fluxo de potência reativa é de extrema importância para o sistema elétrico, pois além de envolver aspectos operacionais e econômicos, influencia diretamente na qualidade da energia elétrica fornecida. Em sistemas de transmissão e distribuição, a circulação de correntes reativas piora o fator de ocupação da linha, pode levar a problemas de estabilidade e regulação de tensão, além de aumentar as perdas [1,2].

Na maioria das aplicações, o controle da potência reativa é feito por bancos de capacitores ou filtros passivos devido ao seu baixo custo e robustez. Entretanto, os elementos passivos fornecem uma quantidade fixa de potência reativa, e quando aplicados em sistemas que possuem variações rápidas de carga ou consumo variável de reativo, não solucionam os problemas de flutuações de tensão, e podem causar sobre ou subtensão [3].

Para estes tipos de aplicações, é comum o uso de compensadores dinâmicos, tais como: STATCOMs [4], controladores unificados de fluxo de potência (UPFC - *Unified Power Flow Controller*) [5], filtros ativos [6] e diversas topologias de filtros híbridos, que podem ser utilizados tanto para a compensação de harmônicos quanto para potência reativa [7–11]. Os filtros híbridos combinam filtros ativos e passivos, a fim de reduzir a potência requerida dos componentes eletrônicos, permitindo sua aplicação em níveis mais elevados de potência e são o foco deste trabalho.

De modo geral, o controle do fluxo de potência reativa de conversores deste tipo envolve basicamente dois algoritmos: um para identificação da potência reativa requerida pela carga e outro para o controle do fluxo de potência, de forma que o equipamento siga a referência fornecida pelo algoritmo de identificação.

Técnicas para identificar a potência reativa requerida pela carga são extensivamente encontradas na literatura, destacando: a *teoria pq* [12], a referência síncrona (RS) [13] e algoritmos baseados em redes neurais, wavelets e filtros adaptativos [14–21].

Com relação à estratégia de controle da potência reativa fornecida pelo equipamento eletrônico, as mais comuns utilizam controladores PI (Proporcional Integral) lineares no sistema de coordenadas dq ou controladores por histerese [22]. Entretanto, nas últimas décadas, a evolução dos microcontroladores permitiu a utilização de estratégias de controle

mais modernas, como controle fuzzy [23], controle adaptativo [24], controle de modo deslizante [25] e controle preditivo [26]. Dentro da classe dos controladores preditivos, as aplicações do controle preditivo baseado em modelo (MPC - *Model Predictive Control*) vêm crescendo significativamente [27], devido principalmente a sua capacidade em lidar com situações multivariáveis e não lineares de maneira simples.

Os conceitos do MPC foram introduzidos na década de 60 e 70 para aplicações industriais [28]. Entretanto, devido à sua complexidade computacional, sua aplicação em eletrônica de potência só se tornou popular recentemente com a introdução de conceitos que reduzem o seu tempo de processamento [26–30].

Um desses conceitos, é o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC - *Finite Control Set Model Predictive Control*), que aproveita os estados de chaveamento do conversor para limitar as possibilidades de controle. A partir disto, o FCS-MPC utiliza um modelo matemático para prever o comportamento do sistema para cada um desses estados. Essas predições são avaliadas em uma função custo e define-se as sequências de chaveamento que, se aplicadas, otimizam o problema de controle [31].

Devido à simplicidade do modelo, as aplicações do MPC em retificadores ativos são muito expressivas [32–36], incluindo conversores multiníveis [37, 38]. Isso porque estes conversores geralmente são conectados à rede por filtros indutivos (Filtro L), o que facilita o controle da corrente.

As aplicações do MPC para conversores conectados à rede por filtros LCL (indutor-capacitor-indutor) são mais recentes [39–44]. Os filtros LCL melhoram a atenuação das frequências de chaveamento se comparados com o filtros L, mas, dificultam o controle direto da corrente de linha e introduzem frequências de ressonância no sistema, o que complica a aplicação do FCS-MPC, devido às suas características de frequência de chaveamento variável [39]. Para solucionar os problemas de estabilidade e ressonância, soluções multivariáveis e com horizonte de predição maiores são apresentadas em [44].

Já para as aplicações do MPC em condicionadores de energia, destaca-se o uso em filtros ativos paralelos e STATCOMs [4, 6]. Esses conversores são conectados à rede por filtros L e possuem o mesmo modelo matemático dos retificadores ativos, mas, utilizam referências de controle dinâmicas para acompanhar as variações do conteúdo harmônico e do reativo da carga. O uso do MPC nesses equipamentos trouxe contribuições para a melhoria da resposta dinâmica [27, 29]. Apesar disso, poucos trabalhos foram publicados para avaliar a utilização do MPC em filtros ativos híbridos, principalmente devido ao fato de utilizarem filtros LCL para filtrar o chaveamento [45, 46].

Buscando aproveitar a resposta dinâmica do controle preditivo baseado em modelo,

este trabalho propõe a utilização do FCS-MPC como estratégia para controle dinâmico da potência reativa de um filtro híbrido, cuja topologia foi apresentada em [47]. Esse equipamento é formado por um filtro ativo em série com um banco de capacitores. O filtro ativo, utiliza um filtro LCL na saída do inversor para eliminar o chaveamento e controlar a tensão nos terminais do banco de capacitores. Um modelo matemático do filtro híbrido, baseado nas equações de um conversor conectado à rede por filtros LCL, é utilizado para prever o comportamento do sistema para os possíveis estados de chaveamento e otimizar a função custo. O objetivo é avaliar a resposta do equipamento para referências fixas e dinâmicas de potência reativa.

Em contrapartida, uma das principais preocupações com o uso do MPC são incertezas nas impedâncias do modelo matemático do sistema. Erros ou variações nos valores dessas impedâncias influenciam nas equações de predição, na avaliação da função custo e consequentemente na escolha do estado de chaveamento adequado.

Particularmente para o FCS-MPC, devido as suas características não lineares, a influência da variação de parâmetros é analisada de maneira empírica em [48, 49], avaliando diferentes cenários de incertezas. Apenas em [50], os autores apresentam uma análise matemática para mensurar o efeito do erro de parâmetros no algoritmo FCS-MPC. Já em [48] e [49] também são apresentadas técnicas para estimar os valores das impedâncias do sistema e corrigir a resposta do FCS-MPC para conversores conectados à rede por filtros L.

Para conversores conectados à rede por filtros LCL, de acordo com [44], incertezas no modelo causam erros em regime permanente e desvios da corrente com relação as referências de controle. Nos trabalhos publicados até então, assume-se que se os filtros LCL são projetados adequadamente e que os valores das suas impedâncias coincidem com os do modelo físico real. Apesar disso, as aplicações do FCS-MPC para conversores deste tipo apresentam boa resposta dinâmica e redução nas perdas de chaveamento.

Por outro lado, a aplicação do FCS-MPC para o filtro híbrido traz uma preocupação adicional com erros nas impedâncias do sistema, pois a corrente do filtro está diretamente relacionada com o tamanho do banco de capacitores utilizados. Neste caso, a perda de uma célula capacitiva, por exemplo, levaria a uma mudança no modelo do sistema, resultando em erros significativos na compensação. Além disso, erros nos demais parâmetros do sistema também causam desvios na obtenção das referências de controle, assim como apresentado em [44].

Para garantir que a resposta em regime permanente do equipamento seja adequada, e evitar desvios no controle causados por incertezas de parâmetros, este trabalho também propõe um algoritmo para estimar as principais impedâncias do equipamento. Esse algo-

ritmo utiliza uma técnica baseada em filtros adaptativos para estimar os parâmetros do modelo, garantindo que o equipamento opere com boa resposta em regime permanente, sem desvios com relação as referências de controle e sem perder as vantagens do FCS-MPC em termos de resposta dinâmica.

1.1 Contribuições

Este trabalho apresenta duas contribuições no estudo do algoritmo de controle FCS-MPC. A primeira delas é a aplicação da técnica para o controle da potência reativa de um filtro híbrido.

O FCS-MPC apresenta conceitos bem consolidados para controle do fluxo de potência reativa em conversores conectados à rede por filtros L, como é o caso do STATCOM. Entretanto, a aplicação do FCS-MPC para o filtro híbrido ainda foi pouco estudada e traz desafios adicionais. Apesar das semelhanças entre os modelos, a topologia do filtro híbrido difere da topologia de um conversor conectado diretamente a rede por filtros LCL, o que não garante que as estratégias de controle propostas em [44] possam ser aplicadas para este equipamento.

No desenvolvimento do trabalho, utilizando o modelo do filtro LCL e as formulações para obtenção das referências de controle, são apresentados os resultados que justificam a escolha das variáveis do sistema mais adequadas para o controle do filtro híbrido. Então, o algoritmo é utilizado na compensação da potência reativa melhorando a resposta dinâmica do equipamento.

A segunda contribuição deste trabalho é uma proposta para estimação de parâmetros utilizando filtros adaptativos. O objetivo é estimar os valores das impedâncias utilizadas no cálculo das referências de controle, visto que, erros nesses cálculos podem causar desvios na corrente do filtro híbrido e levam o equipamento a funcionar em um ponto de operação incorreto. As equações que modelam o filtro híbrido são avaliadas no sistema de coordenadas dq , e as impedâncias são estimadas a partir da saída dos filtros adaptativos aplicados ao modelo corrigindo as variáveis do sistema.

Os resultados encontrados mostram que o algoritmo de estimação proposto foi eficaz na correção de erros nas impedâncias do modelo, corrigindo possíveis desvios na resposta em regime permanente do filtro híbrido controlado pelo FCS-MPC.

1.2 Organização

Este texto está organizado conforme os capítulos descritos a seguir.

Capítulo 2 - Filtros Ativos Híbridos: apresenta uma revisão bibliográfica sobre as principais topologias de filtros híbridos e uma descrição detalhada da topologia do filtro ativo híbrido ressonante, que é foco deste trabalho. Ainda neste capítulo é apresentado o seu princípio de funcionamento para compensação harmônica e para a compensação de potência reativa.

Capítulo 3 - Princípios da Compensação Dinâmica de Reativo: mostra os princípios básicos para a compensação de potência reativa. Entretanto, o intuito do capítulo é apresentar uma comparação entre três algoritmos que podem ser aplicados para a obtenção da parcela reativa da corrente. O objetivo é identificar a parcela da corrente que servirá como referência para o controle dinâmico do reativo.

Capítulo 4 - Controle Preditivo Baseado em Modelo: traz uma revisão bibliográfica sobre a aplicação do controle preditivo em conversores eletrônicos. Além disso, são apresentados os principais tipos de controle preditivo baseado em modelo e suas aplicações. A finalidade é mostrar as potencialidades e os desafios da implementação do controle preditivo em conversores eletrônicos.

Capítulo 5 - Aplicação FCS-MPC: Retificador Ativo e STATCOM: apresenta a aplicação do algoritmo FCS-MPC no controle da potência do retificador ativo e STATCOM. O propósito destas aplicações é introduzir os conceitos do controle preditivo baseado em modelo, já que o modelo desses conversores é simples. São apresentados resultados para o controle da potência reativa com referência fixa para o retificador ativo e com referência dinâmica para o STATCOM.

Capítulo 6 - Aplicação FCS-MPC: Filtro Híbrido: propõe a aplicação do algoritmo de controle preditivo baseado em modelo para o controle do reativo fornecido pelo filtro híbrido. Um modelo baseado em conversores conectados à rede com filtros LCL é apresentado, bem com um equacionamento para calcular as referências de controle. A implementação do algoritmo é descrita em detalhes e são apresentados os resultados para o controle da potência reativa do filtro híbrido.

Capítulo 7 - Estimação de Parâmetros com Filtros Adaptativos: apresenta a proposta de um algoritmo de estimação de parâmetros baseado em filtro adaptativos. A intenção é corrigir desvios nas referências de controle causados por erros de parâmetros do modelo do filtro híbrido. Os resultados obtidos com o algoritmo de estimação são apresentados, comprovando a eficiência da proposta.

Capítulo 8 - Conclusões: traz as conclusões do trabalho e propostas de trabalhos futuros que poderão ser desenvolvidas para dar continuidade e melhorar o funcionamento do filtro híbrido.

2 | Filtros Ativos Híbridos

Os filtros ativos de potência (FAP) para compensação harmônica e os STATCOMs para a compensação de reativo têm atraído grande interesse de engenheiros e pesquisadores desde a proposição dos seus princípios básicos de funcionamento na década de 70 [51–53].

A partir da década de 80, o surgimento de dispositivos com capacidade de chaveamento de altas correntes a frequências elevadas, como os IGBTs, o avanço na tecnologia de microcontroladores e das estratégias de controle [54], levaram a grandes avanços no estudo de compensadores harmônicos, equipamentos para compensação de potência reativa, regulação de tensão, compensação de flicker, entre outros.

Para a compensação harmônica e de reativo, os filtros ativos paralelos e STATCOMs, como o da Figura 2.1, apresentam maior flexibilidade e melhor desempenho quando comparados aos tradicionais filtros passivos. Entretanto, em aplicações de potências elevadas são necessários semicondutores com isolamento para altas tensões e capacidade de conduzir altas correntes nominais, que apresentam custo bastante elevado mesmo nos dias atuais.

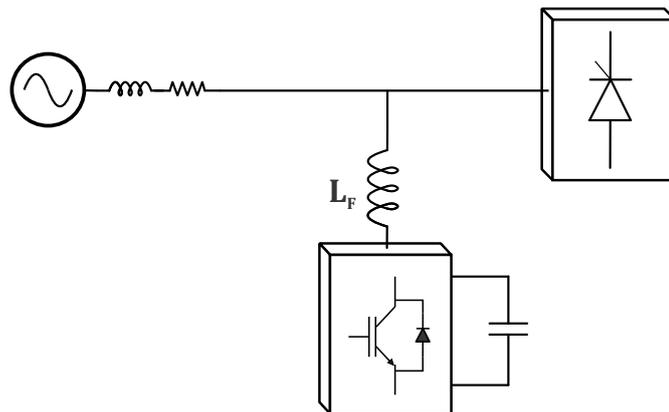


Figura 2.1: Filtro Ativo Paralelo ou STATCOM.

Assim, esforços foram direcionados para encontrar uma solução que aliasse a flexibilidade e robustez dos filtros ativos, e o menor custo inicial dos filtros passivos. Em 1988, uma topologia híbrida composta por um filtro ativo série e um filtro passivo paralelo foi proposta em [7], como representado na Figura 2.2.

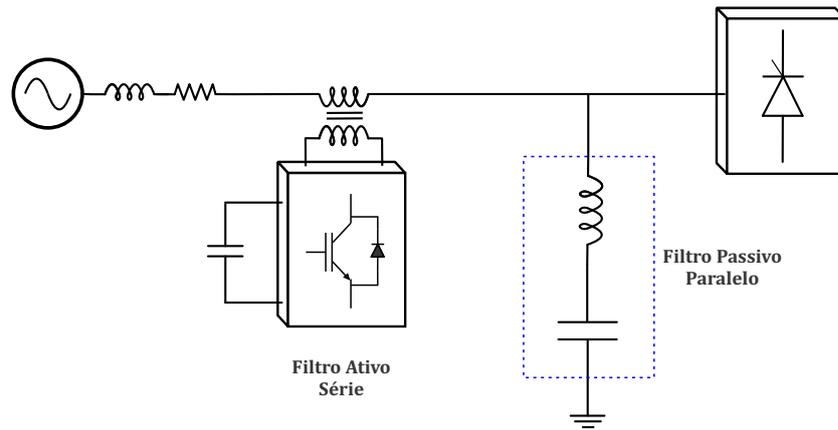


Figura 2.2: Filtro Ativo Híbrido - Filtro Ativo Série e Filtro Passivo Paralelo.

Neste arranjo, o filtro ativo comporta-se como uma resistência ativa, que tem apenas a função de melhorar as características de compensação do filtro passivo, promovendo isolamento harmônico entre fonte e filtro passivo, e entre fonte e carga. Desta maneira, é possível atingir mitigação harmônica satisfatória com a utilização de um filtro ativo de menor potência e, portanto, de implementação mais simples e menor custo.

Em [8,9] foram realizados estudos detalhados sobre a operação em regime permanente e estabilidade do sistema, bem como resultados e análises sobre a implementação prática da nova proposição feita em [7]. Foram feitas considerações a respeito da potência do filtro ativo em relação à potência da carga a ser compensada, sendo que a primeira precisa ser apenas uma pequena fração da segunda [9], demonstrando ser uma topologia promissora para a compensação harmônica e também de reativo em aplicações de grande potência. Todos esses estudos se baseiam na chamada *teoria pq* [54] para a realização do controle da tensão imposta pelo filtro ativo.

Em [13] foi proposta uma metodologia de compensação, utilizando também a combinação de filtros ativos série e filtros passivos paralelos, mas utilizando algoritmos baseados na referência síncrona dq para controle do filtro ativo. Este algoritmo trouxe significativa contribuição no aprimoramento da eficiência dos filtros híbridos.

Em 1990, uma nova topologia híbrida é apresentada em [10], onde o filtro ativo passa a ser associado em série com o filtro passivo e não mais com a carga, conforme a Figura 2.3. Essa topologia apresenta características de compensação semelhantes à anterior [7], com a vantagem de que a corrente fundamental da carga não passa pelos terminais do transformador de acoplamento do filtro ativo, reduzindo a potência requerida da parte ativa.

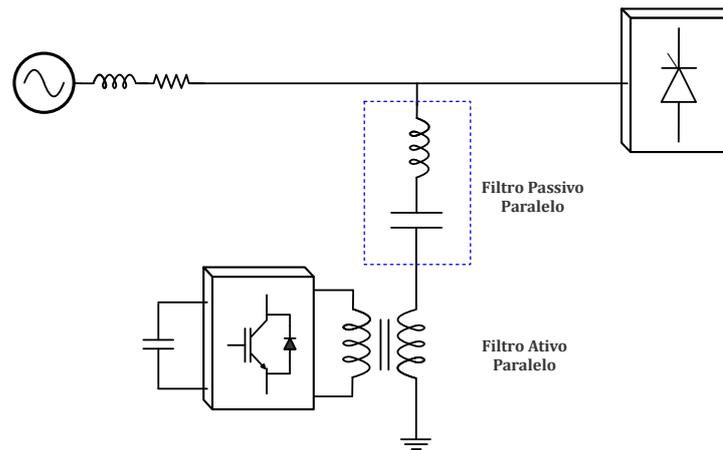


Figura 2.3: Filtro Ativo Híbrido - Filtro Ativo Conectado em Série com Filtro Passivo Paralelo.

Em [11], as duas topologias propostas até então são unificadas, resultando em um sistema composto por pequenos filtros ativos e um filtro passivo paralelo. Este sistema é capaz de compensar as correntes reativas e harmônicas da fonte juntamente com as tensões distorcidas nos terminais da carga e está apresentado na Figura 2.4.

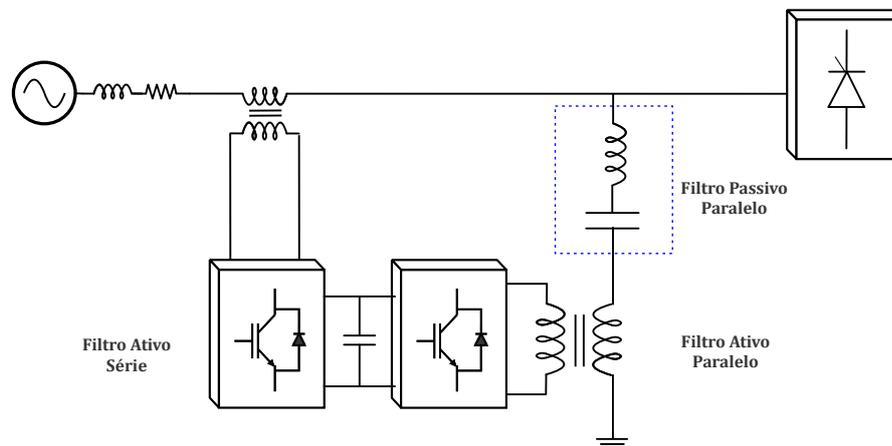


Figura 2.4: Filtro Ativo Híbrido - Filtro Passivo Paralelo e Dois Filtros Ativos, um em Série com a Fonte e Outro em Série com Filtro Passivo.

A caracterização de um filtro híbrido aplicado à regulação de tensão no sistema de potência foi abordada em detalhes em [55], e as análises são feitas apenas em relação à frequência fundamental.

A influência dos filtros passivos sintonizados no que tange o desempenho do sistema ativo híbrido é analisada e discutida em [56]. Erros de projetos, envelhecimento e aspectos relevantes à tolerância dos componentes passivos são analisados em detalhes.

Em 2005, foi proposta a retirada do transformador de acoplamento do filtro híbrido paralelo LC [57], como na Figura 2.5. Esta modificação visa reduzir o tamanho do equipamento, já que o transformador pode se tornar muito grande, pesado e caro para aplicações

de alta potência. Como o capacitor apresenta uma alta impedância na frequência fundamental, praticamente toda a queda tensão fica sobre o mesmo, reduzindo a tensão fundamental no conversor [57].

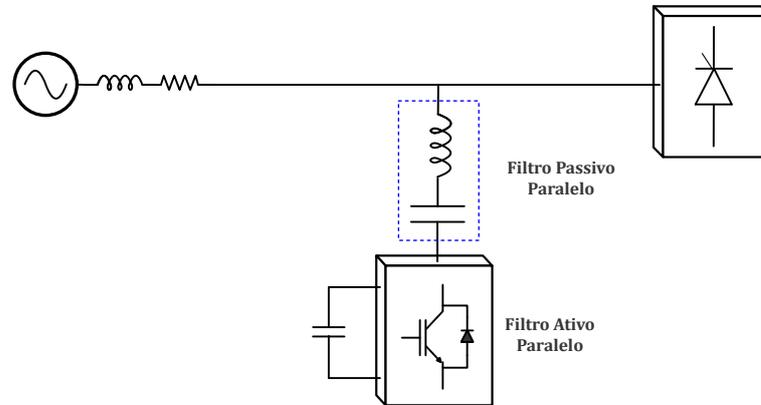


Figura 2.5: Filtro Ativo Híbrido LC sem Transformador

A fim de reduzir ainda mais a potência do filtro híbrido foram propostas, a partir de 2006, topologias utilizando um circuito de injeção [58], onde o filtro ativo fica em paralelo com a célula passiva, como na Figura 2.6. Deste modo, apenas uma parcela da corrente fundamental passa pelo conversor, reduzindo a potência do mesmo.

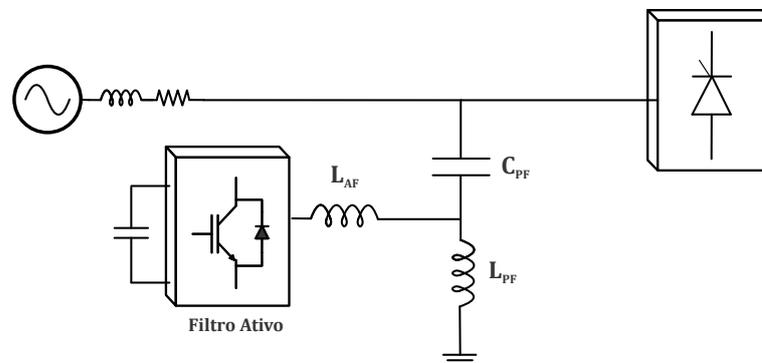


Figura 2.6: Filtro Ativo Híbrido LC com Circuito de Injeção.

Por fim, em 2009, a topologia de filtro híbrido utilizada neste trabalho foi proposta em [47]. O filtro passivo sintonizado é substituído por um banco de capacitores e a sintonia do ramo híbrido é feita eletronicamente pelo filtro ativo a partir do conceito da impedância ativa. Esta topologia, mostrada na Figura 2.7, apresenta boas características de compensação e isolação harmônica e facilita o projeto do filtro, uma vez que não há mais necessidade da sintonia do circuito passivo.

Posteriormente esta topologia de filtro ativo híbrido foi utilizada para compensação de potência reativa através do controle da tensão fundamental aplicada ao banco de ca-

pacitores [59]. Foram utilizados filtros adaptativos no algoritmo de controle que podem ser aplicados a tanto para sistemas trifásicos equilibrados quanto para desequilibrados.

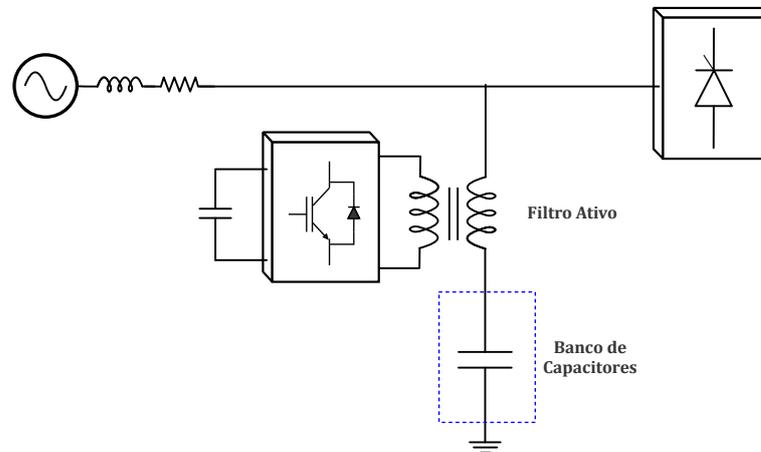


Figura 2.7: Filtro Ativo Híbrido Ressonante.

Nos anos subsequentes as contribuições para evolução dos filtros ativos híbridos se concentraram no desenvolvimento de algoritmos de controle procurando melhorar seu desempenho, utilizando para isso: técnicas de controle não-linear [60], controle com técnicas de aprendizado iterativo [61], controladores Fuzzy [62], controladores com estimador de harmônicos baseado em redes neurais [63], entre outros [64,65].

2.1 Princípio de Funcionamento do Filtro Ativo Híbrido Ressonante

O filtro ativo híbrido proposto em [47] reúne as várias características de compensação, sendo capaz de:

1. Cancelar os distúrbios harmônicos da carga, de forma rápida e efetiva, independente dos parâmetros da fonte. Do mesmo modo como um filtro ativo paralelo.
2. Funciona como um filtro série para o banco de capacitores, isolando-o de distorções presentes na fonte e impedindo que o mesmo entre em ressonância com o sistema.
3. Possibilidade de compensação harmônica seletiva, na qual podem ser mitigados apenas os harmônicos de interesse. Estratégia similar aos filtros passivos sintonizados.
4. Compensação variável da potência reativa através do controle da tensão aplicada ao banco de capacitores.

5. Trata-se de uma configuração híbrida. Assim, a potência de compensação é dividida entre a parte ativa e passiva, reduzindo o custo total do equipamento.

Devido a essas características, esta topologia híbrida foi selecionada para implementação e estudo neste trabalho. Nas próximas seções serão explicados os princípios de funcionamento para a compensação harmônica e de reativo.

2.1.1 Compensação Harmônica

O filtro ativo híbrido utilizado neste trabalho é apresentado em detalhes na Figura 2.8. Nesta topologia, o conversor aplica uma tensão harmônica responsável por sintonizar o filtro passivo nas frequências de compensação. Uma vez sintonizado, as correntes harmônicas da carga passam a fluir pelo ramo do filtro.

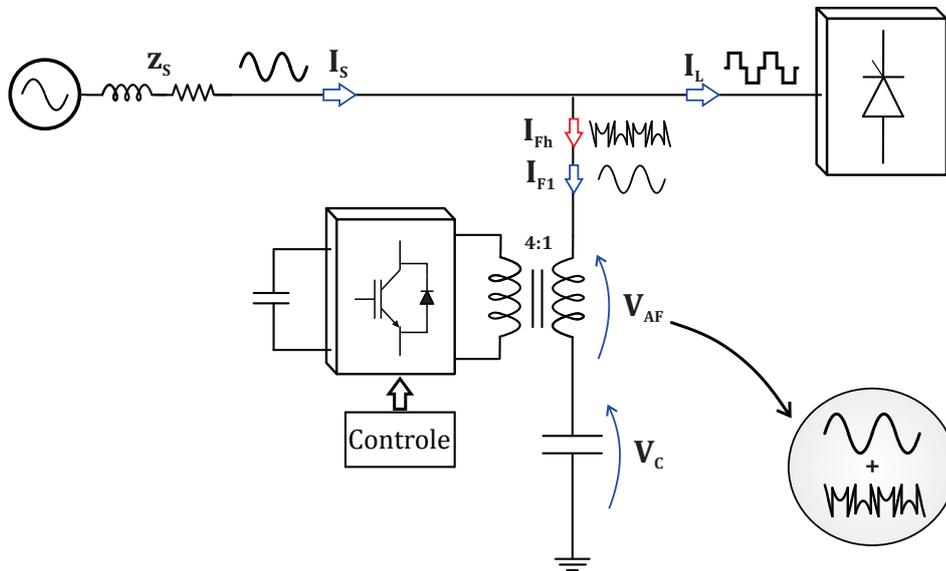


Figura 2.8: Compensação Harmônica - Tensões e Correntes do Filtro Híbrido.

A corrente que flui pelo ramo filtro pode ser dividida em duas: uma componente fundamental (I_{F1}) e uma componente harmônica (I_{Fh}). A componente fundamental representa a parcela de corrente da parte passiva do filtro híbrido, ou seja, do banco de capacitores. Já a componente harmônica, representa a parcela de harmônicos da carga que flui pelo filtro quando a parte ativa está operando.

Da mesma forma, a tensão imposta pelo filtro ativo (V_{AF}) também possui uma componente harmônica (V_{AFh}) e uma componente fundamental (V_{AF1}). O sistema de controle impõe uma tensão V_{AF1} em fase com a corrente fundamental (I_{F1}), responsável pela carga do barramento CC e uma tensão harmônica V_{AFh} responsável por sintonizar o filtro híbrido nas diversas frequências harmônicas presentes na carga.

Assumindo que as frequências de chaveamento do inversor são devidamente filtradas, o filtro ativo pode ser modelado para cada frequência harmônica por uma fonte de tensão ideal V_{AFh} , em série com a impedância de curto-circuito do transformador, como no circuito da Figura 2.9.

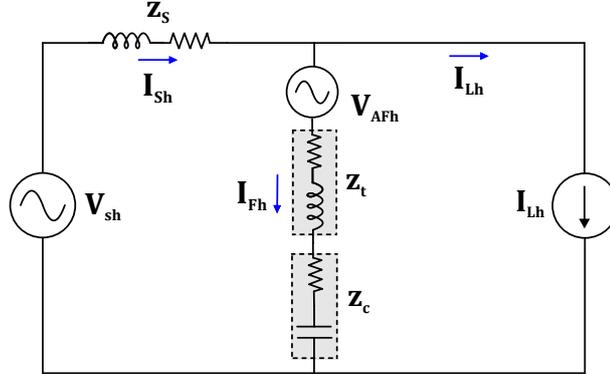


Figura 2.9: Circuito do Filtro Híbrido como Fonte de Tensão.

Onde, z_s é a impedância equivalente da fonte, z_t é a impedância de curto-circuito do transformador de acoplamento e z_c é a impedância do banco de capacitores. As correntes I_{S_h} , I_{L_h} e I_{F_h} são as correntes harmônicas da fonte, da carga e do filtro híbrido respectivamente e V_{s_h} é a tensão harmônica da fonte.

A partir do circuito equivalente da Figura 2.9, pode-se obter o conjunto de equações abaixo.

$$V_{S_h} = z_s I_{S_h} + (z_t + z_c) I_{F_h} + V_{AF_h} \quad (2.1)$$

$$I_{F_h} = I_{S_h} - I_{L_h} \quad (2.2)$$

$$z_t + z_c = z_p \quad (2.3)$$

Substituindo (2.2) e (2.3) em (2.1), vem:

$$V_{S_h} = z_s I_{S_h} + (I_{S_h} - I_{L_h}) z_p + V_{AF_h} \quad (2.4)$$

$$V_{S_h} = (z_s + z_p) I_{S_h} - z_p I_{L_h} + V_{AF_h} \quad (2.5)$$

Isolando (2.5) em função da corrente I_{S_h} , têm-se:

$$I_{S_h} = \underbrace{\frac{V_{S_h}}{z_s + z_p}}_{\text{distorção da fonte}} + \underbrace{\frac{z_p I_{L_h}}{z_s + z_p}}_{\text{corrente de carga}} - \underbrace{\frac{V_{AF_h}}{z_s + z_p}}_{\text{filtro ativo}} \quad (2.6)$$

Em (2.6) a corrente harmônica da fonte é composta por três termos, sendo o primeiro a corrente gerada pela distorção da tensão da fonte V_{S_h} ; o segundo, pela corrente harmônica da carga (I_{L_h}); e o terceiro pela tensão imposta pelo filtro ativo (V_{AF_h}).

Desta forma, para que a corrente harmônica na fonte I_{S_h} seja igual a zero, a tensão V_{AF_h} deve ser igual a:

$$V_{AF_h} = V_{S_h} + z_p I_{L_h} \quad (2.7)$$

Em (2.7), o primeiro termo (V_{S_h}), se aplicado pelo filtro ativo, garante que nenhuma corrente harmônica devido à distorções na tensão da rede circule no ramo do filtro. Como não existe fluxo de potência harmônica entre a fonte e o filtro, pode-se dizer que o filtro ativo representa uma impedância ativa infinita para os harmônicos da fonte.

O segundo termo de (2.7), ($z_p I_{L_h}$) cancela a queda de tensão harmônica sobre a impedância passiva do filtro devido à corrente harmônica da carga. Isso configura um curto circuito ideal (impedância zero) apenas para a corrente harmônica da carga.

A superposição dessas duas tensões virtuais geradas eletronicamente, configura uma impedância ativa (z_{act}), que se comporta da seguinte maneira:

$$z_{act} = \infty, \text{ para a tensão harmônica da fonte } (V_{S_h}) \quad (2.8)$$

$$z_{act} = 0, \text{ para a corrente harmônica da carga } (I_{L_h}) \quad (2.9)$$

2.1.2 Compensação de Potência Reativa

O filtro ativo híbrido pode ser controlado para compensar a potência reativa da carga, se a estratégia de controle for feita na frequência fundamental, como mostra a Figura 2.10.

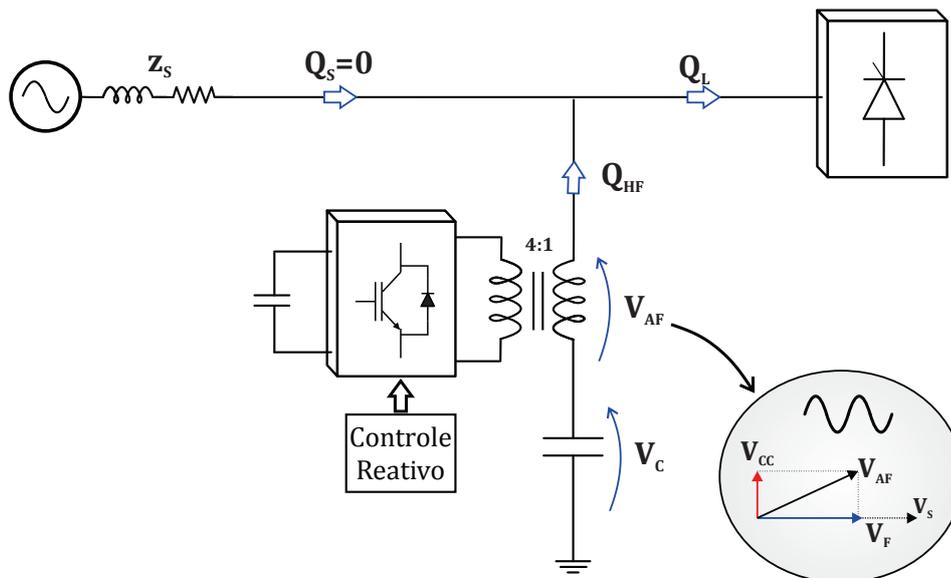


Figura 2.10: Compensação da Potência Reativa - Tensões e Correntes do Conversor.

O princípio básico para a compensação do reativo, é modificar a tensão aplicada pelo conversor na frequência fundamental, visando controlar a potência reativa injetada pelo banco de capacitores no sistema.

Para tanto, a tensão V_{AF} aplicada pelo conversor possui duas parcelas: uma responsável pela carga do barramento CC (V_{CC}), e a outra responsável pelo controle da potência reativa entregue pelo banco de capacitores (V_F).

Modificando a tensão V_{AF} , a potência reativa do filtro híbrido Q_{hf} , pode ser controlada para fornecer a potência reativa requerida pela carga Q_L .

Considerando que o chaveamento do inversor foi devidamente filtrado, o filtro ativo pode ser representado por uma fonte de tensão na frequência fundamental como mostra o circuito equivalente da Figura 2.11:

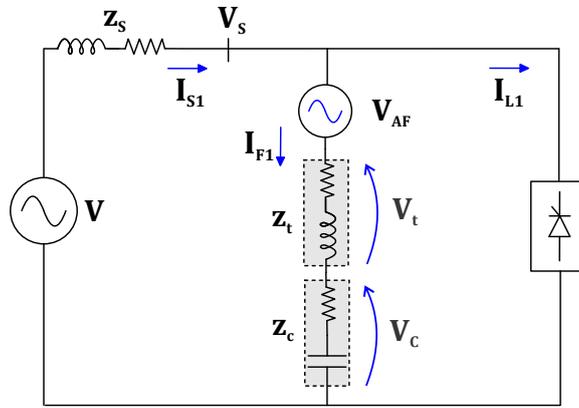


Figura 2.11: Circuito Equivalente Filtro Híbrido na Frequência Fundamental.

Pela Figura 2.11, pode-se obter as seguintes equações:

$$V_S = V_{AF} + V_t + V_C \quad (2.10)$$

$$V_S = V_{AF} + (z_t + z_c)I_F \quad (2.11)$$

Em (2.10), V_t é a queda de tensão na impedância série do transformador e V_C é a tensão do banco de capacitores. Assumindo que as resistências são muito menores que as reatâncias indutivas e capacitivas, pode-se reescrever (2.11) em função da corrente do filtro da seguinte maneira:

$$I_F = \frac{V_S - V_{AF}}{j(X_L - X_C)} \quad (2.12)$$

Se a tensão do filtro híbrido for controlada de maneira que $V_{AF} = \beta V_S$, então a corrente do filtro pode ser dada por:

$$I_F = \frac{(1 - \beta) V_S}{j(X_L - X_C)} \quad (2.13)$$

E a potência reativa do ramo do filtro pode ser obtida por:

$$Q_{hf} = \text{Im}(V_S I_F^*) = \frac{(1 - \beta) V_S^2}{(X_L - X_C)} \quad (2.14)$$

Desta forma, o filtro híbrido pode funcionar em duas regiões de operação:

- Subcompensação ($\beta > 0$): diminui-se a potência entregue pelo banco de capacitores para atender a necessidade da carga.
- Sobrecompensação ($\beta < 0$): aumenta-se a potência entregue pelo banco de capacitores para atender a necessidade da carga.

Região de Subcompensação

Quando o filtro opera na região de subcompensação, a potência do banco de capacitores ultrapassa a potência reativa requerida pela carga. Então, uma tensão V_{AF} em fase com a tensão da fonte é aplicada para reduzir a potência do banco de capacitores. Neste caso, $0 < \beta < 1$ e, a medida que $\beta \uparrow$, a potência do filtro híbrido $Q_{hf} \downarrow$.

A Figura 2.12 mostra o circuito equivalente do filtro híbrido na frequência fundamental operando na região de subcompensação.

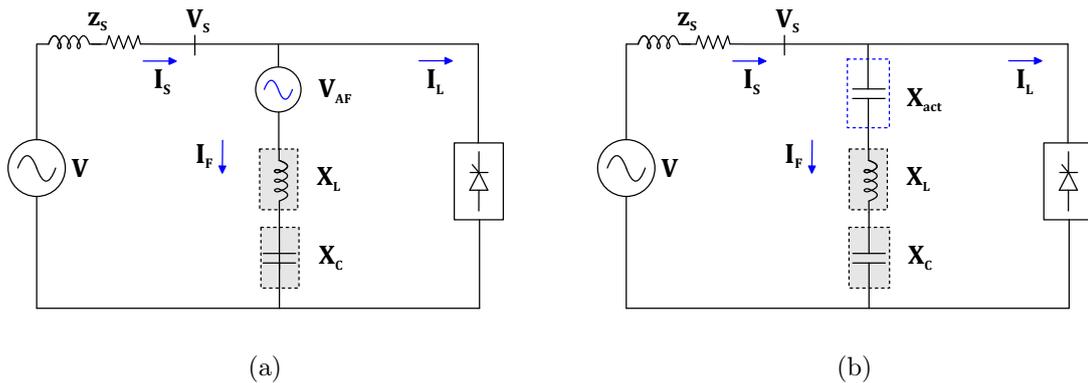


Figura 2.12: Circuito Equivalente do Filtro Híbrido na Região de Subcompensação (a) Tensão Equivalente (b) Impedância Ativa Equivalente.

Como em (2.14) a reatância do banco de capacitores (X_C) é muito maior do que a reatância indutiva do transformador (X_L), ao impor uma tensão em fase com a tensão

da fonte, o filtro ativo se comporta como um capacitor em série com o circuito, como mostra a Figura 2.12 (b). Desta forma, a combinação de uma reatância capacitiva em série com o banco de capacitores aumenta a impedância equivalente total do ramo híbrido, diminuindo a potência reativa fornecida pelo filtro.

Região de Sobrecompensação

O filtro híbrido opera na região de sobrecompensação quando o banco de capacitores não é suficiente para suprir a potência reativa requerida pela carga. Então, uma tensão V_{AF} com fase oposta a tensão da fonte é aplicada, aumentando a potência do banco de capacitores. Para tanto, $-1 < \beta < 0$ e, a medida que $\beta \downarrow$ a potência do filtro híbrido $Q_{hf} \uparrow$.

A Figura 2.13 mostra o circuito equivalente do filtro operando na região de sobrecompensação.

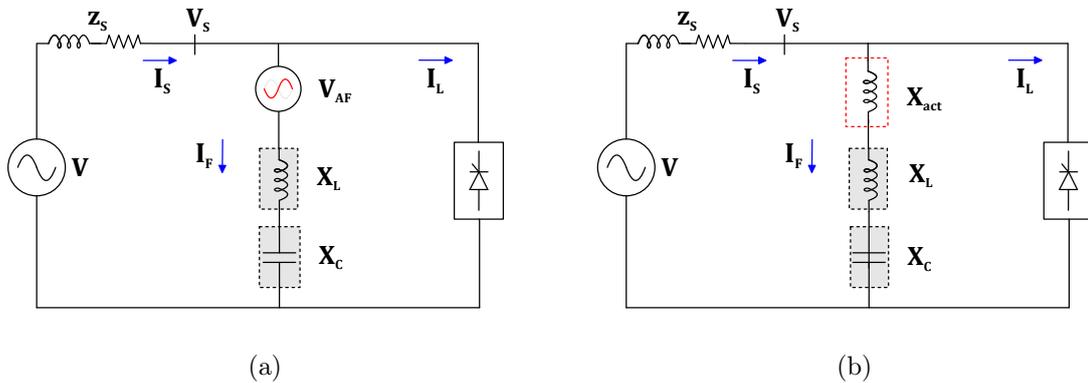


Figura 2.13: Circuito Equivalente do Filtro Híbrido na Região de Sobrecompensação (a) Tensão Equivalente (b) Impedância Ativa Equivalente.

Na Figura 2.13 (b), o filtro ativo é representado por uma reatância indutiva. Isso porque, ao impor uma tensão em fase oposta a tensão da fonte, o filtro ativo se comporta como um indutor em série com o circuito, que diminui a impedância equivalente do ramo híbrido. Desta forma, a associação em série entre uma impedância ativa indutiva e o banco de capacitores resulta na diminuição da impedância equivalente do ramo híbrido aumentando a potência reativa entregue pelo filtro híbrido.

É importante ressaltar que $X_L \ll X_C$ e que a quantidade final de potência reativa entregue pelo filtro híbrido é sempre capacitiva.

Desta forma, é possível concluir que esta topologia permite uma variação contínua da potência reativa entregue através do controle da reatância equivalente do ramo, sem os transitórios associados ao chaveamento do banco de capacitores.

3 | Princípios da Compensação Dinâmica de Reativo

O princípio básico da compensação de potência reativa está em retirar da fonte o compromisso de fornecer a potência reativa requerida pela carga, o que resulta em melhorias na regulação de tensão, estabilidade e fator de ocupação da linha de transmissão.

A Figura 3.1 mostra como exemplo um sistema básico com uma fonte de alimentação, uma linha de transmissão e uma carga tipicamente indutiva, com e sem a compensação de reativo.

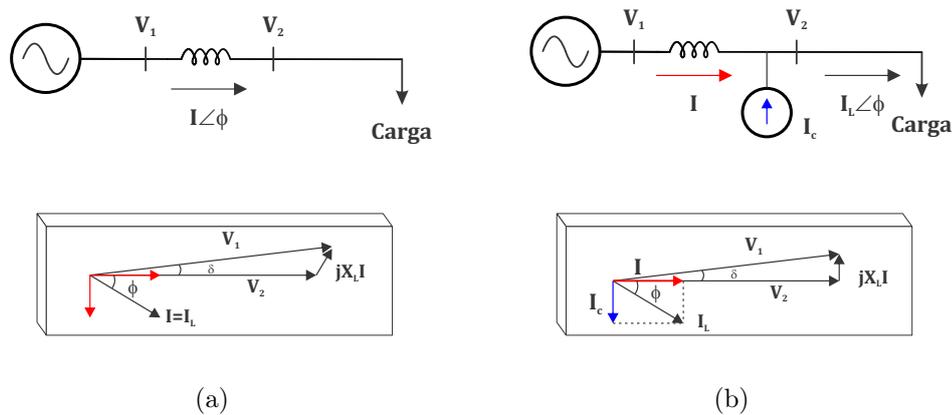


Figura 3.1: Princípio da Compensação de Potência Reativa: (a) Sistema sem Compensação (b) Sistema com Compensação.

Sem a compensação de reativo, tanto a parcela ativa quanto a reativa da corrente requerida pela carga são supridas pela fonte de alimentação, aumentando a corrente do gerador e as perdas na linha de transmissão [1]. Porém, se esta componente reativa da corrente é suprida por um compensador, a corrente de linha pode ser minimizada, reduzindo as perdas e melhorando a regulação de tensão nos terminais da carga.

Do ponto de vista dos compensadores de reativo, é necessário conhecer a parcela reativa da corrente na frequência fundamental, ou a potência reativa requerida pela carga, para que a mesma possa ser utilizada como referência de controle.

Dentre as tradicionais técnicas aplicadas no controle de filtros ativos e compensadores

dinâmicos de reativo, resalta-se a *teoria pq* e a referência síncrona (RS). No entanto, diversas outras técnicas para obtenção da referência de potência reativa ou extração da componente fundamental da corrente são encontradas na literatura [14, 15]. Neste contexto, os filtros adaptativos vêm se mostrando uma alternativa muito eficiente para obtenção da referência de potência reativa, pois apresentam bom tempo de convergência e baixos custos computacionais [16, 17, 66].

Visando apresentar alternativas para a detecção da parcela reativa da corrente, a referência síncrona e dois tipos de filtros adaptativos serão brevemente descritos a seguir. Ao final do capítulo são apresentados resultados comparativos destas técnicas em termos de precisão, resposta dinâmica e eficiência computacional.

3.1 Algoritmos de Extração da Componente Reativa Fundamental

3.1.1 Referência Síncrona

A referência síncrona (RS) consiste em uma transformação de coordenadas para um sistema de referência síncrono, ou seja, uma referência rotativa que possui a mesma frequência que a rede. Nessa transformação, todos os sinais são deslocados de 60Hz, e consequentemente a componente fundamental se torna contínua.

Para aplicação deste método, a corrente do sistema trifásico é inicialmente transformada para o sistema de coordenadas $\alpha\beta$ através da Transformada de Clarke, apresentada em (3.1).

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Onde, i_{abc} são as correntes de entrada em abc , $i_{\alpha\beta}$ são as correntes de saída da transformada no sistema de coordenadas $\alpha\beta$, e i_0 é a componente de sequência zero do sistema que só existirá para sistemas desequilibrados.

Em seguida, é aplicada a Transformada de Park, dada pelas equações a seguir:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e) & \text{sen}(\omega_e) \\ -\text{sen}(\omega_e) & \cos(\omega_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Para obter os vetores unitários $\sin(\omega_e)$ e $\cos(\omega_e)$, utiliza-se um PLL (“Phase Locked Loop”), que é uma malha de controle cuja função é manter os vetores unitários sincronizados com a tensão da fonte. As componentes i_d e i_q resultantes da Transformada de Park podem ser separadas em uma componente contínua e outra alternada:

$$i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \quad (3.3)$$

$$i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \quad (3.4)$$

Para sistemas equilibrados, as componentes contínuas da corrente (\bar{i}_d, \bar{i}_q), representam a corrente fundamental, sendo \bar{i}_q a parcela reativa e \bar{i}_d a parcela ativa da corrente da fonte. Já as componentes alternadas (\tilde{i}_d, \tilde{i}_q), representam as correntes harmônicas.

Para extrair a componente ativa e reativa de frequência fundamental utiliza-se um filtro passa-baixa para isolar apenas as componentes de interesse, como na Figura 3.2.

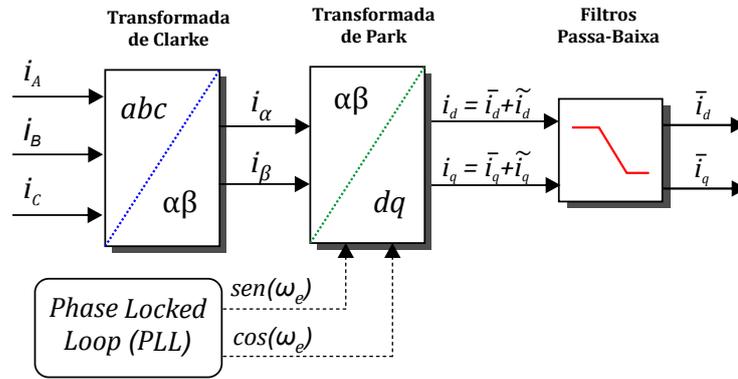


Figura 3.2: Diagrama em Blocos da Extração da Parcela Reativa da Corrente - Referência Síncrona.

A referência síncrona é amplamente utilizada na extração de conteúdo harmônico e reativo da corrente por ser uma técnica robusta e imune a ruídos. Entretanto, esse método foi elaborado originalmente para sistemas trifásicos e necessita de alterações para a aplicação em sistemas monofásicos [19, 67].

Para utilizar a RS em sistemas monofásicos, basta multiplicar diretamente o sinal medido pelos sinais ortogonais $\sin(\omega_e)$ e $\cos(\omega_e)$ obtidos do PLL, como mostra o diagrama de blocos da Figura 3.3.

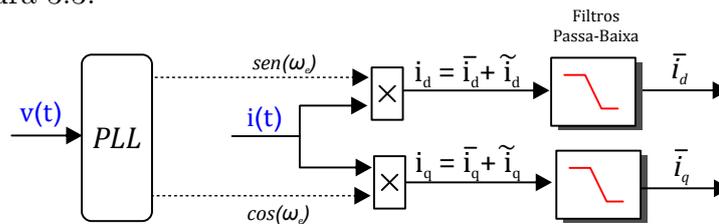


Figura 3.3: Extração da Parcela Reativa da Corrente - Referência Síncrona Monofásica.

Considere que o sinal de entrada $i(t)$ seja um sinal senoidal distorcido com harmônicos, e que a frequência fundamental deste sinal seja a mesma que a dos vetores ortogonais gerados pelo PLL. Para esta situação, foi demonstrado em [68], que após as multiplicações e aplicação do filtro passa-baixas, as componentes contínuas em cada eixo são dadas por:

$$\bar{i}_d = \frac{I_1}{2} \cos(\theta_1) \quad (3.5)$$

$$\bar{i}_q = \frac{I_1}{2} \text{sen}(\theta_1) \quad (3.6)$$

onde, I_1 é o valor de pico da corrente fundamental e θ_1 é o ângulo entre tensão e corrente fundamentais. Como resultado, observa-se que a referência síncrona modificada permite obter informações sobre o sinal de entrada, que podem ser utilizadas para obtenção da parcela reativa da corrente fundamental ($2 \bar{i}_q$).

3.1.2 Filtros Adaptativos

Um filtro adaptativo é um filtro digital que possui uma resposta em frequência ajustável, ou seja, ele modifica automaticamente seus coeficientes de acordo com algum critério, se adaptando às mudanças no sinal de entrada.

Os filtros adaptativos são compostos de duas partes principais, um filtro digital e um algoritmo de adaptação para ajustar os coeficientes do filtro. Em geral, existem dois tipos de filtros digitais que podem ser utilizados em filtros adaptativos: os filtros FIR (*“Finite Impulse Response”*) e os filtros IIR (*“Infnite Impulse Response”*) [69].

Os filtros IIR são conhecidos por superar os filtros FIR, devido a sua menor complexidade computacional. Entretanto, os filtros IIR podem se tornar instáveis durante o processo de adaptação, caso um polo for alocado fora do círculo de raio unitário.

Por esta razão, a escolha do algoritmo de adaptação é uma questão muito importante no uso destes filtros. O algoritmo de adaptação LMS (*“Least Mean Square”*) é um dos mais populares na filtragem adaptativa, devido à sua facilidade de implementação e baixa complexidade computacional. Entretanto, este algoritmo apresenta um problema de compromisso entre precisão e resposta dinâmica. Diferentes soluções para melhorar o problema associado ao uso do algoritmo de adaptação LMS já foram propostas na literatura, e são, em sua maioria, baseadas no controle do passo de adaptação [66].

Neste contexto de filtragem adaptativa, duas estruturas chamam a atenção por sua simplicidade e utilização para extração do conteúdo harmônico e fundamental da corrente e serão apresentadas a seguir [17, 18].

Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS

Este filtro adaptativo sintonizado foi introduzido por *Widrow* em [70], para o cancelamento de ruído, mas também foi utilizado na literatura para detecção do conteúdo harmônico [18] e cálculo de potências [71]. Essa estrutura depende de dois sinais ortogonais de referência, $x(n)$ e $x_{90^\circ}(n)$, como mostrado na Figura 3.4.

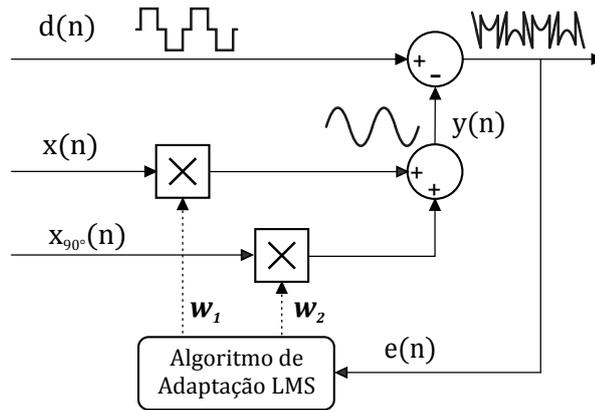


Figura 3.4: Estrutura do Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS.

Quando esta estrutura é aplicada para a extração do conteúdo harmônico, $d(n)$ representa o sinal com harmônicos. O objetivo do filtro adaptativo é aproximar $y(n)$ do sinal fundamental, acompanhando continuamente as variações do sinal de entrada em amplitude e fase. O sinal $e(n)$ representa o conteúdo harmônico do sinal de entrada.

Na Figura 3.4 nota-se que os coeficientes do filtro adaptativo, $w_1(n)$ e $w_2(n)$, são ajustados pelo algoritmo LMS, cuja fórmula geral é dada pelas seguintes equações:

$$y(n) = w_1(n) x(n) + w_2(n) x_{90^\circ}(n) \quad (3.7)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.8)$$

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu e(n) x(n) \quad (3.9)$$

$$w_2(n+1) = w_2(n) + \mu e(n) x_{90^\circ}(n) \quad (3.10)$$

onde, $x(n)$ e $x_{90^\circ}(n)$ são os sinais ortogonais de referência e μ é o passo de adaptação.

O parâmetro μ controla a taxa de convergência do algoritmo e sua precisão. Uma das vantagens deste filtro adaptativo sintonizado é que ele possui apenas dois parâmetros para adaptar, o que resulta em uma configuração mais simples e fácil para a extração do conteúdo harmônico ou fundamental, se comparada a outras já apresentadas na literatura [12–21].

Quando os sinais ortogonais $x(n)$ e $x_{90^\circ}(n)$ forem fornecidos por um PLL em fase com a tensão da rede ou algoritmo similar, essa estrutura pode ser utilizada para obtenção da componente reativa da corrente. Para tanto, considere a saída do filtro adaptativo $y(n)$, como na equação a seguir.

$$y(n) = w_1(n) \text{sen}(\omega t) + w_2(n) \text{cos}(\omega t) \quad (3.11)$$

Em (3.11), $y(n)$ é a componente fundamental do sinal e pode ser reescrito para representar um sinal senoidal genérico da seguinte maneira:

$$y(n) = I_1 \text{sen}(\omega t + \theta_1) \quad (3.12)$$

onde, I_1 é a amplitude da componente fundamental da corrente e θ_1 é o ângulo de fase entre tensão (PLL) e corrente.

Expandindo (3.12) com a propriedade do seno da soma, resulta:

$$y(n) = I_1 \text{cos}(\theta_1) \text{sen}(\omega t) + I_1 \text{sen}(\theta_1) \text{cos}(\omega t) \quad (3.13)$$

Comparando (3.11) e (3.13), conclui-se que:

$$w_1 = I_1 \text{cos}(\theta_1) \quad (3.14)$$

$$w_2 = I_1 \text{sen}(\theta_1) \quad (3.15)$$

É possível fazer uma analogia direta entre a referência síncrona monofásica e o filtro adaptativo comparando (3.5) e (3.6) com (3.14) e (3.15), de forma que:

$$w_1 = 2 \bar{i}_d \quad (3.16)$$

$$w_2 = 2 \bar{i}_q \quad (3.17)$$

Portanto, o coeficiente w_2 do filtro adaptativo sintonizado com algoritmo LMS (FAS-LMS) representa a componente reativa fundamental da corrente.

O diagrama de blocos da Figura 3.5 resume a obtenção da componente reativa da corrente utilizando o filtro adaptativo sintonizado e um PLL.

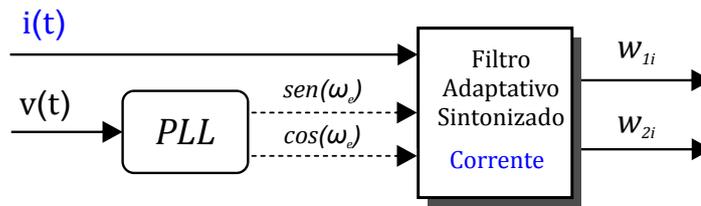


Figura 3.5: Diagrama em Blocos da Extração da Parcela Reativa da Corrente - Filtro Adaptativo Sintonizado com LMS.

Filtro Adaptativo Sintonizado com Estimador de Frequência

O filtro adaptativo sintonizado com estimador de frequência (FAS-estimador) é um filtro do tipo IIR, com um algoritmo para estimar a frequência. Este filtro foi inicialmente proposto no domínio do tempo por *Bodson e Douglas* [72], e modificado por *Hsu et al.* [73], para solucionar os problemas de instabilidade de um filtro IIR. Depois disso, foi estendido para um arranjo capaz de extrair individualmente as componentes senoidais de um sinal e estimar a componente fundamental e os harmônicos [17].

Este filtro adaptativo sintonizado com o estimador de frequência é definido pelo seguinte conjunto de equações:

$$\dot{\omega}(t) = -\gamma \omega(t) x_1(t) e(t) \quad (3.18)$$

$$\ddot{x}_1(t) = 2 \zeta \omega(t) e(t) - \omega^2(t) x_1(t) \quad (3.19)$$

$$e(t) = d(t) - \dot{x}_1(t) \quad (3.20)$$

Nesta estrutura, $d(t)$ é o sinal a ser filtrado e $x_1(t)$ é a saída do filtro. A frequência fundamental deste sinal, $\omega_1(t)$, é estimada a partir de (3.18) e, em seguida, utilizada para ajustar a frequência de sintonia nas equações do filtro sintonizado em (3.19).

O sinal de erro, $e(t)$, é utilizado no processo de adaptação do estimador de frequência e na equação no domínio do tempo do filtro sintonizado. Os parâmetros γ e ζ são o coeficiente de adaptação e o fator de amortecimento, respectivamente. Estes parâmetros determinam o comportamento da adaptação de frequência e do filtro, em termos de velocidade e precisão.

O diagrama em blocos da Figura 3.6 mostra a estrutura deste filtro adaptativo.

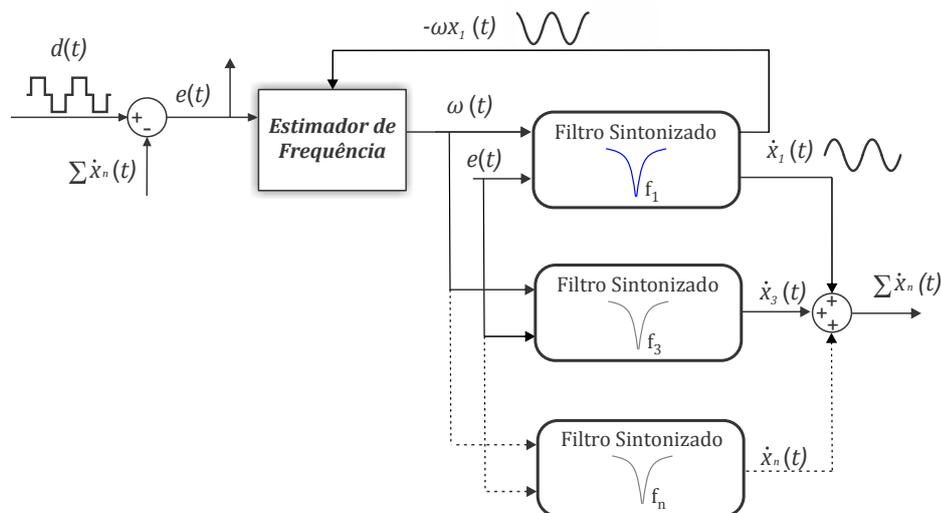


Figura 3.6: Filtro Adaptativo Sintonizado com Estimador de Frequência.

Caso seja necessário estimar as componentes harmônicas, outros subfiltros podem ser sintonizados, apenas acrescentando um multiplicador i em (3.19), proporcional à ordem harmônica de interesse [74].

$$\ddot{x}_i(t) = 2 \zeta \omega(t) e(t) - i^2 \omega^2(t) x_i(t) \rightarrow i = 3, 5, \dots, n \quad (3.21)$$

$$e(t) = d(t) - \dot{x}_1(t) - \sum_{i=3}^n \dot{x}_i(t) \quad (3.22)$$

Além disso, mesmo que apenas a frequência fundamental seja necessária, a adição de outros subfiltros pode ser utilizada para melhorar a precisão do estimador de frequência e do sinal filtrado quando $d(n)$ tem harmônicos.

O estimador de frequência é implementado apenas uma vez, e a frequência estimada $\omega(t)$, é utilizada para sintonizar os demais filtros. Uma das vantagens desse filtro adaptativo é que esta estrutura possui apenas dois parâmetros a serem definidos, γ e ζ , facilitando o projeto.

Para implementar este filtro digitalmente, suas equações são divididas em duas variáveis de estado (x_i e \dot{x}_i), e as equações (3.18) a (3.20) são reescritas da seguinte maneira:

$$\omega(t) = - \int \gamma x_1(t) \omega(t) e(t) \cdot dt \quad (3.23)$$

$$\dot{x}_i(t) = \int 2 \zeta_i \omega(t) e(t) - i^2 \omega^2(t) x_i(t) \cdot dt \quad (3.24)$$

$$x_i(t) = \int \dot{x}_i(t) \cdot dt \rightarrow i = 1, 3, 5, \dots, n \quad (3.25)$$

$$e(t) = d(t) - \sum_{i=0}^n \dot{x}_i(t). \quad (3.26)$$

Os integradores são digitalizados utilizando a aproximação de Euler [59], resultando nas seguintes equações:

$$\omega(n+1) = \omega(n) - T \gamma x_1(n) \omega(n) e(n) \quad (3.27)$$

$$\dot{x}_i(n+1) = \dot{x}_i(n) + T [2\zeta_i \omega(n) e(n) - i^2 \omega^2(n) x_i(n)] \quad (3.28)$$

$$x_i(n+1) = x_i(n) + T \dot{x}_i(n) \rightarrow i = 1, 2, \dots, N \quad (3.29)$$

$$e(n+1) = d(n) - \sum_{l=0}^N x_l(n) \quad (3.30)$$

onde, T é o período de amostragem ($T = nt$). Sabe-se que os métodos de discretização têm forte influência na precisão do algoritmo. Entretanto, a extensiva utilização do método de Euler para a discretização de integradores, disponível na literatura, facilita avaliar esta influência [75].

As duas variáveis de estado do filtro aplicado para a corrente, x_{1_i} e \dot{x}_{1_i} , representam dois vetores ortogonais proporcionais a amplitude da corrente fundamental da seguinte maneira [59]:

$$i_1 = \dot{x}_{1_i} = I_1 \text{sen}(\omega_1 t + \theta_1) \quad (3.31)$$

$$\dot{i}_{1_{90^\circ}} = -w x_{1_i} = I_1 \text{cos}(\omega_1 t + \theta_1) \quad (3.32)$$

A partir das equações acima a amplitude da corrente fundamental pode ser calculada por:

$$I_1 = \sqrt{\dot{x}_{1_i}^2 + w^2 x_{1_i}^2} \quad (3.33)$$

Para substituir a função do PLL e conseguir as informações de defasagem entre tensão e corrente é preciso implementar um filtro adicional que permite a obtenção da tensão de referência normalizada, como mostra o diagrama de blocos da Figura 3.7.

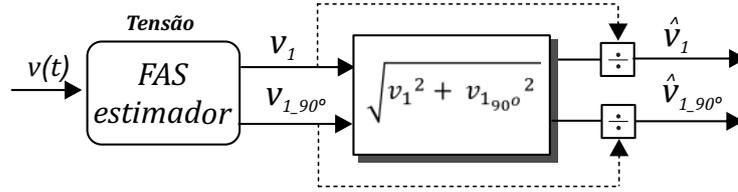


Figura 3.7: Diagrama de Blocos para Obtenção da Referência Normalizada de Tensão.

Para o FAS-estimador da tensão as variáveis de estado de saída, x_{1_v} e \dot{x}_{1_v} , representam dois vetores ortogonais de tensão da seguinte forma:

$$v_1 = \dot{x}_{1_v} = V_1 \text{sen}(\omega_1 t) \quad (3.34)$$

$$v_{1_{90^\circ}} = -w x_{1_v} = V_1 \text{cos}(\omega_1 t) \quad (3.35)$$

Analogamente a (3.33) a amplitude da tensão é dada por:

$$V_1 = \sqrt{\dot{x}_{1_v}^2 + w^2 x_{1_v}^2} \quad (3.36)$$

E os vetores unitários da tensão são calculados por:

$$\hat{v}_1 = \frac{v_1}{V_1} = \text{sen}(\omega_1 t) \quad (3.37)$$

$$\hat{v}_{1_{90^\circ}} = \frac{v_{1_{90^\circ}}}{V_1} = \text{cos}(\omega_1 t) \quad (3.38)$$

A parcela reativa fundamental da corrente é obtida por:

$$I_{d1} = \hat{v}_1 i_1 + \hat{v}_{190^\circ} i_{190^\circ} \quad (3.39)$$

$$I_{q1} = \hat{v}_1 i_{190^\circ} - \hat{v}_{190^\circ} i_1 \quad (3.40)$$

Em [59], essas equações são avaliadas de maneira que:

$$I_{d1} = I_1 \cos(\theta_1) \quad (3.41)$$

$$I_{q1} = I_1 \sin(\theta_1) \quad (3.42)$$

Desta forma, podemos fazer uma analogia direta entre as equações (3.6), (3.17) e (3.42), que representam a parcela reativa fundamental da corrente para os três algoritmos em questão:

$$I_{q1} = w_2 = 2 \bar{i}_q = I_1 \sin(\theta_1) \quad (3.43)$$

O diagrama de blocos da Figura 3.8 resume as etapas para a obtenção da parcela reativa da corrente utilizando o filtro adaptativo sintonizado com estimador de frequência.

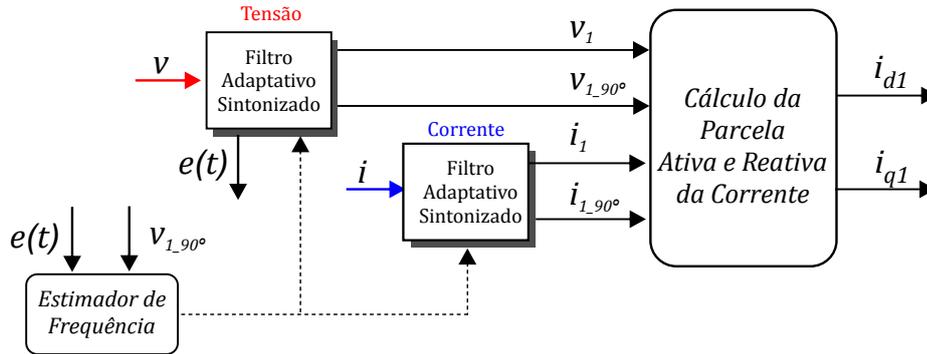


Figura 3.8: Diagrama em Blocos da Extração da Parcela Reativa da Corrente - Filtro Adaptativo Sintonizado com Estimador de Frequência.

Este filtro adaptativo, se comparado com o anterior, elimina a necessidade do uso do PLL. Entretanto, é necessário implementar um filtro adicional para a tensão, de forma que um sinal de referência substitua o papel no PLL na obtenção do ângulo de fase entre tensão e corrente.

O estimador de frequência é implementado a partir da tensão do sistema, por ser um sinal menos distorcido e com menores variações de amplitude, o que torna a estimação de frequência mais robusta. A frequência estimada é utilizada para sintonizar os filtros de corrente.

3.2 Análise Comparativa das Técnicas de Extração da Componente Reativa

Para auxiliar na escolha do algoritmo de obtenção das referências de corrente para controle de conversores eletrônicos monofásicos, uma análise comparativa das três técnicas explicadas anteriormente será apresentada a seguir. Esta análise, feita através de simulações e resultados práticos, compara os algoritmos em termos de resposta dinâmica, precisão e tempo de processamento.

3.2.1 Resposta Dinâmica e Precisão

Para verificar a resposta dinâmica dos algoritmos, as três técnicas apresentadas anteriormente (RS, FAS-LMS e FAS-estimador) foram simuladas via Matlab/Simulink e também implementadas no DSP TMS320F28335 com uma frequência de amostragem de 40 KHz.

Os parâmetros utilizados para cada técnica na simulação estão apresentados abaixo na Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros dos Algoritmos de Extração da Fundamental

Algoritmo	Parâmetros	Algoritmos Auxiliares
RS	$f_c = 15 \text{ Hz}$	Uso do PLL e filtros Butterworth passa-baixa de 2ª ordem.
FAS-LMS	$\mu = 0,0025$	Uso do PLL para gerar os sinais de referência.
FAS-estimador	$\zeta = 1; \gamma = 1$	Filtro adaptativo adicional na tensão. Uso de sub-filtros para o 3º, 5º e 7º harmônicos para melhorar a resposta em regime permanente.

Os parâmetros dos algoritmos foram obtidos heurísticamente para que todos apresentem um erro em regime permanente semelhante, sendo possível estabelecer um padrão de comparação. A frequência de corte do filtro passa-baixa da RS, bem como o passo de adaptação μ do FAS-LMS influenciam diretamente na qualidade da filtragem e na resposta dinâmica desses algoritmos. Com relação ao PLL utilizado, as suas características de implementação e resposta dinâmica seguem as apresentadas, em detalhes, em [68].

No FAS-estimador é preciso ajustar dois parâmetros: o coeficiente de adaptação γ e o fator de amortecimento ζ . O coeficiente de adaptação γ determina a velocidade da adaptação do estimador de frequência e conseqüentemente a capacidade do filtro em acompanhar as variações de frequência do sinal.

O aumento do valor de γ , melhora a velocidade da estimação da frequência. Já coeficiente de amortecimento ζ é o parâmetro que define a banda de passagem do filtro

sintonizado. Esses dois parâmetros trabalham em conjunto para garantir a precisão e a resposta dinâmica do algoritmo.

Resultados de Simulação - Carga Linear RL

Inicialmente, os algoritmos são utilizados para a extração da componente reativa de uma carga linear RL, cuja tensão da rede é de 127 V / 60 Hz (fase-neutro). Um sistema com essas características é simulado no software Matlab/Simulink, e os diagramas de simulação e controle são apresentados no Apêndice A, nas Figuras A.1 e A.2. A carga linear RL possui $R_1 = 8 \Omega$ e $L_1 = 13 \text{ mH}$. Um degrau de carga é simulado acrescentando outro ramo RL em paralelo, com $R_2 = 5 \Omega$ e $L_2 = 30 \text{ mH}$.

A Figura 3.9 mostra a resposta no tempo dos três algoritmos após a entrada da carga R_2L_2 . Neste caso, a componente fundamental aumenta de 13,36 A para 22,69 A *rms* e é mostrada pela linha pontilhada. Já a Figura 3.10 mostra a extração da componente reativa da corrente para cada um dos algoritmos implementados. Vale ressaltar que os valores obtidos neste caso são equivalentes aos valores de pico da componente reativa da corrente e não aos valores *rms*.

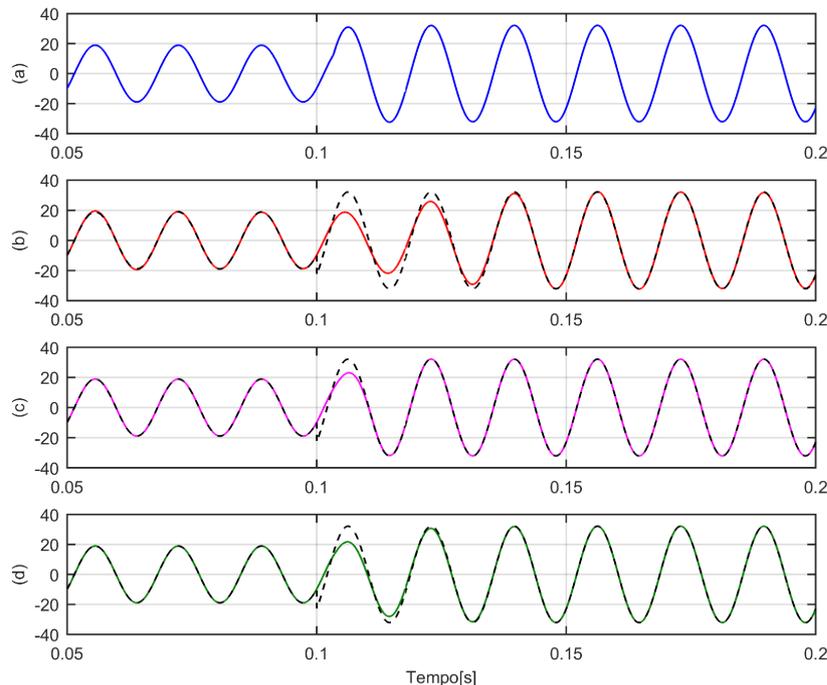


Figura 3.9: Simulação: (a) Degrau da corrente de carga RL. Extração da componente fundamental e referência (linha pontilhada) para : (b) RS, (c) FAS-estimador, (d) FAS-LMS.

A partir das Figuras 3.9 e 3.10 é possível observar que o FAS-estimador possui a melhor resposta dinâmica. Isso porque a dinâmica deste filtro depende do fator de amortecimento e, conseqüentemente, da banda de passagem do filtro. A melhor resposta transitória é

obtida quando o fator de amortecimento (ζ) é igual a 1, então, o sistema é criticamente amortecido e não possui oscilações.

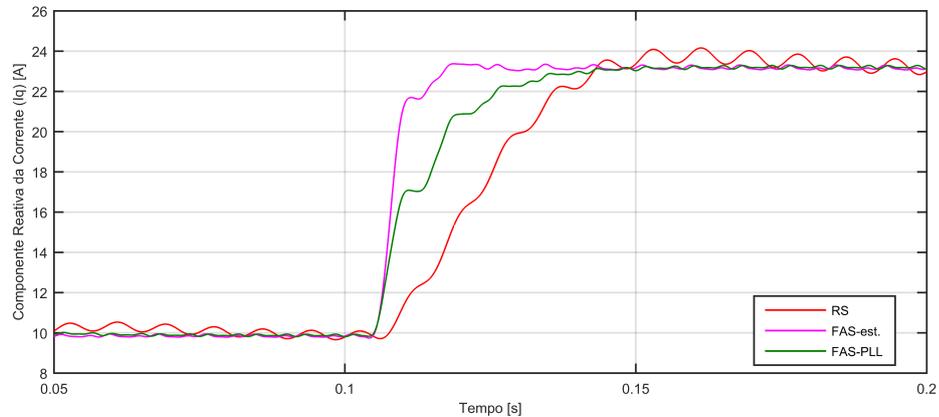


Figura 3.10: Simulação: Extração da Componente Reativa da Corrente para Degrau de Carga RL.

Respostas transitórias mais rápidas, podem ser obtidas aumentando a banda de passagem, já que o sinal não possui quantidade significativa de harmônicos. Entretanto, esse aumento causa oscilações na componente reativa da corrente. Para esta carga, os subfiltros para as frequências harmônicas não interferem na resposta em regime permanente, já que o sinal não possui harmônicos.

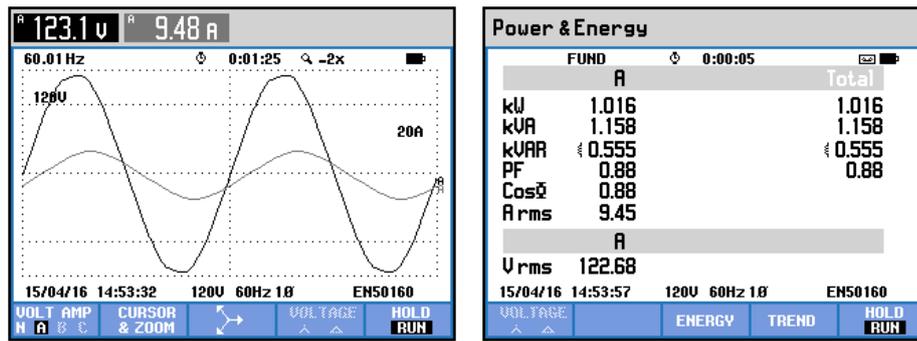
Além disso, pode-se observar que o FAS-LMS e o FAS-estimador foram ajustados para possuírem erros em regime permanente da mesma ordem. Para tanto, o passo de adaptação (μ) do FAS-LMS foi reduzido o que comprometeu a resposta dinâmica do algoritmo. A dinâmica da RS, por sua vez, depende basicamente da resposta do filtro passa-baixa implementado, e por isso, apresenta uma resposta lenta e um erro maior em regime permanente.

Resultados Práticos - Carga Linear RL

Uma carga RL com os mesmos valores da simulação ($R_1 = 8 \Omega$, $L_1 = 13 \text{ mH}$ e $R_2 = 5 \Omega$, $L_2 = 30 \text{ mH}$) foi montada em uma bancada mostrada na Figura A.3 do Apêndice A.

As Figuras 3.11 e 3.12 mostram as formas de onda da tensão e corrente e as potências dessa carga medidas pelo FLUKE 435 para as duas situações avaliadas.

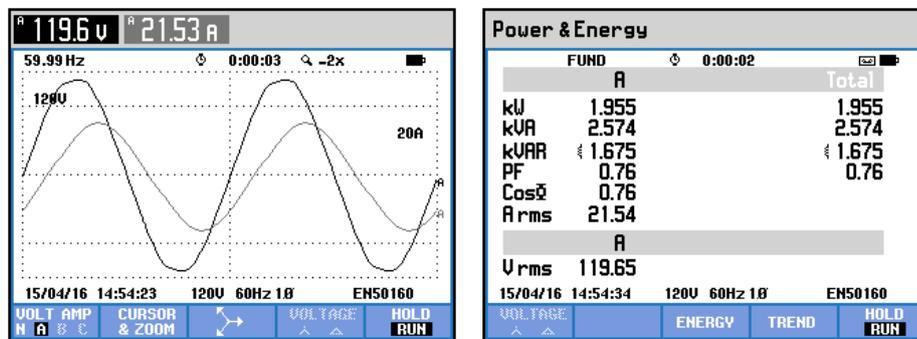
Os algoritmos para extração da parcela reativa da corrente foram implementados no DSP de ponto flutuante TMS320F28335 e os resultados para o transitório de carga foram obtidos utilizando a saída PWM como conversor D/A. Detalhes da implementação são mostrados no Apêndice A Figura A.4. A escala para os valores obtidos na saída do conversor D/A é de 6 A/V e os resultados são mostrados na Figura 3.13.



(a)

(b)

Figura 3.11: Resultado Prático: Carga R_1L_1 (a) Tensão e Corrente (b) Potências.



(a)

(b)

Figura 3.12: Resultado Prático: Carga $R_1L_1//R_2L_2$ (a) Tensão e Corrente (b) Potências.

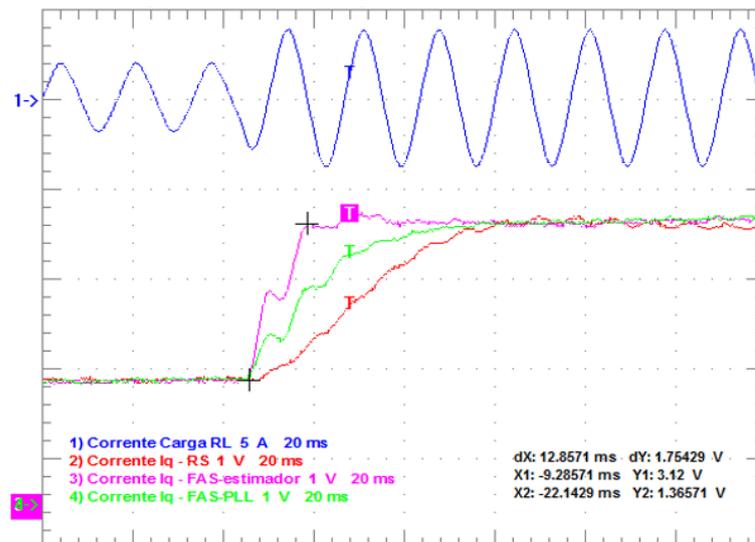


Figura 3.13: Resultado Prático: Extração da Componente Reativa da Corrente para Degrau de Carga RL.

Os resultados da Figura 3.13 mostram que o FAS-estimador possui a melhor resposta dinâmica entre os três algoritmos avaliados. Para o transitório de corrente apresentado, este método demora em média 12,8 ms para entrar em regime permanente. Entretanto, pode-se observar que este transitório não representa um degrau de corrente devido as características indutivas da carga.

Resultados de Simulação - Carga não linear

Para validar o desempenho desses algoritmos na extração da componente reativa da corrente para sinais com harmônicos, uma carga não linear foi implementada inicialmente no Matlab/Simulink. Trata-se de uma ponte tiristorizada monofásica alimentando uma carga RL no lado CC ($R = 10 \Omega$; $L = 40 \text{ mH}$) . Para esta carga, é feito um degrau no ângulo de disparo ($\alpha = 0^\circ \rightarrow 70^\circ$), e os resultados estão apresentados na Figura 3.14.

Neste caso, a componente fundamental diminui de 10,89 para 6,72 A *rms* (mostrada pela linha pontilhada) e o THD varia de 36,14% para 18,43%. A extração da componente reativa da corrente para cada um dos algoritmos pode ser avaliada na Figura 3.15.

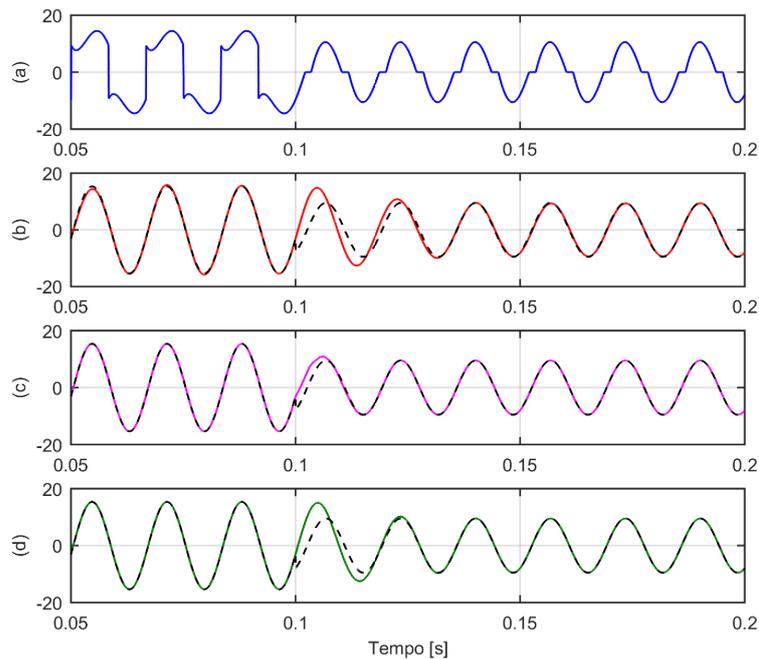


Figura 3.14: Simulação: (a) Degrau da corrente de carga não linear. Extração da componente fundamental e referência (linha pontilhada) para : (b) RS, (c) FAS-estimador (d) FAS-LMS.

Os resultados das Figuras 3.14 e 3.15 mostram que o FAS-estimador possui a melhor resposta dinâmica, seguido pelo FAS-LMS e pela RS. Os resultados são semelhantes aos da carga RL. Entretanto, as frequências harmônicas influenciam ligeiramente na resposta em regime permanente dos algoritmos FAS-estimador e FAS-LMS, principalmente antes

do instante 0,1 s, onde o THD é mais alto. Neste caso, para o FAS-estimador, tanto a resposta em regime permanente quanto a transitória são influenciadas pelos subfiltros sintonizados nas frequências harmônicas.

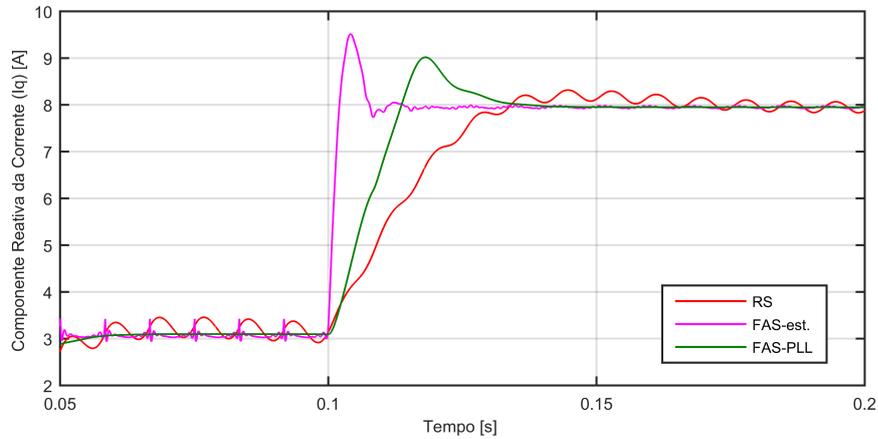


Figura 3.15: Simulação: Extração da Componente Reativa da Corrente para Degrau de Carga não Linear.

Resultados Práticos - Carga não linear

Para avaliar os resultados práticos, foi montada uma bancada com uma ponte tiristorizada monofásica com os mesmos componentes da simulação ($R = 10 \Omega$, $L_1 = 40 \text{ mH}$), mostrada na Figura A.3 do Apêndice A. As Figuras 3.16 e 3.17 mostram as formas de onda da tensão e corrente e as potências dessa carga para os dois ângulos de disparo utilizados.

Os algoritmos para extração da parcela reativa da corrente foram implementados no DSP e os resultados são mostrados na Figura 3.18. A escala para os valores obtidos na saída do conversor D/A é de: 6,25 A/V.

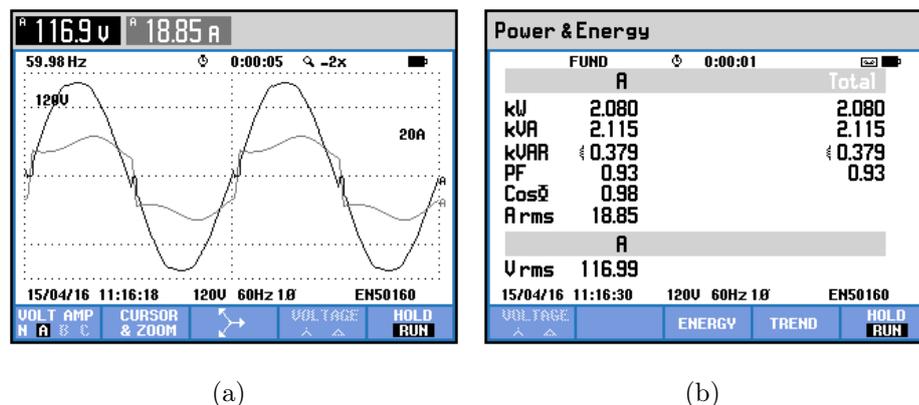
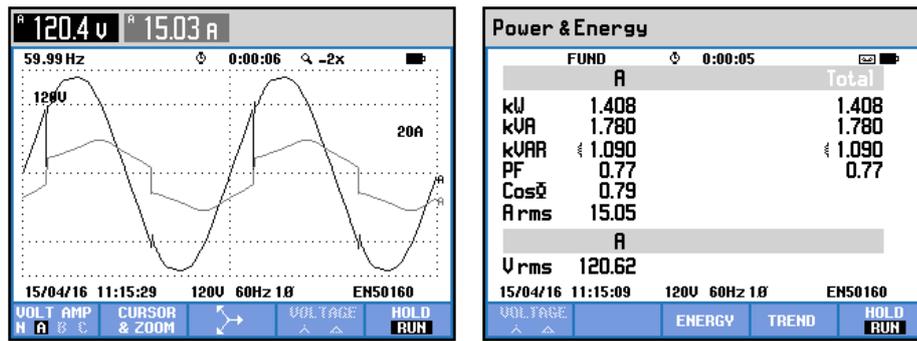


Figura 3.16: Resultado Prático: Carga não linear $\alpha = 0^\circ$ (a) Tensão e Corrente (b) Potências.



(a)

(b)

Figura 3.17: Resultado Prático: Carga não linear (a) Tensão e Corrente (Resultado Prático: Carga não linear $\alpha = 70^\circ$) (a) Tensão e Corrente (b) Potências.

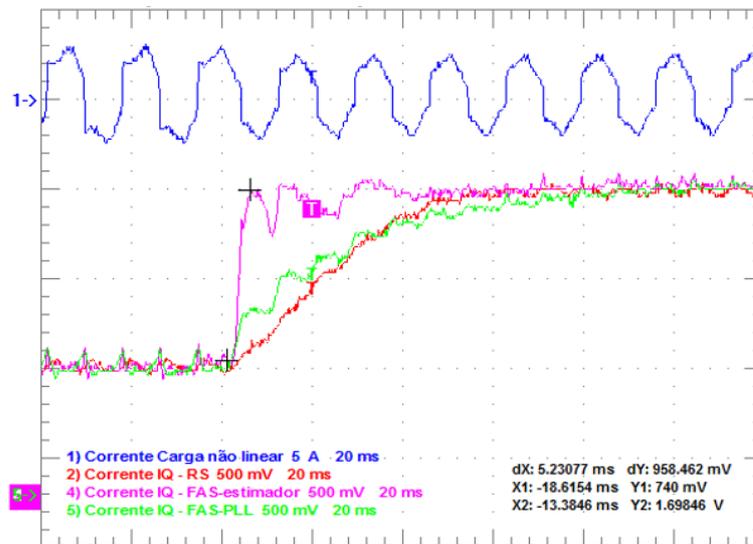


Figura 3.18: Resultado Prático: Extração da Componente Reativa da Corrente para Degrau de Carga não Linear.

Os resultados apresentados na Figura 3.18 mostram que o FAS-estimador possui uma resposta transitória de aproximadamente 5,3 ms para o degrau de corrente apresentado. Entretanto, o resultado é influenciado pelos subfiltros sintonizados nas frequências harmônicas e apresenta oscilações nessas frequências. Ainda assim, apresenta o transitório com melhor desempenho se comparado ao FAS-LMS e RS.

3.2.2 Eficiência Computacional

Os algoritmos foram implementados no DSP TMS320F28335, e o número de ciclos que cada algoritmo requer para estimar a parcela reativa da corrente de carga foi contabilizado através do software Code Composer Studio v6.1.1.

O tempo total de execução dos algoritmos é calculado assumindo-se 6,67 ns para cada ciclo do DSP. Os resultados são exibidos na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Eficiência Computacional

Algoritmo	Ciclos do DSP	Tempo de Execução μs
RS	747	4,98
FAS-LMS	657	4,38
FAS-estimador	889	5,92

O tempo de execução do PLL foi medido separadamente, resultando em 4,09 μs . O algoritmo FAS-LMS é o mais simples e a maior parte do seu tempo de processamento é devido ao PLL. Ainda sim, o algoritmo FAS-LMS é o mais eficiente em termos de tempo de execução e de mais fácil implementação.

A RS monofásica possui tempo de processamento um pouco maior devido ao uso de filtros passa-baixa. Para melhorar a resposta dinâmica e em regime permanente deste algoritmo é possível implementar filtros de ordem maior, entretanto isso acarretaria em um significativo aumento do seu tempo computacional.

O FAS-estimador possui o maior tempo computacional, por causa da implementação de um filtro auxiliar para a tensão, que substitui o PLL na geração dos vetores de referência da tensão. Essa parte do algoritmo, utilizada para obtenção da defasagem angular entre tensão e corrente, gasta 4,5 μs para ser executada pelo DSP. A principal diferença entre o PLL e FAS-estimador, é que o primeiro é mais robusto por estar em malha fechada e o segundo não perde o sincronismo em caso de variações de frequência da rede. Entretanto, em aplicações onde a frequência da rede não apresenta variações significativas, o PLL e o estimador da tensão desempenham funções semelhantes nos três algoritmos.

Discussão

O método da referência síncrona é uma das técnicas mais conhecidas para extração do conteúdo harmônico e foi utilizada como um padrão de comparação. Este método utiliza um PLL e filtros passa-baixa para realizar os propósitos de filtragem. A precisão e resposta dinâmica deste método são dependentes da ordem e da frequência de corte dos filtros passa-baixa utilizados no sistema de coordenadas dq . Ao se utilizar filtros com frequência de corte menores para melhorar a precisão do algoritmo, a sua resposta dinâmica fica muito comprometida.

O filtro adaptativo sintonizado com algoritmo LMS também utiliza o PLL para gerar os sinais de referência. Entretanto, se comparado com os demais, possui o menor tempo de processamento, devido à simplicidade da sua estrutura de adaptação dos coeficientes. Entretanto, esta técnica apresenta um problema de compromisso entre a resposta dinâmica e a precisão, o que compromete sua resposta dinâmica para sinais com altas taxas de distorção harmônica. Este problema pode ser amenizado utilizando técnicas de controle do passo de adaptação [76], ou filtros de médias móveis em seus coeficientes [71].

Finalmente, o filtro adaptativo com estimador de frequência demonstrou ser a escolha mais adequada para aplicações onde há variações rápidas da componente reativa fundamental da corrente, pois apresenta melhor resposta dinâmica. E, apesar de possuir um tempo de processamento mais elevado, esta estrutura apresentou resultados com boa precisão mesmo para sinais com taxa de distorção harmônica elevada, devido ao uso de uma cascata de filtros sintonizados adicionais nas frequências harmônicas.

Considerando estas análises, optou-se pelo uso do FAS-estimador para obtenção da componente reativa da carga devido à sua melhor resposta dinâmica. Desta forma, os resultados apresentados nas próximas sessões para a compensação dinâmica de reativo irão utilizar esta técnica.

Por outro lado, devido à simplicidade da estrutura e o menor tempo de processamento, o FAS-LMS é utilizado como parte fundamental dos algoritmos de obtenção da referência do controle preditivo e na estimação de parâmetros.

4 | Controle Preditivo

A aplicação de controladores preditivos em conversores eletrônicos vem crescendo significativamente nas últimas décadas, devido principalmente ao desenvolvimento de microcontroladores melhores e mais rápidos. Uma classificação dos principais métodos preditivos utilizados para controle de conversores é mostrada na Figura 4.1 [26].

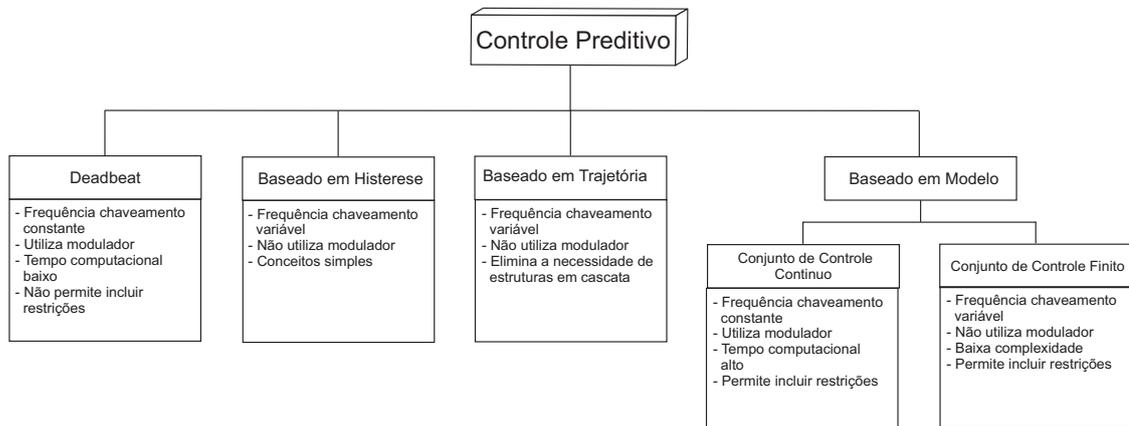


Figura 4.1: Classificação dos Métodos de Controle Preditivo Utilizados em Eletrônica de Potência.

A principal característica do controle preditivo é usar um modelo do sistema para prever o comportamento futuro das variáveis de controle. Essa informação é utilizada pelo controlador para definir a ação de controle a ser realizada que satisfaz um determinado critério de otimização.

Para os controladores preditivos por histerese, por exemplo, esse critério de otimização é manter a variável de controle dentro dos limites definidos da histerese. Já nos controladores baseados em trajetória, as variáveis são forçadas a seguir uma trajetória predefinida. No controle deadbeat, a ação de controle ótima é aquela capaz de levar o erro para zero no próximo período de amostragem. Um critério um pouco mais flexível é utilizado no controle preditivo baseado em modelo (MPC), que busca minimizar uma função custo predefinida.

Com o controle preditivo é possível evitar o uso de cascatas de controladores para sistemas multivariáveis, como as utilizadas com controladores lineares, obtendo respostas

dinâmicas mais rápidas. Além disso, as não linearidades do sistema podem ser incluídas no modelo, evitando a necessidade de um modelo linearizado para um ponto de operação. Também é possível incluir restrições para algumas variáveis de controle no projeto do controlador.

Essa família de controladores preditivos apresentados na Figura 4.1 possui critérios de atuação muito semelhantes que serão explicados brevemente a seguir.

4.1 Tipos de Controle Preditivo

4.1.1 Controle por Histerese

O controle preditivo por histerese visa manter as variáveis de controle entre os limites definidos pela chamada banda de histerese. A maneira mais simples de implementação deste controlador é conhecida como histerese “bang-bang” [77]. Embora este controle não seja classificado como um controle preditivo, por não utilizar um modelo do sistema para prever o seu comportamento, alguns autores na literatura o encaixam como tal [26, 77].

Na histerese “bang-bang”, o circuito de controle gera um sinal senoidal de referência de corrente e define um limite de erro superior e inferior, conhecido como banda de histerese. Quando a corrente real ultrapassa o valor da banda superior da histerese o estado de chaveamento do conversor é modificado buscando reduzir o valor da corrente.

O estado de chaveamento é modificado para a condição oposta, quando o valor da corrente real for menor que o da banda inferior de histerese. Assim, a corrente é forçada a seguir o sinal de referência respeitando os erros definidos pela banda de histerese [78], como mostra a Figura 4.2.

O ripple (ondulações) e a frequência de chaveamento são definidos de acordo com a largura da banda de histerese. Por exemplo, uma banda de histerese menor irá diminuir o ripple e aumentar a frequência de chaveamento. Então, o projeto deste controlador é feito tendo em vista o conteúdo harmônico e as perdas de chaveamento desejadas.

Utilizando essa estratégia de controle não é preciso conhecer o modelo do sistema, pois, mesmo com possíveis divergências, o controle tenta manter o erro sempre dentro dos limites da banda de histerese definida. Entretanto, é necessário garantir que o controlador por histerese reaja suficientemente rápido quando o valor real da corrente ultrapassa os limites da banda de histerese. Esse problema se torna mais evidente se este controlador for implementado digitalmente, pois demora um período de amostragem para detectar que o sinal real ultrapassou a banda de histerese, o que em certas situações pode levar o sistema à instabilidade [79].

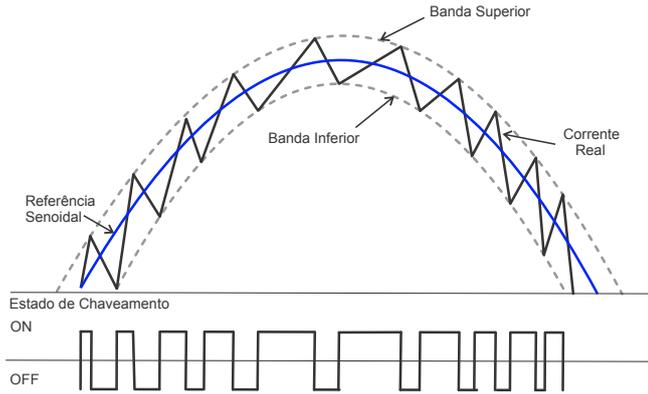


Figura 4.2: Princípio Básico de Funcionamento da Histerese “Bang-bang”.

Uma melhoria do controlador “bang-bang” é o controle de corrente preditivo proposto por *Holtz* e *Stadtfeld* [26]. Neste tipo de controle, é preciso utilizar um modelo do sistema para definir o estado de chaveamento adequado ao limite estabelecido para o erro. A Figura 4.3 mostra um limite circular e o vetor de corrente de referência i_s^* . Quando o vetor da corrente real i_s toca o limites, o próximo estado de chaveamento é definido a partir da predição da corrente.

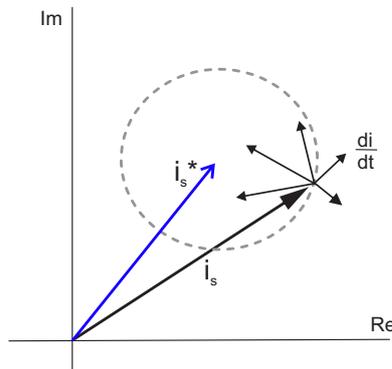


Figura 4.3: Controle Preditivo de Corrente Baseado em Histerese.

A trajetória do vetor de corrente é calculada para cada possível estado de chaveamento, e são feitas predições do intervalo de tempo que o sistema gasta para alcançar o limite circular novamente. Desta forma, caso deseje-se minimizar o tempo de chaveamento, então o vetor resultante que gasta o maior tempo ligado será escolhido. Caso contrário, se o objetivo é diminuir os harmônicos da corrente (ripple) então aplica-se o vetor que possui o menor tempo ligado.

Este tipo de controle foi proposto para aplicações em acionamentos visando o controle da corrente do estator e o controle direto do torque. Por outro lado, as suas aplicações em conversores eletrônicos não foram muito difundidas, principalmente por causa da sua complexidade de implementação. Dentro da família dos controladores preditivos, o con-

trole preditivo baseado na histerese possui conceitos muito semelhantes aos do controle baseado em trajetória. O controle baseado em trajetória não será descrito neste texto, mas pode ser encontrado nas seguintes referências [26, 77].

4.1.2 Controle Deadbeat

Um tipo muito conhecido de controlador preditivo é o controlador deadbeat. Este tipo de controle utiliza o modelo do sistema para calcular, em cada período de amostragem, a tensão necessária para alcançar a referência de corrente no próximo período de amostragem. As aplicações do controlador deadbeat incluem o controle de inversores trifásicos, retificadores, filtros ativos, corretores de fator de potência, controle de torque de máquinas de indução, entre outros [26, 80, 81].

Este controlador utiliza o erro entre a corrente real, i_s , e a corrente de referência, i_s^* , para calcular a tensão de referência v_s^* que será aplicada a carga através de um modulador. O cálculo da tensão de referência é altamente dependente dos parâmetros do sistema.

O controlador deadbeat possui frequência de chaveamento constante e uma resposta dinâmica muito rápida, na tentativa de zerar o erro da corrente. Apesar disso, este método não é considerado robusto. De fato, erros inseridos pelos parâmetros do modelo e pelo modulador deterioram o desempenho do sistema e podem levar à instabilidade.

4.1.3 Controle Preditivo Baseado em Modelo

O controle preditivo baseado em modelo (MPC - “*Model Predictive Control*”) não é uma técnica nova, mas tem chamado atenção por sua utilização crescente em conversores eletrônicos e acionamentos nos últimos anos [27–29, 79]. A principal razão é que embora o MPC apresente alto custo computacional, ele é capaz de lidar com situações multivariáveis e sistemas não lineares de uma maneira bem intuitiva.

O MPC vem sendo utilizado com sucesso para diferentes aplicações como: retificadores ativos, UPS, acionamentos de alta performance para máquinas de indução, entre outros [27]. O aumento significativo do uso do MPC se deve principalmente à melhoria dos microcontroladores, pois, esta técnica de controle exige uma quantidade de cálculos que não é negligenciável quando aplicada para controle de conversores e acionamentos.

As técnicas de controle preditivo baseado em modelo, podem ser classificadas em duas categorias principais: MPC de Conjunto de Controle Contínuo (CCS-MPC “*Continuous Control Set Model Predictive Control*”) e MPC de Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC “*Finite Control Set Model Predictive Control*”).

No CCS-MPC a saída do algoritmo de predição é contínua e deve ser modulada utilizando técnicas de modulação tradicionais. Por outro lado, o FCS-MPC tira vantagem do número limitado de estados de chaveamento dos conversores eletrônicos para resolver o problema de otimização. Define-se uma função custo que inclui as variáveis que se deseja controlar e o estado de chaveamento que minimiza essa função custo é escolhido como ação de controle [31]. Em ambos os casos, um modelo do sistema é utilizado para prever o seu comportamento num horizonte de predição predefinido.

Além disso, a função custo deve ser definida de acordo com o comportamento do sistema e incluir as referências de controle. Uma das características principais deste controle é que as restrições e não linearidades do sistema podem ser incluídas diretamente na função custo. Como o foco deste trabalho é aplicação desta técnica de controle, a seguir serão apresentadas algumas aplicações do MPC em conversores eletrônicos.

4.2 Aplicações do Controle Preditivo Baseado em Modelo em Conversores Eletrônicos

Uma visão geral das principais aplicações do controle preditivo baseado em modelo pode ser encontrada em [27]. Entre elas, destaca-se os conversores conectados à rede (Retificadores Ativos, STATCOMs, Filtros Ativos, etc.) e os inversores com filtro LC (UPS). Outra aplicação que vem chamando atenção nos artigos mais recentes são os conversores com filtro de saída LCL, e suas aplicações em sistemas de alta potência ou em situações que os filtros L não são suficientes [39–41, 43]. O uso do MPC para essas aplicações será apresentado brevemente a seguir.

4.2.1 MPC para conversores conectados à rede

Muitas aplicações utilizam conversores conectados à rede como um de seus principais componentes. Essas aplicações incluem retificadores ativos de alto desempenho e integradores de rede de sistemas de energia renováveis como solar e eólica, por exemplo.

Conversores conectados à rede são também utilizados em dispositivos FACTS (*“Flexible AC Transmission System”*) tais como: compensadores estáticos de reativo (STATCOMs), filtros ativos de potência, controladores universais de fluxo de potência (UPFC), e condicionadores universais de qualidade de energia (UPQC).

Controle de um Retificador Ativo

O circuito de potência de um retificador ativo conectado à rede por uma indutância está ilustrado na Figura 4.4.

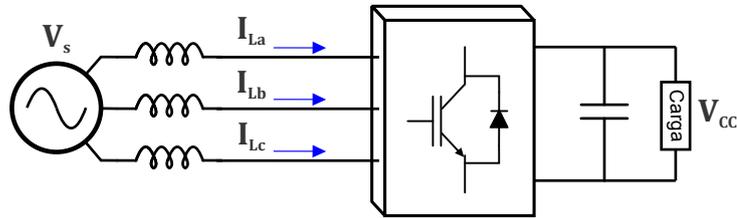


Figura 4.4: Circuito de Potência de um Retificador Ativo.

Neste caso, as principais variáveis do sistema são a corrente do retificador ($I_{L_{abc}}$), a tensão da fonte ($V_{s_{abc}}$) e a tensão do barramento CC (V_{CC}). A carga do barramento CC representa uma carga genérica conectada ao retificador ativo.

Existem diferentes alternativas para projetar o algoritmo de controle de um conversor conectado à rede. Em geral, utiliza-se uma estrutura em cascata, com uma malha de controle externa para regular a tensão do barramento CC, e uma malha de controle interna para seguir as referências de potências ativas e reativas instantâneas. O MPC é comumente utilizado como uma estratégia para a malha de controle interna.

Em alguns trabalhos o MPC é utilizado para aplicação no controle direto de potência (P-DPC “*Predictive Direct Power Control*”) com estágio de modulação PWM ou por espaço vetorial (SVM) [82–84].

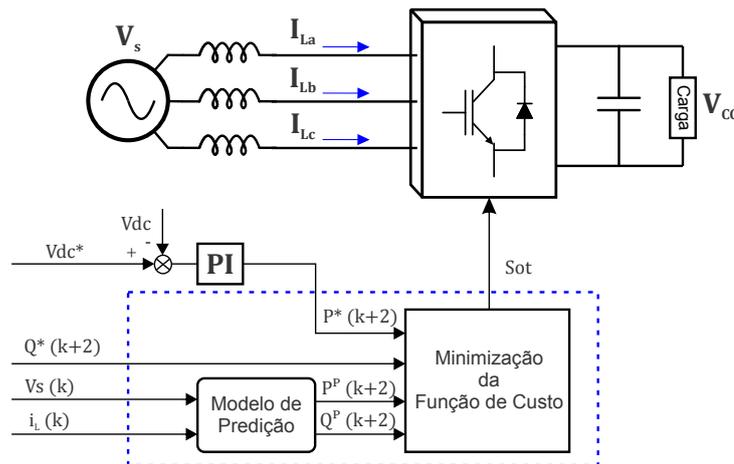


Figura 4.5: Diagrama de Blocos da Estratégia de Controle FCS-MPC para Retificadores Ativos.

Em outras aplicações o controle é conhecido como MPC com conjunto de estados finito (FCS-MPC), no qual o estágio de modulação é eliminado e o algoritmo de predição já

tem como saída o estado de chaveamento. Estas aplicações já estão bem estabelecidas na literatura e são apresentadas em [31, 85, 86].

O diagrama de blocos da estratégia de controle de potência do retificador ativo utilizando o FCS-MPC é apresentado na Figura 4.5 [27]. Neste caso, a tensão e a corrente, $V_s(k)$ e $I_L(k)$, são as entradas do modelo do sistema, que é utilizado para prever os valores instantâneos de potência ativa (P^P) e reativa (Q^P) dentro de um horizonte de predição definido. Por fim, utiliza-se uma função custo para definir o estado de chaveamento ótimo, e garantir que a potência de saída siga a referência de controle (Q^* e P^*).

4.2.2 MPC para Inversores com Filtro de Saída LC

Em geral, os inversores com filtros de saída LC são utilizados quando a aplicação requer uma tensão senoidal com baixo conteúdo harmônico. Esses inversores são aplicados quando deseja-se evitar problemas causados por altos dv/dt em máquinas elétricas, dispositivos FACTS, conexão de fontes de energia renováveis, fontes de alimentação ininterruptas (UPS), entre outros.

O circuito de potência de um inversor com filtro de saída LC conectado à uma carga genérica é mostrado na Figura 4.6 [27].

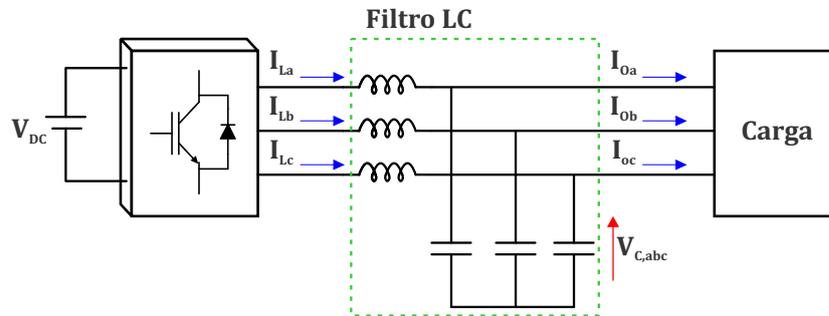


Figura 4.6: Circuito de Potência de um Inversor Trifásico com Filtro de Saída LC.

A partir da Figura 4.6, define-se como variáveis do sistema: a corrente do indutor $i_{L_{abc}}$, a tensão do capacitor $v_{C_{abc}}$ e a corrente de saída $i_{O_{abc}}$. O principal objetivo dessa estratégia é controlar a tensão do inversor para garantir que a tensão de saída do capacitor siga uma dada referência senoidal independente da carga que está alimentando.

As principais aplicações do MPC para inversores conectados à rede por filtros LC, são feitas para UPS [87, 88]. O MPC é uma boa opção para este tipo de aplicação por conseguir um alto desempenho com um algoritmo relativamente simples.

O diagrama em blocos da Figura 4.7, mostra a estratégia de controle do FCS-MPC para conversores com filtros LC de saída [27].

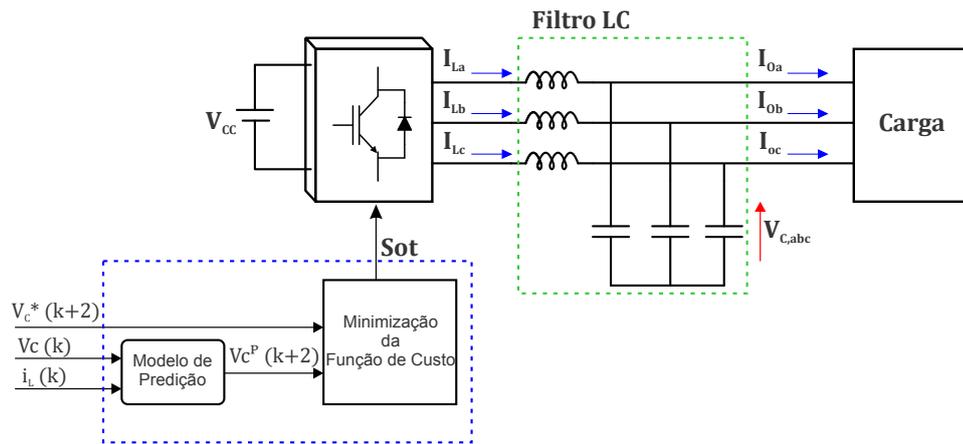


Figura 4.7: Diagrama em Blocos da Estratégia de Controle FCS-MPC para Inversores com Filtro LC de Saída.

Note que o controle do inversor com filtro de saída LC é muito semelhante ao do retificador ativo, porém a variável em que se deseja otimizar é a tensão de saída (V_C) e não a corrente ou a potência consumida. O modelo discreto inclui as equações desta tensão, e a função custo é definida para garantir que a tensão de saída do capacitor siga a referência de controle (V_C^*).

4.2.3 MPC para Inversores com Filtro de Saída LCL

Em aplicações de conversores conectados à rede, os filtros LCL são de interesse particular devido à sua alta capacidade de atenuação do chaveamento se comparado com os indutores em série (filtro L). Os filtros LCL permitem a utilização de frequências de chaveamento mais baixas e correntes de saída com níveis de distorção harmônica aceitáveis [41, 43].

A Figura 4.8 mostra um conversor conectado à rede por filtros LCL e suas principais variáveis: a corrente do inversor ($i_{inv,abc}$), a corrente da fonte ($i_{F,abc}$) e a tensão do capacitor do filtro LCL ($V_{F,abc}$)

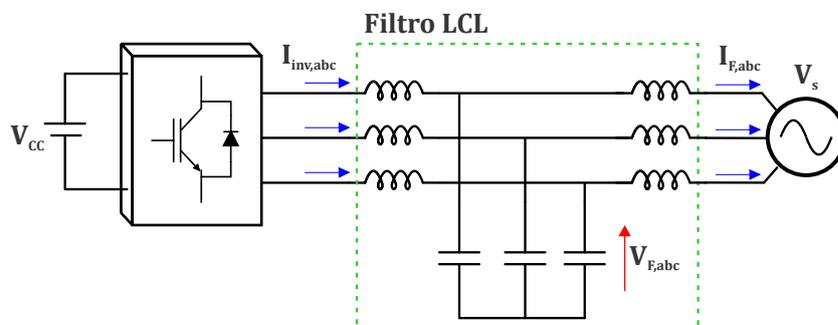


Figura 4.8: Diagrama em Blocos Inversores com Filtro LCL de Saída.

Nos últimos anos, diversas pesquisas sobre projetos de filtros LCL e algoritmos de controle de corrente para conversores com filtro de saída LCL vêm sendo desenvolvidas [89,90]. Em particular, as aplicações do FCS-MPC para esses conversores são ainda mais recentes [42–44], pois o uso deste tipo de filtro traz um desafio adicional no controle da corrente da fonte. Isso porque a capacitância do filtro introduz um atraso entre a corrente da fonte e a corrente do inversor, o que dificulta o controle direto da corrente de saída e pode causar problemas de instabilidade.

Além disso, as frequências de ressonância, inerentes aos filtros LCL, precisam ser devidamente amortecidas, o que pode ser feito utilizando técnicas ativas ou passivas. Caso contrário, o uso dos filtros LCL pode piorar o desempenho do sistema devido ao aumento da distorção da corrente de linha causada pela ressonância. Essas técnicas de amortecimento de ressonância são imprescindíveis para sistemas de controle, como o FCS-MPC, por exemplo, que não apresentam frequência de chaveamento constante [42]. As principais técnicas de amortecimento ativo de ressonância se baseiam em conceitos de resistência virtual e filtros [91–93].

Em [41], filtros digitais com ganhos elevados nas frequências de ressonância são aplicados à função custo. O objetivo é amplificar o erro associado à essas frequências, e consequentemente evitar que essas ações de controle sejam tomadas, solucionando também possíveis problemas de instabilidade causados pela ressonância. Já em [39], os problemas de ressonância são resolvidos utilizando um horizonte de predição longo, que evita que o conversor aplique estados de chaveamento que alimentem a ressonância, ou que levem à instabilidade.

Os problemas associados ao controle direto da corrente de linha são avaliados em [44]. Neste trabalho os autores trazem diferentes abordagens para o controle de conversores com filtros LCL incluindo técnicas multivariáveis e analisam os resultados para os seguintes tipos de controle:

- Controle da corrente do inversor (i_{inv});
- Controle da corrente da rede (i_F);
- Controle multivariável da tensão do filtro LCL (V_F) e da corrente do inversor (i_{inv});
- Controle multivariável da tensão do filtro LCL (V_F) e da corrente da rede (i_F).

O desempenho do FCS-MPC para cada um dos controles propostos é avaliado. Como este trabalho utiliza um conversor com filtro de saída LCL, estas estratégias de controle serão avaliadas com mais detalhes no Capítulo 6.

O diagrama de blocos da Figura 4.9 apresenta de maneira simplificada a estratégia de controle FCS-MPC para um conversor conectado à rede por filtros LCL.

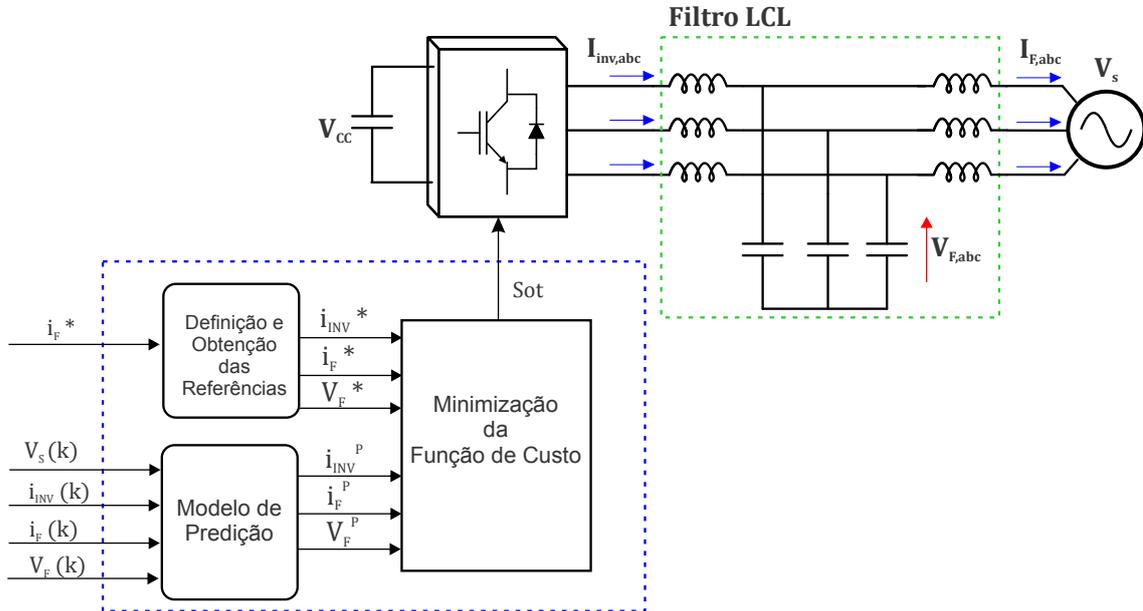


Figura 4.9: Diagrama em Blocos da Estratégia de Controle FCS-MPC para Inversores com Filtro LCL de Saída.

Pela Figura 4.9 é possível observar que o controle de conversores conectados à rede por filtros LCL não é tão simples quanto o controle de um conversor conectado à rede por filtros L e LC como os descritos anteriormente, principalmente por causa de seu modelo matemático. Os modelos de previsão utilizados para esse sistema podem ser encontrados em [39–44].

4.3 Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito

O controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) tira vantagem da natureza discreta dos conversores eletrônicos para reduzir o número de cálculos e o tempo de processamento do algoritmo. Como os conversores apresentam um número limitado de estados de chaveamento, o problema de otimização é resolvido apenas para este conjunto de pontos [28]. Um modelo discreto é utilizado para prever o comportamento do sistema para cada estado de chaveamento, e aquele que minimiza uma dada função custo é aplicado no próximo instante de chaveamento [31].

Basicamente, a implementação do FCS-MPC pode ser dividida nas seguintes etapas:

- Identificação dos possíveis estados de chaveamento do conversor e sua relação com a tensão de saída do conversor;
- Obtenção do modelo discreto do sistema de acordo com a derivada da variável de controle, com o objetivo de prever o seu valor futuro;
- Definição de uma função custo que otimiza a variável de controle e representa as não linearidades e restrições do sistema [27].

A seguir será feita uma breve descrição do princípio de funcionamento do controle preditivo com conjunto de controle finito, e também das etapas de implementação descritas anteriormente.

4.3.1 Princípio Básico de Operação

Em geral, o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito segue os seguintes passos de implementação:

1. Medição da variável de controle;
2. Predição do valor da variável de controle para o próximo período de amostragem, considerando todos os estados de chaveamento do conversor;
3. Avaliação da função custo;
4. Escolha do estado de chaveamento que minimiza a função custo;
5. Aplicação do estado de chaveamento definido em 4 [28].

A partir destas etapas, o conversor eletrônico é controlado através da definição de estado de chaveamento, $S(t)$, que irá levar uma variável de controle do sistema, $x(t)$, a seguir o seu valor de referencia, $x^*(t)$.

Considere então, o valor amostrado $x(k)$ por um período de amostragem T_s , em um sistema com S_i estados de chaveamento (com $i = 1, \dots, n$). As etapas de predição são mostradas a Figura 4.10 [85].

No caso ideal, o tempo gasto para o processamento do algoritmo pode ser negligenciado. Então, a variável $x(t)$ é medida no instante k e o estado de chaveamento ótimo é instantaneamente calculado. Esse estado de chaveamento que minimiza o erro no instante $k + 1$ é escolhido e aplicado no instante k . Desta forma, a variável de controle alcança o valor previsto (aquele que apresenta o menor erro) no instante $k + 1$.

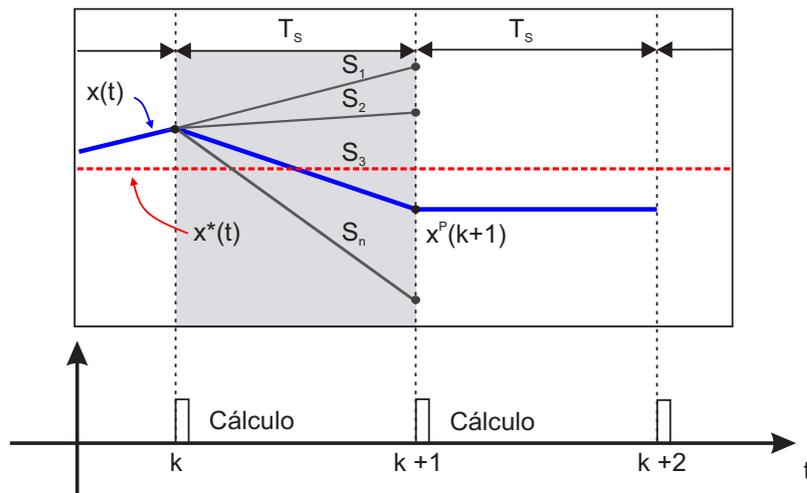


Figura 4.10: Princípio de Operação FCS-MPC: Caso Ideal.

Compensação do Atraso Devido ao Tempo de Processamento do Algoritmo

Entretanto, dependendo da frequência de chaveamento e da velocidade do microprocessador, o tempo entre a medição da variável $x(t)$ e a aplicação do estado de chaveamento ótimo pode ser considerável. Neste caso, se o tempo de cálculo for significativo em relação ao período de amostragem, vai existir um atraso entre o instante em que a variável $x(k)$ foi medida e o momento em que o estado de chaveamento ótimo foi aplicado, como mostra a Figura 4.11.

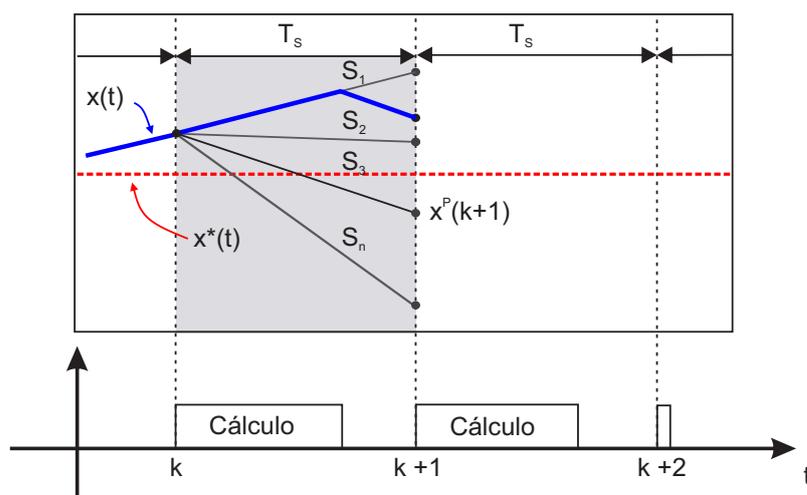


Figura 4.11: Princípio de Operação FCS-MPC: Atraso.

Durante o intervalo entre essas duas ações, o estado de chaveamento anterior continua a ser aplicado no sistema, e a variável $x(k)$ se afasta da referência. Como consequência deste atraso, a variável de controle irá oscilar em torno da referência, aumentando o ripple.

Uma solução simples para este problema é levar em consideração o tempo de processamento do algoritmo e aplicar o estado de chaveamento no próximo período de amostragem. Desta forma, o algoritmo de controle é modificado da seguinte forma:

1. Medição da variável de controle;
2. Aplicação do estado de chaveamento calculado no período de amostragem anterior;
3. Estimativa do valor variável de controle para o instante $k + 1$;
4. Predição do valor da variável de controle para o instante $k + 2$ para todos os estados de chaveamento do conversor;
5. Avaliação da função custo;
6. Escolha do estado de chaveamento que minimiza a função custo e que será aplicado no próximo período de chaveamento.

A operação do controle preditivo com compensação do atraso é mostrada na Figura 4.12.

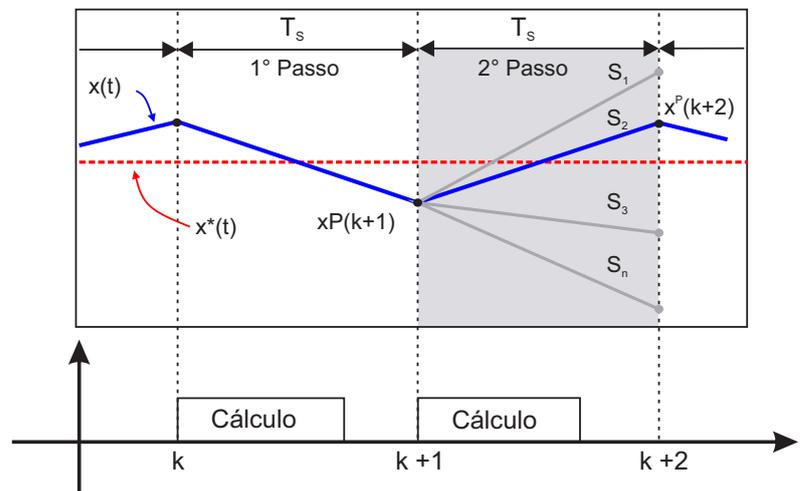


Figura 4.12: Princípio de Operação FCS-MPC : Caso Real.

Então, o valor medido da variável de controle $x(k)$ e o valor estado de chaveamento que acabou de ser aplicado são utilizados para estimar o valor de $x(k + 1)$. Esta corrente é utilizada como referência para as predições de todos os possíveis estados de chaveamento e o efeito do atraso devido ao tempo de processamento é compensado.

Modelo Discreto do Sistema

Com o objetivo de prever o valor futuro da variável de controle, o modelo do sistema deve ser representado inicialmente em função da derivada do sinal, no seguinte formato:

$$\frac{dx}{dt} = f(u, x) \quad (4.1)$$

onde, x é a variável de controle e u representa as variáveis de entrada. Para obter um modelo discreto aproximado a partir da equação 4.1, é comum utilizar um método de discretização chamado *Forward Euler* [31]. Esse método aproxima a derivada por:

$$\frac{dx(t)}{dt} \sim \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (4.2)$$

onde, T_s é o período de amostragem, $x(k)$ e $x(k+1)$ são os valores da variável de controle atual e no próximo período de amostragem, respectivamente.

Identificação dos Estados de Chaveamento

Uma técnica de modulação que vem sendo muito aplicada em inversores de frequência é a modulação por vetores espaciais (SVM - “*Space Vector Modulation*”). Essa modulação permite reduzir o número de comutações dos dispositivos semicondutores, diminuir o conteúdo harmônico da tensão e também aumentar o índice de modulação em amplitude [94].

A modulação SVM pode ser dividida em cinco etapas:

1. **Definição dos possíveis vetores de comutação das tensões de saída do inversor:** Em geral, aplica-se uma transformação de coordenadas para simplificar a representação das tensões.
2. **Identificação dos planos de separação dos setores das tensões de saída do inversor:** Os planos de separação são utilizados nos algoritmos de identificação do setor no qual o vetor das tensões de saída se encontra.
3. **Identificação dos planos limites das tensões de saída do inversor:** Define-se um determinado vetor de tensão poderá ser implementado pelo inversor.
4. **Obtenção das matrizes de decomposição:** As matrizes de decomposição possibilitam obter a duração de cada vetor em um período de comutação.

5. **Definição da Sequência de Comutação:** São escolhidas para minimizar uma grandeza adicional que pode ser: perda de comutação, taxa de distorção harmônica, entre outras, dependendo do tipo de conversor utilizado [94].

O controle FCS-MPC, utiliza a primeira etapa da modulação SVM, e os estados de chaveamento são escolhidos de maneira a minimizar uma função custo pré-definida. Desta forma, a duração de cada vetor é definida pela frequência de amostragem do algoritmo e a sequência de comutação definida pelo próprio algoritmo de controle.

A representação destas etapas para o inversor monofásico em ponte completa é uma das mais simples entre as diversas topologias de conversores. A Figura 4.13 mostra um inversor em ponte H, no qual as chaves S_1 e S_2 e as chaves S_3 e S_4 são comutadas de maneira complementar.

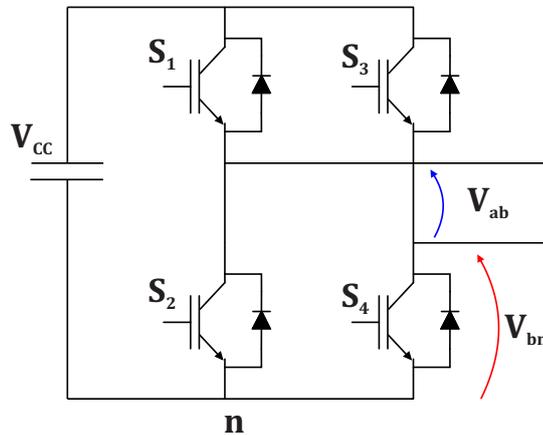


Figura 4.13: Topologia do Inversor de Frequência Monofásico em Ponte Completa.

Desta forma, existem quatro estados de condução do inversor que são mostrados na Tabela 4.1, onde as tensões estão normalizadas em função da tensão do barramento CC, ou seja, $V'_{ab} = \frac{V_{ab}}{V_{cc}}$.

Tabela 4.1: Vetores de Comutação para Inversor Monofásico Ponte H

S_1	S_3	V'_{ab}	Vetores
0	0	0	$v^0 = 0$
1	0	1	$v^1 = V_{cc}$
0	1	-1	$v^2 = -V_{cc}$
1	1	0	$v^3 = 0$

Este inversor produz uma tensão que pode ser representada em um espaço unidimensional, ou seja, sobre uma reta. Neste espaço os estados de condução do inversor definem quatro possíveis vetores de comutação de acordo com a Tabela 4.1. Este espaço é mostrado na Figura 4.14 [94].

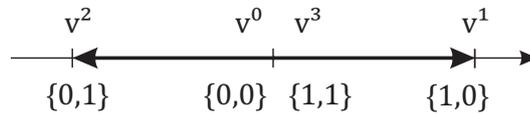


Figura 4.14: Espaço da Tensão de Saída para o Inversor Monofásico em Ponte Completa.

Estes conceitos podem ser expandidos para o inversor trifásico de dois níveis com a topologia mostrada na Figura 4.15:

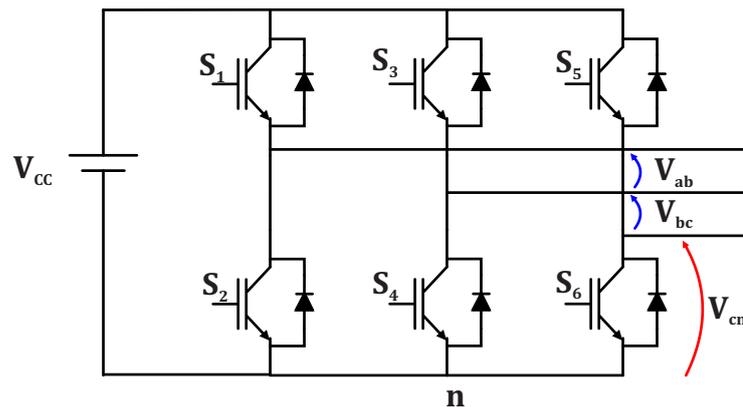


Figura 4.15: Topologia do Inversor de Frequência Trifásico.

Assume-se então que as chaves S_1 e S_2 , S_3 e S_4 , S_5 e S_6 são comandadas de forma complementar, resultando em oito possíveis estados de chaveamento, os quais estão mostrados na Tabela 4.2.

Em geral, para simplificar a representação dos possíveis vetores é utilizada a Transformada de Clarke. Os vetores de tensão no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ são representados como mostra a Figura 4.16 [94].

Tabela 4.2: Vetores de Comutação para Inversor Trifásico de Dois Níveis

S_1	S_3	S_5	V'_{ab}	V'_{bc}	V'_{ca}	Vetores
0	0	0	0	0	0	$v^0 = 0$
0	0	1	0	-1	1	$v^1 = 2/3V_{cc}$
0	1	0	-1	1	0	$v^2 = 1/3(-1 + j\sqrt{3})V_{cc}$
0	1	1	-1	0	1	$v^3 = 1/3(-1 - j\sqrt{3})V_{cc}$
1	0	0	1	0	-1	$v^4 = 1/3(1 + j\sqrt{3})V_{cc}$
1	0	1	1	-1	0	$v^5 = 1/3(1 - j\sqrt{3})V_{cc}$
1	1	0	0	1	-1	$v^6 = -2/3V_{cc}$
1	1	1	0	0	0	$v^7 = 0$

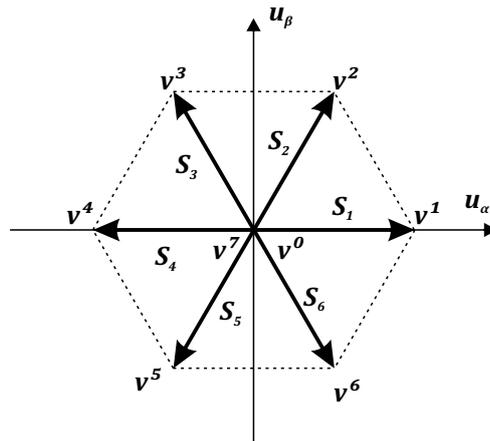


Figura 4.16: Espaço das Tensões de Saída no Sistema de Coordenadas $\alpha\beta$ para Inversor Trifásico.

Esses conceitos são utilizados para definir os estados de chaveamento utilizados no algoritmo do FCS-MPC de acordo com o conversor utilizado na aplicação.

Definição da Função Custo

A função custo é uma função que representa os requisitos de controle do sistema. Apresenta pelo menos uma variável de referência que pode ser, tensão, corrente, torque, velocidade, entre outras.

Além da variável de controle, termos adicionais podem ser incluídos na função custo para representar as não linearidades e as restrições do sistema de controle. As restrições podem ser: minimização da frequência de chaveamento para conversores aplicados em

alta potências, minimização das perdas de chaveamento ou a definição de valores máximos permitidos de corrente, por exemplo.

No caso de possuir apenas uma variável de controle, x , a função custo pode ser expressa como:

$$J = \|x^* - x^p\| \quad (4.3)$$

onde, x^* é o valor de referência da variável de controle e x^p é o valor previsto a partir do modelo discreto do sistema.

A norma $\|\cdot\|$ é a medida da distância entre x^* e x^p e pode ser expressa como valor absoluto, valor quadrático ou a integral do erro em um período de amostragem, como mostram as equações abaixo:

$$J = |x^* - x^p| \quad (4.4)$$

$$J = (x^* - x^p)^2 \quad (4.5)$$

$$J = \frac{1}{T_s} \int |x^*(t) - x^p(t)| dt \quad (4.6)$$

Considerando a amostragem suficientemente rápida, como é comum em aplicações com conversores, as três funções custo tem o mesmo efeito.

Se o sistema possui mais de uma variável de controle, elas devem ser incluídas na função custo adequadamente de acordo com a sua dimensão. Detalhes da definição da função custo são encontrados em [28].

5 | Aplicação FCS-MPC: Retificador Ativo e STATCOM

Este capítulo mostra a aplicação do controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) para retificadores ativos e STATCOMs. O objetivo é introduzir os conceitos desta técnica de controle para a compensação de potência reativa.

Grande parte das aplicações de retificadores ativos descritas na literatura é feita com conversores trifásicos, devido à sua ampla utilização na indústria [27, 29]. Entretanto, os conceitos explorados aqui serão aplicados para conversores monofásicos em ponte H.

A aplicação da ponte H em sistemas trifásicos é feita considerando uma compensação individual por fase. Apesar de serem mais caros que os conversores trifásicos tradicionais devido à maior quantidade de semicondutores, essa topologia pode ser aplicada de maneira modular, resultando em maior confiabilidade e facilidade de manutenção. Além disso, os compensadores dinâmicos de reativo monofásicos podem ser utilizados em microrredes monofásicas e outros sistemas de baixa potência.

Para aplicações de alta potência, é comum utilizar conversores multiníveis tipo DCM (*"Diode Clamped Multilevel Inverter"*) ou cascata de ponte H. A aplicação do controle preditivo baseado em modelo é particularmente interessante para estas topologias permitindo incluir na função custo termos para controlar e balancear a tensão do barramento CC. Implementações do MPC para conversores multiníveis podem ser encontradas em [37, 38].

Os conceitos do FCS-MPC explorados neste capítulo, podem ser expandidos para conversores trifásicos ou conversores multiníveis. Para tanto, é necessário incluir as particularidades de cada conversor na função custo e na escolha dos estados de chaveamento.

5.1 Aplicação em Retificadores Ativos

Os conceitos do FCS-MPC para retificadores ativos são bem simples e a ponte H apresenta uma estrutura genérica, e os conceitos descritos aqui podem ser expandidos para outras topologias de conversores.

Topologia do Conversor

A topologia do retificador ativo monofásico conectado à rede é mostrada na Figura 5.1.

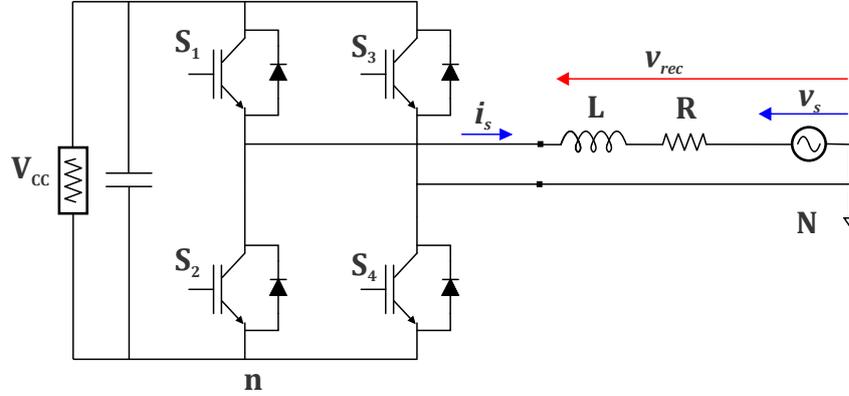


Figura 5.1: Circuito de Potência de um Retificador Ativo Conectado à Rede.

Onde, R e L são a resistência e a indutância de conexão do conversor com a fonte respectivamente, v_s é a tensão da fonte, V_{cc} é a tensão do barramento CC e v_{rec} é a tensão do retificador.

Modelo Discreto do Sistema

O retificador ativo da Figura 5.1 pode ser modelado pela seguinte equação diferencial:

$$L \frac{di_s}{dt} = v_s - Ri_s - v_{rec} \quad (5.1)$$

Utilizando métodos de discretização baseados em *Euler Forward* [84], a derivada da corrente pode ser representada da seguinte maneira:

$$\frac{di_s}{dt} = \frac{i_s(k+1) - i_s(k)}{T_s} \quad (5.2)$$

Então para um horizonte de previsão $N=1$, a corrente pode ser calculada pela seguinte equação:

$$i_s^P(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_s(k) + \left(\frac{T_s}{L}\right) [v_{rec}(k) - v_s(k)] \quad (5.3)$$

Esta equação será utilizada para a previsão dos valores da corrente para cada um dos estados de chaveamento do conversor.

Definição dos Estados de Chaveamento

Os estados de chaveamento para a ponte H foram definidos no Capítulo 4 na Tabela 4.1. Desta forma, para que o conversor opere com modulação unipolar, o algoritmo de controle deve considerar os quatro vetores de tensão: $v^0 = 0$, $v^1 = V_{dc}$, $v^2 = -V_{dc}$, $v^3 = 0$. A modulação bipolar não considera os vetores de tensão iguais a zero e utiliza apenas, $v^1 = V_{dc}$ e $v^2 = -V_{dc}$.

A modulação unipolar diminui o ripple da corrente e a variação de tensão (dv/dt) aplicada aos semicondutores diminuindo as perdas de chaveamento. Por isso, optou-se pela implementação da modulação unipolar.

Definição da Função Custo

O controle utilizando FCS-MPC será implementado a partir de uma referência de corrente. O objetivo é minimizar uma função custo e obter o estado de chaveamento que garanta que a corrente do conversor seja igual à referência de controle.

A definição da função custo é um dos estágios mais importantes para a implementação do FCS-MPC, uma vez que esta permite, além de selecionar os objetivos de controle, também incluir quaisquer restrições necessárias. Para o controle direto da corrente do retificador ativo monofásico, pode-se definir a seguinte função custo:

$$J = |i_s^* - i_s^P| \quad (5.4)$$

onde, i_s^* é o vetor de referência da corrente de linha do retificador ativo e i_s^P é o valor da predição da corrente definido pelo modelo discreto do sistema.

Obtenção da Corrente de Referência

O objetivo do FCS-MPC é controlar através da corrente o fluxo de potência ativa e reativa do retificador ativo.

A obtenção da corrente i_s^* , utiliza um controlador PI para determinar a parcela ativa da corrente (I_d^*), ou seja, a parcela de corrente necessária para manter a tensão do barramento CC constante, e garantir que uma dada potência ativa seja entregue à carga. Já a referência da parcela da corrente responsável pela potência reativa (I_q^*), vem de uma referência externa, provavelmente especificada para atender as necessidades do sistema em que o retificador está instalado.

A partir das referências I_d^* e I_q^* , a referência de corrente i_s^* é obtida da seguinte maneira:

$$i_s^* = I_d^* \text{sen}(\omega t) + I_q^* \text{cos}(\omega t) \quad (5.5)$$

Neste caso, os valores do $\text{sen}(\omega t)$ e $\text{cos}(\omega t)$ são fornecidos por um PLL sincronizado com a tensão do sistema.

5.1.1 Descrição do Algoritmo de Controle

O diagrama em blocos da Figura 5.2 abaixo mostra como essa estratégia de controle foi implementada. O controle possui três partes principais: a obtenção das referências de controle, a aplicação do modelo do sistema para prever os valores futuros da corrente e a avaliação da função custo.

Essa implementação leva em consideração a estimação da corrente para o instante $(k + 1)$ e a predição da corrente para o instante $(k + 2)$ para corrigir o atraso devido ao tempo de processamento do algoritmo.

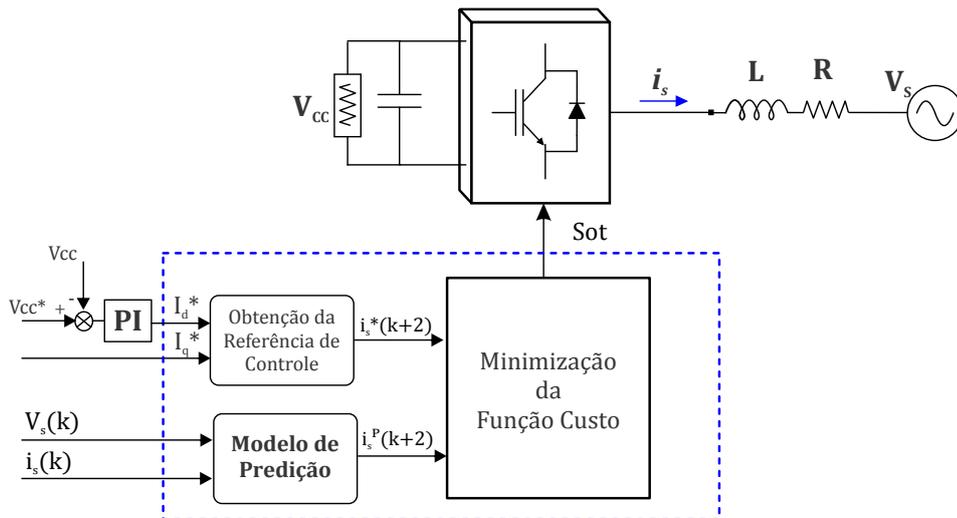


Figura 5.2: Diagrama de Controle FCS-MPC com Referência de Corrente para Retificador Ativo.

As etapas do controle FCS-MPC para o retificador ativo com controle de corrente podem ser descritas da seguinte maneira:

1. Medir a corrente $i_s(k)$ e a tensão $v_s(k)$;
2. Aplicar o estado de chaveamento ótimo, S_{op} , calculado no período de amostragem anterior;

3. Calcular a corrente de referência $i_s^*(k+2)$ que será utilizada na função custo a partir de (5.5);
4. Estimar a corrente $i_s(k+1)$ utilizando o modelo discreto do sistema apresentado em (5.3);
5. Prever a corrente $i_s(k+2)$ para todos os possíveis estados de chaveamento;
6. Decidir através da função custo definida em (5.4) qual é a tensão ótima que deve ser aplicada no próximo intervalo de chaveamento [84].

A implementação do algoritmo é explicada pelo fluxograma da Figura 5.3.

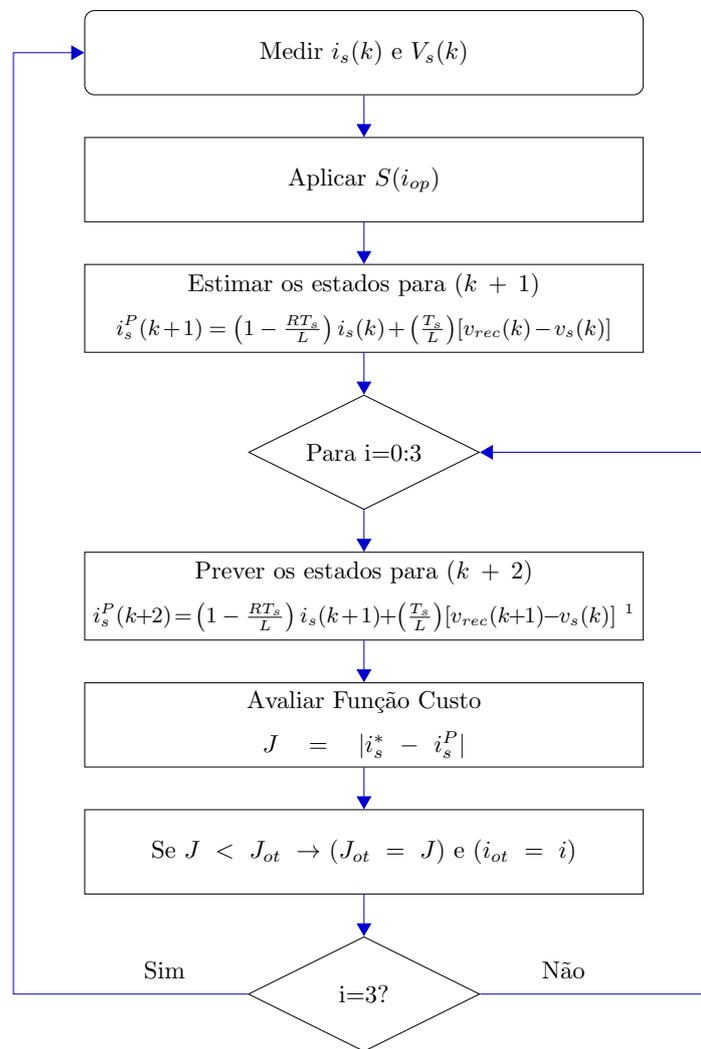


Figura 5.3: Fluxograma do MPC para Controle Direto de Potência de um Retificador Ativo.

¹ Em [84], os autores explicam que o valor de $v_s(k+1)$ pode ser aproximado por $v_s(k)$, desde que a frequência amostragem seja significativamente maior do que a frequência da rede.

5.1.2 Resultados de Simulação

O algoritmo de controle preditivo baseado em modelo foi implementado no Matlab/Simulink para um retificador ativo. Os diagramas da simulação e controle são mostrados nas Figuras A.5 e A.6 do Apêndice A e os parâmetros da simulação são apresentados na Tabela 5.1.

Na Tabela, V_s é a tensão da rede, R e L são a resistência e a indutância de conexão do retificador ativo com a rede respectivamente. V_{cc} é a tensão do barramento CC, C_{cc} é o capacitor de alisamento do barramento CC e R_{cc} é a resistência de carga do retificador ativo.

Tabela 5.1: Parâmetros - Retificador Ativo com Controle FCS-MPC.

Sistema	
V_s	127 V fase-neutro 60 Hz
R	0,5 Ω
L	5,84 mH
V_{cc}	250 V
C_{cc}	7050 μF
R_{cc}	60 Ω
Controle	
Ganhos PI	$k_p = 0,135$ e $k_i = 0,648$
f_s	40080 Hz

A simulação foi implementada com uma frequência de amostragem $f_s = 40080$ Hz, permitindo a avaliação da função custo e a troca do estado de chaveamento ótimo a cada $24,95 \mu s$. O algoritmo de controle foi implementado de acordo com os passos do fluxograma da Figura 5.3. Os resultados de simulação para um sistema com os parâmetros da Tabela 5.1 são mostrados a seguir. Inicialmente, o sistema é controlado para manter o fator de potência unitário e a tensão no barramento CC em 250 V. A potência ativa fornecida à carga pelo retificador ativo é de aproximadamente 1 kW. Os resultados são mostrados nas Figuras 5.4 a 5.7.

A Figura 5.4 mostra a tensão do retificador (v_{rec}), a referência de corrente (i_s^*) e a corrente real do sistema (i_s). Neste caso, o algoritmo do FCS-MPC escolhe o estado de chaveamento que garante que a corrente real do sistema, i_s , siga a referência de corrente necessária para manter a potência ativa entregue à carga CC.

Como o FCS-MPC não possui um estágio de modulação, a frequência de chaveamento presente na corrente não é constante. Esse efeito pode ser observado no espectro harmônico da Figura 5.5.

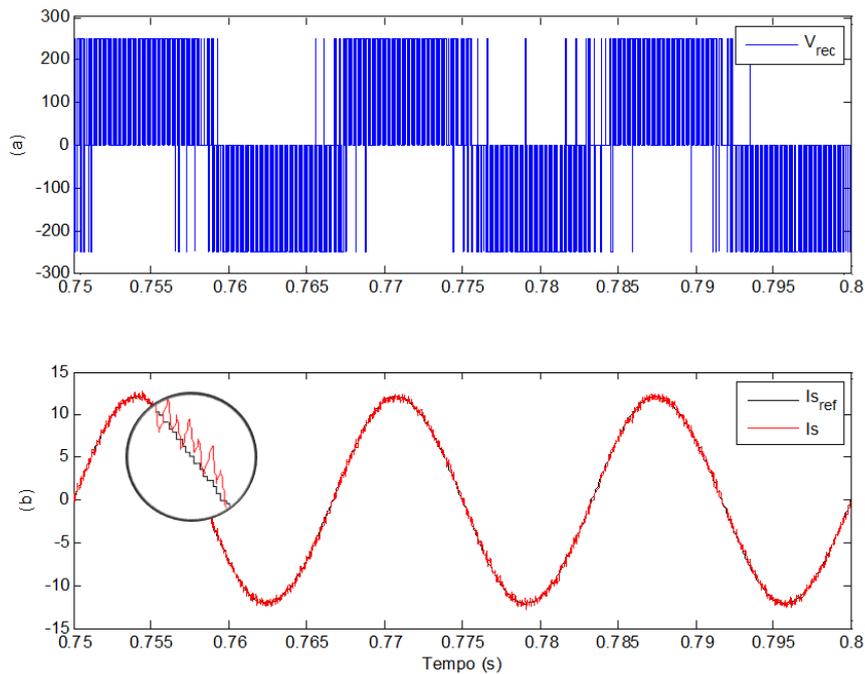


Figura 5.4: Variáveis de Controle FCS-MPC: (a) Tensão do Retificador (b) Corrente de Alimentação.

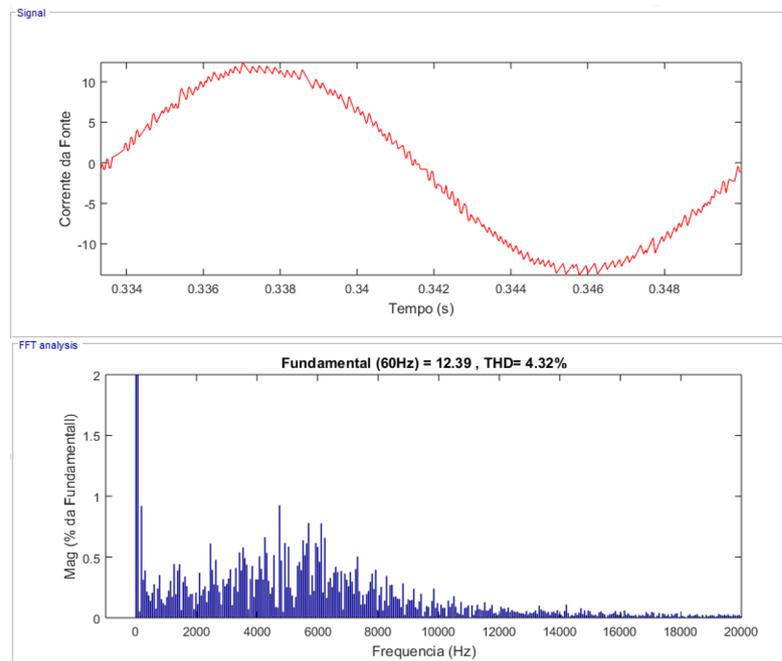


Figura 5.5: Espectro Harmônico da Corrente da Fonte: Retificador Ativo.

A frequência de chaveamento variável é uma das desvantagens desse algoritmo, pois a corrente apresenta harmônicos espalhados por todo espectro, o que pode excitar ressonâncias em outros elementos presentes no sistema.

Ainda na Figura 5.5 é possível observar que a taxa de distorção harmônica total (THD) da corrente é de 4,32%. Para reduzir a distorção da corrente, é necessário aumentar a indutância de acoplamento ou a frequência de amostragem. Um aumento excessivo do valor da indutância insere maiores perdas no circuito e também eleva o custo do projeto. Por outro lado, o aumento da frequência de amostragem, diminui o tempo disponível para a execução do algoritmo de controle. Desta forma, a frequência $f_s=40080$ Hz foi escolhida de forma a garantir o processamento do algoritmo de controle.

A Figura 5.6 mostra a operação do retificador ativo com fator de potência unitário. Neste caso, a referência da parcela reativa da corrente I_q^* é igual a zero. Já a Figura 5.7 mostra um transitório na referência da parcela reativa da corrente, onde I_q^* varia de 10 para -15 A.

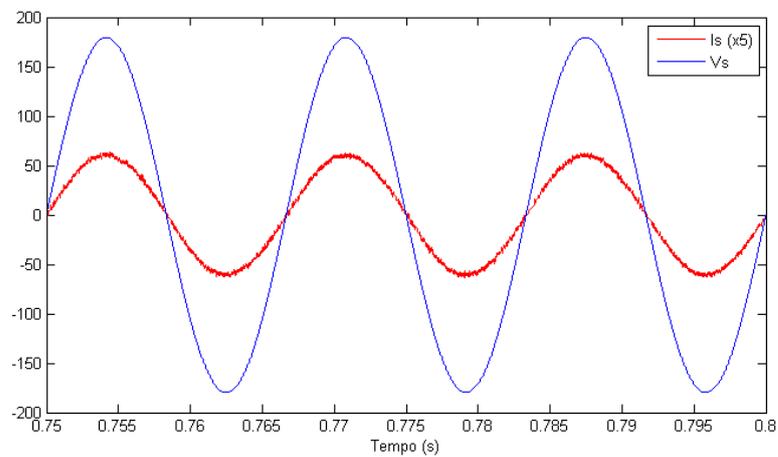


Figura 5.6: Operação como Retificador Ativo com Fator de Potência Unitário.

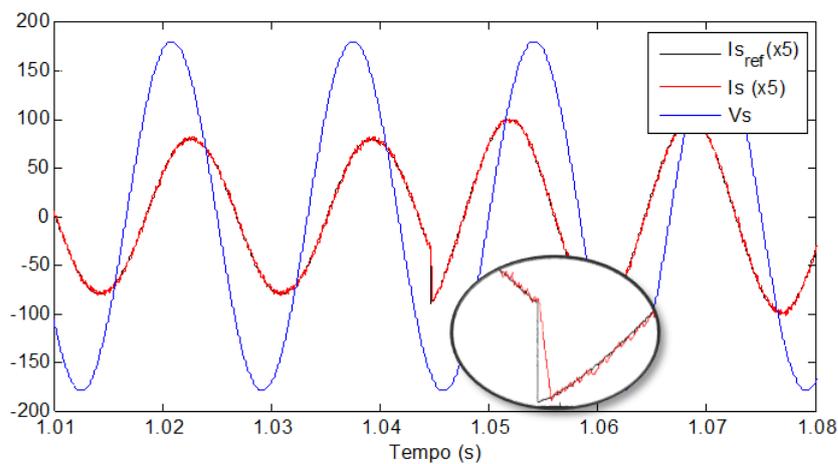


Figura 5.7: Transitório na Referência da Parcela Reativa da Corrente.

Na Figura 5.7 a carga passa quase instantaneamente de um fator de potência indutivo para um fator de potência capacitivo. O que mostra a rápida resposta dinâmica do algoritmo (aproximadamente $0,2\text{ ms}$), e sua capacidade de controlar a potência ativa e reativa conversor, a partir de uma referência de corrente.

Desta forma, segundo resultados de simulação apresentados anteriormente, pode-se afirmar a eficácia do algoritmo FCS-MPC no controle da corrente de um retificador ativo monofásico com fator de potência unitário, fator de potência indutivo e capacitivo.

5.1.3 Resultados Práticos

Para mostrar o funcionamento prático do FCS-MPC no controle de corrente de um retificador ativo, esse algoritmo foi implementado em um protótipo, mostrado na Figura 5.8, cujas especificações são detalhadas na Tabela 5.2 .

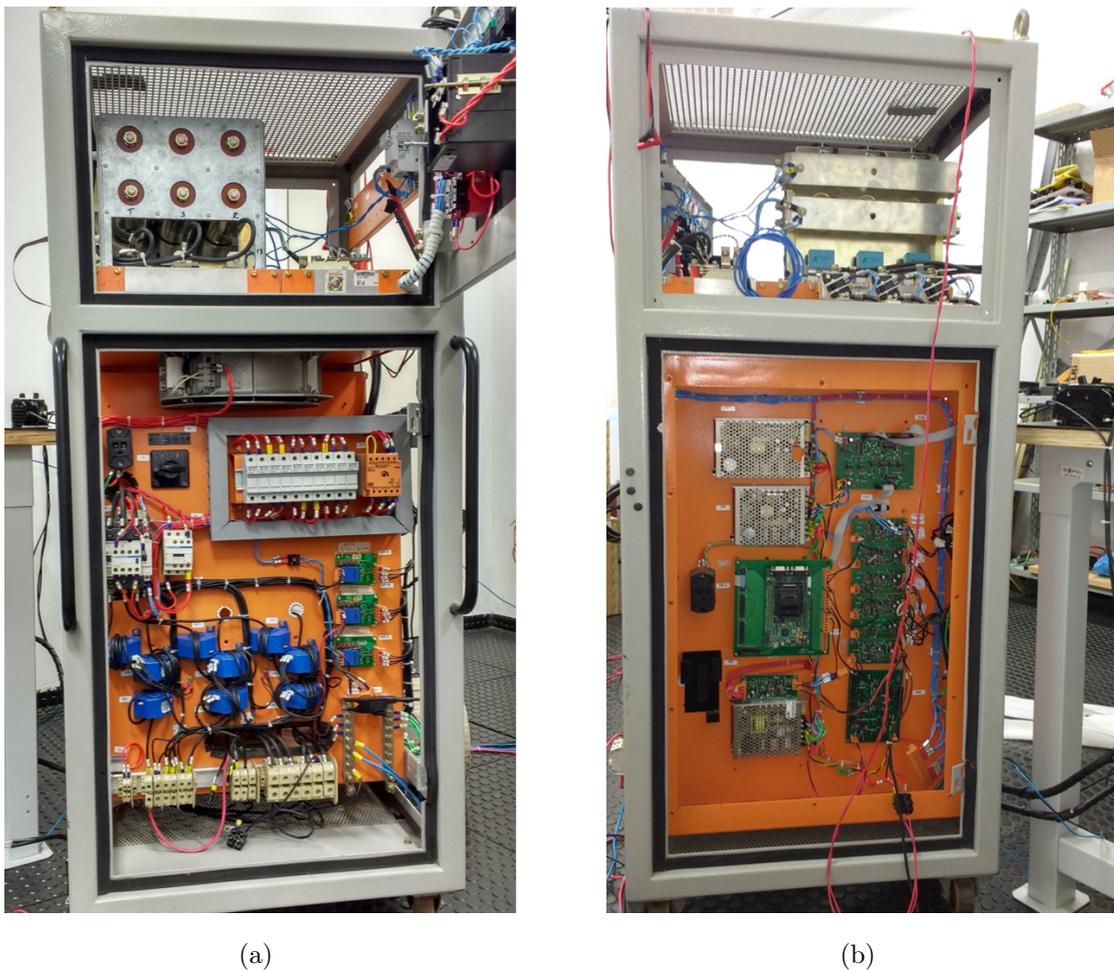


Figura 5.8: Protótipo Utilizado para a Montagem do Retificador Ativo. (a) Vista Frontal (b) Vista Traseira.

A Figura 5.9 (a) mostra o inversor e o indutor de acoplamento com a rede. A Figura 5.9 (b) foca na parte do equipamento onde ficam os sensores de corrente e de tensão, os contatores para efetuar a entrada e saída do retificador ativo e os bornes de conexão.

A Figura 5.10 mostra os circuitos de aquisição e processamento de dados, compostos por um circuito de condicionamento, um circuito de drivers e um DSP. A placa de condicionamento de sinais compatibiliza os sinais de leitura dos sensores para entrada no DSP, e a placa de driver compatibiliza os sinais de saída do DSP com os níveis de tensão do SKHI22A.

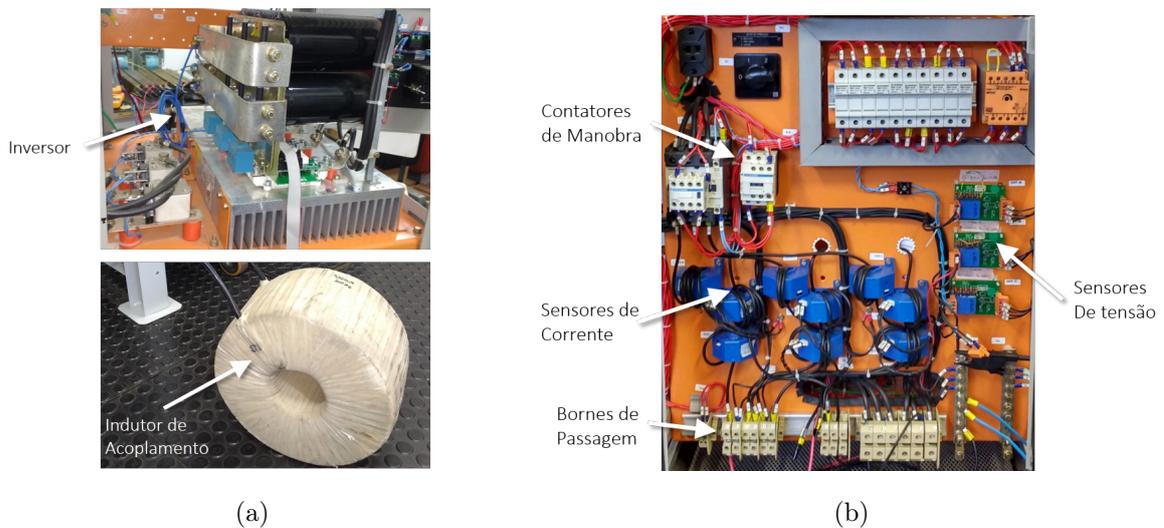


Figura 5.9: (a) Indutor de Acoplamento e Inversor (b) Vista Frontal Inferior

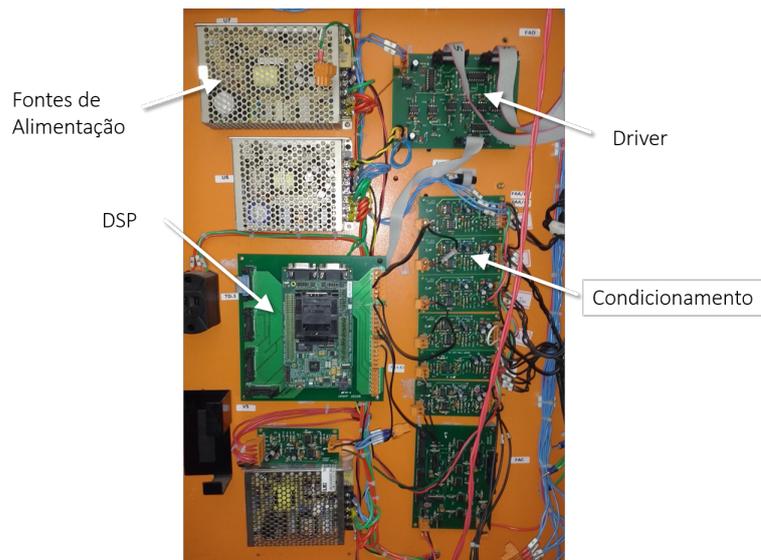


Figura 5.10: Circuitos de Aquisição e Processamento de Dados.

Tabela 5.2: Especificações do Protótipo do Retificador Ativo.

Especificações Gerais	
Tensão Nominal	127 V fase-neutro 60 Hz
Corrente/Potência Nominal	40 A / 5 kVA
Indutância de Acoplamento L	5,84 mH
Resistência de Acoplamento R	0,5 Ω
Conversor Eletrônico	
Topologia	Ponte H monofásica
Dispositivo de Chaveamento	IGBT SEMIKRON (200A/1200V) SEMiX202GB128Ds
Driver	SEMIKRON SKHI 22A
Banco de Capacitores CC	6 Unidades 4700 μF /450V Total: 7050 μF /900 V
Sensores	
Tensão	Efeito Hall LEM LV-25P
Corrente	Efeito Hall LEM LA-205S
Unidade de Controle	
Modelo	DSP TMS320F28335
Frequência de Chaveamento	40080 Hz

Ao barramento CC foi conectada uma resistência $R_{cc} = 60\Omega$ e a tensão de referência de controle foi ajustada para $V_{cc}^* = 250V$. Os ganhos definidos para o PI foram $k_p = 0,135$ e $k_i = 0,648$. Os resultados da implementação prática do FCS-MPC no controle de um retificador ativo são mostrados nas Figuras 5.11 à 5.16.

A Figura 5.11 mostra as principais variáveis do sistema: tensão do retificador, tensão do barramento CC, tensão e corrente da fonte. A tensão v_{rec} é definida pelo algoritmo de controle que escolhe o estado de chaveamento que garante que a corrente siga a referência i_s^* . Como o controle é feito para que a corrente siga uma referência senoidal, não é preciso se preocupar com a compensação de tempo morto e nem de harmônicos de tensão, técnicas comumente implementadas para conversores com modulador PWM [95]. Isso porque, os padrões de chaveamento da tensão são definidos diretamente pelo algoritmo FCS-MPC para garantir que a corrente seja senoidal, eliminando esse problemas.

Ainda na Figura 5.11, o retificador ativo está operando com fator de potência unitário, alimentando uma carga no barramento CC de aproximadamente 1kW. A potência reativa é bem próxima de zero ($I_q^* = 0$), como mostram as medições de potência da Figura 5.12.

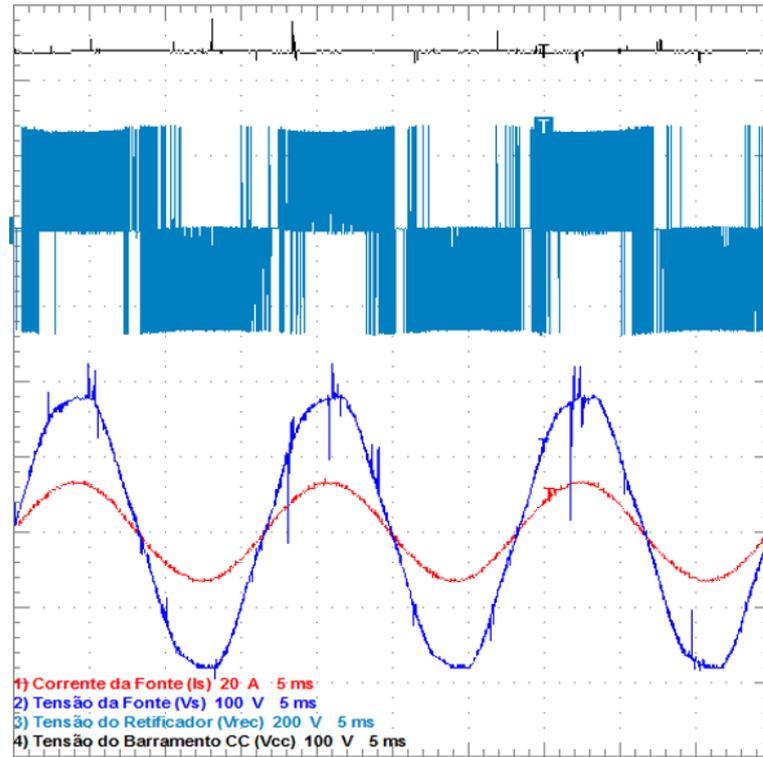
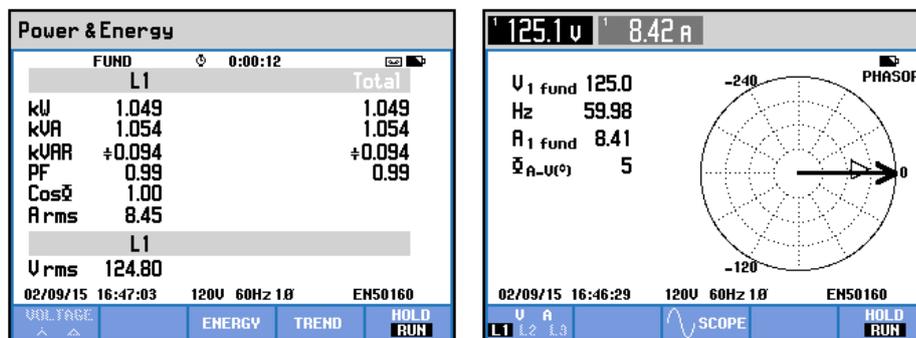


Figura 5.11: Variáveis do Retificador Ativo com Fator de Potência Unitário.



(a)

(b)

Figura 5.12: Retificador Ativo Fator de Potência Unitário (a) Potências (b) Diagrama Fasorial.

O retificador ativo também pode operar com fator de potência capacitivo ou indutivo de acordo com os requisitos do sistema em que está conectado. Para tanto, basta ajustar a referência da componente reativa da corrente (I_q^*). Na Figura 5.13 (a) a referência I_q^* é ajustada para 10A e portanto, a corrente possui fator de potência indutivo. Já na Figura 5.13 (b) o fator de potência é capacitivo e a referência I_q^* foi ajustada para -15A.

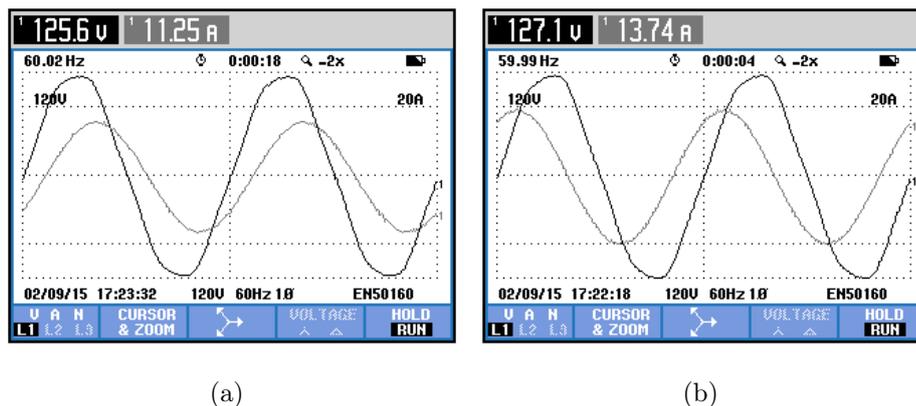


Figura 5.13: Tensão e Corrente Retificador Ativo (a) Fator de Potência Indutivo (b) Fator de Potência Capacitivo.

As Figuras 5.14 e 5.15 mostram as potências e os diagrama fasoriais para o retificador ativo operando com fator de potência indutivo e capacitivo. Observa-se uma pequena variação na potência ativa consumida da fonte, devido as mudanças da perda de chaveamento e condução do conversor para cada uma das situações.

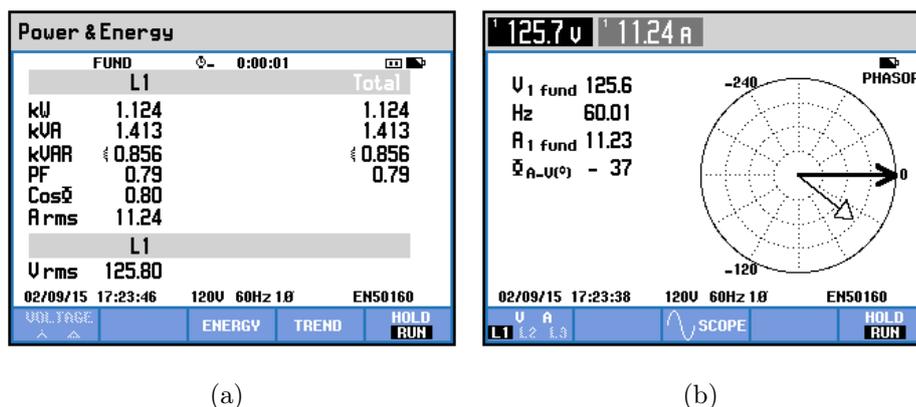


Figura 5.14: Retificador Ativo Fator de Potência Indutivo (a) Potências (b) Diagrama Fasorial.

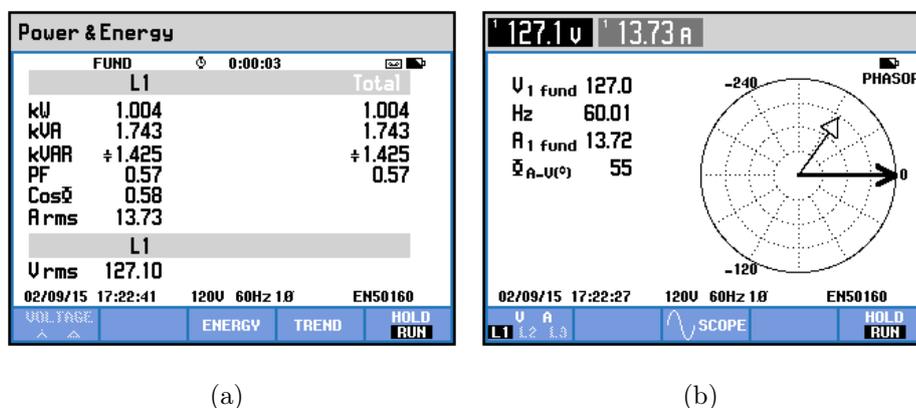


Figura 5.15: Retificador Ativo Fator de Potência Capacitivo (a) Potências (b) Diagrama Fasorial.

Por fim, a Figura 5.16 mostra um transitório na referência de corrente I_q^* , que mantém a potência ativa entregue à carga, portanto não há mudanças na carga R_{cc} . O transitório mostra a resposta dinâmica do algoritmo para um degrau de referência de potência reativa significativa, que de acordo a Figura 5.16 dura em média $1,5ms$. Além disso, pode-se observar que o FCS-MPC consegue desacoplar o controle da potência ativa e reativa, pois o degrau de referência não influencia na tensão do barramento CC, e conseqüentemente na potência ativa entregue à carga.

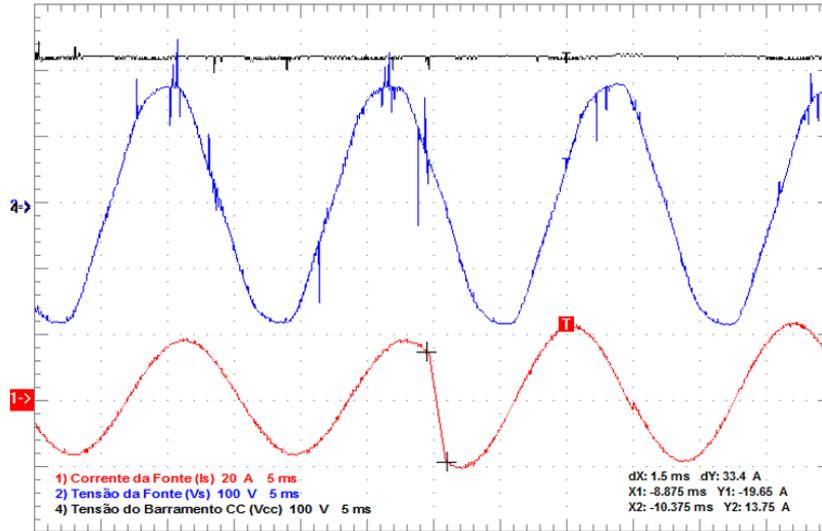


Figura 5.16: Transitório de Referência de Corrente: Fator de Potência Indutivo -> Fator de Potência Capacitivo.

Compensação do Atraso Causado Pelo Tempo de Processamento

Um conceito importante discutido no Capítulo 4 é o efeito do atraso da aplicação do estado de chaveamento causado pelo tempo de processamento do algoritmo FCS-MPC. Quando o tempo de cálculo do algoritmo não pode ser negligenciado se comparado ao período de amostragem, é necessário o acréscimo de uma etapa de estimação da corrente para o instante $k + 1$. Em seguida, a etapa de predição é aplicada para o instante $k + 2$ corrigindo os efeitos do atraso.

A Figura 5.17 mostra a forma de onda da corrente e o seu espectro harmônico quando não se considera o efeito do atraso. É possível observar que a taxa de distorção harmônica da corrente é de aproximadamente 9,53%. Isso porque a aplicação do estado de chaveamento que foi previsto é atrasada pelo tempo de cálculo do algoritmo. Enquanto o FCS-MPC é processado, o estado de chaveamento anterior ainda está sendo aplicado o que gera uma oscilação na corrente real do sistema, aumentando o THD.

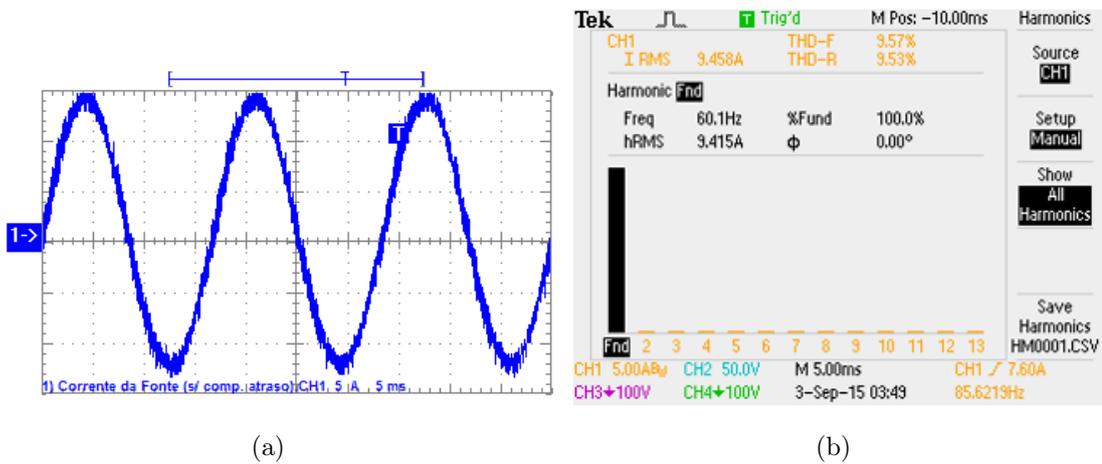


Figura 5.17: FCS-MPC sem Compensação do Atraso Causado pelo Tempo de Processamento (a) Corrente (b) Espectro Harmônico.

Na Figura 5.18 o efeito da correção do atraso fica evidente, pois a taxa de distorção harmônica da corrente caiu de 9,53% para 4,36%. Neste caso, uma etapa de estimação da corrente para o instante $k + 1$ é inserida no algoritmo para compensar o atraso do tempo de processamento do FCS-MPC. Os resultados mostram a importância da compensação do atraso na implementação prática do algoritmo FCS-MPC com referência de corrente.

Nas Figuras 5.17 e 5.18 é possível observar que a distorção da corrente ocorre em altas frequências, e a forma de onda não possui harmônicos de baixa frequência. Como já citado anteriormente, em aplicações que utilizam técnicas de modulação PWM, por exemplo, é necessária a inclusão de um algoritmo para a compensação do tempo morto para evitar que a corrente possua harmônicos de baixa frequência. Além disso, o algoritmo FCS-MPC com referência de corrente, se mostrou robusto a presença de distorção harmônica na tensão da fonte.

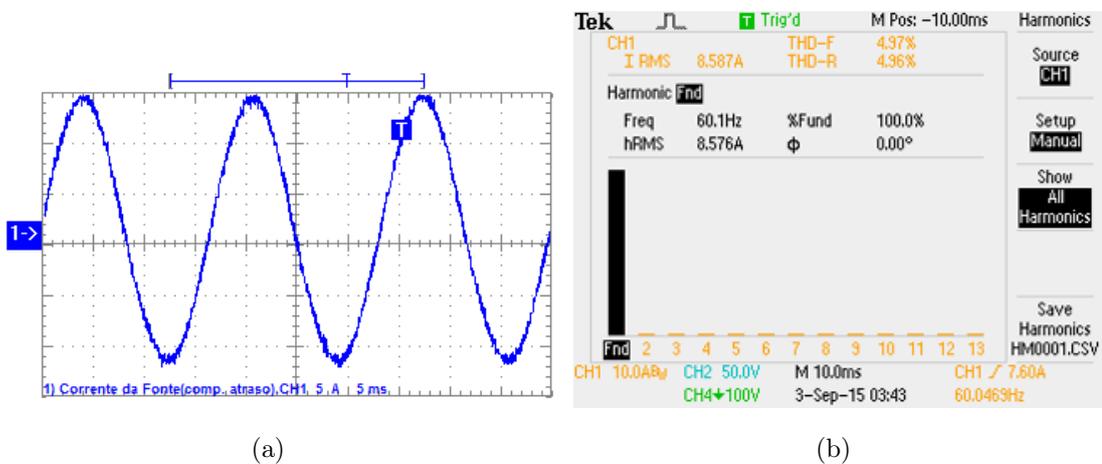


Figura 5.18: FCS-MPC com Compensação do Atraso Causado pelo Tempo de Processamento (a) Corrente (b) Espectro Harmônico.

5.2 Aplicação em Compensador Estático de Reativo (STATCOM)

O compensador estático de reativo (STATCOM) é um compensador paralelo que atua como uma fonte de corrente que entrega a parcela reativa requerida pela carga. Isto retira da fonte o compromisso de fornecer a potência reativa da carga, e resulta em melhorias na regulação de tensão e na estabilidade, além de melhorar o fator de ocupação do sistema de distribuição ou transmissão [96].

Diversas técnicas de controle de corrente do STATCOM são encontradas na literatura [4, 96–101]. Essas técnicas utilizam desde o controle linear tradicional [98, 99] até métodos mais elaborados de controle não linear, como os controladores preditivos [4, 100, 101]. Para as técnicas de controle linear, o método mais comum é utilizar a Transformada de Park para colocar as variáveis do sistema na referência síncrona e então aplicar controladores PI tradicionais.

Recentemente, os controladores preditivos também vêm sendo muito utilizados neste tipo de aplicação, principalmente devido à facilidade de estender seus conceitos para aplicações em diferentes topologias de compensadores. Além disso, possuem resposta dinâmica muito rápida, difícil de ser alcançada com o uso de controladores lineares [30].

Por este motivo, a aplicação do controle preditivo baseado em modelo será descrita a seguir para a compensação da potência reativa utilizando um STATCOM.

5.2.1 Descrição da Implementação do FCS-MPC

O conversor utilizado para implementação do STATCOM possui a mesma topologia do retificador ativo apresentado na Figura 5.1. Portanto, para a implementação do FCS-MPC utiliza-se a mesma definição dos estados de chaveamento.

A equação que representa o modelo do sistema é obtida de maneira análoga a (5.3), e é dada por:

$$i_{STAT}^P(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_{STAT}(k) + \left(\frac{T_s}{L}\right) [v_{STAT}(k) - v_s(k)] \quad (5.6)$$

E a função custo é definida de maneira similar a (5.4) para garantir que a corrente fornecida pelo STATCOM, i_{STAT} , siga uma referência de corrente definida pelo controle, i_{STAT}^* .

$$J = |i_{STAT}^* - i_{STAT}^P| \quad (5.7)$$

Obtenção da Corrente de Referência

A principal diferença com relação ao retificador ativo é que o STATCOM necessita de uma referência dinâmica de corrente, com o objetivo de garantir que a potência reativa requerida pela carga seja entregue pelo equipamento e não circule pela fonte.

No Capítulo 3 foram apresentadas e comparadas três técnicas para obtenção da parcela reativa da corrente da carga. Qualquer uma dessas técnicas pode ser utilizada para fornecer a referência de controle do STATCOM. Entretanto, nesta seção o algoritmo FAS-estimador foi implementado, por possuir a melhor resposta dinâmica entre os três algoritmos avaliados.

Neste sistema de controle, a parcela reativa da corrente é fornecida pelo algoritmo de extração FAS-estimador (I_{qL}^*) e a parcela ativa da corrente é fornecida por um controlador PI (I_d^*). Então, a corrente de referência do STATCOM é obtida da seguinte maneira:

$$i_{STAT}^* = I_d^* \text{sen}(\omega t) + I_{qL}^* \text{cos}(\omega t) \quad (5.8)$$

Neste caso, os valores do $\text{sen}(\omega t)$ e $\text{cos}(\omega t)$ são fornecidos pelo FAS-estimador de acordo com a Figura 3.8.

5.2.2 Descrição do Algoritmo de Controle

Uma visão geral do sistema é mostrada na Figura 5.19, onde o equipamento é utilizado para compensar a potência reativa de uma carga resistiva-indutiva. A principal característica do STATCOM é o uso de um algoritmo para extrair a componente reativa da carga e manter o fator de potência do sistema unitário.

O FAS-estimador é utilizado para fornecer a referência dinâmica de reativo, e o FCS-MPC garante que o conversor siga essa referência de controle. Para tanto, a função custo definida em (5.7) é utilizada para escolher o estado de chaveamento que otimiza a operação do sistema.

A implementação do FCS-MPC no controle da potência reativa da carga pelo STATCOM, pode ser resumida pelas seguintes etapas:

1. Medir a corrente $i_{STAT}(k)$, tensão da fonte $v_s(k)$;
2. Medir a corrente da carga $I_L(k)$;
3. Aplicar o estado de chaveamento ótimo S_{ot} , calculado no período de amostragem anterior;
4. Calcular a parcela reativa da corrente da carga utilizando o FAS-Estimador;

5. Obter a referência de corrente do STATCOM a partir de (5.8);
6. Estimar a corrente $i_{STAT}(k+1)$ a partir de (5.6) para compensar o atraso;
7. Prever a corrente $i_{STAT}(k+2)$ para os possíveis estados de chaveamento;
8. Decidir através da função custo em (5.7) qual é a tensão ótima que deve ser aplicada no próximo intervalo de chaveamento.

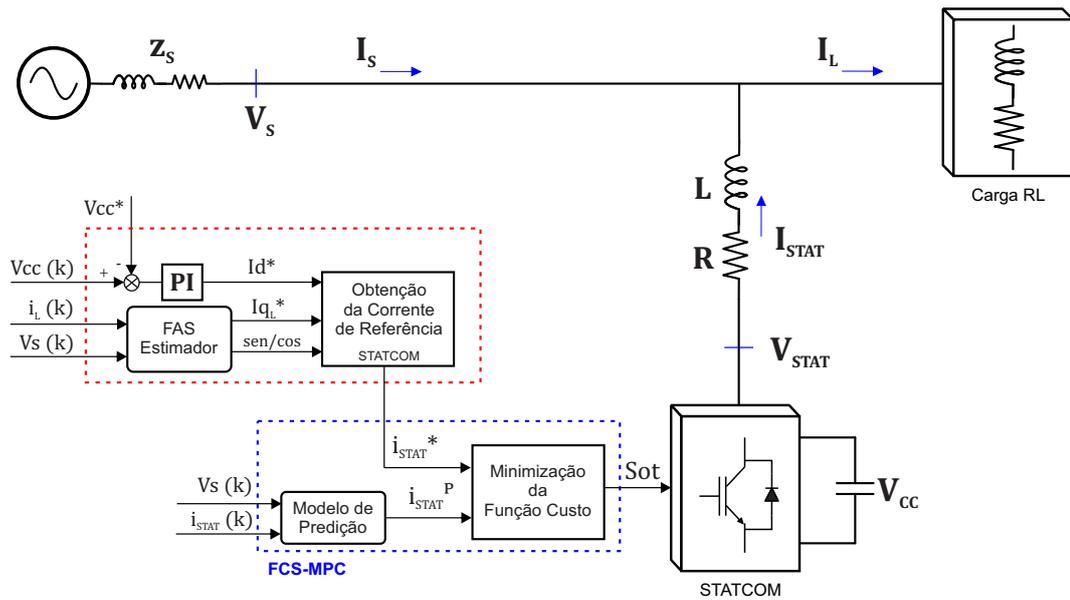


Figura 5.19: Diagrama de Blocos da Estratégia de Controle FCS-MPC para o STATCOM.

5.2.3 Resultados Práticos

Para mostrar mais uma aplicação prática do FCS-MPC, esse método foi implementado para o controle de corrente de um STATCOM. Foi utilizado o mesmo protótipo do retificador ativo, já mostrado na Figura 5.8.

A resistência de carga foi retirada do barramento CC e a potência ativa consumida supri apenas as perdas de chaveamento e mantém o barramento CC com tensão constante.

O algoritmo de controle foi adequado com a inclusão do FAS-estimador para obtenção da parcela reativa da corrente. O FCS-MPC e o FAS-estimador foram implementados no DSP TMS320F28335 para compensar a potência reativa da carga e manter o fator de potência de deslocamento do sistema unitário.

Os principais parâmetros do sistema e do algoritmo de controle são mostrados na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Parâmetros - STATCOM com Controle FCS-MPC.

Sistema	
V_s	127 V fase-neutro 60Hz
R	0,5 Ω
L	5,84 mH
V_{cc}	250 V
C_{cc}	7050 μF
Controle	
Ganhos PI	$k_p = 0,135$ e $k_i = 0,648$
FAS-estimador	$\zeta = 0,8$; $\gamma = 1$
f_s	40080 Hz

Os resultados da Figura 5.20 (a) e (b) mostram as principais variáveis do sistema antes e após a compensação da potência reativa com o STATCOM. Neste caso, V_s e I_s são a tensão e a corrente da fonte, I_L é a corrente da carga, I_{STAT} é a corrente do STATCOM e V_{CC} é a tensão do barramento CC.

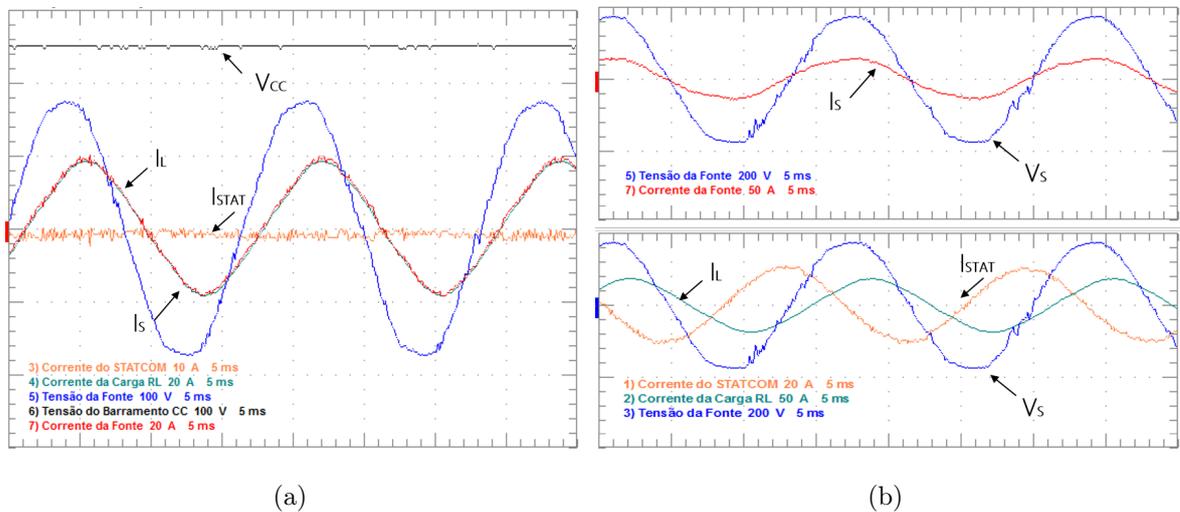
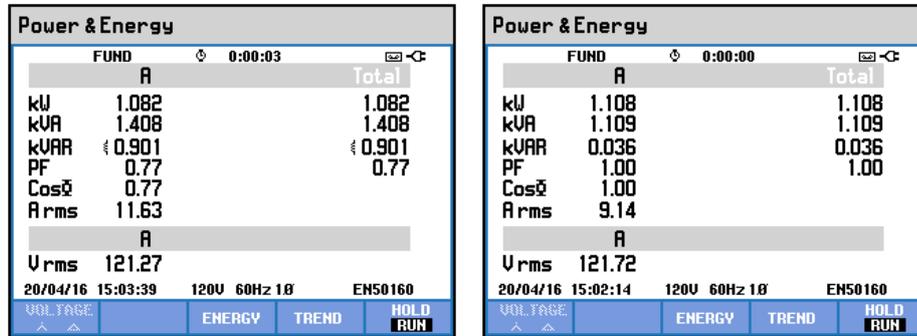


Figura 5.20: Tensões e Correntes do Sistema (a) Antes da Compensação (b) Após Compensação.

Na Figura 5.20 (a) a referência de corrente do STATCOM está ajustada para manter a tensão do barramento CC constante e suprir as perdas de chaveamento, ou seja, $I_q^* = 0$, resultando em uma corrente praticamente igual a zero. Nesta situação, a corrente da fonte é igual a corrente da carga e a fonte é responsável por suprir tanto a potência ativa, quanto a potência reativa da carga.

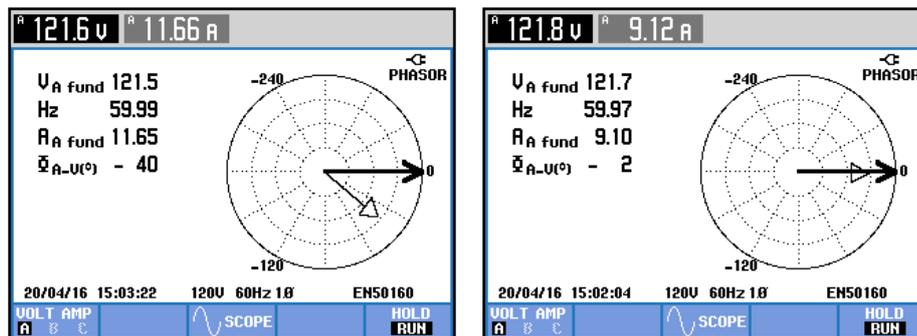
As medições de potência da Figura 5.21 (a) mostram que o sistema está operando com fator de potência 0,77 e entregando uma potência de 900Var para a carga. Além disso, de acordo com a Figura 5.22 a defasagem angular entre tensão e corrente é de 40°.



(a)

(b)

Figura 5.21: Potências da Fonte (a) Antes da Compensação (b) Após Compensação com STATCOM.



(a)

(b)

Figura 5.22: Diagrama Fasorial Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes da Compensação (b) Após Compensação com STATCOM.

Modificando a referência de controle de forma que o STATCOM forneça a potência reativa requerida pela carga, ou seja, $I_q^* = I_{qL}^*$, a corrente da fonte cai de 11,63 A para 9,14 melhorando o fator de ocupação do sistema (Figura 5.21).

Além disso, nas Figuras 5.20 e 5.21 (b) pode-se observar que tensão e corrente estão em fase e que a potência reativa que circula na fonte é próxima de zero. O sistema está operando com fator de potência unitário e a defasagem angular entre tensão e corrente cai de 40° para 2°, como mostra a Figura 5.22 (b).

A Figura 5.23 mostra o transitório de entrada do controle de potência reativa utilizando o FAS-estimador. É importante observar que apesar de o FCS-MPC utilizar um PI para controlar a tensão do barramento CC, a entrada do controle da corrente reativa pouco influencia nesta tensão, mostrando a capacidade do controle preditivo em desacoplar de maneira satisfatória o controle da potência ativa e reativa.

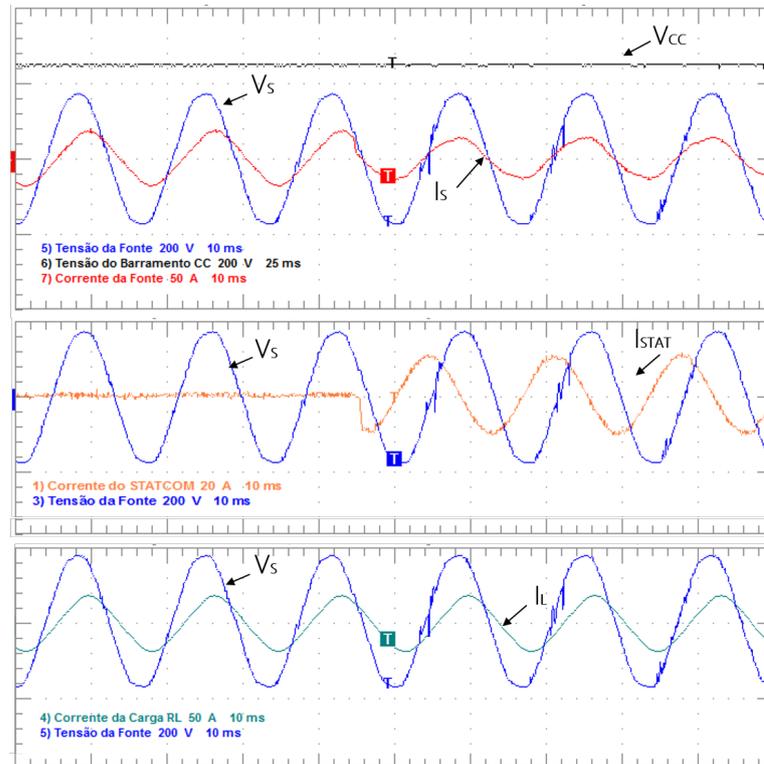


Figura 5.23: Transitório de Entrada do Controle de Compensação do Reativo - STATCOM.

Para validar a utilização do STATCOM para compensação dinâmica de reativo, a Figura 5.24 mostra as variáveis do sistema para um transitório de carga. Neste caso, a corrente da carga sobe de 11,7 A para 24,2 A, o que resulta em um aumento da corrente do STATCOM de 6,8 A para 14,5 A.

Como a resposta do FCS-MPC é muito rápida, a dinâmica da compensação do reativo fica limitada a resposta do FAS-estimador. Neste caso, o sistema leva um pouco menos de um ciclo da fundamental, aproximadamente 12ms, para entrar em regime permanente. Os resultados encontrados aqui são compatíveis com os apresentados na Figura 3.14 que mostram a dinâmica do algoritmo FAS-estimador.

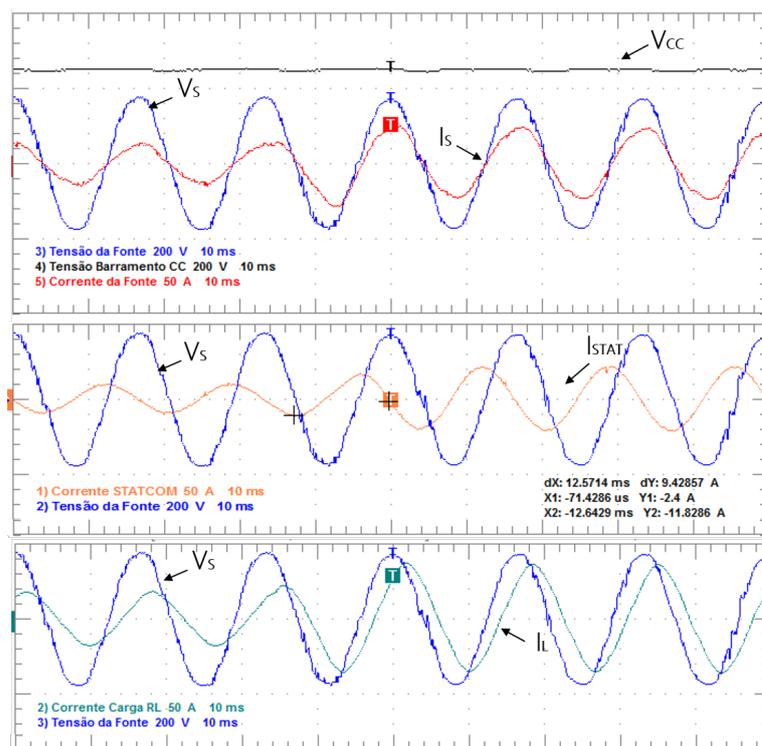


Figura 5.24: Degrau de Carga com Controle de Potência Reativa em Funcionamento.

6 | Aplicação FCS-MPC: Filtro Híbrido

Assim como o STATCOM, os filtros híbridos também são utilizados na compensação da potência reativa. Ao contrário dos compensadores estáticos, os filtros híbridos contam com a associação dos conversores com componentes passivos para reduzir o seu consumo de potência [102, 103]. Este capítulo propõe a utilização do algoritmo FCS-MPC para controlar a potência reativa fornecida pelo filtro ativo híbrido apresentado no Capítulo 2.

O filtro ativo híbrido, aqui chamado apenas de filtro híbrido, utiliza um banco de capacitores (passivo) em série com o conversor (ativo) [47], e o seu princípio de funcionamento para compensação de potência reativa foi descrito na seção 2.3.2, através de um circuito equivalente (Figura 2.12).

Entretanto, para que o conversor represente uma fonte de tensão senoidal como na Figura 6.1 (a), a tensão chaveada do inversor é filtrada por um filtro LCL, formado pela combinação de um filtro LC com a indutância do transformador, como na Figura 6.1 (b).

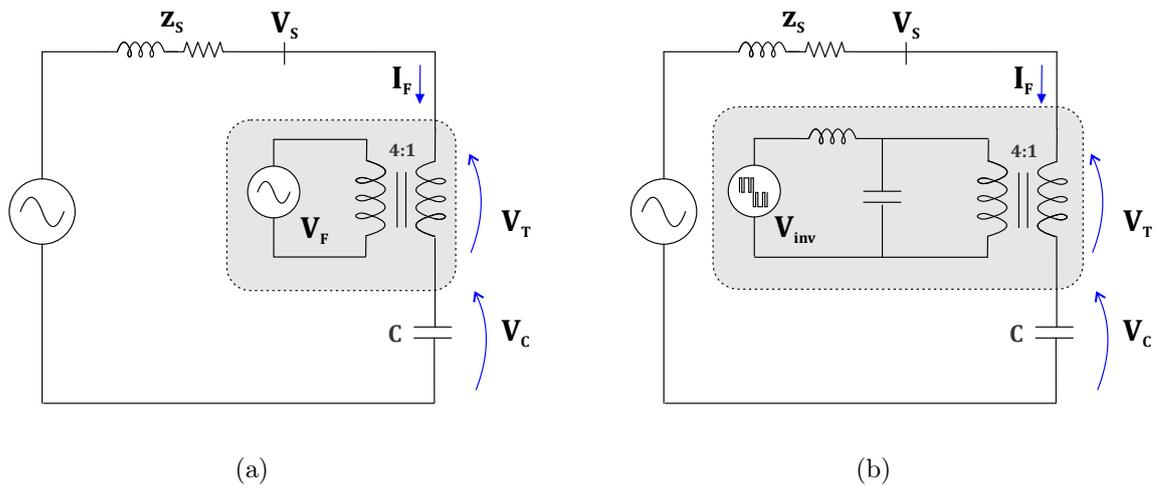


Figura 6.1: Circuito Equivalente Filtro Híbrido (a) Tensão Chaveada com Filtro LCL (b) Fonte Equivalente da Tensão Filtrada.

A utilização do FCS-MPC para o controle da corrente do filtro híbrido não é tão

simples quanto o controle do STATCOM. Isso porque, a aplicação deste algoritmo em conversores conectados à rede por filtros LCL necessita de algumas técnicas adicionais para implementação, descritas na seção 4.3.3.

Além disso, para o filtro híbrido, a tensão de saída do filtro LCL, V_t , não é a tensão do ponto de acoplamento comum do sistema. Neste caso, ao controlar o fluxo de potência reativa do conversor, por exemplo, não implica em controlar a potência reativa total entregue à fonte. A potência reativa entregue à fonte pelo filtro híbrido é uma combinação da parcela fornecida pelo conversor, com outra fornecida passivamente pelo banco de capacitores.

Desta forma, o controle efetivo da potência reativa entregue à fonte é obtido através da variação da tensão aplicada sobre o banco de capacitores (V_c). Por exemplo, se a tensão V_t for proporcional à tensão da fonte e com mesma fase, é possível reduzir a tensão aplicada aos terminais do banco de capacitor, e conseqüentemente a potência reativa/corrente fornecida por este. O contrário ocorre, se uma tensão com fase inversa for imposta pelo conversor, aumentando a potência reativa fornecida pelo banco. Logo, a tensão V_t varia em amplitude e fase de acordo com a corrente desejada no ramo do filtro híbrido, i_f .

Este capítulo visa explicar o algoritmo de controle proposto para a aplicação do controle preditivo baseado em modelo na topologia do filtro híbrido em questão. Como pré-requisito principal para a utilização do FCS-MPC, um modelo do sistema em variáveis de estado é apresentado. Além disso, devido à complexidade do controle direto da corrente, propõe-se a utilização de um controle multivariável similar ao apresentado em [44] para conversores conectados à rede com filtros LCL. Neste caso, a grande vantagem da utilização do FCS-MPC é a sua facilidade em lidar com situações multivariáveis e restrições, apenas modificando a função custo definida.

A seguir serão apresentadas as equações que determinam o modelo do sistema, a descrição da obtenção das referências de controle e a definição da função custo que otimiza a operação do equipamento para uma dada referência de controle.

6.1 Modelo Discreto do Filtro Híbrido

O maior desafio para implementação do FCS-MPC é a definição de um modelo que represente adequadamente a dinâmica do filtro híbrido. Basicamente, este equacionamento precisa relacionar a tensão de saída do inversor (V_{inv}) com a variável de controle, neste caso, a corrente do ramo híbrido (i_f).

Para tanto, o circuito da Figura 6.1 (b) pode ser expandido para representar matematicamente o filtro híbrido, da seguinte maneira:

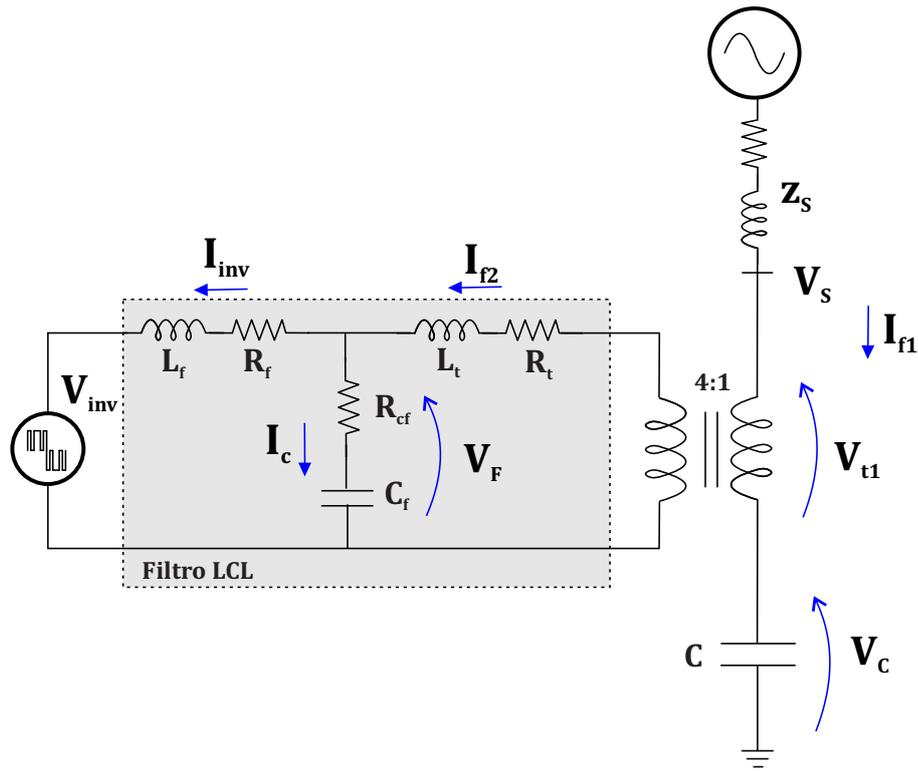


Figura 6.2: Circuito Equivalente Filtro Híbrido.

Na Figura 6.2, V_{inv} é a tensão aplicada pelo inversor e i_{inv} é a corrente que circula por ele. Para o filtro LCL, R_f e L_f são a resistência e a indutância do lado do inversor, C_f e R_{cf} são a capacitância e resistência paralela e R_t e L_t são a resistência e a indutância de curto-circuito do transformador. V_f e i_c são a tensão e a corrente do capacitor do filtro LCL e i_{f_2} é a corrente do filtro híbrido do lado de alta do transformador que coincide com a corrente de saída do filtro LCL. Neste circuito, as perdas de magnetização do transformador são desprezadas.

Do lado de baixa do transformador, i_{f_1} é a corrente do filtro híbrido, V_{t1} é a tensão do transformador, V_c é a tensão do banco de capacitores e V_s e z_s são a tensão e a impedância da rede no ponto de acoplamento.

Como o filtro híbrido possui um transformador abaixador com relação 440:127, o circuito pode ser representado por suas impedâncias e variáveis em p.u., para facilitar o equacionamento do modelo. A Figura 6.3 mostra o modelo do filtro híbrido nestas condições.

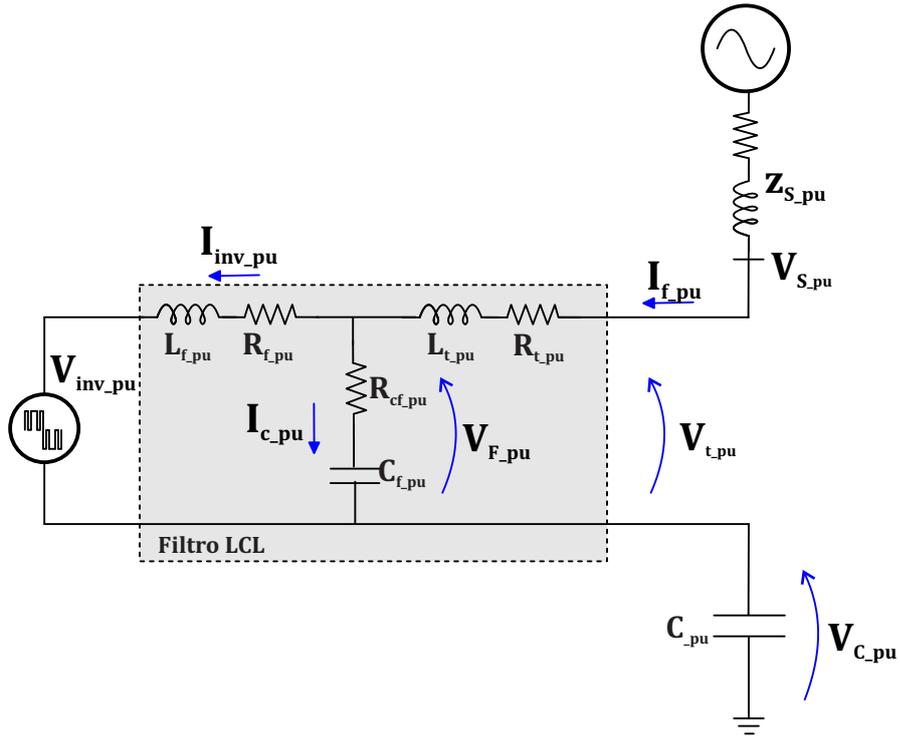


Figura 6.3: Circuito Equivalente Filtro Ativo Híbrido em p.u

Neste caso, $V_{inv_{pu}}$ e $i_{inv_{pu}}$ são a tensão aplicada pelo inversor e sua corrente em p.u.. Os parâmetros do filtro LCL em p.u. são: $R_{f_{pu}}$ e $L_{f_{pu}}$ - resistência e a indutância do lado do inversor; $C_{f_{pu}}$ e $R_{cf_{pu}}$ - capacitância e resistência paralela; $R_{t_{pu}}$ e $L_{t_{pu}}$ - resistência e a indutância de curto-circuito do transformador. $V_{f_{pu}}$ e $i_{c_{pu}}$ são a tensão e a corrente do capacitor do filtro LCL em p.u., $i_{f_{pu}}$ é a corrente do filtro híbrido em p.u, $V_{t_{pu}}$ é a tensão do transformador em p.u., $V_{c_{pu}}$ é a tensão do banco de capacitores em p.u e $V_{s_{pu}}$ é a tensão da rede no ponto de acoplamento em p.u..

Os parâmetros obtidos em p.u. consideram os valores nominais do transformador de acoplamento, ou seja, $S_{Base} = 7,5\text{kVA}$, $V_{Base1} = 127\text{V}$ e $V_{Base2} = 440\text{V}$.

De acordo com a Figura 6.3, o filtro híbrido pode ser modelado pelas seguintes equações:

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

$$V_{t_{pu}}(t) - V_{f_{pu}}(t) = L_{t_{pu}} \left[\frac{d}{dt} i_{f_{pu}}(t) \right] + R_{t_{pu}} [i_{f_{pu}}(t)] \quad (6.2)$$

$$V_{f_{pu}}(t) = R_{cf_{pu}} [i_{f_{pu}}(t) - i_{inv_{pu}}(t)] + \frac{1}{C_{f_{pu}}} \int [i_{f_{pu}}(t) - i_{inv_{pu}}(t)] dt \quad (6.3)$$

Para escrever esse sistema em espaço de estados é preciso que as equações estejam na seguinte forma:

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

Onde, $x(t)$ é um vetor com as variáveis de estado que descrevem o comportamento do sistema, $u(t)$ é um vetor com as variáveis de controle, \mathbf{A} é a matriz de estado, \mathbf{B} é a matriz de entrada.

Inicialmente, para representar o conjunto de equações que modelam o comportamento do filtro híbrido em espaço de estados, define-se como variáveis de estado: a corrente do inversor ($i_{inv_{pu}}$), a corrente do filtro híbrido ($i_{f_{pu}}$) e a tensão do capacitor do filtro LCL ($V_{f_{pu}}$); e utiliza-se como variáveis de controle: a tensão do inversor ($V_{inv_{pu}}$) e a tensão do transformador ($V_{t_{pu}}$).

Para seguir a formulação apresentada (6.4) as equações (6.1), (6.2), (6.3) são apresentadas em função da derivada das variáveis de estado, como:

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

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

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

Substituindo (6.5) e (6.6) em (6.7), esta equação pode ser reescrita da seguinte maneira:

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

A partir do conjunto de equações descrito acima, o filtro híbrido pode ser modelado no domínio do tempo em espaço de estados por:

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

onde,

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

$$\text{e } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{f_{pu}}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{t_{pu}}} \\ \frac{R_{c_{f_{pu}}}}{L_{f_{pu}}} & \frac{R_{c_{f_{pu}}}}{L_{t_{pu}}} \end{bmatrix}. \quad (6.10)$$

Discretização

Um sistema em espaço de estados discreto pode representado da seguinte maneira:

$$x(k+1) = \mathbf{A}_d x(k) + \mathbf{B}_d u(k) \quad (6.11)$$

onde, k é um múltiplo inteiro do período de amostragem ($t = kT_s$).

De acordo com [104], um sistema contínuo amostrado com uma frequência adequada pode ser discretizado a partir da seguinte aproximação:

$$\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T_s} \cong I + \frac{\mathbf{A}T_s}{1!} \quad (6.12)$$

$$\mathbf{B}_d \cong \mathbf{B}T_s \quad (6.13)$$

onde, \mathbf{A}_d é a matriz de estados discreta e \mathbf{B}_d é matriz de entrada discreta.

Desta forma, o sistema definido em (6.9) é representado discretamente pelas seguintes equações recursivas:

$$\begin{bmatrix} i_{inv_{pu}}(k+1) \\ i_{f_{pu}}(k+1) \\ V_{f_{pu}}(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_d \begin{bmatrix} i_{inv_{pu}}(k) \\ i_{f_{pu}}(k) \\ V_{f_{pu}}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_d \begin{bmatrix} V_{inv_{pu}}(k) \\ V_{t_{pu}}(k) \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

onde, $\mathbf{A}_d =$

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

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

A partir das equações acima, é possível observar que a corrente do filtro híbrido ($i_{f_{pu}}$) não possui uma relação direta com a tensão de controle do inversor ($V_{inv_{pu}}$), devido ao atraso inserido no sistema pelo capacitor do filtro LCL, dificultando a aplicação do FCS-MPC com horizonte de predição $N = 1$.

Em [44], diferentes abordagens para lidar com essa situação no FCS-MPC são apresentadas, incluindo com controle multivariável. Entretanto, quando o controle não é feito diretamente pela corrente de referência disponível ($i_{f_{pu}}^*$), os valores de referência das demais variáveis de estado, $V_{f_{pu}}^*$ e $i_{inv_{pu}}^*$, devem ser calculados a partir do modelo do filtro.

6.2 Obtenção das Referências de Controle

6.2.1 Obtenção da Corrente $i_{f_{pu}}^*$ de Referência

A função do FCS-MPC é garantir que a corrente do filtro híbrido siga uma dada referência que controla a potência ativa e reativa do equipamento.

O controle da potência ativa é feito através da referência da componente ativa da corrente do ramo do filtro (I_f^{d*}). Para tanto, utiliza-se um controlador PI que garante que a tensão do barramento CC do inversor se mantenha constante e as perdas de chaveamento sejam supridas.

Já a referência da parcela da corrente responsável pelo controle da potência reativa (I_f^{q*}), pode ser obtida de duas maneiras: a partir de uma referência externa, fornecida diretamente pelo usuário, ou através de uma referência dinâmica que acompanha as variações de potência reativa da carga.

Referência de Controle Fixa

Para avaliar a técnica de controle proposta, pode-se utilizar uma referência de controle externa, que não acompanha as variações de potência reativa da carga. Neste caso, o filtro híbrido irá fornecer uma quantidade de potência reativa preestabelecida.

Utilizando este tipo de referência, define-se um valor para a parcela reativa da corrente I_f^{q*} que pode ser alterado diretamente no DSP. O objetivo é testar a dinâmica do algoritmo FCS-MPC separadamente da carga, ou sem a existência dela. Para o FCS-MPC operando com referência de controle fixa, a corrente do filtro é dada por:

$$i_{f_{pu}}^* = I_f^{d*} \text{sen}(\omega t) + I_f^{q*} \text{cos}(\omega t) \quad (6.16)$$

Os valores do $\text{sen}(\omega t)$ e $\text{cos}(\omega t)$ são fornecidos pelo FAS-estimador de acordo com a Figura 3.7.

Referência de Controle Dinâmica

Para o controle com referência dinâmica, a parcela reativa da corrente do filtro híbrido acompanha as variações de potência da carga, buscando manter o fator de potência do sistema adequado.

Desta forma, é necessário um algoritmo capaz de obter a componente reativa fundamental da carga. Por razões já descritas anteriormente, no desenvolvimento deste trabalho, optou-se pelo uso do FAS-estimador para obter a parcela reativa fundamental da corrente da carga (I_{qL}) através de (3.40).

Portanto, a referência da potência reativa é tal que $I_f^{qL*} = I_{qL}$, o que resulta em:

$$i_{f_{pu}}^* = I_f^{d*} \text{sen}(\omega t) + I_f^{qL*} \text{cos}(\omega t) \quad (6.17)$$

Neste caso, I_{qL}^* acompanha as variações da carga, e os valores do $\text{sen}(\omega t)$ e $\text{cos}(\omega t)$ são fornecidos pelo FAS-estimador.

6.2.2 Obtenção da Tensão $V_{f_{pu}}^*$ de Referência

A tensão de referência $V_{f_{pu}}^*$ é calculada através da referência de corrente $i_{f_{pu}}^*$ e do modelo do sistema. Como a referência de corrente é na frequência fundamental, o cálculo da tensão será apresentado no sistema coordenadas dq , evitando resolver as equações no domínio do tempo.

A partir do circuito equivalente da Figura 6.3, pode-se obter a seguinte equação que relaciona a tensão $V_{f_{pu}}$, a corrente $i_{f_{pu}}$ e a tensão da fonte $V_{s_{pu}}$:

$$V_{s_{pu}}^{dq} - V_{f_{pu}}^{dq} = (R_{pu} + j X_{pu}) I_{f_{pu}}^{dq} \quad (6.18)$$

onde,

$$R_{pu} = R_{t_{pu}} + R_{c_{pu}} \quad (6.19)$$

$$X_{pu} = X_{t_{pu}} - X_{c_{pu}} \quad (6.20)$$

De forma que, $X_{t_{pu}}$, $R_{t_{pu}}$ são a reatância indutiva e a resistência do transformador e $X_{c_{pu}}$, $R_{c_{pu}}$ são a reatância capacitiva e a resistência do banco de capacitores. Aqui, optou-se por equacionar o sistema utilizando a tensão da fonte devido as suas características de estabilidade.

Logo, para obter a referência de tensão $V_{f_{pu}}^*$, é preciso substituir em (6.18) a corrente $I_{f_{pu}}^{dq}$ pelas referências de corrente $I_{f_{pu}}^{dq*}$ obtidas na sessão anterior, o que resulta na seguinte matriz:

$$\begin{bmatrix} V_{f_{pu}}^{d*} \\ V_{f_{pu}}^{q*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s_{pu}}^d \\ V_{s_{pu}}^q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -R_{pu} & X_{pu} \\ -X_{pu} & -R_{pu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{f_{pu}}^{d*} \\ I_{f_{pu}}^{q*} \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

Observe em (6.21) que para realizar o cálculo da referência de tensão é preciso obter os valores de $V_{s_{pu}}^d$ e $V_{s_{pu}}^q$ na frequência fundamental. A primeira opção para calcular esses valores no sistema de coordenadas dq é aplicar a Transformada Síncrona no sinal medido da tensão da rede. Entretanto, o Capítulo 3 apresenta uma analogia entre duas estruturas de Filtros Adaptativos (FAS-LMS e FAS-estimador) e a Referência Síncrona. Os resultados mostram que o FAS-LMS é um algoritmo simples e que possui tempo de processamento baixo. Como a tensão da fonte não apresenta transitórios muito bruscos, a resposta dinâmica do algoritmo em questão, praticamente não irá influir no cálculo da tensão de referência, optando-se pela aplicação desse algoritmo.

O FAS-LMS é então aplicado à tensão da fonte resultando nas seguintes equações:

$$V_{s1_{pu}}(k) = w_{1V_s} \text{sen}(\omega t) + w_{2V_s} \text{cos}(\omega t) \quad (6.22)$$

$$e(k) = V_{s_{pu}} - V_{s1_{pu}} \quad (6.23)$$

$$w_{1V_s} = w_{1V_s} + \mu e(k) \text{sen}(\omega t) \quad (6.24)$$

$$w_{2V_s} = w_{2V_s} + \mu e(k) \text{cos}(\omega t) \quad (6.25)$$

Onde, $V_{s1_{pu}}(k)$ é a tensão fundamental estimada pelo FAS-LMS, $e(k)$ é o erro entre a tensão fundamental estimada e a tensão real do sistema. Esse erro é utilizado para ajustar os coeficientes do filtro (w_{1V_s} e w_{2V_s}) a partir de um algoritmo de adaptação. Utilizando a analogia apresenta em (3.16) e (3.17), a tensão $V_{s_{pu}}^{dq}$ pode ser representada por:

$$V_{s_{pu}}^d = w_{1V_s} \quad (6.26)$$

$$V_{s_{pu}}^q = w_{2V_s} \quad (6.27)$$

Desta forma, a tensão $V_{f_{pu}}^{dq*}$ é calculada a partir da referência de corrente $i_{f_{pu}}^{dq*}$, e da obtenção da tensão $V_{s_{pu}}^{dq*}$ utilizando filtros adaptativos. A tensão de referência no domínio do tempo é dada por:

$$V_{f_{pu}}^* = V_f^{d*} \text{sen}(\omega t) + V_f^{q*} \text{cos}(\omega t) \quad (6.28)$$

A tensão $V_{f_{pu}}^*$ será utilizado no FCS-MPC como referência de controle.

6.2.3 Obtenção da Corrente $i_{inv_{pu}}^*$ de Referência

A última etapa de obtenção das referências de controle é o cálculo da referência da corrente que circula no inversor. Essa corrente é fácil de ser controlada, pois possui relação direta com a tensão de controle $V_{inv_{pu}}$.

Da mesma forma que para a tensão $V_{f_{pu}}^*$, o cálculo de $i_{inv_{pu}}^*$ será feito no sistema de coordenadas dq . A resistência série do capacitor do filtro LCL é desprezada por ser muito menor que a reatância capacitiva na frequência fundamental, resultando na seguinte equação:

$$V_{f_{pu}}^{dq} = -j(X_{cf_{pu}})(I_{f_{pu}}^{dq} - I_{inv_{pu}}^{dq}) \quad (6.29)$$

Para o cálculo da corrente $I_{inv_{pu}}^{dq*}$, basta substituir os valores obtidos nas sessões anteriores de $V_{f_{pu}}^{dq*}$ e $I_{f_{pu}}^{dq*}$ em (6.29), resultando em:

$$\begin{bmatrix} I_{inv_{pu}}^d \\ I_{inv_{pu}}^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{f_{pu}}^d \\ I_{f_{pu}}^q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{X_{cf_{pu}}} \\ -\frac{1}{X_{cf_{pu}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{f_{pu}}^q \\ V_{f_{pu}}^d \end{bmatrix} \quad (6.30)$$

No domínio do tempo, a corrente $i_{inv_{pu}}^*$ é dada por:

$$i_{inv_{pu}}^* = I_{inv_{pu}}^{d*} \text{sen}(\omega t) + I_{inv_{pu}}^{q*} \text{cos}(\omega t) \quad (6.31)$$

Essa corrente também será utilizado no FCS-MPC como referência de controle.

6.3 Amortecimento da Ressonância

Quando um conversor é conectado ao sistema por filtros LCL, frequências de ressonância são induzidas na planta. Para avaliar essas frequências e o efeito da ressonância, o Diagrama de Bode baseado nas equações do filtro LCL apresentadas na sessão 6.1 é apresentado na Figura 6.4.

De acordo com o Diagrama de Bode, duas frequências de ressonância podem ser identificadas [44]:

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_f + L_t}{C_f L_f L_t}} \quad (6.32)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_f L_t}} \quad (6.33)$$

O projeto do filtro LCL da saída do inversor é fundamental para evitar os efeitos da ressonância. Alguns trabalhos, como [89] e [105], já trazem uma metodologia padronizada para o projeto destes filtros levando em consideração a frequência de chaveamento do inversor. Entretanto, no controle FCS-MPC a frequência de chaveamento é variável, e é difícil definir previamente uma frequência de chaveamento média, uma vez que esta depende do ponto de operação e do próprio modelo do sistema.

Para este trabalho, a escolha do filtro LCL foi feita empiricamente adaptando alguns conceitos apresentados em [105] e os valores disponíveis de indutâncias. Foram realizados testes em simulações e no protótipo do filtro híbrido, e sua resposta para diferentes pontos de operação foi avaliada.

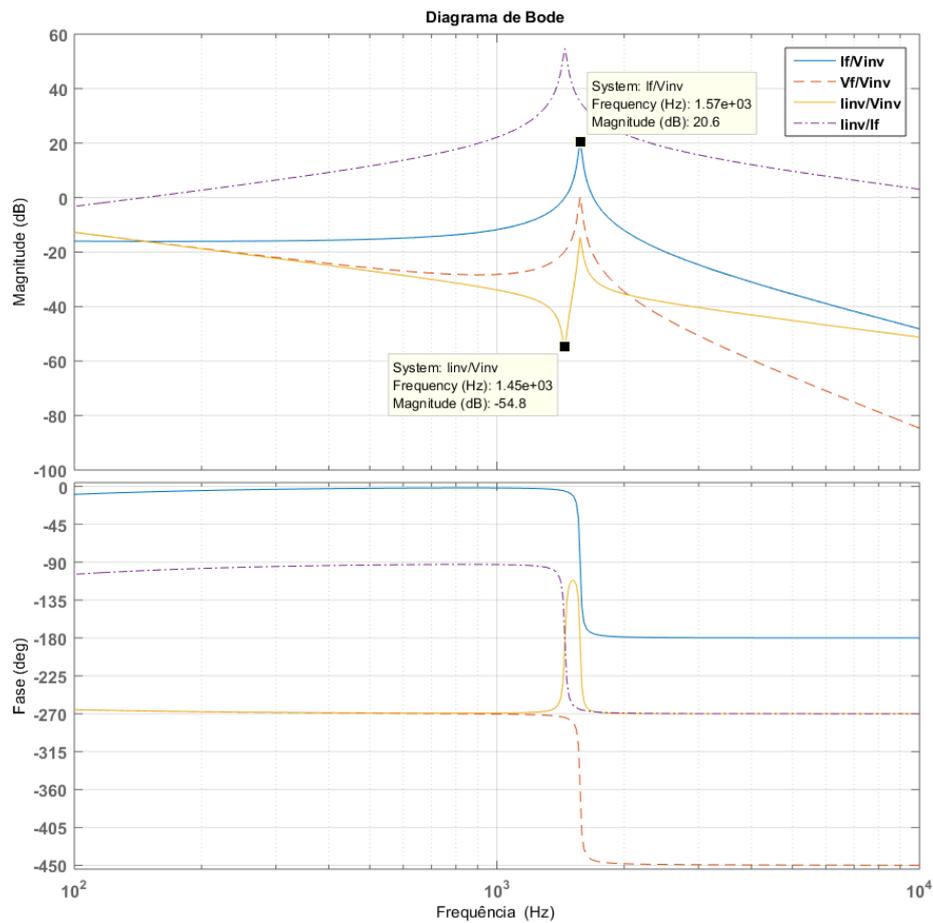


Figura 6.4: Diagrama de Bode Filtro LCL.

Os valores obtidos para o filtro projetado são apresentados na Tabela 6.1:

Tabela 6.1: Parâmetros - Filtro LCL.

L_f	R_f	L_t	R_t	C_f	R_{cf}	f_{r1}	f_{r2}
5,84 mH	0,2 Ω	1,06 mH	0,17 Ω	11,4 μF	1 Ω	1574 Hz	1448 Hz

Pelo Diagrama de Bode da Figura 6.4, é possível observar que a frequência f_{r2} é a frequência na qual ocorre a ressonância entre a corrente do inversor e a corrente do filtro híbrido. Como o FCS-MPC produz uma frequência de chaveamento variável, se algum estado de chaveamento introduzir esta frequência na corrente do inversor, a mesma será significativamente amplificada na corrente do filtro híbrido.

Por este motivo, técnicas de amortecimento de ressonância são fundamentais para utilização deste algoritmo. O uso de resistores para o amortecimento passivo, como os

mostrados na Figura 6.5, é uma maneira direta e efetiva de reduzir os efeitos da ressonância. Entretanto, a inserção de elementos passivos no circuito não é muito eficiente e introduz perdas de potência significativas.

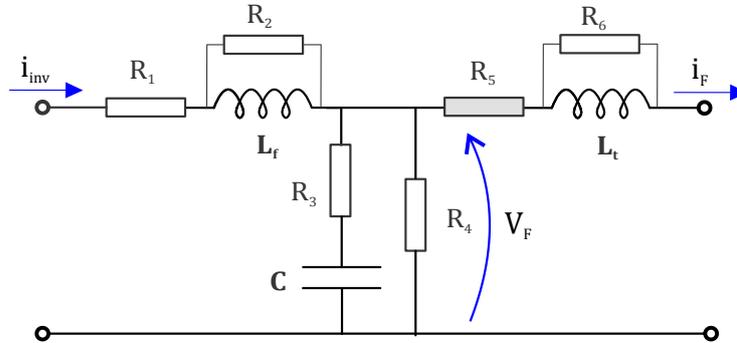


Figura 6.5: Possíveis Localidades para Inserção de Resistores para Amortecimento da Ressonância.

Ao invés de usar resistores, em [91] e [106], são utilizadas técnicas de amortecimento ativo, baseadas na inserção de resistores virtuais (R_v). Os resistores virtuais emulam a existência de resistores físicos adicionando componentes para amortecimento da ressonância nas referências de controle.

Um filtro LCL que inclui uma resistência de amortecimento como R_5 em série com a indutância de saída pode ser representado pelo seguinte diagrama no domínio s .

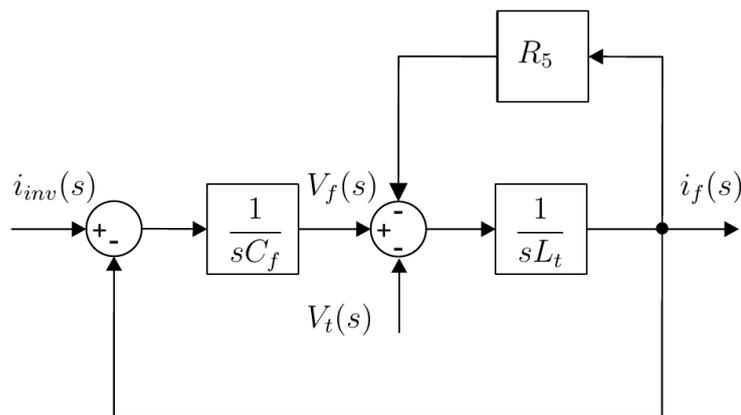


Figura 6.6: Representação em Diagrama de Blocos da Inserção de um Resistor em Série com a Indutância de Saída do Filtro LCL.

Para implementação desta resistência virtual, basta adicionar um termo $R_5 i_f$ na referência de tensão do filtro LCL. Para tanto, utiliza-se um filtro para retirar a componente

fundamental da corrente i_f , e utilizar apenas as frequências harmônicas (i_{fh}) evitando as perdas na frequência fundamental.

O uso da resistência em série com o indutor de saída do filtro LCL é particularmente interessante quando deseja-se evitar correntes harmônicas devido às distorções da tensão da fonte. A circulação destas correntes harmônicas ocorre quando a referência de controle V_f^* é puramente senoidal e não possui os mesmos harmônicos da tensão da fonte. Então, torna-se visível que os harmônicos da corrente irão diminuir se a referência de tensão V_f^* também possuir esse harmônicos.

O conceito de resistência virtual para bloquear a circulação de harmônicos vindos da fonte já foi bastante explorado na literatura [10, 43, 47], onde são apresentadas as formulações completas. Desta forma, a ressonância e os efeitos da distorção harmônica da fonte podem ser amenizadas no FCS-MPC se um resistor virtual (R_v) for adicionado em série com a indutância de saída. O diagrama de blocos da implementação da técnica de amortecimento ativo é mostrado na Figura 6.7.

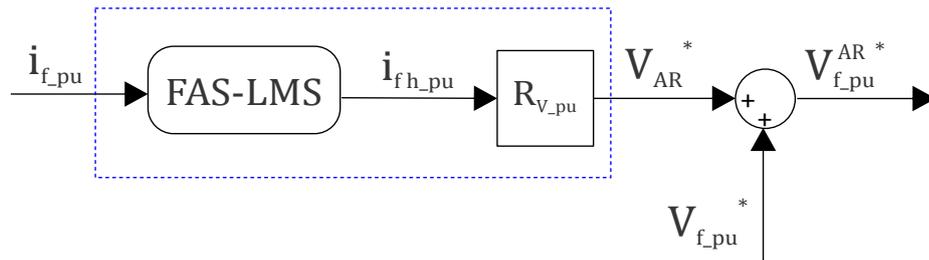


Figura 6.7: Diagrama de Blocos Técnica de Amortecimento da Ressonância Baseada em Resistor Virtual.

Aqui, o algoritmo FAS-LMS, descrito no Capítulo 3, é utilizado para obtenção da componente harmônica da corrente do ramo do filtro híbrido (i_{fpuh}). Então, uma tensão utilizada para amortecimento da ressonância e bloqueio harmônico ($V_{AR}^* = R_{V_{pu}} i_{fpuh}$) é somada à tensão de referência (V_{fpu}) obtida na sessão 6.2.2.

6.4 Definição da Função Custo

A base para o correto funcionamento do controle preditivo é a definição adequada da função custo. A escolha da função custo determina as variáveis do sistema que serão controladas, e o estado de chaveamento que minimiza a função é escolhido como ação de controle.

O controle direto da corrente para conversores conectados à rede por filtros L é simples e por esse motivo vem sendo muito utilizado nas aplicações de eletrônica de potência. Entretanto, o controle de conversores que possuem filtro de saída LCL, já não é tão simples, devido principalmente as razões apresentadas na análise de estabilidade e amortecimento de ressonância.

Para solucionar estas questões, no Capítulo 4, foram apresentadas diferentes abordagens para o controle de conversores com filtros LCL [44]. Basicamente, foram apresentadas as seguintes opções controle:

1. Controle da Corrente do Inversor (i_{inv})

O controle da corrente do inversor, i_{inv} , é o mais simples entre todos e garante a estabilidade do sistema. Entretanto, deve ser acrescentado um termo adicional na corrente de referência para compensar a potência reativa consumida pelo capacitor do filtro LCL. Uma das desvantagens da sua aplicação é que mesmo com técnicas de amortecimento da ressonância, as distorções na corrente na rede ainda são significativas.

2. Controle da Corrente do Filtro Híbrido (i_f)

A estratégia para o controle direto da corrente do filtro híbrido, i_f , exige utilização de horizontes de predição maiores, devido ao fato de a equação de predição para $i_f(k+2)$ não estar diretamente relacionada à tensão do inversor que será aplicada no próximo instante de chaveamento $V_{inv}(k+1)$, como mostram as equações (6.14) e (6.15). Neste caso, para utilizar o FCS-MPC é preciso avaliar o efeito do estado de chaveamento na equação da corrente do inversor i_{inv} , no instante $k+2$ por exemplo, e estender o resultado para a corrente i_f no instante seguinte, $k+3$. Essa técnica é descrita na literatura como “*controlar e estender*” (*Control and Extend*). Uma das vantagens desse método é que ao avaliar os padrões de chaveamento para horizontes de predição mais longos, os chaveamentos que excitam a ressonância e levam o algoritmo à instabilidade são descartados. Desta forma, para horizontes de predição mais longos é possível antecipar as trajetórias que excitam a ressonância e não utilizá-las. Já o FCS-MPC com pequenos horizontes de predição não pode avaliar esse efeito de maneira apropriada, o que em alguns casos leva o sistema à instabilidade.

3. Controle Multivariável: Tensão do Filtro LCL (V_f) e Corrente do Inversor (i_{inv})

O FCS-MPC permite a implementação de controle multivariável apenas modificando

a sua função custo. Desta forma, é possível controlar a tensão V_f e a corrente i_{inv} para garantir que ambas sigam suas referências de controle. Neste caso, como duas das três variáveis de estado do sistema estão sendo controladas, é mais fácil evitar o efeito da ressonância e circulação de harmônicos devido à distorção da tensão da fonte. O controle da corrente i_{inv} , diretamente relacionado com a tensão do inversor V_{inv} , garante a estabilidade do sistema. Já o controle da tensão V_f permite a implementação de técnicas de amortecimento ativo de ressonância como as descritas na sessão 6.3. A principal desvantagem é que as referências de controle precisam ser calculadas a partir do modelo do sistema e da corrente i_f^* . Desta forma, erros nos parâmetros do modelo podem causar desvios nas referências de controle e consequentemente na corrente do filtro híbrido.

4. Controle Multivariável: Tensão do Filtro LCL (V_f) e Corrente do Filtro Híbrido (i_f)

O controle da tensão V_f simultaneamente com a corrente i_f , também melhora as características de estabilidade se comparado com o controle apenas da corrente i_f , já que duas variáveis de estado estão sendo controladas e as técnicas de amortecimento da ressonância podem ser aplicadas na referência da tensão V_f^* . Entretanto, o controle ainda não pode ser implementado para o horizonte de predição $N=2$, já que a corrente i_f não está diretamente relacionada à tensão de controle V_{inv} . O que faz necessária a implementação da técnica de *controlar e estender* apresentada no item 2, aumentando significativamente o tempo de processamento do algoritmo.

No desenvolvimento deste trabalho, cada uma destas técnicas foi avaliada em simulação e no protótipo do filtro híbrido. Entretanto, uma diferença significativa de resultados é encontrada quando o controle é feito a partir da corrente i_{inv} ou da corrente i_f . Isso se deve as diferenças de topologia de um conversor conectado à rede por um filtro LCL e o filtro híbrido.

Para o filtro híbrido, a tensão de saída do filtro LCL não é a tensão do ponto de acoplamento. Essa tensão muda de amplitude e fase, de acordo com a potência reativa requerida pelo sistema. Então, pode-se dizer que esta tensão flutua entre a tensão da fonte e a tensão do capacitor de acordo com o ponto de operação do sistema.

Ao utilizar o FCS-MPC com uma função custo com referência na corrente do inversor ou na corrente do ramo do filtro híbrido, o controle irá garantir apenas que a corrente siga a referência fornecida independente do valor da tensão. Desta forma, como a tensão de saída do filtro (V_f) é calculada pela integral da corrente, (6.14), quando o sistema apresenta um transitório, e este não acontece exatamente no zero da tensão do capacitor,

essa tensão irá apresentar um valor médio. Esse resultado é apresentado preliminarmente na Figura 6.8, apenas para justificar a necessidade de inclusão da tensão do filtro V_f na função custo.

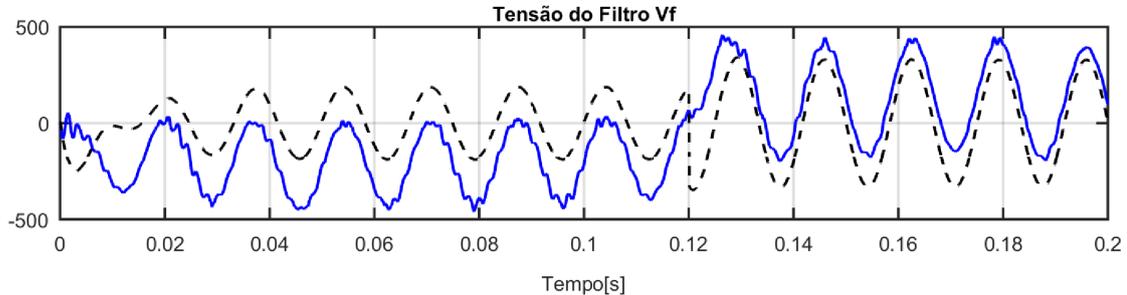


Figura 6.8: Tensão do Capacitor do Filtro LCL: FCS-MPC com Referência de Controle na Corrente.

Desta forma, aplicação do FCS-MPC no filtro híbrido obrigatoriamente deverá incluir em suas variáveis de controle a tensão V_f , para garantir que esta siga a referência de controle e não possua nível médio. Esse resultado foi obtido tanto para referência de controle da corrente i_{inv} , quanto para o controle da corrente i_f . A implementação prática deste controle, levou o transformador à saturação e o controle à instabilidade.

As duas propostas de controle multivariável que utilizam a tensão V_f foram testadas e os melhores resultados foram obtidos para o controle: tensão do filtro LCL (V_f) e corrente do inversor (i_{inv}).

Desta forma, a função custo utilizada no algoritmo de controle do filtro híbrido é dada por:

$$J = K_{inv} |i_{inv_{pu}}^* - i_{inv_{pu}}^P| + K_v |V_{f_{pu}}^* - V_{f_{pu}}^P| \quad (6.34)$$

onde, K_{inv} e K_v são os ganhos da função custo que definem a prioridade de controle do sistema. Em (6.34) não é preciso normalizar as variáveis, uma vez que, o sistema está sendo representado em p.u.. Caso contrário, os ganhos K_{inv} e K_v devem levar em consideração a diferença de amplitude entre as variáveis.

6.5 Limites de Operação do Equipamento

Os limites de operação do equipamento são definidos pela relação entre a tensão do barramento CC e a relação de transformação do transformador de acoplamento.

No protótipo do filtro híbrido, o transformador de acoplamento utilizado é de 440:127V, sendo que o conversor está ligado no lado de alta e o banco de capacitores está ligado no

lado de baixa. A tensão do barramento CC é ajustada para $V_{cc} = 440V$, de forma que $V_{cc_{pu}} = 1$ p.u.. Isso quer dizer que a tensão *rms* máxima que pode ser alcançada em p.u. pelo conversor desconsiderando todas as perdas é de $1/\sqrt{2} = 0,707$.

De acordo com os equacionamentos do filtro, apresentados no Capítulo 2, a potência do banco de capacitores pode ser calculada da seguinte maneira:

$$Q_{hf} = \frac{(1 - \beta) V_S^2}{(X_L - X_C)} \begin{cases} \text{Se } \beta = 0 & \rightarrow Q_{hf} = Q_{hfN} \\ \text{Se } \beta = 0,7 & \rightarrow Q_{hf} = 0,3 Q_{hfN} \\ \text{Se } \beta = -0,7 & \rightarrow Q_{hf} = 1,7 Q_{hfN} \end{cases} \quad (6.35)$$

onde, Q_{hf} é a potência reativa do filtro híbrido e Q_{hfN} é potência reativa nominal do banco de capacitores. Assim, a potência do filtro híbrido pode ser controlada de forma que os limites $0,3 Q_{hfN} < Q_{hf} < 1,7 Q_{hfN}$ sejam respeitados.

Para garantir que o equipamento funcione na faixa de operação desejada, no controle FCS-MPC é possível incluir uma restrição na função custo, que tem um papel muito semelhante à implementação de algoritmos anti-windup comumente utilizados em controladores lineares [28, 77]. Para alcançar esse objetivo basta inserir um termo não linear (K_{lim}) na função custo.

$$J = K_{inv} |i_{inv_{pu}}^* - i_{inv_{pu}}^P| + K_v |V_{f_{pu}}^* - V_{f_{pu}}^P| + K_{lim} \quad (6.36)$$

Esse termo só é ativado quando o valor previsto de uma dada variável de controle excede os limites do equipamento, de acordo com a equação a seguir.

$$K_{lim} = \begin{cases} \infty & \text{Se } -440 > (V_{f_{pu}}^P * V_{Base2}) > 440 \\ 0 & \text{Se } -440 < (V_{f_{pu}}^P * V_{Base2}) < 440 \end{cases} \quad (6.37)$$

Desta forma, quando o valor de $V_{f_{pu}}^P$ exceder os limites definidos por K_{lim} , um valor ∞ será acrescido à função custo, evitando que o controle FCS-MPC escolha este estado de chaveamento.

Ainda assim, nada garante que o sistema opere em uma condição, na qual todos os estados de chaveamento ativem o K_{lim} , e o controle FCS-MPC opere em condições inadequadas. Por este motivo, neste trabalho também foram inseridos limites mínimos e máximos para a referência de controle da corrente I_f^{q*} .

6.6 Descrição da Estratégia de Controle

O diagrama de blocos da Figura 6.9 abaixo, resume a estratégia de controle utilizando o FCS-MPC para o filtro híbrido.

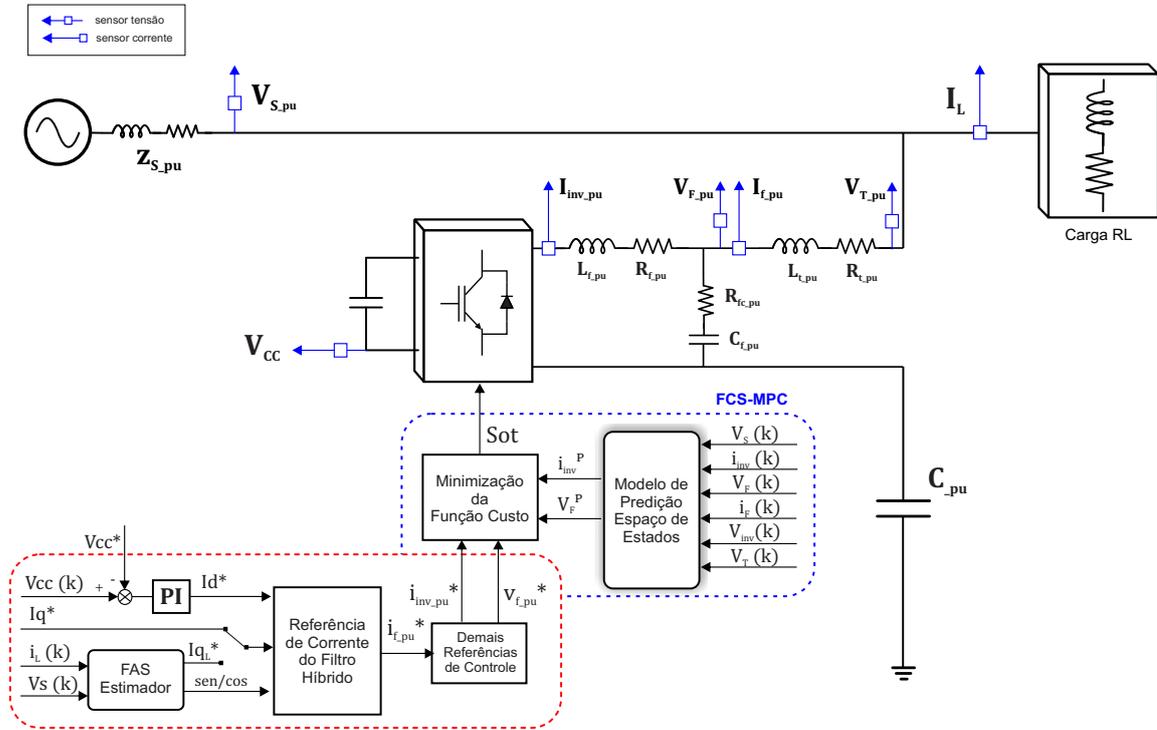


Figura 6.9: Diagrama de Bloco Estratégia de Controle FCS-MPC filtro híbrido.

Para atualizar os valores das variáveis de estado, são utilizados três sensores de tensão para medir V_{cc} , V_s e V_f , e três sensores de corrente para medir i_{inv} , i_f e i_L . Em seguida, esses valores são passados para p.u., utilizando como S_{Base} a potência do transformador de acoplamento do filtro híbrido.

O conversor utilizado é uma ponte H que possui a mesma topologia apresentada na Figura 5.1. Logo, utiliza-se a mesma definição dos estados de chaveamento apresentada na Tabela 4.1.

O sistema de equações apresentado em (6.14) é utilizado para prever os valores $i_{inv,pu}^P$ e $V_{f,pu}^P$, e o horizonte de predição $N = 2$ é utilizado na função custo, visando compensar o atraso causado pelo tempo de processamento.

A aplicação do FCS-MPC no controle da corrente do filtro híbrido, é descrita pelas seguintes etapas:

1. Medir os estados do sistema (V_f , i_{inv} e i_f), as entradas (V_s , V_t , V_{inv}) e a tensão do barramento CC (V_{cc});
2. Aplicar o estado de chaveamento ótimo S_{ot} , calculado no período de amostragem anterior;
3. Transformar os valores medidos para p.u.;
4. Se a referência de controle for fixa:
 - 4.1. Definir I_f^{q*} ;
5. Se a referência de controle for dinâmica:
 - 5.1. Medir a corrente da carga (I_L);
 - 5.2. Calcular a parcela reativa da corrente da carga I_f^{qL*} com o FAS-estimador;
6. Calcular as referências de controle i_{fpu}^* , V_{Fpu}^* e i_{invpu}^* a partir de (6.17), (6.28) e (6.31) respectivamente;
7. Implementar a técnica de amortecimento da ressonância;
8. Estimar os estados do sistema para $(k + 1)$ a partir de (6.14) para compensar o atraso devido ao tempo de processamento;
9. Prever os estados do sistema para $(k + 2)$ para os possíveis estados de chaveamento definidos na Tabela 4.1;
10. Decidir através da função custo de (6.34) qual é a tensão ótima que deve ser aplicada no próximo intervalo de chaveamento.

O algoritmo para implementação do FCS-MPC para o filtro híbrido é apresentado no fluxograma da Figura 6.10.

6.7 Resultados de Simulação

Para testar o funcionamento da estratégia de controle utilizando o FCS-MPC, foi feita uma simulação utilizando o software Matlab/Simulink e os diagramas de simulação e controle estão apresentados no Apêndice A nas Figuras A.8 e A.9.

O sistema é monofásico, com tensão 127V/60Hz. Os parâmetros utilizados para simular o filtro híbrido e o FCS-MPC estão mostrados na Tabela 6.2. Os resultados de simulação para o controle da corrente do filtro híbrido com referência fixa e dinâmica são mostrados a seguir.

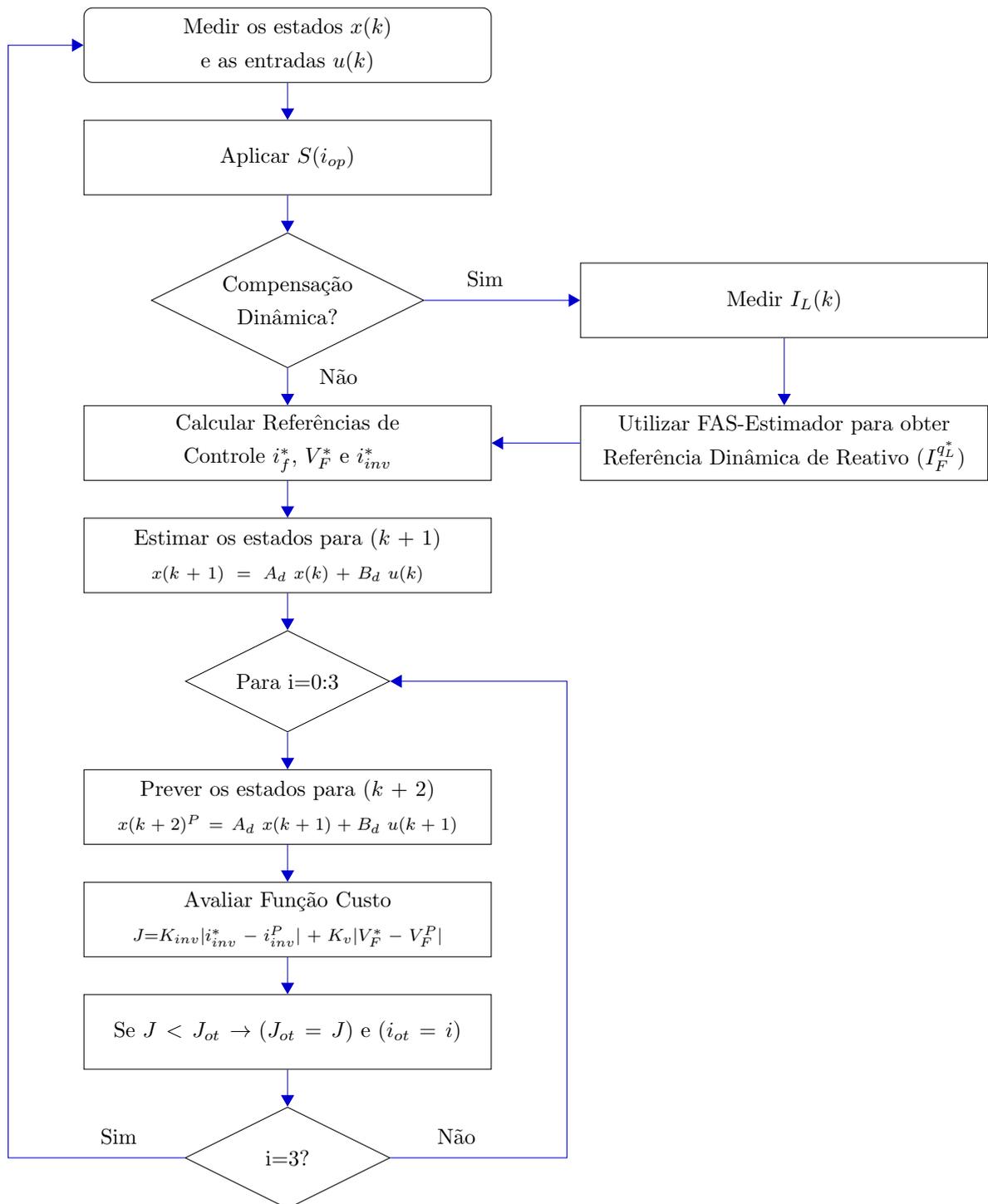


Figura 6.10: Fluxograma do Algoritmo FCS-MPC para Filtro Híbrido.

Tabela 6.2: Parâmetros Simulação - Filtro Híbrido com Controle FCS-MPC.

Elementos Passivos Filtro Híbrido	
Filtro LCL	$L_f = 5,84 \text{ mH}; R_f = 0,2\Omega; C_f = 11,4\mu\text{F};$ $R_{cf} = 1\Omega; R_{t2} = 0,17\Omega; L_{t2} = 1,064 \text{ mH}$
Transformador	$S = 7,5 \text{ kVA}, (440 : 127\text{V})$
Capacitor Filtro Híbrido	$C = 274 \mu\text{F}$
Conversor Eletrônico - Ponte H	
Barramento CC	$V_{cc} = 440 \text{ V}$ e $C_{cc} = 7050 \mu\text{F}$
Controle	
Ganhos PI	$k_p = 0,00025$ e $k_i = 0,0025$
FAS-LMS	$\mu = 0,0055$
FCS-MPC	$K_{inv} = 1$ e $K_v = 80; R_V = 4\Omega$
f_s	40080 Hz
FAS-estimador	$\zeta = 0,9$ e $\gamma = 1$

6.7.1 Referência de Controle Fixa

Inicialmente, o FCS-MPC foi testado com a referência de controle fixa, visando avaliar a capacidade do algoritmo em seguir as referências de controle.

A Figura 6.11 mostra as variáveis de estado do FCS-MPC para uma referência de corrente do filtro híbrido $I_f^{q*} = 9\text{A}$. Os resultados mostram a capacidade de controle multivariável do algoritmo FCS-MPC. A referência i_f^* controla a potência ativa e reativa do filtro híbrido. Essa referência não é utilizada diretamente na função custo, mas define as referências V_f^* e i_{inv}^* .

Para os resultados da Figura 6.11, a função custo priorizou o controle da tensão V_f ao utilizar um ganho $K_v = 80$. Esse ganho foi escolhido empiricamente, e foi o menor ganho necessário para garantir que não exista componente contínua na tensão e V_f e o amortecimento da ressonância seja adequado. Quanto maior o ganho K_v , mais a função custo força o sistema a seguir a referência tensão, eliminando o valor médio associado e aumentando a prioridade do amortecimento da ressonância. A corrente i_{inv} foi utilizada na função custo para garantir a estabilidade do sistema. A resistência virtual $R_V = 4\Omega$ utilizada para o amortecimento da ressonância foi escolhida heurísticamente para garantir um THD para a corrente menor do 5% com o ganho $K_v = 80$. O passo de adaptação $\mu = 0,0055$ foi utilizado para obtenção da corrente harmônica $i_{f_{h_{pu}}}$ utilizada no amortecimento

da ressonância e para obtenção da tensão V_{spu}^{dq*} .

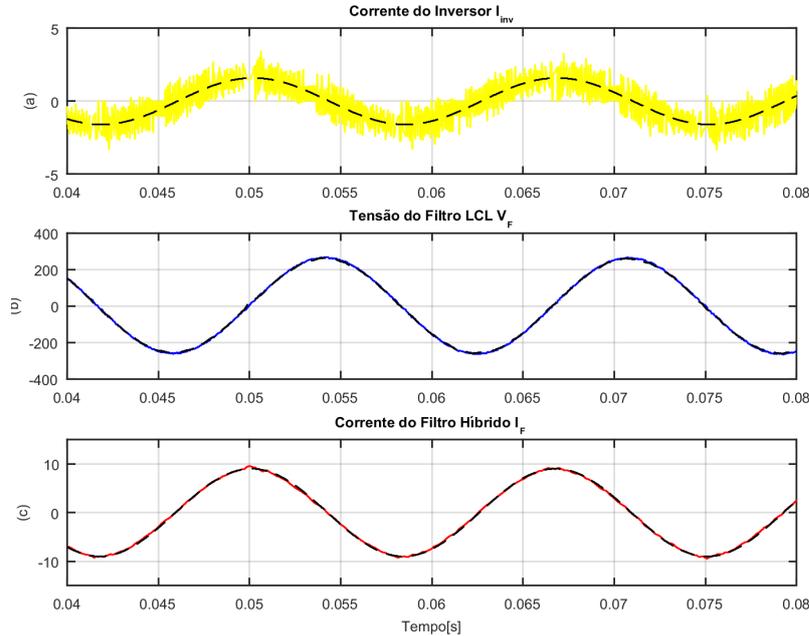


Figura 6.11: Resultados Simulação - Variáveis de Estado com Referência de Controle Fixo (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_F e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f ; e suas Referências de Controle (tracejado).

A Figura 6.12 mostra um transitório na referência da corrente do filtro híbrido I_f^{q*} de $9 \rightarrow 22$ A. Como o controle prioriza a tensão V_f , a sua resposta é praticamente instantânea ao degrau de referência. Uma mudança brusca nesta tensão excita a ressonância do filtro LCL refletindo nos controles das correntes i_{inv} e i_f . O transitório destas duas variáveis se torna um pouco mais lento devido à atuação do algoritmo de amortecimento da ressonância.

É importante observar na topologia do filtro híbrido, que a tensão V_f está diretamente relacionada com a tensão do banco de capacitores. Ao aplicar um degrau na tensão do banco, a corrente do mesmo reage de acordo com a sua derivada (dv/dt), o que resulta em picos de corrente na i_f .

Logo, o controle do filtro híbrido deve evitar degraus de referência, principalmente próximos aos picos da tensão onde o dv/dt é maior. Ao aumentar o valor do resistor virtual, R_V , utilizado no amortecimento da ressonância, também consegue-se uma limitação do pico desta corrente. Entretanto, quanto maior o ganho R_V , mais lento é o transitório do FCS-MPC, pois o algoritmo fica influenciado pela dinâmica do FAS-LMS.

Desta forma, os ganhos K_{inv} , K_v e R_V foram escolhidos para obter uma boa resposta em regime permanente, tentando minimizar a influência na resposta transitória.

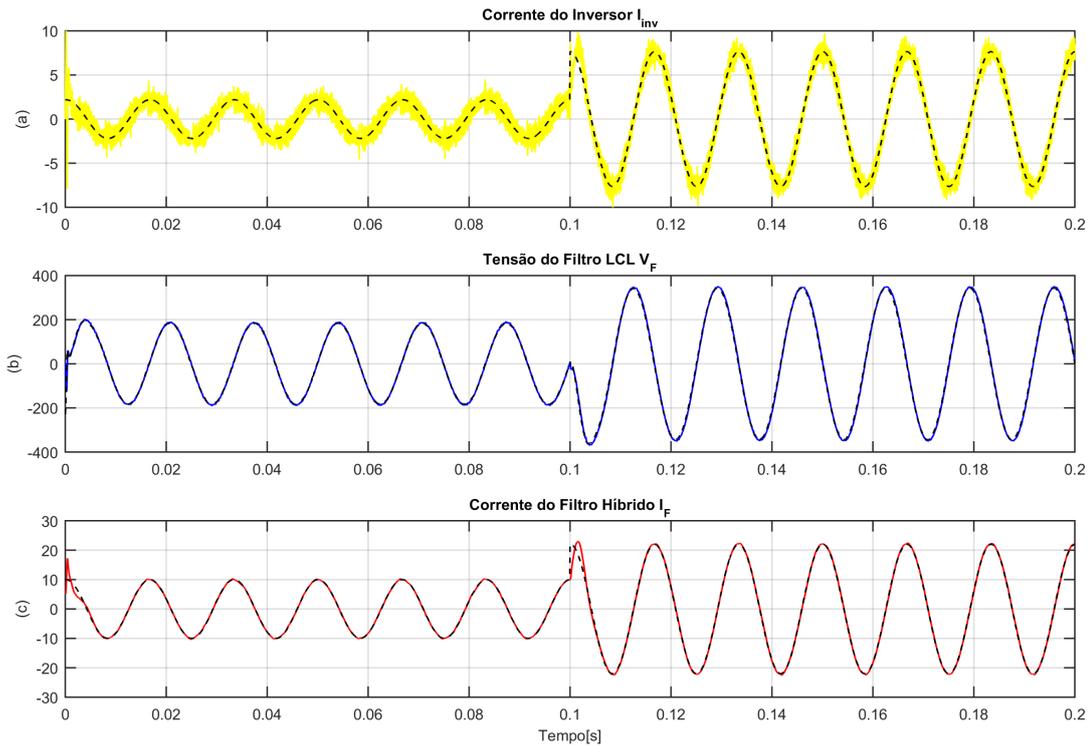


Figura 6.12: Resultados de Simulação - Variáveis de Estado para Degrau Referência de Controle (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_f e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f ; e suas Referências de Controle (tracejado).

Com relação ao funcionamento do filtro híbrido, ainda na Figura 6.12, pode-se observar que o equipamento funcionando nas duas regiões de operação: subcompensação e sobrecompensação.

A corrente nominal do banco de capacitores é de aproximadamente 16A de pico. Qualquer corrente menor do que 16A coloca o filtro híbrido na região de operação de subcompensação, onde uma tensão em fase com a tensão da fonte é aplicada visando reduzir a corrente do banco de capacitores. Para verificar esse padrão basta observar que a corrente i_f na Figura 6.12 (c), que é tipicamente capacitiva com relação a rede, está adiantada em relação à tensão V_f . Logo, a tensão V_f tem a mesma fase da tensão V_s .

O oposto ocorre após o transitório, onde a corrente de referência é 22A de pico, maior do que a nominal do banco. Nesta condição, uma tensão com fase oposta a tensão da rede é aplicada ao banco de capacitores, a corrente do filtro aumenta, e este opera na região de sobrecompensação. Para que não haja danos aos capacitores, quando o controle atua na região de sobrecompensação, o banco de capacitores precisa suportar uma tensão maior do que a tensão da rede.

6.7.2 Referência de Controle Dinâmica

Para avaliar a operação do filtro híbrido na compensação dinâmica de potência reativa, foi acrescentada à simulação uma carga RL. A carga possui $R_1 = 10 \Omega$ e $L_1 = 20$ mH e quando degrau de carga é simulado acrescenta-se outro ramo RL em paralelo, com $R_2 = 5 \Omega$ e $L_2 = 30$ mH.

Os diagramas elétricos e de controle da simulação do FCS-MPC com referência de controle dinâmica são apresentados nas Figuras A.9 e A.10 do Apêndice A. Para os resultados apresentados aqui, a referência de corrente do filtro híbrido é obtida pelo FAS-estimador de acordo com a descrição do Capítulo 3.

A Figura 6.13 mostra a entrada da carga R_1L_1 no sistema. Inicialmente, em (a) o filtro híbrido está operando com a menor corrente que ele pode fornecer, de acordo com os limites de compensação. Portanto, o fator de potência da fonte é capacitivo, pois de acordo com os limites do equipamento não é possível levar a corrente do filtro para zero na ausência de carga.

Na Figura 6.13 (b) e (c), a carga R_1L_1 entra no sistema, e a referência de controle do filtro híbrido é modificada para fornecer exatamente a potência reativa requerida pela carga. Em (b), é possível observar que tensão e corrente estão em fase, e o sistema está operando com fator de potência unitário. A carga RL consome uma corrente de 10A *rms* e a parcela reativa de 8,4A de pico calculada pelo FAS-estimador, é utilizada como referência de controle da corrente do filtro híbrido.

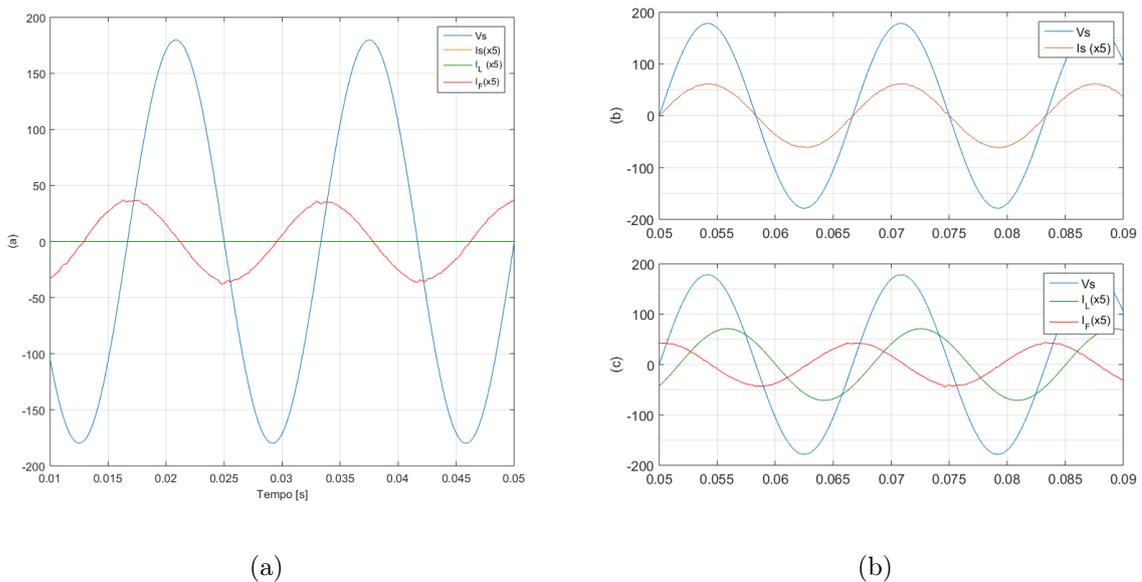


Figura 6.13: Resultado de Simulação- Tensões e Correntes do Sistema (a) Sem Carga RL (b) Com a Carga RL.

A Figura 6.14 mostra o comportamento dinâmico do sistema para uma variação de corrente da carga RL com a entrada da carga R_2L_2 em paralelo. A corrente da carga aumentou de 10 para 22 A *rms* de acordo com (b), e a parcela reativa da carga obtida pelo FAS-estimador aumentou de 8,4 \rightarrow 21 A pico, como pode ser visto em (c). Após o transitório é possível observar que a tensão e a corrente da fonte continuam em fase, ou seja, o filtro híbrido continua suprindo a parcela reativa da corrente da carga I_f^{qL*} .

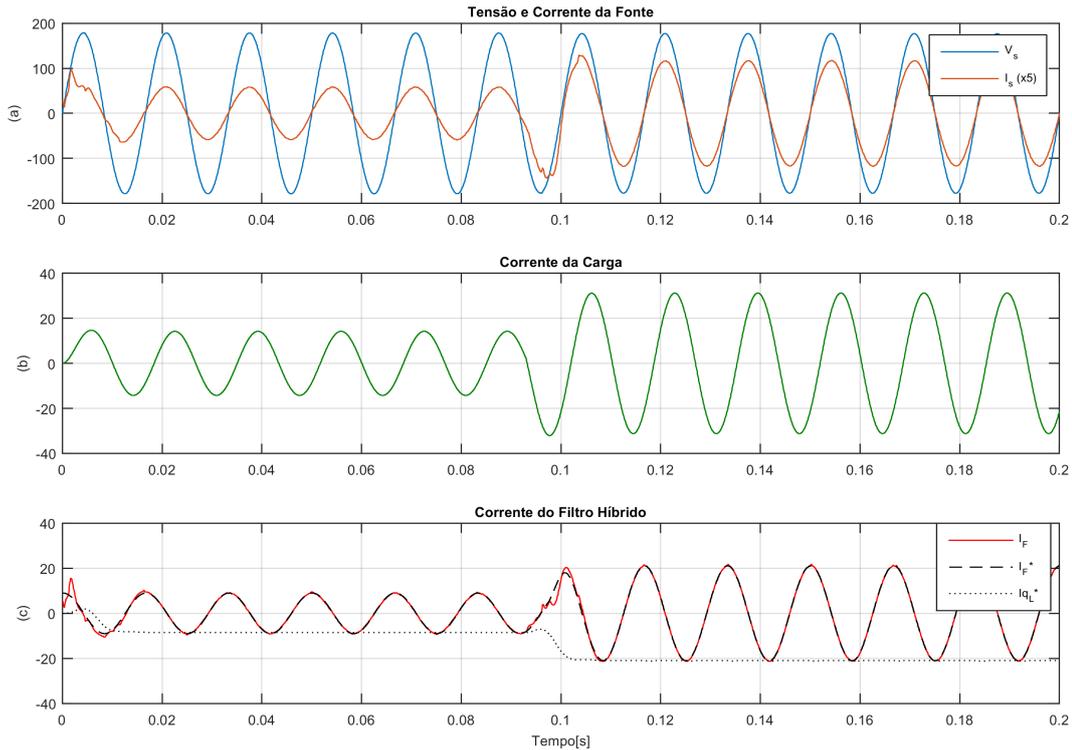


Figura 6.14: Resultados de Simulações - Variáveis do Sistema para Transitório de Carga (a) Tensão V_s e Corrente I_s da Fonte, (b) Corrente da Carga I_L e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f , Referência de Controle (tracejado) e Referência I_f^{qL*} (pontilhado).

A Figura 6.15 mostra o comportamento das variáveis de estado sistema para o referido transitório de carga. O tempo de resposta do sistema para a variação de carga é de um pouco menos que um ciclo da frequência fundamental.

Neste transitório, o filtro híbrido opera na região de subcompensação quando apenas a carga R_1L_1 está inserida no sistema, como pode ser observado pela fase da tensão na Figura 6.15 (b). Após a entrada da carga R_2L_2 , a parcela reativa da corrente da carga fica maior do que a nominal do filtro híbrido e este passa a operar na região de sobrecompensação. A mudança de fase da tensão da fonte fica evidente em (b).

Ainda na Figura 6.15, observando as fases da tensão V_f em (b) e da corrente i_f em (c),

pode-se validar o comportamento do filtro híbrido como uma reatância ativa capacitiva, quando o filtro está operando na região de subcompensação, uma vez que a corrente está adiantada com relação a tensão. Em contrapartida, após o transitório, a corrente i_f está atrasada em relação à tensão V_f , o que configura a formação de uma reatância ativa indutiva para o filtro funcionando na região de sobrecompensação.

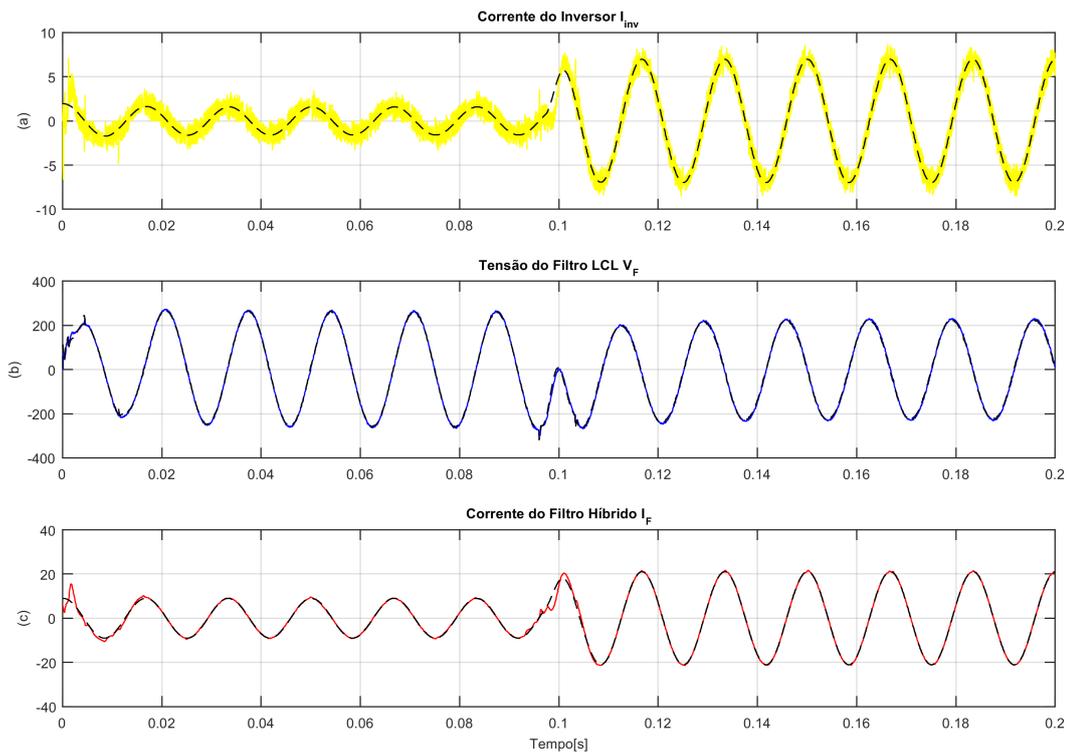


Figura 6.15: Resultado de Simulações - Variáveis de Estado para Transitório de Carga com Referência de Controle Dinâmica (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_F e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f ; e suas Respectivas Referências de Controle (tracejado).

6.8 Resultados Práticos

O protótipo apresentado na Figura 5.8 do Capítulo 5 foi remontado para operar como um filtro híbrido. Para tanto, à saída do conversor foi acrescentado: um filtro LC, um transformador de acoplamento e um banco de capacitores, como mostram as Figuras 6.16 e 6.17.

Os circuitos de condicionamento, o DSP, o inversor e os sensores de tensão e corrente, continuam os mesmos mostrados nas Figuras 5.9 e 5.10 e descritos na Tabela 5.2. O transformador utilizado possui relação de transformação 440:127V e potência nominal de 7,5 kVA.



Figura 6.16: Protótipo Filtro Híbrido.

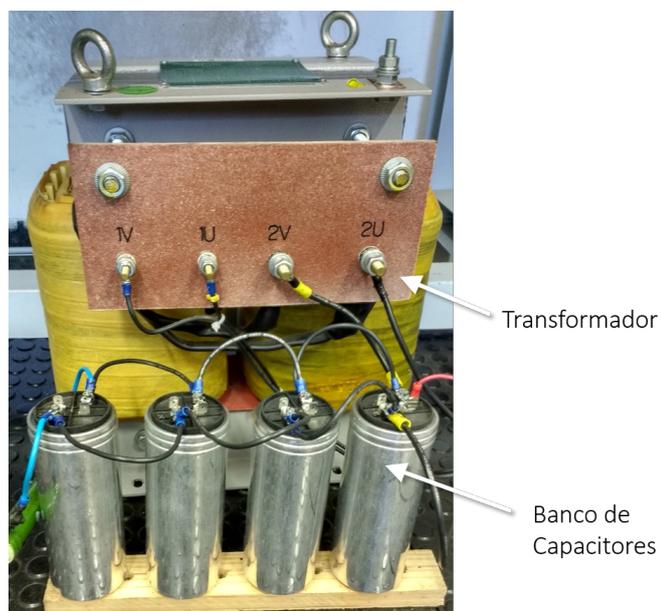


Figura 6.17: Transformador e Banco de Capacitores da Montagem do Filtro Híbrido.

O transformador, os capacitores e os indutores foram ensaiados e os resultados são apresentados na Tabela 6.3.

Tabela 6.3: Valores dos Elementos Passivos do Filtro Híbrido.

Indutância do Filtro LCL	$L_f = 5,84mH$	$L_{f_{pu}} = 0,000226$	$X_{f_{pu}} = 0,085290$
	$R_f = 0,2\Omega$	$R_{f_{pu}} = 0,007748$	–
Capacitância do Filtro LCL	$C_f = 11,4\mu F$	$C_{f_{pu}} = 0,000294$	$X_{C_{f_{pu}}} = 9,01405$
	$R_{c_f} = 1\Omega$	$R_{c_{f_{pu}}} = 0,038739$	–
Transformador	$L_{t2} = 1,06mH$	$L_{t_{pu}} = 0,000041$	$X_{t_{pu}} = 0,015480$
	$R_{t2} = 0,17\Omega$	$R_{t_{pu}} = 0,0065857$	–
Capacitor Filtro Híbrido	$C = 274\mu F$	$C_{pu} = 0,000589$	$X_{c_{pu}} = -4,50165$
	$R_c = 0,95\Omega$	$R_{c_{pu}} = 0,441751$	–
Ramo Híbrido	$R_{pu} = 0,448336$	–	$X_{pu} = -4,486173$

Os resultados obtidos nesses ensaios são utilizados como parâmetros do modelo em (6.10) e (6.15), para prever o comportamento das variáveis de estado e definir o estado de chaveamento ótimo, e também em (6.28) e (6.31) para o cálculo das referências de controle.

Os parâmetros obtidos em p.u. consideram os valores nominais do transformador de acoplamento, ou seja, $S_{Base} = 7,5$ kVA, $V_{Base1} = 127V$ e $V_{Base2} = 440V$. Para os componentes do filtro LCL utilizou-se a tensão V_{Base2} , já que estão conectados ao lado de alta do transformador, e para o banco de capacitor considerou-se a tensão V_{Base1} .

O algoritmo de controle proposto, baseado nos conceitos do FCS-MPC, é implementado no DSP de ponto flutuante TMS320F28335 e adota exatamente os mesmos parâmetros de controle apresentados na Tabela 6.2 para a simulação. Os resultados práticos da implementação do FCS-MPC com referência de controle fixa e dinâmica são apresentados a seguir.

6.8.1 Referência de Controle Fixa

Inicialmente, o FCS-MPC é testado utilizando uma referência de controle fixa, fornecida manualmente no software de controle do DSP, Code Composer Studio v6.1.1.

A Figura 6.18 mostra as variáveis de estado i_{inv} , V_f , i_f e suas referências de controle. As referências são fornecidas pelo DSP utilizando a saída PWM como conversor D/A. A escala para os valores obtidos na saída do conversor D/A é: 5,7 A/V para a corrente i_{inv} , 440 V/V para a tensão V_f e 20 A/V para a corrente i_f .

A referência de controle da corrente do filtro híbrido é ajustada para $I_f^{q*} = 14A$ e as demais referências são calculadas a partir do modelo do sistema. A parcela ativa da corrente I_f^{d*} é fornecida pelo controlador PI para manter a tensão do barramento CC constante. A corrente nominal do banco de capacitores é de aproximadamente 16A e para esta referência o filtro híbrido está operando na região de subcompensação.

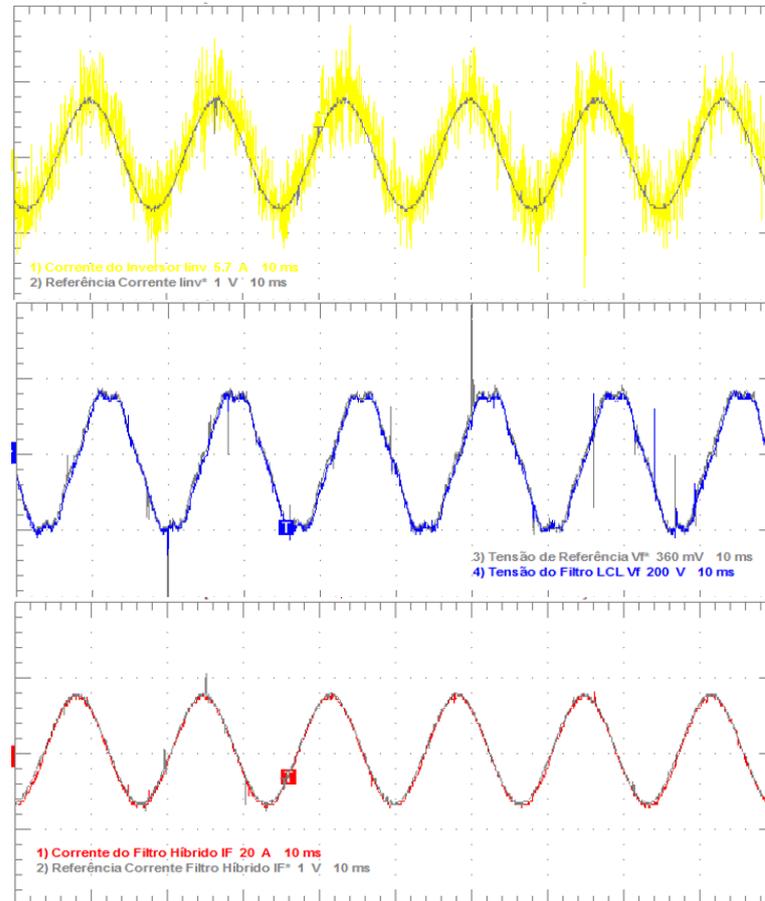


Figura 6.18: Resultados Práticos - Variáveis de Estado com Referência de Controle Fixo (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_F e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f ; e suas Referências de Controle.

A Figura 6.19 mostra a tensão do inversor (V_{inv}), a tensão da fonte (V_s), a tensão do barramento CC (V_{cc}) e a corrente do ramo do filtro híbrido (i_f). A corrente i_f é controlada pelo algoritmo FCS-MPC, que para cada período de amostragem avalia a função custo e define o estado de chaveamento que visa garantir duas condições: que a parcela reativa da corrente i_f siga a referência fornecida, e que a parcela ativa mantenha o tensão do barramento CC na referência de 440V. Neste caso, a corrente I_f^{q*} foi ajustada manualmente para ser igual à 10A de pico.

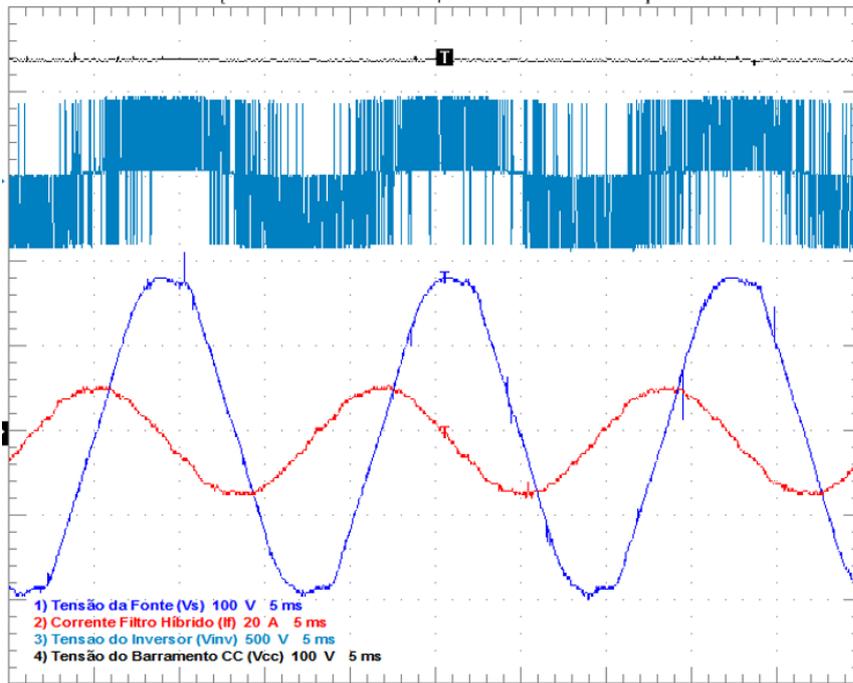


Figura 6.19: Resultados Práticos - Variáveis do Sistema: Tensão da Fonte (V_s) e tensão do inversor (V_{inv}); e Variáveis Controladas: Tensão do Barramento CC (V_{cc}) e Corrente do Filtro Híbrido (i_f).

Para avaliar a resposta dinâmica do algoritmo FCS-MPC, aplica-se um degrau na referência da corrente do filtro híbrido, de modo que I_f^{q*} varia de 10 \rightarrow 22A, como mostra a Figura 6.20. Logo após o transitório, as correntes i_{inv} e i_f seguem suas referências de controle em aproximadamente um quarto de ciclo. Já a referência da tensão V_f demora um pouco mais para entrar em regime permanente. Isso porque, o algoritmo de amortecimento da ressonância, que é mais lento, adiciona uma componente à referência da tensão, visando amortecer as possíveis ressonâncias do filtro LCL e também bloquear os harmônicos da fonte. O bloqueio harmônico da fonte fica bem evidente devido à distorção presente na forma de onda da tensão V_f , enquanto a corrente i_f apresenta distorção harmônica variando entre 4,2% e 1,7% antes e depois do transitório (Figura 6.22).

Um aumento no ganho K_v forçaria a tensão V_f a seguir sua referência mais rapidamente, mas aumentaria a influência do algoritmo de amortecimento da ressonância, deteriorando a resposta transitória da corrente. Por outro lado, o aumento do ganho K_{inv} melhoraria a resposta dinâmica da corrente, mas ao diminuir o efeito do algoritmo de amortecimento da ressonância degradaria a resposta em regime permanente e poderia resultar em picos de corrente devido à elevados dv/dt na tensão do banco de capacitores. Como já mencionado anteriormente, os ganhos K_v e K_{inv} foram escolhidos eurísticamente visando encontrar uma boa relação de custo benefício entre a resposta transitória e a resposta em regime permanente.

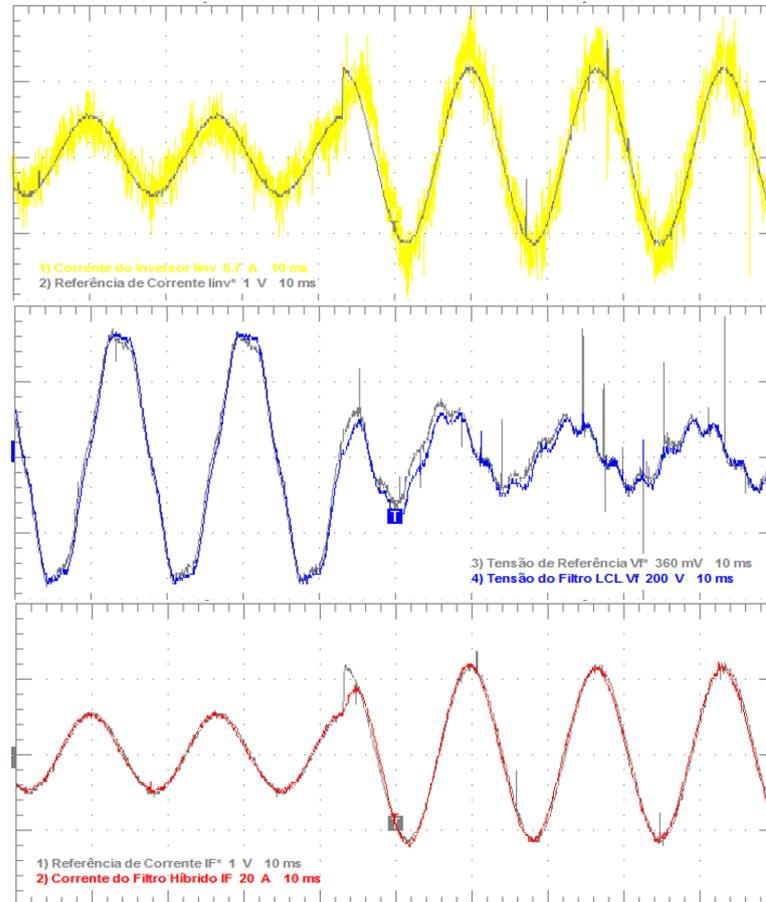


Figura 6.20: Resultados Práticos - Variáveis de Estado com Referência de Controle Fixo (a) Corrente i_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_f e (c) Corrente do Filtro Híbrido i_f ; e suas Referências de Controle.

As Figuras 6.21 e 6.22 mostram medições feitas com o FLUKE 435 das potências do filtro híbrido antes e depois do degrau na referência de corrente. A potência reativa fornecida pelo filtro híbrido aumenta de 900Var para 2000Var, como mostra a Figura 6.21.

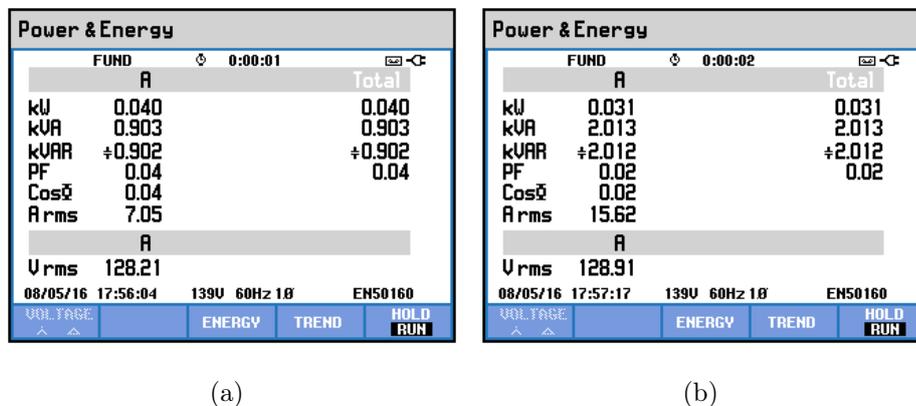


Figura 6.21: Resultados Práticos - Potências do Filtro Híbrido para (a) $I_f^{q*} = 10A$ (b) $I_f^{q*} = 22A$.

Os espectros harmônicos da Figura 6.22 mostram a redução da taxa de distorção harmônica de 4,2% para 1,7% quando a corrente é maior.

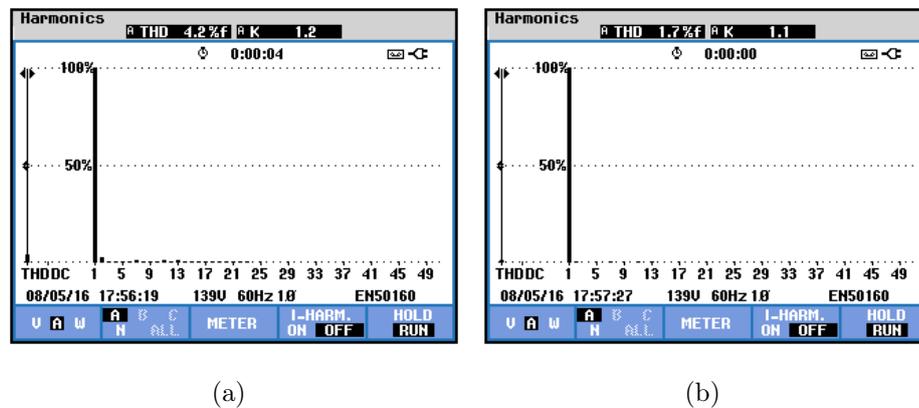


Figura 6.22: Resultados Práticos - Espectro Harmônico da Corrente do Filtro Híbrido para (a) $I_f^{q*} = 10A$ (b) $I_f^{q*} = 22A$.

Amortecimento da Ressonância

Como já discutido previamente, conversores com filtros LCL de saída estão sujeitos à ressonância. A sessão 6.3 descreve a técnica utilizada neste trabalho, que se baseia nos conceitos da inserção de uma resistência virtual em série com o indutor de saída do filtro.

A Figura 6.23 apresenta o transitório de entrada do algoritmo de amortecimento da ressonância, onde a resistência virtual (R_v) varia de $0 \rightarrow 4\Omega$. A inserção da resistência virtual atua tanto no amortecimento da ressonância do filtro LCL, quando no bloqueio da circulação de correntes harmônicas devido à distorção na tensão da fonte.

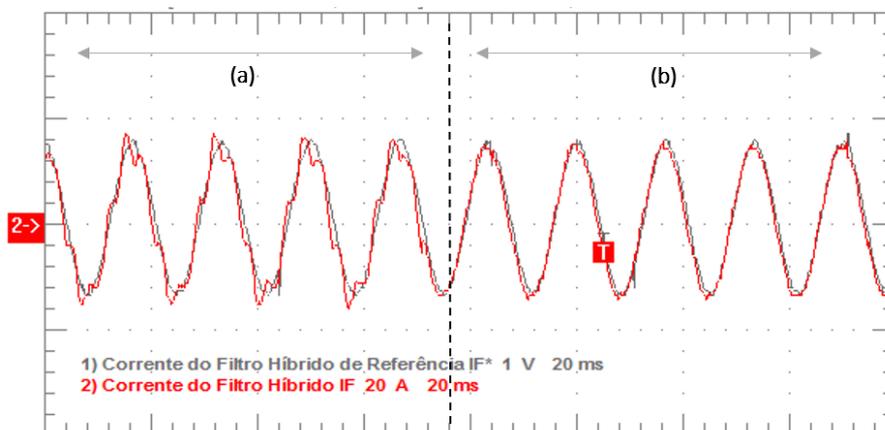


Figura 6.23: Amortecimento da Ressonância: (a) Sem Amortecimento Ativo (b) Com Amortecimento Ativo.

Pela Figura 6.23 é possível observar que a taxa de distorção harmônica da corrente cai de 26,1% para 4,6%, e a maior parte da distorção da corrente é devido ao 5º harmônico presente na tensão da fonte.

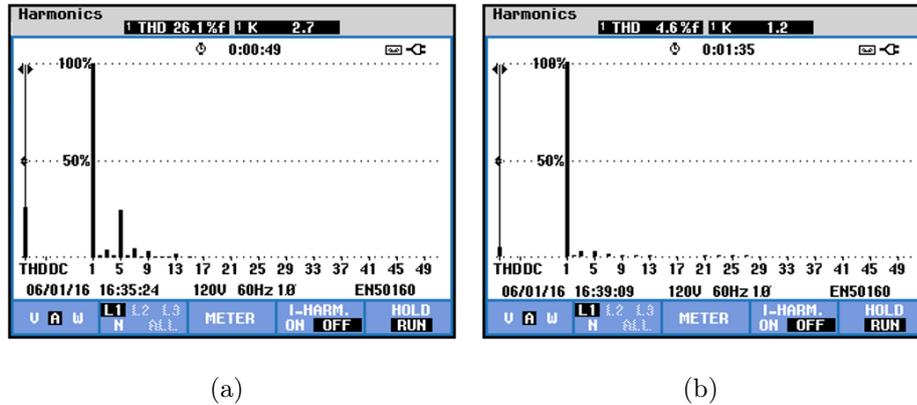


Figura 6.24: Resultados Práticos - Espectro Harmônico da Corrente do Filtro Híbrido (a) Sem Amortecimento Ativo (b) Com Amortecimento Ativo.

6.8.2 Referência de Controle Dinâmica

Uma carga RL é adicionada ao sistema para avaliar a operação do filtro híbrido na compensação dinâmica de potência reativa. A bancada completa e a descrição da carga estão apresentadas na Figura A.11 do Apêndice A.

O FAS-estimador é implementado para fornecer a referência de corrente do filtro híbrido de acordo com a necessidade de potência reativa da carga.

A Figura 6.25 mostra as tensões e correntes do sistema antes e depois da entrada da carga R_1L_1 , que possui $R_1 = 4\Omega$ e $L_1 = 29$ mH. Inicialmente, em (a) o filtro híbrido está operando na região de subcompensação, reduzindo a corrente ao limite inferior de operação definido no algoritmo. Logo, a corrente que circula pela fonte é capacitiva, como mostram as Figuras 6.26 e 6.27 (a), onde pode-se observar que a potência mínima entregue pelo equipamento foi de 700Var.

Na Figura 6.25 (b), a carga R_1L_1 entra no sistema, e a referência de controle do filtro híbrido é modificada para fornecer exatamente a potência reativa requerida pela carga. Nas Figuras 6.27 e 6.26 (b) é possível observar que tensão e corrente estão em fase, portanto o sistema está operando com fator de potência unitário e a potência reativa que circula pela fonte é praticamente igual a zero.

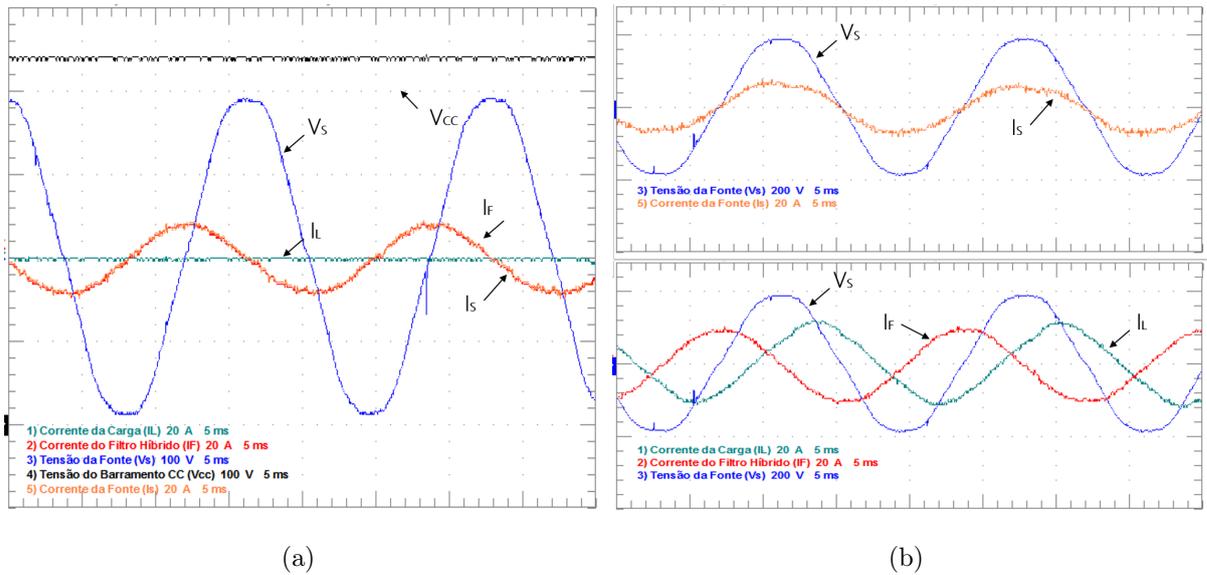


Figura 6.25: Resultados Práticos - Tensões e Correntes do Sistema (a) Sem Carga (b) Com a Carga.

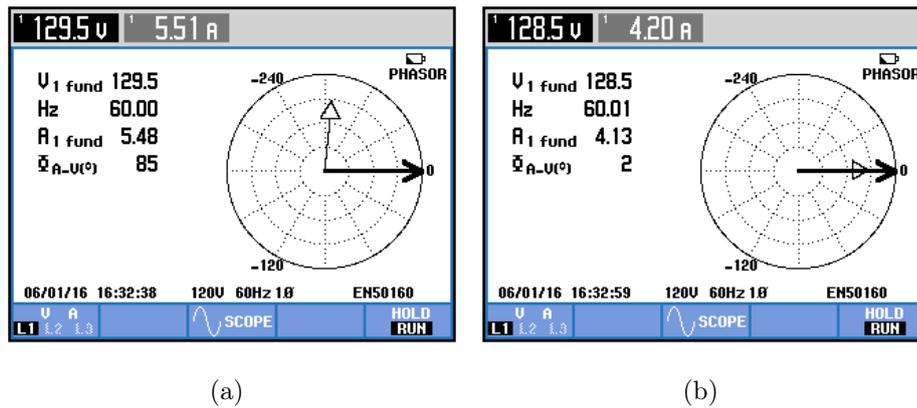


Figura 6.26: Resultados Práticos - Diagrama Fasorial Tensão e Corrente da Fonte (a) Antes da Entrada da Carga (b) Após Entrada da Carga.

A Figura 6.27 mostra as potências do sistema. Em (a), as potências do filtro híbrido e da fonte são as mesmas e iguais a potência capacitiva mínima fornecida pelo equipamento. Com a entrada da carga, o filtro passa a fornecer a quantidade de potência reativa requerida pela mesma, como pode ser visto em (c) e (d) e pela fonte circula apenas potência ativa, como mostrado em (b).

Em seguida, um degrau de carga é implementado adicionando uma carga R_2L_2 em paralelo com o a carga R_1L_1 , onde $R_2 = 6,67\Omega$ e $L_2 = 39$ mH. Os resultados são mostrados nas Figuras 6.28 à 6.30.

Power & Energy							
FUND		FUND		FUND		FUND	
L1		L1		L1		L1	
kW	0.068	kW	0.521	kW	0.052	kW	0.484
kVA	0.713	kVA	0.521	kVA	0.817	kVA	0.957
kVAR	±0.709	kVAR	0.001	kVAR	±0.815	kVAR	±0.825
PF	0.10	PF	0.98	PF	0.06	PF	0.51
Cosφ	0.10	Cosφ	1.00	Cosφ	0.06	Cosφ	0.51
Arms	5.52	Arms	4.12	Arms	6.38	Arms	7.46
L1		L1		L1		L1	
Vrms	129.85	Vrms	128.67	Vrms	128.54	Vrms	128.40
06/01/16 16:33:17		06/01/16 16:33:45		06/01/16 16:34:05		06/01/16 16:34:13	
VOLTAGÉ		VOLTAGÉ		VOLTAGÉ		VOLTAGÉ	

Figura 6.27: Resultados Práticos - Potências Antes da Entrada da Carga (a) Filtro Híbrido e Fonte; Após Entrada da Carga (b) Fonte (c) Filtro Híbrido (d) Carga RL.

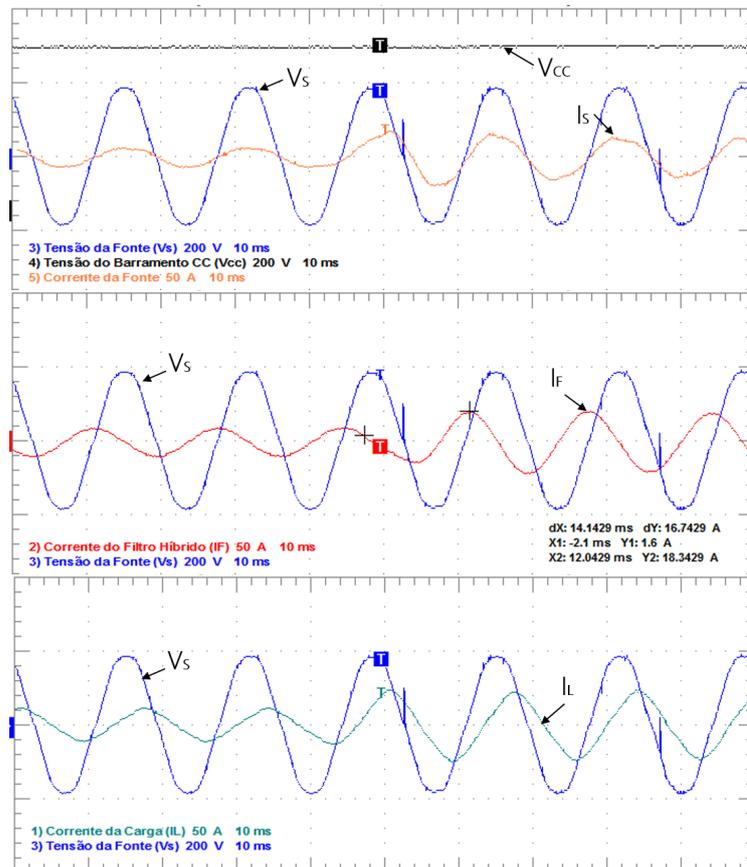


Figura 6.28: Resultados Práticos - Variáveis de Estado com Referência de Controle Fixo (a) Corrente I_{inv} , (b) Tensão do Filtro LCL V_F e (c) Corrente do Filtro Híbrido I_f ; e suas Referências de Controle.

A Figura 6.28 mostra o comportamento das correntes da fonte (i_s), do filtro híbrido (i_f) e da carga (i_L) para o referido transitório de carga. O tempo de resposta do FCS-MPC é limitado pela resposta dinâmica do FAS-estimador. Ainda assim, o controle gasta aproximadamente $14ms$ para entrar em regime permanente, um pouco menos que um ciclo da frequência fundamental.

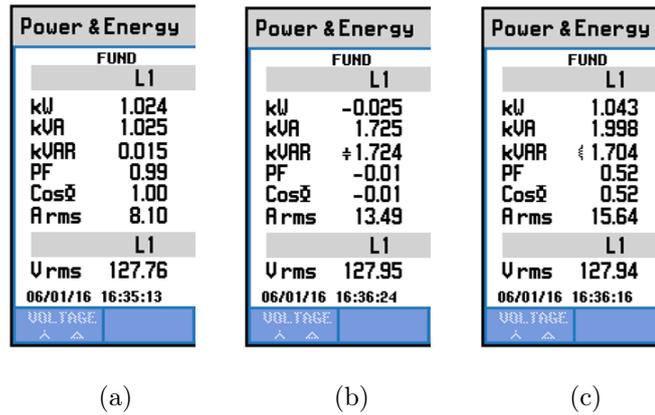


Figura 6.29: Resultados Práticos - Potências Após Transitório de Carga $R_1L_1//R_2L_2$ (a) Fonte (b) Filtro Híbrido (c) Carga RL.

Ainda na Figura 6.28 pode-se avaliar a capacidade do FCS-MPC em desacoplar o controle da potência ativa e reativa do equipamento. Pois, apesar de a referência de potência ativa ser fornecida por um controlador PI, o degrau de reativo, pouco influencia na tensão do barramento CC.

De acordo com a Figura 6.29 (a), após o transitório, a potência reativa da fonte continua igual a zero e a potência ativa aumenta de 521 para 1024W, resultante do aumento da potência ativa requerida pela carga. Em (b) e (c) é possível observar que a potência reativa capacitiva fornecida pelo filtro híbrido praticamente dobrou, aumentando de 815VAr para 1724VAr, em consequência do crescimento da potência reativa indutiva requerida pela carga que aumentou de 825VAr para 1704VAr.

Já a Figura 6.30 mostra o comportamento dinâmico das variáveis de estado do filtro híbrido para o mesmo transitório de carga. Pela corrente i_f é possível validar que a resposta dinâmica do algoritmo foi de aproximadamente $14ms$.

O filtro híbrido opera na região de subcompensação para a carga R_1L_1 ligada, como pode ser visto pela fase da tensão V_f . A entrada da carga R_2L_2 coloca o filtro híbrido operando próximo a região de potência nominal do banco, mas a tensão V_f continua responsável pelo bloqueio harmônico da distorção da tensão da fonte, amortecimento da ressonância e carga do barramento CC.

Os resultados práticos da implementação do FCS-MPC no controle da potência reativa do filtro ativo híbrido mostram que a definição da função custo foi adequada e os algoritmos auxiliares para obtenção das referências de controle (V_f e i_{inv}) e amortecimento da ressonância funcionaram de maneira muito eficiente. As variáveis de estado seguem corretamente as suas referências de controle mostrando a eficácia do algoritmo FCS-MPC proposto.

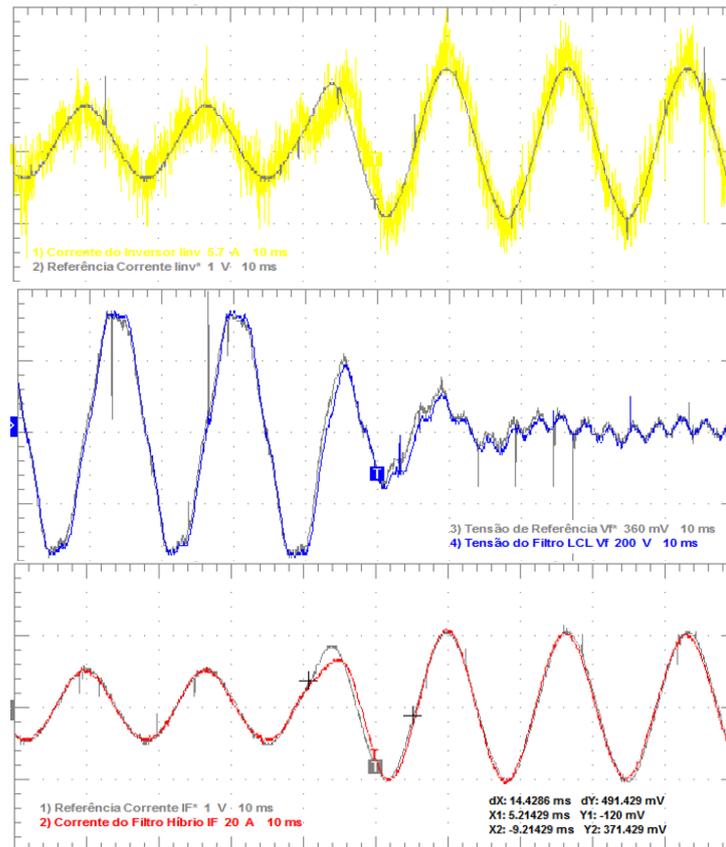


Figura 6.30: Resultados Práticos - Comportamento das Variáveis de Estado com Referência de Controle Dinâmico em Transitório de Carga (a) Corrente i_{inv} , (b) Tensão V_F e (c) Corrente i_f ; e suas Referências de Controle.

6.8.3 Eficiência Computacional do Algoritmo de Controle

Para avaliar o tempo de processamento total da técnica de controle proposta, o número de ciclos que cada parte do algoritmo gasta para ser executada é contabilizado através do software Code Composer Studio v6.1.1. O tempo total de execução é calculado assumindo-se $6,67 \text{ ns}$ para cada ciclo do DSP e os resultados são exibidos na Tabela 6.4.

Para implementação do algoritmo as impedâncias do sistema foram consideradas fixas e os coeficientes das matrizes A_d e B_d da equação do modelo discreto do sistema foram calculados apenas uma vez na inicialização do programa no DSP, ou seja, fora da rotina principal de interrupção. Os cálculos redundantes foram evitados e o código foi escrito buscando evitar operações desnecessárias.

Tabela 6.4: Eficiência Computacional Algoritmo de Controle com FCS-MPC

Algoritmo	Ciclos do DSP	Tempo de Execução μs
Leitura das Variáveis pelo A/D	178	1,19
Transformação p.u.	44	0,29
Controle do Barramento CC	86	0,57
Obtenção das Referências de Controle	274	1,83
Referência Dinâmica de Reativo com FAS-estimador	73	0,49
Amortecimento da Ressonância com FAS-LMS	89	0,59
Obtenção $\text{sen}/\text{cos}(\omega t)$	676	4,51
FCS-MPC	423	2,82
Testes e Lógicas Adicionais	122	0,81
Tempo Total	1965	13,11

Pelos resultados da Tabela 6.4 o algoritmo de controle gasta em média 13,11 μs para ser executado, inferior ao tempo total da interrupção que é de 24,95 μs . Um dos algoritmos que gasta maior tempo de processamento é a obtenção do $\text{sen}/\text{cos}(\omega t)$ em fase com a tensão da fonte. Inicialmente, a obtenção desses valores foi feita utilizando o PLL descrito em [68]. Mas, depois foi substituída pelo FAS-estimador mostrado na Figura 3.7 do Capítulo 3. Como o sistema de alimentação quase não possui variação de frequência e nem variações muito bruscas de tensão, praticamente nenhuma diferença entre o uso destes algoritmos foi notada nos resultados.

O algoritmo de amortecimento da ressonância depende da implementação do FAS-LMS que possui tempo de execução muito baixo. Observe que na Tabela 3.2, do Capítulo 3, o tempo de processamento total do FAS-LMS inclui o tempo gasto para a execução do PLL, que aqui está contabilizado separadamente já os valores $\text{sen}/\text{cos}(\omega t)$ também são utilizados no FAS-estimador e na obtenção das referências de controle.

Por fim, o FCS-MPC possui o segundo maior tempo de execução, pois o algoritmo precisa calcular os efeitos de cada possível estado de chaveamento nas referências de controle, avaliar a função custo e então definir o estado de chaveamento que será aplicado no conversor. Para a ponte H, os cálculos são repetidos três vezes para cada possível estado de chaveamento, $+V_{cc}$, $-V_{cc}$ e 0, e o estado de chaveamento igual a 0 é avaliado apenas uma vez.

7 | Estimação de Parâmetros com Fil- tros Adaptativos

Para aplicações de conversores conectados à rede por filtros LCL, pouco é discutido sobre o efeito da variação de parâmetros no funcionamento do sistema. Em [44], os autores apenas ressaltam que as incertezas no modelo causam erros em regime permanente e desvios da corrente com relação às referências de controle.

Quando o FCS-MPC é utilizado diretamente no controle da corrente de saída do filtro, os erros de parâmetros podem levar o algoritmo à instabilidade. Isso porque os resultados da predição estão adulterados, influenciando na capacidade do controlador em antecipar as ressonâncias e evitar esses estados de chaveamento.

Por outro lado, quando o controle é feito para a corrente do inversor, dificilmente ocorrerão problemas de instabilidade [50]. Entretanto, as referências de controle também são calculadas utilizando os parâmetros do modelo do sistema. Logo, essas incertezas nos valores das impedâncias podem levar a desvios significativos do ponto de operação desejado, devido ao erro no cálculo das referências de controle.

Apesar de ressaltar alguns pontos sobre o desvio de parâmetros, em [44] não é apresentado um estudo da influência desses erros no controle FCS-MPC e nem técnicas para solucionar este problema.

Este capítulo apresenta uma proposta de um algoritmo baseado em filtros adaptativos para estimação dos parâmetros utilizados na obtenção das referências de controle. O foco desta estimação está em evitar erros causados pelo cálculo incorreto das referências da tensão V_{fpu}^* e da corrente i_{invpu}^* .

Embora a estimação de parâmetros proposta possa ser utilizada para corrigir os valores das impedâncias utilizadas no modelo de predição, o objetivo deste capítulo não é avaliar esta influência na etapa de predição do FCS-MPC. Por ser uma análise bem mais complexa, devido à não linearidade do controle, as influências dos erros de parâmetros nas etapas de estimação e predição do algoritmo FCS-MPC não serão avaliadas neste trabalho.

7.1 Influência dos Erros de Parâmetros na Obtenção das Referências de Controle

Como já descrito anteriormente, quando o controle da potência reativa não é feito diretamente pela corrente de saída do filtro LCL, torna-se necessário calcular os valores de referência das demais variáveis de controle a partir de (6.21) e (6.30). Entretanto, o cálculo destas variáveis depende dos parâmetros do modelo matemático que descreve o comportamento do sistema. Se de alguma forma as impedâncias do equipamento estiverem erradas, ou sofrerem variações durante o processo de compensação, as referências utilizadas na função custo serão calculadas de maneira incorreta.

O cálculo da tensão V_{fpu}^{dq*} , depende da resistência e da reatância do ramo híbrido, R_{pu} e X_{pu} , e dos valores medidos da tensão da fonte V_s . Já o cálculo da corrente i_{invpu}^{dq*} , além de depender da correta estimação da referência de tensão V_{fpu}^{dq*} , também depende da reatância capacitiva do filtro LCL, X_{cfpu} .

A proposta para estimação desses parâmetros baseia-se na utilização da estrutura de filtros adaptativos sintonizados (FAS-LMS) apresentada na sessão 3.1.2 do Capítulo 3.

7.2 Estimação de X_{pu} e R_{pu}

A estimação de X_{pu} e R_{pu} será utilizada para corrigir erros nos cálculos da referência de tensão V_{fpu}^{dq*} , a partir de (6.18). Nesta equação, os valores de I_{fpu}^{dq} representam as componentes que controlam a potência ativa e reativa do filtro híbrido, e a tensão V_{spu}^{dq} é calculada utilizando o FAS-LMS.

No controle FCS-MPC, as variáveis de estado V_{fpu} e i_{fpu} são medidas e utilizadas para alimentar o modelo no instante de amostragem k . Logo, se um filtro adaptativo FAS-LMS for aplicado à essas variáveis é possível obter os valores de V_{fpu}^{dq} e I_{fpu}^{dq} para o instante k .

De maneira análoga aos cálculos feitos para obtenção da tensão V_{spu}^{dq} em (6.22) a (6.25), os valores de V_{fpu}^{dq} e I_{fpu}^{dq} podem ser obtidos através dos coeficientes do filtro adaptativo:

$$V_{fpu}^d = w_{1V_f} \quad e \quad V_{fpu}^q = w_{2V_f} \quad (7.1)$$

$$I_{fpu}^d = w_{1I_f} \quad e \quad I_{fpu}^q = w_{2I_f} \quad (7.2)$$

onde, w_{1V_f} e w_{2V_f} são os coeficientes do FAS-LMS para a tensão do capacitor do filtro LCL, e w_{1I_f} e w_{2I_f} são os coeficientes do FAS-LMS da corrente do filtro híbrido.

Com os valores reais de $V_{s_{pu}}^{dq}$, $V_{f_{pu}}^{dq}$ e $I_{f_{pu}}^{dq}$ a matriz (6.21) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} -I_{f_{pu}}^q & I_{f_{pu}}^d \\ I_{f_{pu}}^d & I_{f_{pu}}^q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{X}_{pu} \\ \hat{R}_{pu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s_{pu}}^d - V_{f_{pu}}^d \\ V_{s_{pu}}^q - V_{f_{pu}}^q \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

de forma que, \hat{X}_{pu} e \hat{R}_{pu} são os valores estimados da reatância e da resistência do ramo do filtro híbrido. Resolvendo o sistema de (7.3) as impedâncias do ramo híbrido podem calculadas a partir das seguintes equações:

$$\hat{X}_{pu} = \frac{-(I_{f_{pu}}^q)(V_{s_{pu}}^d - V_{f_{pu}}^d) + (I_{f_{pu}}^d)(V_{s_{pu}}^q - V_{f_{pu}}^q)}{(I_{f_{pu}}^d)^2 + (I_{f_{pu}}^q)^2} \quad (7.4)$$

$$\hat{R}_{pu} = \frac{(I_{f_{pu}}^d)(V_{s_{pu}}^d - V_{f_{pu}}^d) + (I_{f_{pu}}^q)(V_{s_{pu}}^q - V_{f_{pu}}^q)}{(I_{f_{pu}}^d)^2 + (I_{f_{pu}}^q)^2} \quad (7.5)$$

Os valores obtidos para estas impedâncias são utilizados para corrigir as equações do cálculo da referência de controle $V_{f_{pu}}^*$.

7.3 Estimação $X_{cf_{pu}}$

A estimação de $X_{cf_{pu}}$ é feita de maneira análoga a anterior, mas é baseada em (6.29). Lembrando que, em (6.29) a resistência série do capacitor do filtro LCL é desprezada por ser muito menor que a reatância capacitiva na frequência fundamental. Desta forma, a estimação de $X_{cf_{pu}}$ pode ser obtida por qualquer uma das duas equações abaixo:

$$\begin{bmatrix} (I_{f_{pu}}^q - I_{inv_{pu}}^q) \\ -(I_{f_{pu}}^d - I_{inv_{pu}}^d) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{X}_{cf_{pu}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{f_{pu}}^d \\ V_{f_{pu}}^q \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

Em (7.6) apenas os valores de $I_{inv_{pu}}^{dq}$ são desconhecidos. Como a corrente $i_{inv_{pu}}$ também é uma variável de estado que está sendo medida para alimentar o modelo no instante de amostragem k , basta aplicar um filtro adaptativo nesta corrente para obter os valores de $I_{inv_{pu}}^d$ e $I_{inv_{pu}}^q$. As informações necessárias da corrente são fornecidas pelos coeficientes do filtro adaptativo de forma que:

$$I_{inv_{pu}}^d = w_{1_{Inv}} \quad e \quad I_{inv_{pu}}^q = w_{2_{Inv}} \quad (7.7)$$

onde, $w_{1_{Inv}}$ e $w_{2_{Inv}}$ são os coeficientes de um filtro adaptativo sintonizado aplicado à corrente do inversor $i_{inv_{pu}}$. Aqui, optou-se por utilizar a primeira equação da matriz (7.7), já que os valores de $V_{f_{pu}}^d$, $I_{f_{pu}}^q$ e $I_{inv_{pu}}^q$ são maiores. Os valores estimados $\hat{X}_{cf_{pu}}$ são calculados de acordo com a equação abaixo.

$$\hat{X}_{cf_{pu}} = \frac{V_{f_{pu}}^d}{(I_{f_{pu}}^q - I_{inv_{pu}}^q)} \quad (7.8)$$

O valor estimado de $\hat{X}_{cf_{pu}}$ é utilizado para corrigir os erros no cálculo das referências de controle.

7.4 Validação do Algoritmo de Estimação de Parâmetros em Simulação

Para testar a técnica de estimação de parâmetros proposta foi feita uma simulação utilizando o software Matlab/Simulink. Inicialmente, a simulação testa o desempenho do algoritmo de estimação de impedância em malha aberta, ou seja, sem utilização do FCS-MPC.

Os diagramas de simulação e controle estão apresentados no Apêndice A nas Figuras A.12 e A.13. O inversor foi substituído por uma fonte de tensão com amplitude fixa de 220V com a mesma fase da tensão da fonte. Portanto, o sistema está operando em malha aberta sem atuação do FCS-MPC. Os objetivos desta simulação são: avaliar a influência dos erros de parâmetros no cálculo das referências de controle e validar o algoritmo de estimação proposto.

Nesta simulação foram utilizados os mesmos elementos passivos da Tabela 6.3. Os valores das referências de controle da tensão, V_f^* , e da corrente, i_{inv}^* , são calculados utilizando a própria corrente i_f que está circulando no sistema e os valores das impedâncias fornecidos ao modelo. De modo que, se as impedâncias estiverem corretas, os valores de V_f^* e i_{inv}^* calculados devem coincidir com os valores de V_f e i_{inv} medidos na simulação.

Os passos de adaptação do algoritmo FAS-LMS foram ajustados para: $\mu_v = 0,0055$ para os filtros adaptativos aplicados nas tensões $V_{f_{pu}}$ e $V_{s_{pu}}$; $\mu_v = 0,015$ nos filtros adaptativos utilizados nas correntes $i_{f_{pu}}$ e $i_{inv_{pu}}$.

A seguir são apresentados os resultados da simulação para as seguintes condições: quando o banco de capacitor do filtro híbrido perde uma célula capacitiva e para quando a impedância do transformador ou impedância do capacitor do filtro LCL foram obtidas de maneira incorreta no ensaios ou apresentam incertezas.

Desvios na Reatância Capacitiva do Filtro Híbrido

No primeiro teste do algoritmo de estimação de impedâncias são analisados os efeitos da perda de uma célula do banco de capacitores na estimação das referências de controle. O banco de capacitores utilizado é de $274 \mu\text{F}$. No instante $t = 0,15\text{s}$ uma célula capacitiva de $68,5 \mu\text{F}$ é retirada da simulação resultando na diminuição do banco de capacitores para $205,5 \mu\text{F}$.

A Figura 7.1 mostra os resultados da estimação da reatância (X_{pu}), da resistência do ramo híbrido (R_{pu}) e da reatância do filtro LCL ($X_{cf_{pu}}$) para a situação de falha descrita anteriormente.

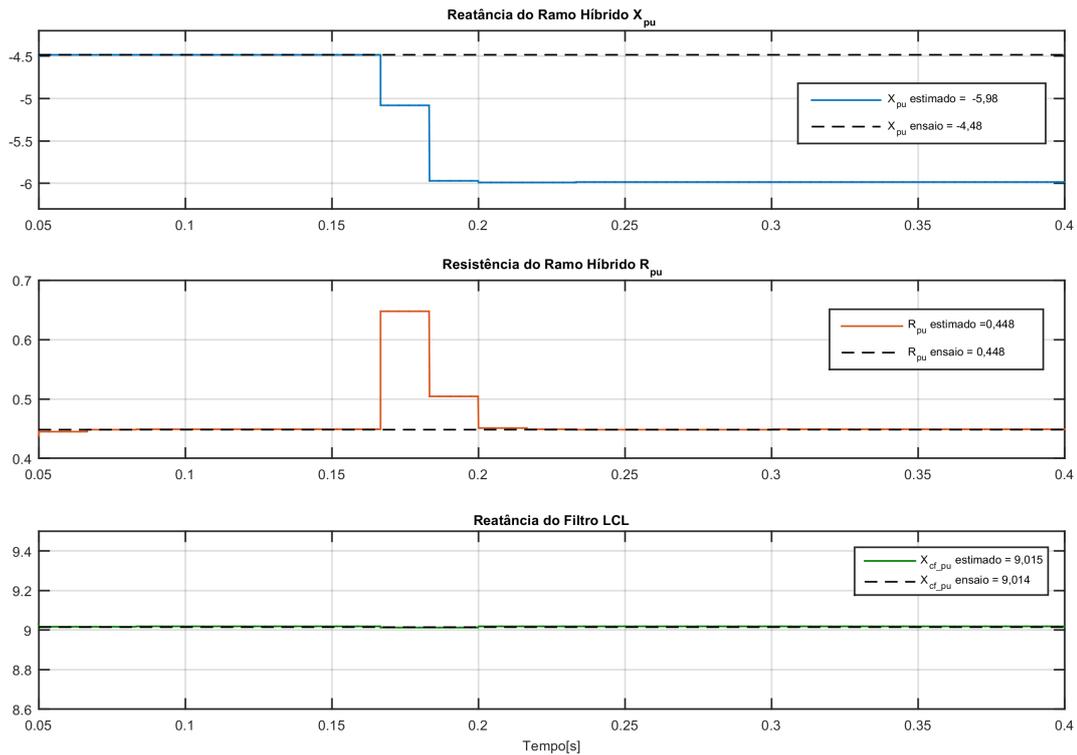


Figura 7.1: Estimação de \hat{R}_{pu} , \hat{X}_{pu} e $\hat{X}_{cf_{pu}}$ para Desvios na Reatância Capacitiva do Filtro Híbrido.

Observe que, para $t < 0,15\text{s}$ os valores estimados coincidem com os valores das impedâncias fornecidos ao modelo através de ensaios, comprovando a eficácia do algoritmo adaptativo em estimar as impedâncias do sistema. Neste caso, considera-se que não houveram erros nos ensaios e os valores fornecidos ao modelo são exatamente iguais aos valores

reais da simulação.

Em $t = 0,15s$, o filtro híbrido entra em condição de falha. Então, para $t > 0,15s$, o valor de X_{pu} fornecido ao modelo não representa mais o valor real da impedância do sistema. Após o transitório de adaptação dos filtros, a resistência \hat{R}_{pu} e a reatância $\hat{X}_{cf_{pu}}$ não sofrem alterações e continuam coincidindo com o valor das impedâncias do modelo. Já a reatância \hat{X}_{pu} diminui de -4,48 para -5,98 p.u., acompanhando a variação que ocorre no sistema devido à perda de $68,5 \mu F$ de capacitância.

A Figura 7.2 mostra os efeitos desta falha no cálculo de V_f^* e i_{inv}^* . Para $t < 0,15s$, os valores calculados de V_f^* e i_{inv}^* coincidem com os valores medidos. Após a falha, como o sistema está operando com uma fonte de tensão de amplitude fixa, a tensão V_f medida não se altera. Entretanto, o valor calculado de V_f^* sofre desvios por utilizar valores de X_{pu} que não representam a condição real do equipamento. Os erros na referência V_f^* são propagados no cálculo de i_{inv}^* , que também apresenta desvios com relação a corrente real do sistema.

Em $t = 0,3s$, os cálculos de V_f^* e i_{inv}^* são corrigidos adotando os valores de impedância estimados pelo algoritmo adaptativo, o que elimina os erros na obtenção dessas variáveis.

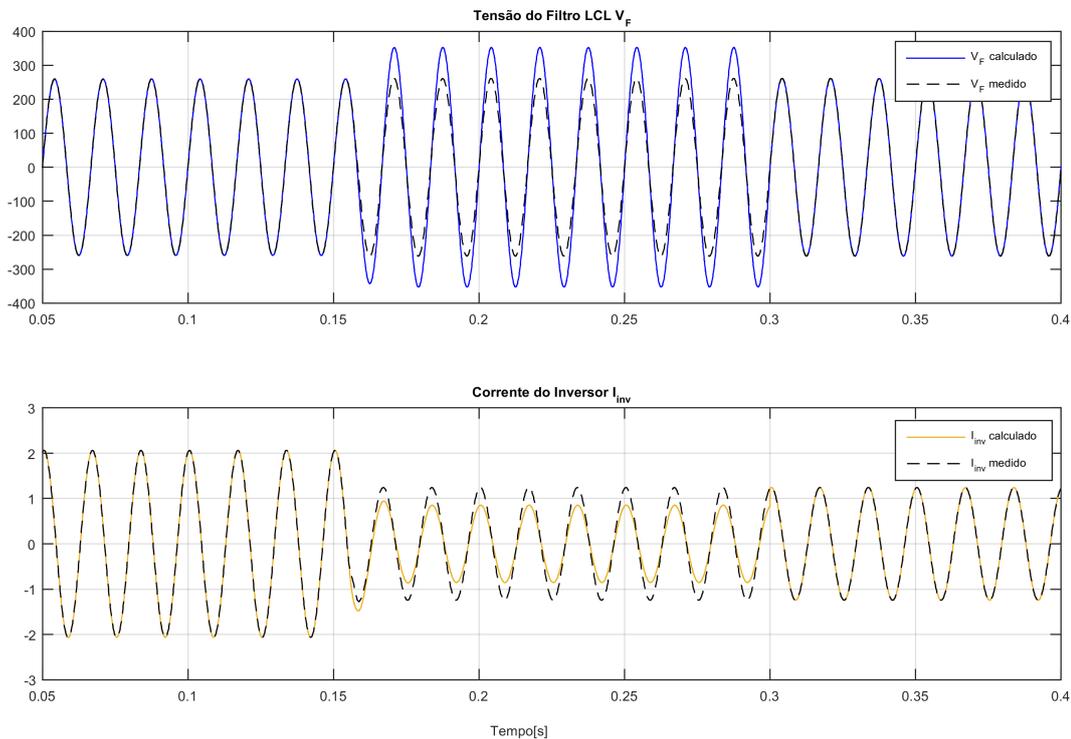


Figura 7.2: Avaliação da Influência Desvios na Reatância Capacitiva do Filtro Híbrido: Cálculo das Referências de Controle V_f^* e i_{inv}^* e Atuação do Algoritmo de Estimação de Parâmetros.

Desvios na Indutância do Transformador de Acoplamento

Os resultados a seguir avaliam o desempenho do algoritmo de estimação de impedâncias para um desvio no valor ensaiado da indutância de acoplamento do transformador. Neste caso, considera-se um erro de 100% no valor da reatância indutiva do transformador (X_t) fornecida ao modelo.

A Figura 7.3 mostra os valores de \hat{X}_{pu} , \hat{R}_{pu} e \hat{X}_{cfpu} estimados pelo algoritmo adaptativo e os valores que foram fornecidos ao modelo pelo ensaio.

A reatância equivalente do ramo híbrido (\hat{X}_{pu}) difere ligeiramente do valor fornecido ao modelo de -4,37 p.u., apresentado um valor estimado de -4,48 p.u., que coincide com o valor real da impedância do sistema. Entretanto, erros na indutância do transformador de acoplamento pouco influenciam no cálculo da reatância equivalente do filtro híbrido, pois a $X_{cpu} \gg X_{tpu}$. Observe que um erro de 100% em X_{tpu} , resulta em um erro de 2,5% em X_{pu} .

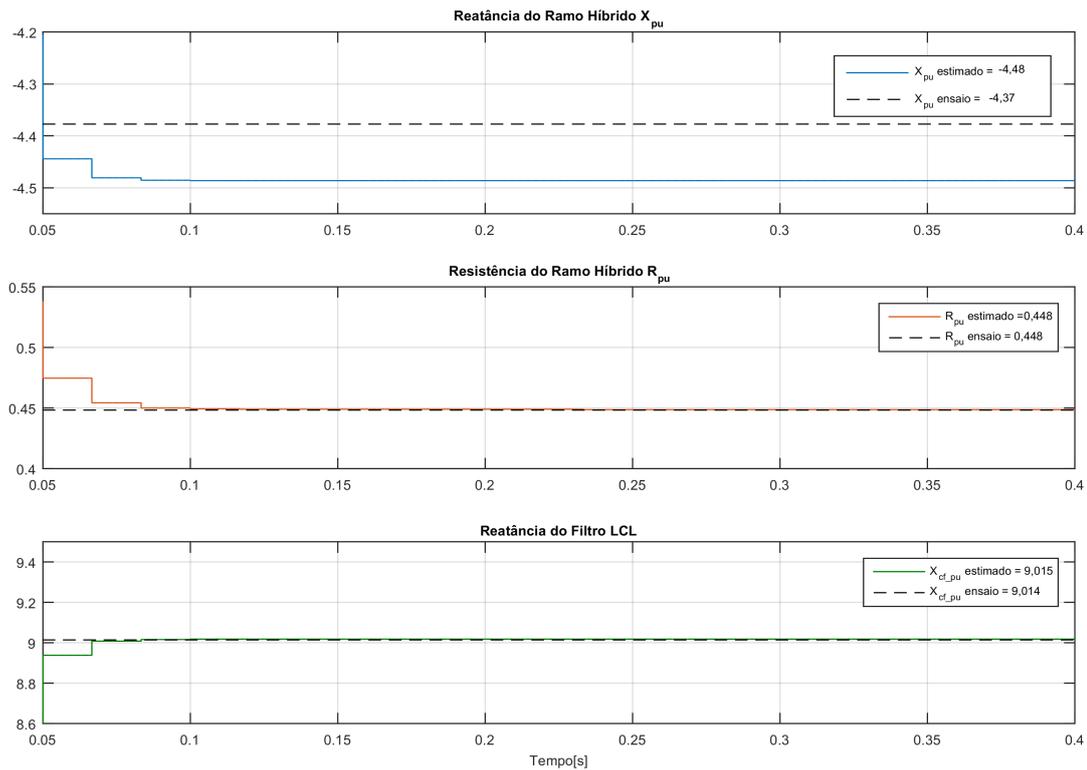


Figura 7.3: Estimação de \hat{R}_{pu} , \hat{X}_{pu} e \hat{X}_{cfpu} para Desvios na Indutância do Transformador de Acoplamento.

Como consequência, a influência deste erro no cálculo de V_f^* e i_{inv}^* também são muito pequenas, como pode ser visto na Figura 7.4. Ainda sim, no instante $t = 0,3s$ os valores das impedâncias utilizadas no modelo de cálculo são substituídos pelos valores estimados,

corrigindo os erros associados ao desvio da indutância do transformador obtida no ensaio.

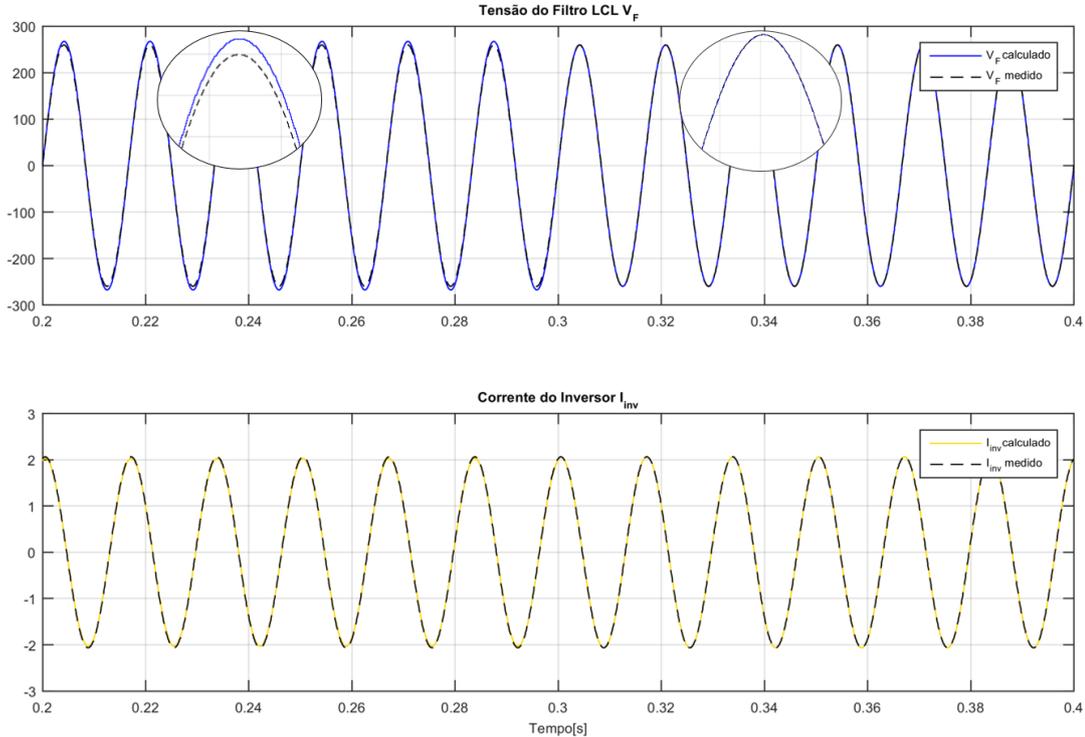


Figura 7.4: Avaliação da Influência Desvios na Indutância do Transformador de Acoplamento: Cálculo das Referências de Controle V_f^* e i_{inv}^* e Atuação do Algoritmo de Estimação de Parâmetros.

Desvios na Reatância Capacitiva do Filtro LCL

Por fim, avalia-se a influência de erros na reatância capacitiva do filtro LCL na obtenção das referências de controle. Para esta parte da simulação, o valor da reatância capacitiva X_{cfpu} fornecido ao modelo foi acrescido de 50% do seu valor real.

A Figura 7.5 mostra os resultados da estimação das impedâncias \hat{R}_{pu} , \hat{X}_{pu} e \hat{X}_{cfpu} para a referida situação. Neste caso, a reatância capacitiva estimada pelo algoritmo adaptativo coincide com a reatância real do sistema de forma que $\hat{X}_{cfpu} = 9,015$, e difere do valor fornecido ao modelo em 50%.

Já a Figura 7.6 mostra o efeito do desvio do valor reatância capacitiva no cálculo das referências. Neste caso, o cálculo da tensão V_f^* não é influenciado pelo erro do modelo, pois os valores de R_{pu} e X_{pu} coincidem com os valores reais da simulação. Já a referência da corrente do inversor i_{inv}^* sofre um desvio significativo devido ao erro no parâmetro X_{cfpu} . No instante, $t = 0,3s$ o valor estimado de \hat{X}_{cfpu} é substituído nas equações do modelo, eliminando o erro na referência da corrente i_{inv}^* causado pelo desvio no valor desta impedância.

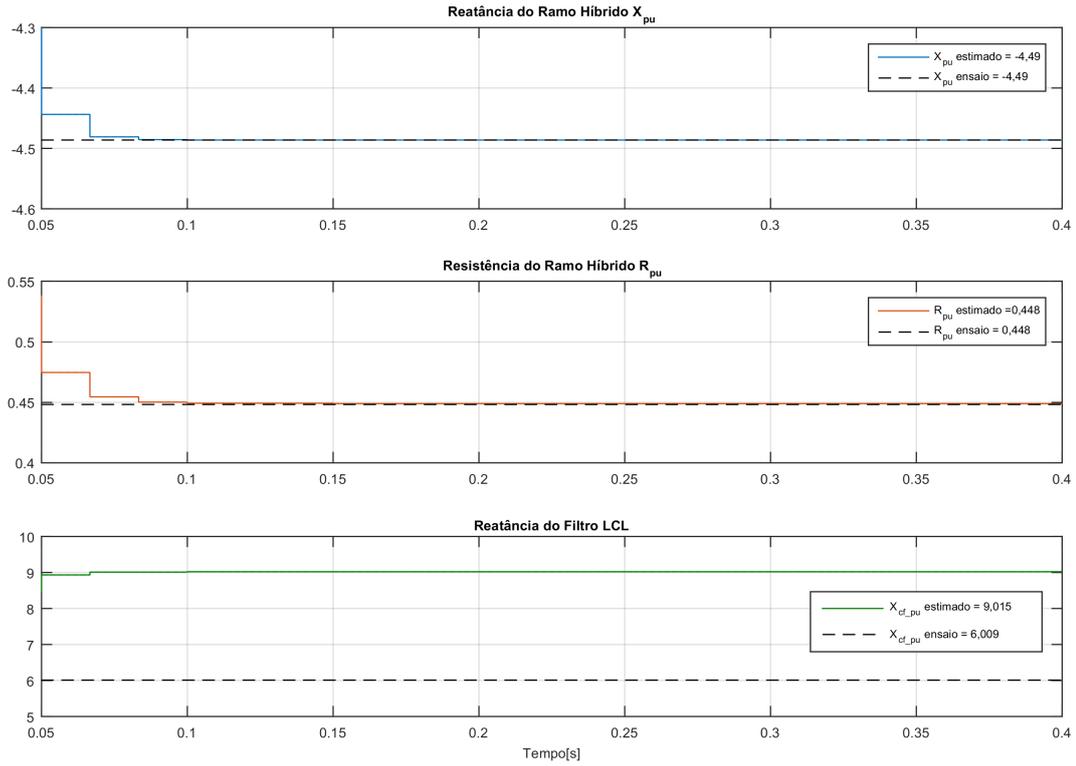


Figura 7.5: Estimação de \hat{R}_{pu} , \hat{X}_{pu} e \hat{X}_{cf_pu} para Desvios na Reatância Capacitiva do Filtro LCL.

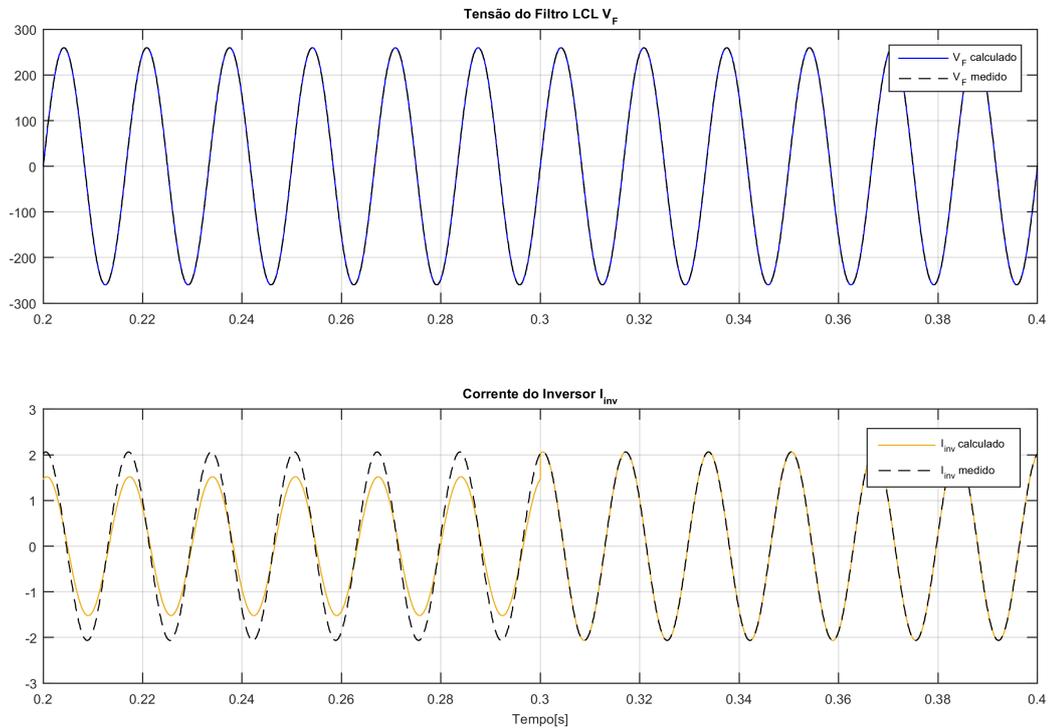


Figura 7.6: Avaliação da Influência Desvios na Reatância Capacitiva do Filtro LCL: Cálculo das Referências de Controle V_f^* e i_{inv}^* e Atuação do Algoritmo de Estimação de Parâmetros.

Discussão

Os resultados da simulação mostram que os erros mais significativos nos cálculos das referências de controle acontecem para desvios no valor do banco de capacitores. Neste caso, uma diminuição de 25% do banco causou um desvio significativo no cálculo das referências de controle. As incertezas nas impedâncias R_{pu} e X_{pu} resultam em erros diretos no cálculo da referência V_f^* , que são propagados para o cálculo i_{inv}^* .

O oposto ocorre ao aplicar um desvio de 100% no valor da indutância do transformador de acoplamento, que resulta em erros pouco expressivos no cálculo das referências de controle. Isso porque a reatância indutiva do transformador é muito menor do que a reatância capacitiva do banco, então espera-se que os erros nesta impedância realmente tenham menor influência no resultado final.

Por fim, os desvios na reatância capacitiva do filtro LCL influenciam diretamente no cálculo da corrente i_{inv}^* , sem influenciar na referência de controle V_f^* . De forma que, a referência de tensão continua sendo calculada de maneira correta e os erros aparecem apenas na referência da corrente do inversor. Para esta condição, quando o FCS-MPC estiver priorizando o controle da tensão, através do ajuste de K_v na função custo, os efeitos de erros no valor da reatância capacitiva do filtros LCL serão minimizados, pois o cálculo da referência de controle da tensão V_f^* continua sendo feita de maneira correta.

7.5 Aplicação do Algoritmo de Estimação no Filtro Híbrido com FCS-MPC

Para validar o efeito da estimação de parâmetros adaptativa no cálculo das referências de controle do FCS-MPC, o algoritmo do filtro híbrido foi modificado para incluir três opções de controle.

A primeira desconsidera que variações de parâmetros podem ocorrer durante o funcionamento do equipamento e utiliza os valores definidos pelo ensaios. Essa técnica é muito eficiente no controle do equipamento para condições normais de operação, como é o caso dos resultados apresentados no Capítulo 6.

A segunda opção de controle faz uma estimação dos parâmetros em malha aberta, na inicialização do equipamento. Esta estimação é feita apenas para garantir que os valores fornecidos pelos ensaios estão de acordo com os reais e evitar que o equipamento entre em operação com parâmetros de modelo inadequados.

Por fim, a última opção de operação executa o algoritmo de estimação de parâmetros dentro da rotina principal de interrupção, para cada período de amostragem k . Desta

forma, mudanças nos parâmetros do equipamento ocasionadas por falhas ou por desvios nos valores das impedâncias são corrigidas, colocando o equipamento no ponto de operação adequado.

As duas últimas opções que utilizam o algoritmo de estimação baseado em filtros adaptativos serão descritas a seguir.

7.5.1 Estimação de Parâmetros na Inicialização do Equipamento

O fluxograma da Figura 7.7 descreve o processo de inicialização do equipamento incluindo o algoritmo de estimação de impedâncias.

Inicialmente, o DSP executa um algoritmo de pré-carga do barramento CC, que utiliza um controlador proporcional com modulador PWM. O controlador proporcional é responsável por aumentar gradativamente o índice de modulação (m_a) da tensão de referência do PWM. Essa tensão possui a mesma fase da corrente do ramo híbrido, e controla o fluxo de potência ativa necessário para carregar o barramento CC, de acordo com [47].

Quando a tensão do barramento CC chegar ao valor especificado da referência, neste caso $V_{cc}^* = 440V$, o algoritmo de estimação de impedâncias é executado duas vezes para dois pontos de operação diferentes. Nestes dois testes, o algoritmo de estimação é avaliado em malha aberta, ou seja, o controle FCS-MPC ainda não está operando.

No primeiro teste, o filtro híbrido opera na região de subcompensação. Para tanto, uma tensão em fase com a tensão da rede e com índice de modulação $m_a = 0,6$ é adicionada à referência do PWM, diminuindo a corrente do ramo do filtro. O equipamento fica nesta condição de operação por aproximadamente 10s, o algoritmo de estimação de impedâncias é executado, e os valores das impedâncias estimadas são armazenados.

Terminado o tempo do primeiro teste, o índice de modulação é alterado para $m_a = -0,6$ e uma tensão com fase oposta à tensão da rede é aplicada, aumentando a corrente do filtro. O segundo teste também é executado por aproximadamente 10s e os valores estimados das impedâncias são armazenados. O objetivo é aumentar a confiabilidade do teste já que ele é executado para dois pontos de operação opostos.

Quando o segundo teste é finalizado, os valores armazenados das impedâncias estimadas são comparados com os valores fornecidos pelos ensaios. Se o erro entre os valores estimados e os valores fornecidos ao modelo for maior do 10%, o equipamento repete a sequência de testes e recalcula as impedâncias para os dois pontos de operação.

Se o cálculo das impedâncias continuar apresentando erro maior que 10%, o algoritmo impede a inicialização do equipamento e sinaliza um erro. A sinalização deste erro pode significar duas coisas: que os parâmetros fornecidos ao modelo estão inadequados ou que

o algoritmo de estimação está funcionando de maneira indevida. Até que o erro seja corrigido, o equipamento não entra na rotina principal do FCS-MPC.

Caso contrário, se os valores estimados forem próximos aos valores fornecidos ao modelo, a rotina principal do FCS-MPC passa a ser executada. A descrição da rotina de inicialização incluindo os algoritmos de estimação será feita a seguir.

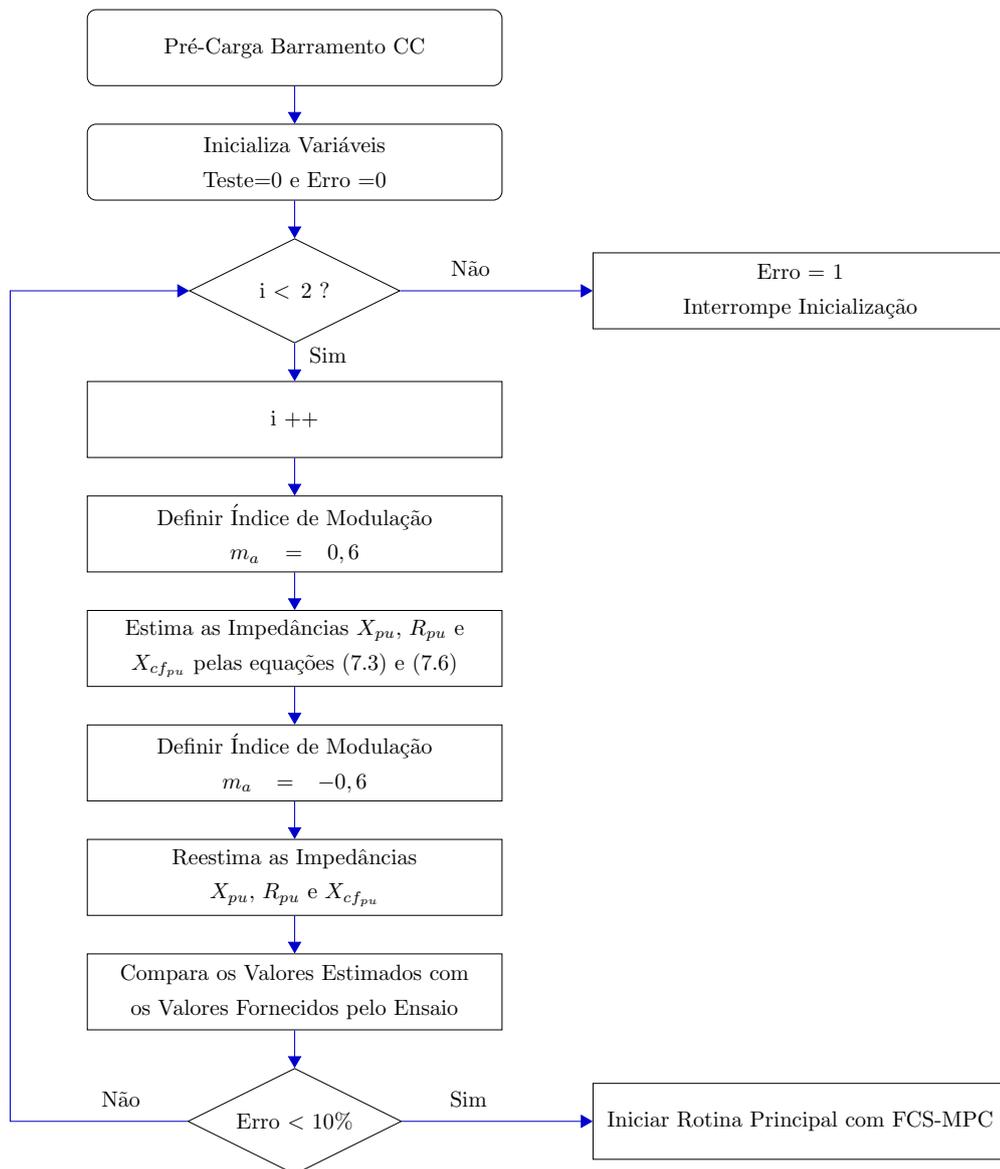


Figura 7.7: Fluxograma do Algoritmo para Teste e Estimação de Impedâncias na inicialização do equipamento.

7.5.2 Estimação de Parâmetros na Rotina de Interrupção Principal

Quando a estimação de parâmetros é feita diretamente na rotina principal de interrupção, as equações de estimação são executadas para cada intervalo de amostragem k , e os valores das impedâncias são corrigidos para o cálculo das referências de controle. Neste trabalho, a rotina principal de interrupção é executada a cada $24,95\mu\text{s}$, resultado da frequência de amostragem de $f_s = 40080$ Hz utilizada no algoritmo de controle.

As matrizes A_d e B_d utilizadas na predição não são recalculadas para os novos valores das impedâncias, pois isso demandaria um tempo de processamento muito elevado. Além disso, a impedância que mais influencia no cálculo das referências de controle é a reatância capacitiva do banco, que de fato não é utilizada no modelo de predição. Os efeitos do desvio de parâmetros na etapa de predição do FCS-MPC não são analisados neste trabalho.

Quando a estimação é feita na rotina principal de interrupção, os valores estimados também são comparados aos valores do modelo, e se um erro maior que 10% perdurar por vários períodos de amostragem, um flag indica que o equipamento está operando fora das especificações nominais.

Os aspectos gerais das condições de operação do equipamento dentro da rotina principal de interrupção são mostradas abaixo.

Aspectos Gerais de Implementação

O fluxograma da Figura 7.8 mostra a implementação do algoritmo de controle FCS-MPC com a possibilidade de modificar os parâmetros utilizados cálculo das referências de controle pelos valores obtidos com o algoritmo de estimação.

Duas opções são consideradas: não corrigir os valores das impedâncias do sistema ou implementar o algoritmo de estimação online, dentro da rotina principal de interrupção para cada instante k .

De acordo com o fluxograma da Figura 7.8, a rotina de interrupção sempre é iniciada com a aplicação dos estados de chaveamento, e seguida pela leitura das variáveis de controle do conversor A/D, transformação das variáveis para p.u. e definição do tipo de compensação de reativo (dinâmica ou fixa). Essas etapas já foram explicadas em detalhes no Capítulo 6.

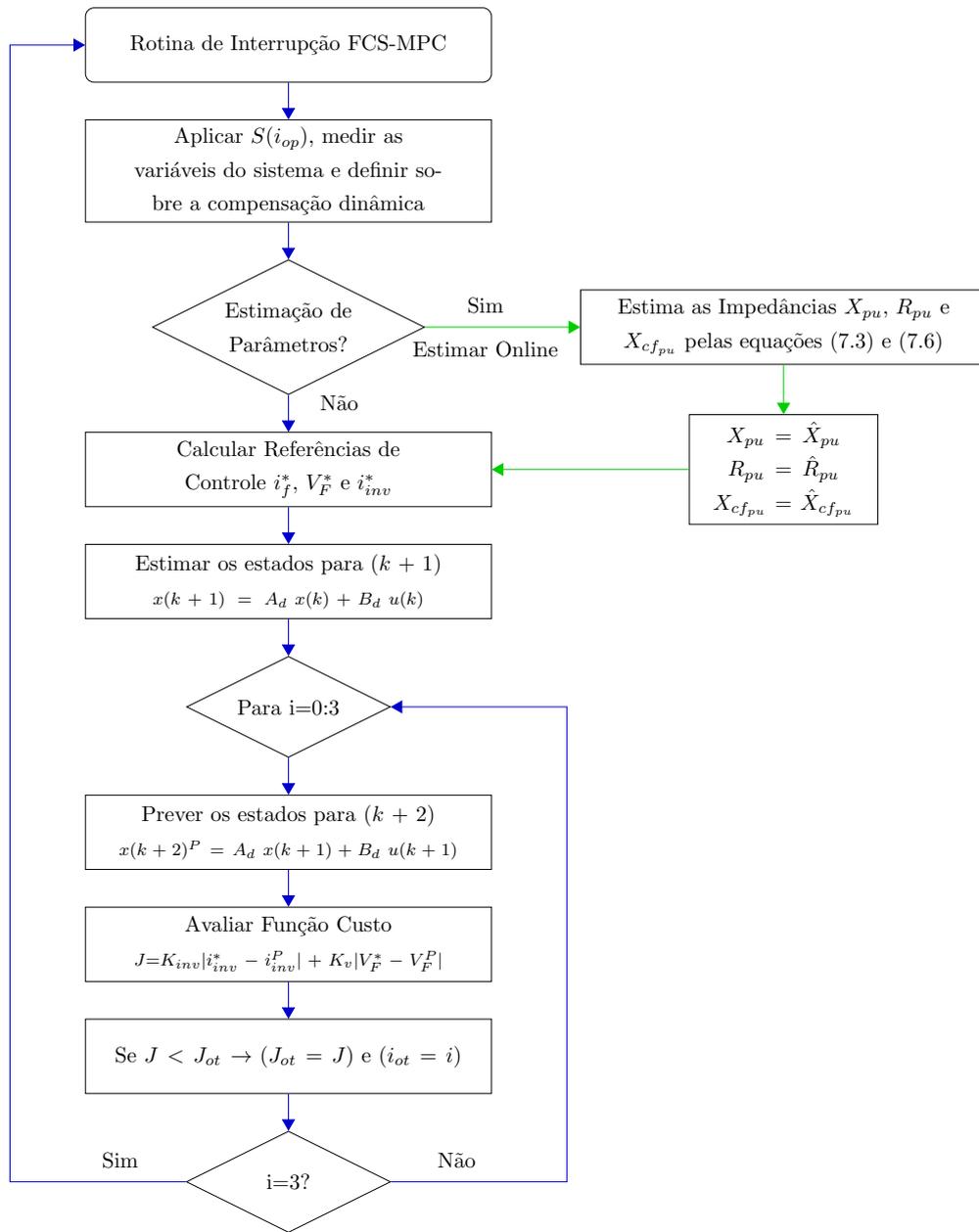


Figura 7.8: Fluxograma de Implementação do Algoritmo FCS-MPC com Possibilidades de Estimação de Parâmetros.

Após executar esses passos, deve-se definir sobre a utilização ou não do algoritmo de estimação de parâmetros. Na primeira opção, opta-se por não executar a rotina de estimação e o FCS-MPC será implementado normalmente utilizando os valores das impedâncias fornecidos pelos ensaios dos elementos passivos.

Na segunda opção, o algoritmo de estimação de parâmetros descrito neste capítulo é executado online, então, os valores de X_{pu} , R_{pu} e $X_{cf_{pu}}$ são substituídos pelos valores estimados \hat{X}_{pu} , \hat{R}_{pu} e $\hat{X}_{cf_{pu}}$ nas equações de cálculo das referências de controle. Em

seguida, o algoritmo FCS-MPC é executado normalmente.

Os resultados práticos da implementação do algoritmo de estimação de parâmetros adaptativos, na correção do cálculo das referências de controle é mostrado a seguir.

7.5.3 Resultados de Práticos

O algoritmo de estimação de parâmetros proposto foi implementado no protótipo do filtro híbrido descrito no Capítulo 6. O protótipo possui as mesmas impedâncias apresentadas na Tabela 6.3 e nas Figuras 6.16 e 6.17. O equipamento passa a operar com o algoritmo de estimação de impedâncias na inicialização, e com as opções de estimação de parâmetros durante a execução do FCS-MPC, de acordo com o fluxograma da Figura 7.8.

Os passos de adaptação definidos para o FAS-LMS são de $\mu_v = 0,0055$ para os filtros adaptativos aplicados nas tensões V_{fpu} e V_{spu} e $\mu_i = 0,0015$ para os filtros utilizados nas correntes i_{fpu} e i_{invpu} .

De acordo com os resultados da simulação, as incertezas na reatância do filtro híbrido (X_{pu}) são as que mais influenciam na obtenção das referências de controle do FCS-MPC. Por este motivo, os resultados da estimação de parâmetros para a perda de uma célula capacitiva do banco de capacitores são apresentados a seguir. Nos ensaios, um capacitor de $68,5\mu\text{F}$ do banco de capacitores de $274\mu\text{F}$ é curto-circuitado, diminuindo-o para $205,5\mu\text{F}$.

Nos resultados mostrados nas Figuras 7.9 à 7.12, a saída PWM do DSP é utilizada como conversor D/A para exibir os valores da reatância do modelo X_{pu} e da reatância estimada pelo algoritmo adaptativo \hat{X}_{pu} . A relação utilizada é $-4,5$ p.u./V. Para essas figuras, o equipamento está operando com referência de corrente fixa $I_{fpu}^{q*} = 14\text{A}$ e nenhuma carga é ligada ao sistema.

O instante em que a célula capacitiva é curto-circuitada é mostrado na Figura 7.9. A rotina está sendo executada sem algoritmo de estimação, portanto as impedâncias do modelo são as fornecidas pelo ensaio dos elementos passivos para as condições nominais do equipamento. Entretanto, mesmo após a perda da célula capacitiva deseja-se manter a corrente de acordo com referência I_f^* . Para tanto, o cálculo das referências de controle V_{fpu}^* e i_{inv}^* precisa se readequar à nova impedância do sistema. Sem o algoritmo de estimação os valores dessas referências continuam os mesmos, o que resulta em um erro significativo no valor da corrente real do ramo híbrido.

Ainda na Figura 7.9, antes da perda da célula capacitiva, o valor da reatância estimada coincide com o valor da fornecido ao modelo, de forma que $X_{pu} = \hat{X}_{pu} \cong -4,5\text{p.u.}$. Após o transitório, a reatância estimada diminui de $-4,5$ p.u. para aproximadamente $-6,21$ p.u., se adaptando à nova condição de operação do equipamento. Apesar disso, o valor da

reatância utilizada no modelo continua o mesmo, resultando em desvios da corrente i_f em relação à sua referência de controle.

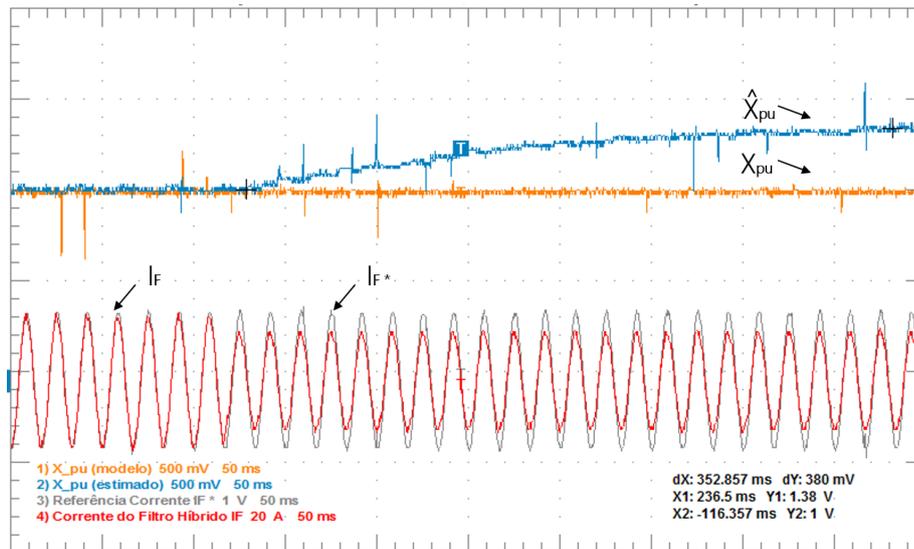


Figura 7.9: Estimação da Reatância do Filtro Híbrido para Perda de Célula Capacitiva.

Em seguida, a reatância do modelo de cálculo das referências do FCS-MPC é corrigida pelo valor estimado, modificando o algoritmo para operar com estimação de parâmetros online. Os resultados são mostrados nas Figuras 7.10 à 7.12 abaixo.

O efeito da correção da impedância X_{pu} , pelo algoritmo de estimação, na corrente do filtro híbrido é mostrado na Figura 7.10.

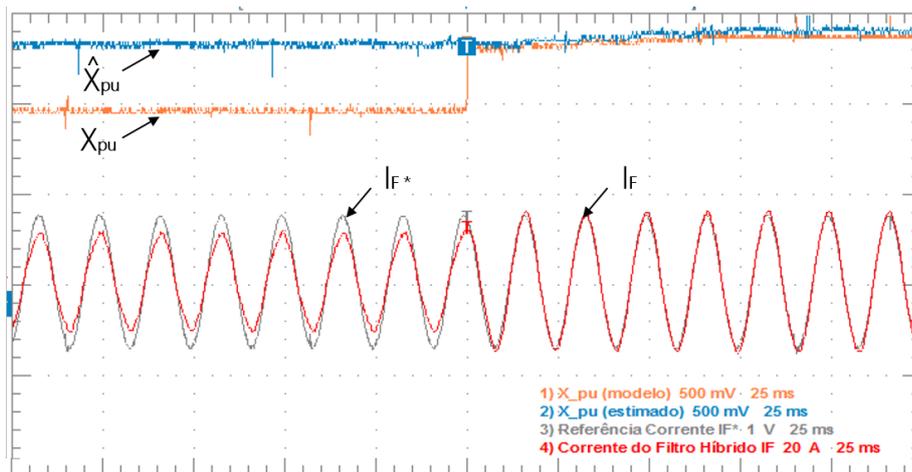


Figura 7.10: Entrada do Algoritmo de Estimação Online e o seu Efeito no Controle da Corrente do Filtro Híbrido.

Inicialmente, a corrente do equipamento era 7,64 A, apresentando um desvio de 23% em relação à sua referência de controle. Após a entrada do algoritmo de estimação online,

a corrente do filtro híbrido é corrigida e o equipamento volta a fornecer a corrente requerida mesmo com a perda de uma célula capacitiva.

Com a diminuição do banco de capacitores, a capacidade de compensação de potência reativa do equipamento diminui. Neste caso, como o equipamento estava operando na região de subcompensação é possível corrigir o ponto de operação para que o filtro continue fornecendo a potência reativa requerida pela carga, mesmo na condição de falta, como pode ser visto pela correção da amplitude da tensão V_f na Figura 7.11.

Vale ressaltar que, se o equipamento estivesse operando na região de sobrecompensação, fornecendo uma potência reativa muito próxima à sua capacidade máxima, com a perda da célula capacitiva não seria possível entregar a potência requerida pela carga, mesmo com o algoritmo de estimação, devido ao limite operação das variáveis do sistema. Por isso, é importante utilizar uma variável que indique o erro mesmo quando o equipamento está operando com o algoritmo de estimação online, pois com a mudança de X_{pu} a capacidade de compensação do filtro híbrido fica comprometida.

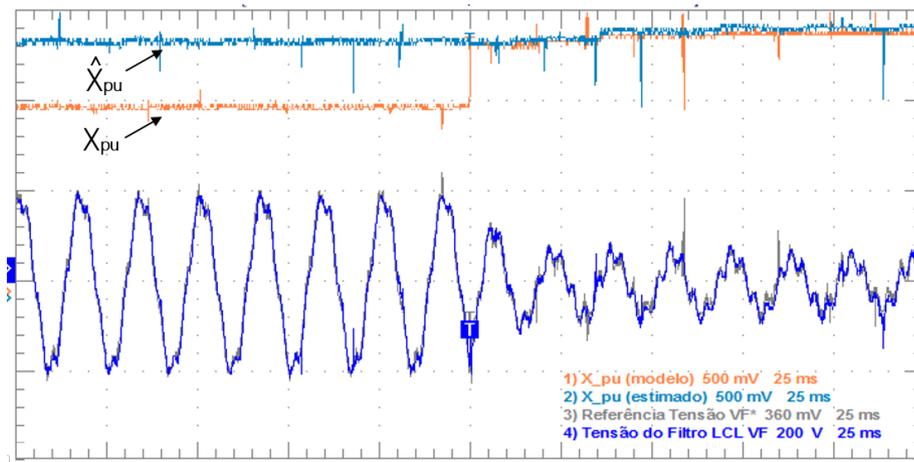


Figura 7.11: Entrada do Algoritmo de Estimação Online e o seu Efeito na Obtenção da Referência de Controle da Tensão do Filto LCL V_f .

Por fim, o efeito da correção da reatância do filtro híbrido pelo algoritmo de estimação é mostrado na Figura 7.12. O resultado mostra um aumento da corrente do inversor, resultante da correção da referência de controle da tensão V_f^* que influencia diretamente no cálculo de i_{inv}^* .

Para avaliar a influência da perda da célula capacitiva na operação do equipamento com referência dinâmica de reativo, uma carga RL foi conectada ao sistema. Essa carga consome uma potência aparente de 1,9 kVA, sendo que a potência ativa é de 1 kW e a potência reativa é de 1,6 kVar. Apesar de os indutores da carga não estarem operando com corrente maior que a nominal, estes apresentam uma distorção harmônica na corrente

devido à saturação do material magnético do núcleo.

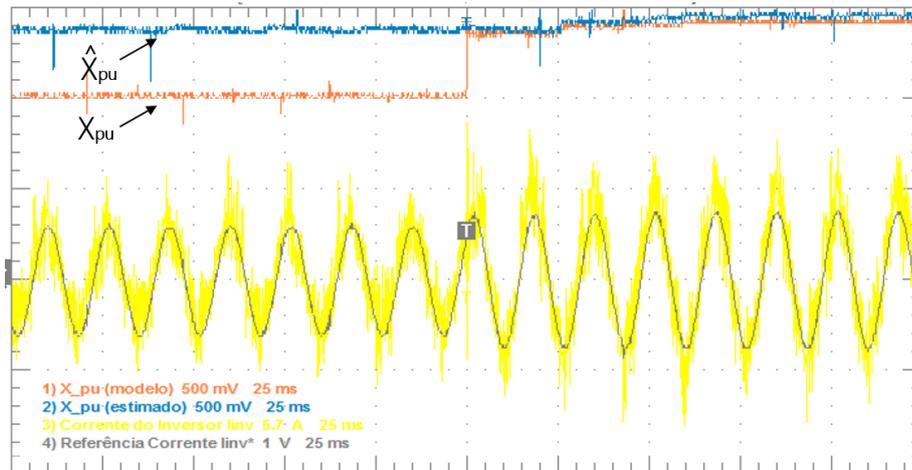


Figura 7.12: Entrada do Algoritmo de Estimação Online e o seu Efeito na Obtenção da Referência de Controle da Corrente do Inversor i_{inv} .

A Figura 7.13 mostra a potência reativa da fonte, antes e depois da perda da célula capacitiva e após a correção dos parâmetros. Inicialmente em (a), o filtro híbrido está operando com o banco de capacitores nominal e compensando adequadamente a potência reativa da fonte. Em seguida, em (b) ocorre a perda da célula capacitiva, e o sistema passa a operar com desvios de corrente, devido aos erros de cálculo da referência de controle. Finalmente em (c), o algoritmo de estimação de parâmetros online é ativado e a fonte volta a apresentar potência reativa igual a zero, mostrando a capacidade do algoritmo de estimação adaptativo em corrigir os erros causados por desvios no cálculo das referências de controle.

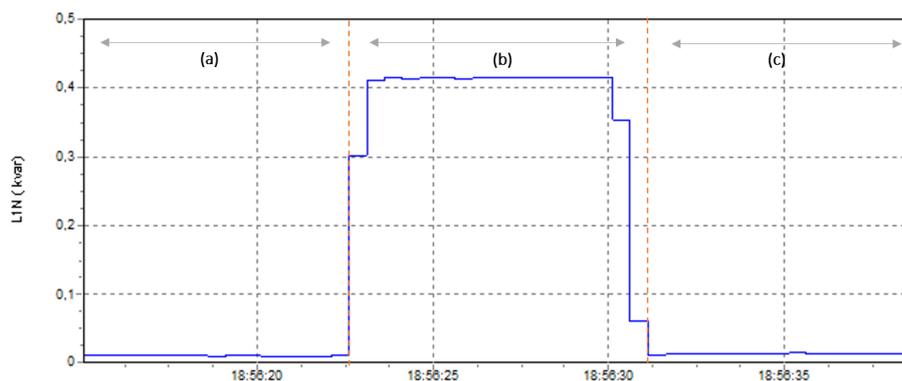


Figura 7.13: Potência Reativa da Fonte (a) Antes da Perda da Célula Capacitiva (b) Depois da Perda sem Estimação de Parâmetros (c) Depois da Perda com Estimação de Parâmetros.

A Figura 7.16 mostra as potências da fonte, medidas pelo FLUKE antes e depois da entrada do algoritmo de estimação de parâmetros. Em (a), devido aos desvios da

referência, o equipamento não fornece a quantidade de potência reativa requerida pela carga, deixando circular aproximadamente 400Var na fonte. Já em (b), após a correção nos desvios das referências de controle, o sistema volta a operar com fator de potência unitário como era desejado.

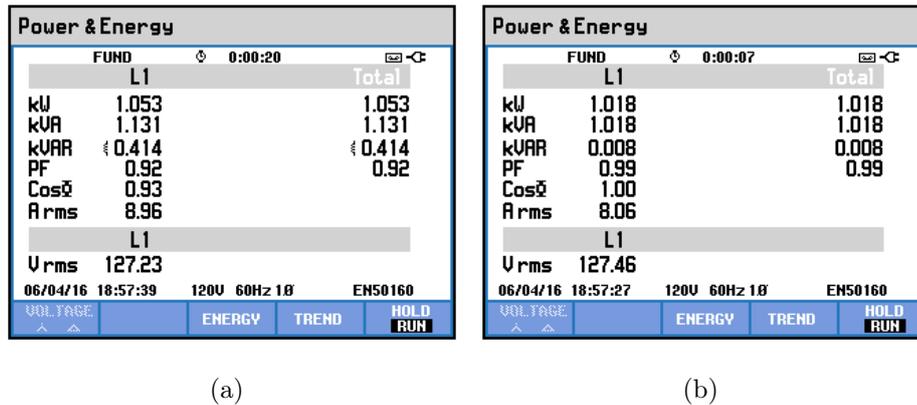


Figura 7.14: Potências da Fonte (a) Sem Estimação de Parâmetros (b) Com Estimação de Parâmetros.

As formas de onda da tensão e corrente da fonte são mostradas na Figura 7.15, após a entrada do algoritmo de estimação de parâmetros. Em complemento, a Figura 7.16 mostra que a defasagem angular entre tensão e corrente foi de $-22^\circ \rightarrow 0^\circ$ após o ajuste do ponto de operação do equipamento.

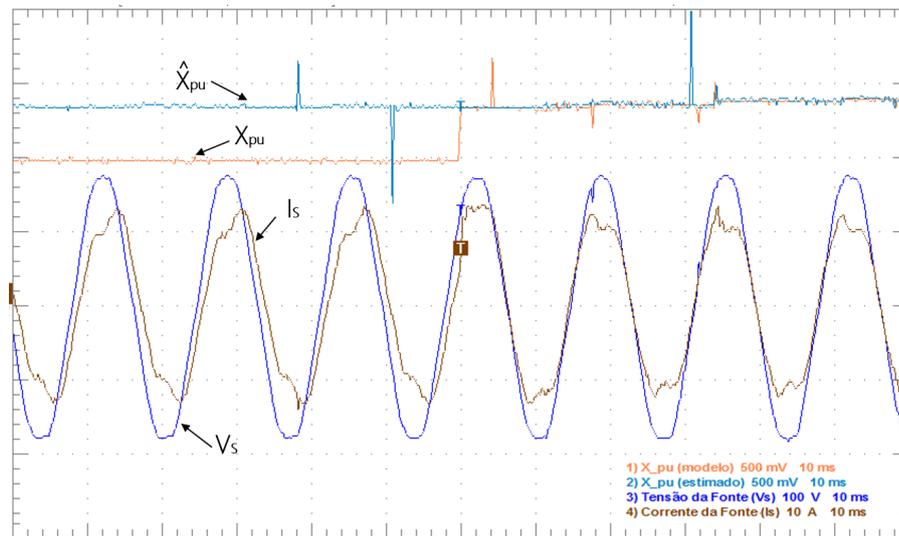
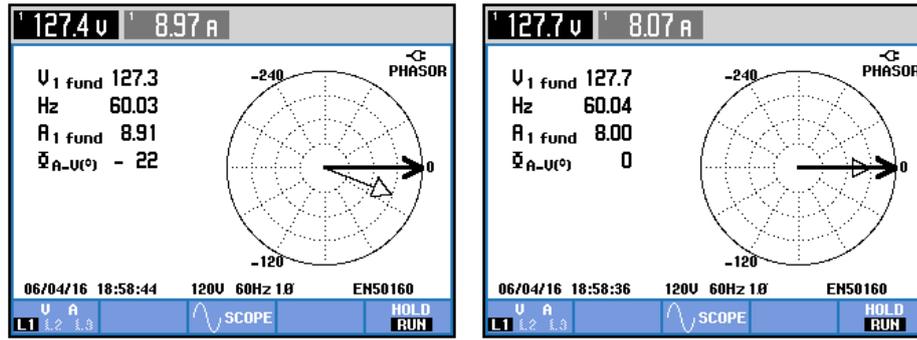


Figura 7.15: Entrada do Algoritmo de Estimação Online e o seu Efeito na Compensação Dinâmica de Reativo.



(a)

(b)

Figura 7.16: Diagrama Fasorial da Tensão e Corrente da Fonte (a) Sem Estimação de Parâmetros (b) Com Estimação de Parâmetros.

Considerações sobre a Implementação Prática do Algoritmo de Estimação

Algumas considerações importantes sobre a implementação prática do algoritmo de estimação de parâmetros com o filtro adaptativo FAS-LMS serão feitas a seguir.

Inicialmente, é preciso ressaltar que os valores estimados das impedâncias dependem do valor medido das variáveis de estado do sistema. Por isso, erros nos ganhos dos sensores de efeito hall da tensão e da corrente, resultam também em erros nos valores estimados. Para minimizar este efeito, os ganhos de todos os sensores foram ajustados minuciosamente, utilizando o FLUKE 435 como base para calibração da amplitude das variáveis.

Apesar destes cuidados, a implementação prática da estimação da reatância capacitiva do filtro LCL não apresentou bons resultados. No capacitor de $11,4\mu\text{F}$ a corrente é muito baixa e distorcida, pois grande parte das frequências de chaveamento ficam no capacitor. Além disso, no equacionamento proposto esta corrente é calculada de maneira indireta pela diferença entre a corrente do filtro híbrido e a corrente do inversor. Desta forma, pequenos erros entre as amplitudes dessas correntes são amplificados significativamente no cálculo da corrente do capacitor.

Uma solução para melhorar esse efeito seria a inserir mais um sensor e medir diretamente a corrente deste capacitor. Mas avaliando as influências de erros nestes parâmetros na referência de corrente, não justifica o uso de mais um sensor no equipamento. É provável que a estimação proposta seria mais adequada e apresentaria melhores resultados em aplicações onde o capacitor do filtro LCL é maior, bem como a corrente que circula por ele.

Eficiência Computacional do Algoritmo de Controle

A Tabela 7.1 a seguir mostra o tempo de execução do algoritmo de estimação de parâmetros apresentado neste capítulo. Esses tempos foram medidos no software Code Composer Studio v6.1.1. durante a execução do código no DSP de ponto flutuante TMS320F28335.

Tabela 7.1: Eficiência Computacional FCS-MPC com Estimação de Parâmetros

Algoritmo	Ciclos do DSP	Tempo de Execução μs
Filtros Adaptativos para Estimação	220	1,47
Cálculo do Valor das impedâncias	554	3,70
Lógicas e Testes Adicionais	152	1,01
Tempo Total Estimação Impedâncias	926	6,18
Tempo do Controle com FCS-MPC	1965	13,11
Tempo Total do FCS-MPC com Estimação Online	2891	19,28

O algoritmo de estimação de impedâncias utiliza 4 filtros adaptativos FAS-LMS, aplicados às variáveis de estado do sistema, que gastam aproximadamente $1,47\mu s$ para serem executados. O filtro adaptativo FAS-LMS foi escolhido para esta aplicação devido à sua eficiência computacional e facilidade de implementação.

Os cálculos dos valores das impedâncias gastam um pouco mais de tempo para serem executados, aproximadamente $1,37\mu s$, devido à necessidade de fazer duas divisões que aumentam significativamente o custo computacional.

Ainda assim, o algoritmo FCS-MPC com estimação de parâmetros pôde ser implementado com frequência de amostragem de 40080Hz, pois o tempo total de execução resultou em $19,28\mu s$.

8 | Conclusões

Este trabalho apresentou a aplicação do controle preditivo baseado em modelo para o ajuste do fluxo de potência de conversores eletrônicos. Inicialmente, o algoritmo FCS-MPC foi aplicado no controle direto da corrente de um retificador ativo e de um STAT-COM. O FCS-MPC utilizou um modelo matemático do equipamento para prever o seu comportamento para cada estado de chaveamento do conversor. A partir destes valores, uma função custo que inclui as referências de corrente foi avaliada e o estado de chaveamento ótimo foi escolhido como ação de controle.

O objetivo de apresentar a aplicação do FCS-MPC para o retificador ativo e STAT-COM foi introduzir os conceitos da técnica de controle preditivo para um equipamento com um modelo matemático mais simples. Entretanto, as contribuições reais do trabalho estão voltadas para a aplicação desta técnica no controle da potência reativa de um filtro ativo híbrido.

No desenvolvimento do trabalho, o filtro híbrido foi modelado baseando-se nas equações de um conversor conectado à rede por filtros LCL. O controle FCS-MPC em conversores com filtro LCL traz um desafio adicional de convergência devido ao atraso causado pela inserção do capacitor. Para alcançar os objetivos, foram apresentadas as justificativas necessárias para a definição da função custo mais adequada para a topologia do equipamento, as formulações matemáticas para os cálculos das referências de controle e a técnica utilizada para amortecimento da ressonância.

Os resultados práticos e de simulação mostraram a eficiência da estratégia proposta no controle do fluxo de potência reativa do filtro híbrido. Além disso, o ajuste dos ganhos da função custo, definiram uma relação custo benefício muito eficaz entre a resposta dinâmica e a resposta em regime permanente. O algoritmo foi capaz de desacoplar adequadamente o controle do fluxo de potência ativa e reativa e acompanhar dinamicamente as variações de carga do sistema.

Tendo em vista a dependência do FCS-MPC com os valores das impedâncias fornecidas ao modelo, este trabalho também propôs um algoritmo de estimação destes parâmetros. Inicialmente, avaliou-se a influência de erros de parâmetros no cálculo das referências de

controle, observando que o desvio mais significativo ocorria para incertezas no valor da reatância do banco de capacitores do filtro híbrido. O algoritmo de estimação proposto fez uso de uma estrutura de filtros adaptativos sintonizados, para estimar as impedâncias necessárias para correção das referências de controle, a partir das variáveis de estado lidas pelos sensores.

Os ensaios realizados no equipamento quando este estava operando com o FCS-MPC e com o algoritmo de estimação de parâmetros, mostraram a eficiência da metodologia na correção de desvios de referência causados por erros nos parâmetros do modelo e/ou falhas no equipamento, como por exemplo, a perda de células capacitivas do banco. A adição do algoritmo de estimação aumentou a confiabilidade da aplicação industrial do equipamento, atenuando uma das desvantagens da utilização de técnicas que dependem das impedâncias do sistema para seu correto funcionamento.

Trabalhos Futuros

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

- Expandir os conceitos do algoritmo FCS-MPC para conversores multiníveis, viabilizando a aplicação do filtro híbrido em cargas de potência elevada;
- Utilizar o STATCOM com algoritmo de controle FCS-MPC como uma fonte de corrente controlável, para representar uma carga variável. Neste caso, seria possível simular em laboratório o comportamento do filtro híbrido na compensação de reativo de cargas que possuem flutuações significativas na corrente;
- Testar o equipamento para a compensação de potência reativa de cargas altamente dinâmicas como: máquinas de solda, fornos a arco, entre outros;
- Utilização de sistema de armazenamento de energia no barramento CC para melhorar a regulação tensão em sistemas que apresentam flutuação de consumo da potência ativa e reativa. Nestes casos, com armazenamento de energia no barramento CC é possível manter constante a potência ativa consumida/entregue à fonte e também compensar a potência reativa;
- Utilização do Filtro Kalman ou outros algoritmos de filtragem, para estimação da componente ativa e reativa da carga com melhor resposta dinâmica;
- Utilização de estimadores de estado para diminuir o número de sensores utilizados;

- Análise completa de estabilidade do sistema utilizando técnicas para sistemas não lineares, tais como Lyapunov.
- Análise matemática da influência dos erros de parâmetros nas etapas de predição do algoritmo FCS-MPC para filtros LCL.

Bibliografia

- [1] J. Dixon, L. Moran, J. Rodriguez, and R. Domke, "Reactive power compensation technologies: State-of-the-art review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2144–2164, Dec 2005.
- [2] F. O. Igbinoia, G. Fandi, J. vec, Z. Müller, and J. Tlustý, "Comparative review of reactive power compensation technologies," in *2015 16th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, May 2015, pp. 2–7.
- [3] W. Hofmann, J. Schlabbach, and W. Just, "Effect of reactive power on electricity generation, transmission and distribution," in *Reactive Power Compensation*, 2012, pp. 23–35.
- [4] X. Rong, Y. Yong, W. Jian, Y. Rongfeng, X. Dianguo, C. He, Y. Yannan, and N. Ronggang, "Improved model predictive control for h-bridge cascaded statcom," in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, June 2015, pp. 2545–2550.
- [5] P. Kasinathan, R. Vairamani, and S. Sundramoorthy, "Dynamic performance investigation of d-q model with pid controller-based unified power-flow controller," *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 5, pp. 843–850, May 2013.
- [6] K. Antoniewicz, M. Jasinski, M. Kazmierkowski, and M. Malinowski, "Model predictive control for 3-level 4-leg flying capacitor converter operating as shunt active power filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [7] F.-Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems," in *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1988.*, Oct 1988, pp. 874–880 vol.1.
- [8] F. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 1, pp. 144–152, Jan 1993.
- [9] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A new approach to harmonic compensation in power systems—a combined system of shunt passive and series active filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, no. 6, pp. 983–990, Nov 1990.
- [10] H. Fujita and H. Akagi, "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*, Oct 1990, pp. 1107–1112 vol.2.
- [11] H. Akagi and H. Fujita, "A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1570–1575, Jul 1995.

- [12] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May 1984.
- [13] S. Bhattacharya and D. Divan, "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system," in *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95.*, vol. 3, Oct 1995, pp. 2531–2540 vol.3.
- [14] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 22–33, July 2007.
- [15] A. Bhattacharya, C. Chakraborty, and S. Bhattacharya, "Shunt compensation," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 3, no. 3, pp. 38–49, Sept 2009.
- [16] S. Ferreira, R. Gonzatti, C. Silva, L. Silva, and Lambert-Torres, "Adaptive notch filter applied to hybrid active var compensator under nonsinusoidal and unbalanced conditions," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept 2013, pp. 2264–2269.
- [17] D. Yazdani, A. Bakhshai, and P. Jain, "A three-phase adaptive notch filter-based approach to harmonic/reactive current extraction and harmonic decomposition," *IEEE Transactions on Power Electronics.*, vol. 25, no. 4, pp. 914–923, April 2010.
- [18] R. Pereira, C. da Silva, L. da Silva, G. Lambert-Torres, and J. O. P. Pinto, "New strategies for application of adaptive filters in active power filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 3, pp. 1136–1141, May 2011.
- [19] G. W. Chang, C. I. Chen, and Y. F. Teng, "Radial-basis-function-based neural network for harmonic detection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2171–2179, June 2010.
- [20] E. H. Watanabe and M. Aredes, "Teoria de potencia ativa e reativa instantânea e aplicações - filtros ativos e facts," *Anais do XII Congresso Brasileiro de Automática - Mini-Cursos*, vol. I, no. 3, pp. 81–122, May 1998.
- [21] P.-T. Cheng, Y.-F. Huang, and C.-C. Hou, "Design of a neutral harmonic mitigator for three-phase four-wire distribution systems," in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting.*, vol. 1, Sept 2001, pp. 164–171 vol.1.
- [22] J. Rodriguez, P. Cortes, R. Kennel, and M. P. Kazmierkowski, "Model predictive control – a simple and powerful method to control power converters," in *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09.*, May 2009, pp. 41–49.
- [23] B. Bouaziz, F. Bacha, R. Wamkeue, and M. Gasmi, "Fuzzy direct power control for pwm converters connected to the grid," in *Systems, Signals and Devices (SSD), 2011 8th International Multi-Conference on*, March 2011, pp. 1–6.
- [24] J. R. Massing, M. Stefanello, H. A. Grundling, and H. Pinheiro, "Adaptive current control for grid-connected converters with lcl filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 12, pp. 4681–4693, Dec 2012.

- [25] A. Hemdani, M. Dagbagi, W. M. Naouar, L. Idkhajine, I. S. Belkhdja, and E. Monmasson, "Indirect sliding mode power control for three phase grid connected power converter," *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 6, pp. 977–985, 2015.
- [26] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, Dec 2008.
- [27] S. Vazquez, J. Leon, L. Franquelo, J. Rodriguez, H. Young, A. Marquez, and P. Zanchetta, "Model predictive control: A review of its applications in power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 16–31, March 2014.
- [28] R. N. Fard, "Finite control set model predictive control in power converters," *PhD Thesis of Norwegian University of Science and Technology, Norway*, July, 2013.
- [29] J. . H. Lee, "Model predictive control: Review of the three decades of development," *International Journal of Control of Automated Systems*, vol. 9, no. 3, pp. 415–429, 2011.
- [30] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, Dec 2015.
- [31] J. Rodriguez, M. Kazmierkowski, J. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. Young, and C. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, May 2013.
- [32] J. Sawma, F. Khatounian, E. Monmasson, L. Idkhajine, and R. Ghosn, "Cascaded dual model predictive control of an active front-end rectifier," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2016.
- [33] M. Parvez, S. Mekhilef, N. M. L. Tan, and H. Akagi, "An improved active-front-end rectifier using model predictive control," in *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, March 2015, pp. 122–127.
- [34] S. M. M. Uddin, P. Akter, S. Mekhilef, M. Mubin, M. Rivera, and J. Rodriguez, "Model predictive control of an active front end rectifier with unity displacement factor," in *Circuits and Systems (ICCAS), 2013 IEEE International Conference on*, Sept 2013, pp. 81–85.
- [35] Z. Song, Y. Tian, W. Chen, Z. Zou, and Z. Chen, "Predictive duty cycle control of three-phase active-front-end rectifiers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 698–710, Jan 2016.
- [36] D. E. Quevedo, R. P. Aguilera, M. A. Perez, P. Cortes, and R. Lizana, "Model predictive control of an afe rectifier with dynamic references," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3128–3136, July 2012.
- [37] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2691–2699, Aug 2010.

- [38] B. S. Riar, T. Geyer, and U. K. Madawala, “Model predictive direct current control of modular multilevel converters: Modeling, analysis, and experimental evaluation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 431–439, Jan 2015.
- [39] J. Scoltock, T. Geyer, and U. Madawala, “Model predictive direct current control for a grid-connected converter: Lcl-filter versus l-filter,” in *Industrial Technology (ICIT), 2013 IEEE International Conference on*, Feb 2013, pp. 576–581.
- [40] N. Hoffmann, M. Hempel, M. C. Harke, and F. W. Fuchs, “Observer-based grid voltage disturbance rejection for grid connected voltage source pwm converters with line side lcl filters,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept 2012, pp. 69–76.
- [41] H. Miranda, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and L. Helle, “Model predictive current control for high-power grid-connected converters with output lcl filter,” in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09.*, Nov 2009, pp. 633–638.
- [42] J. Scoltock, T. Geyer, and U. Madawala, “Model predictive direct power control for a grid-connected converter with an lcl-filter,” in *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Feb 2013, pp. 588–593.
- [43] J. Scoltock, T. Geyer, and U. K. Madawala, “A model predictive direct current control strategy with predictive references for mv grid-connected converters with lcl -filters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5926–5937, Oct 2015.
- [44] N. Panten, N. Hoffmann, and F. W. Fuchs, “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*, vol. 31, no. 7, pp. 5189–5200, July 2016.
- [45] B. Gutierrez and S. S. Kwak, “Finite set model predictive control method of shunt hybrid power filter,” in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, June 2015, pp. 2849–2852.
- [46] —, “Finite set model predictive control method of shunt hybrid power filter,” in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, June 2015, pp. 2849–2852.
- [47] C. H. da Silva, “Filtros ativos híbridos ressonantes,” *Tese (Doutorado) Universidade Federal de Itajubá*, 2009.
- [48] S. Kwak, U. C. Moon, and J. C. Park, “Predictive-control-based direct power control with an adaptive parameter identification technique for improved afe performance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 6178–6187, Nov 2014.
- [49] B. Arif, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, J. C. Clare, and M. Degano, “Grid parameter estimation using model predictive direct power control,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 6, pp. 4614–4622, Nov 2015.
- [50] H. A. Young, M. A. Perez, and J. Rodriguez, “Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 3100–3107, May 2016.

- [51] H. Sasaki and T. Machida, "A new method to eliminate ac harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-90, no. 5, pp. 2009–2019, Sept 1971.
- [52] L. Gyugi and E. C. Strycula, "Active ac power filters," in *Conference Recording IEEE-IAS Annual Meeting*, 1976, pp. 529–535.
- [53] N. Mohan, H. A. Peterson, W. F. Long, G. R. Dreifuerst, and J. J. Vithaythil, "Active filters for ac harmonic suppression," in *IEEE/PES Winter Meeting*, 1977.
- [54] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–630, May 1984.
- [55] A. Van Zyl, J. H. R. Enslin, and R. Spee, "A new unified approach to power quality management," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 5, pp. 691–697, Sep 1996.
- [56] D. Rivas, L. Moran, J. Dixon, and J. Espinoza, "Improving passive filter compensation performance with active techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 1, pp. 161–170, Feb 2003.
- [57] R. Inzunza and H. Akagi, "A 6.6-kv transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 893–900, July 2005.
- [58] Z. Shuai, A. Luo, J. Shen, and X. Wang, "Double closed-loop control method for injection-type hybrid active power filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2393–2403, Sept 2011.
- [59] S. C. Ferreira, "Aplicação de filtros adaptativos em compensadores de reativo," *Dissertação Universidade Federal de Itajubá*, 2012.
- [60] A. Hamadi, S. Rahmani, and K. Al-Haddad, "Digital control of a shunt hybrid power filter adopting a nonlinear control approach," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 4, pp. 2092–2104, Nov 2013.
- [61] A. Luo, X. Xu, H. Fang, H. Fang, J. Wu, and C. Wu, "Feedback-feedforward pi-type iterative learning control strategy for hybrid active power filter with injection circuit," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 11, pp. 3767–3779, Nov 2010.
- [62] Z. Liu, T. Ma, S. Ge, and B. Wang, "Hybrid active power filter dc bus control based on fuzzy pid control," in *2010 International Symposium on Computational Intelligence and Design (ISCID)*, vol. 2, Oct 2010, pp. 75–78.
- [63] Y. Han, L. Xu, M. Khan, C. Chen, G. Yao, and L.-D. Zhou, "Robust deadbeat control scheme for a hybrid apf with resetting filter and adaline-based harmonic estimation algorithm," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 3893–3904, Sept 2011.
- [64] S. Rahmani, A. Hamadi, and K. Al-Haddad, "A lyapunov-function-based control for a three-phase shunt hybrid active filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 3, pp. 1418–1429, March 2012.

- [65] L. Herman, I. Papic, and B. Blazic, "A proportional-resonant current controller for selective harmonic compensation in a hybrid active power filter," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 29, no. 5, pp. 2055–2065, Oct 2014.
- [66] R. Pereira, C. da Silva, G. Veloso, L. da Silva, and G. Torres, "A new strategy to step-size control of adaptive filters in the harmonic detection for shunt active power filter," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, IAS 2009.*, Oct 2009, pp. 1–5.
- [67] C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva, G. L. Torres, and J. O. P. Pinto, "Modified synchronous reference frame strategy for selective-tuned single phase hybrid active power filter," in *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009.*, Oct 2009, pp. 1–5.
- [68] C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva, G. Lambert-Torres, B. K. Bose, and S. U. Ahn, "A digital pll scheme for three-phase system using modified synchronous reference frame," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 11, pp. 3814–3821, Nov 2010.
- [69] B. Farhang-Boroujeny, "Chichester: John wiley and sons," in *Adaptive Filters: Theory and Applications*, 1998.
- [70] B. Widrow, J. Glover, J.R., J. McCool, J. Kaunitz, C. Williams, R. Hearn, J. Zeidler, J. Eugene Dong, and R. Goodlin, "Adaptive noise cancelling: Principles and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, no. 12, pp. 1692–1716, Dec 1975.
- [71] S. C. Ferreira, R. R. Pereira, R. B. Gonzatti, C. H. Silva, L. E. B. Silva, and G. Lambert-Torres., "Adaptive real-time power measurement based on iec 61010-2010," *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, no. 11, pp. 1307–1317, Jun. 2015.
- [72] M. Bodson and S. Douglas, "Adaptive algorithms for rejection of sinusoidal disturbances with unknown frequencies," *Proc. 13th IFAC World Conf., San Francisco*, July 1-5 1996.
- [73] L. Hsu, R. Ortega, and G. Damm, "A globally convergent frequency estimator," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 4, pp. 698–713, Apr 1999.
- [74] S. C. Ferreira, "Aplicação de filtros adaptativos em compensadores híbridos de reativo," *Dissertação (Mestrado) Universidade Federal de Itajubá*, 2012.
- [75] A. Yepes, F. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. López, J. Malvar, and P. Fernandez-Comesaça, "Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 7, pp. 1692–1712, July 2010.
- [76] R. R. Pereira, C. H. da Silva, G. F. C. Veloso, L. E. B. da Silva, and G. L. Torres, "A new strategy to step-size control of adaptive filters in the harmonic detection for shunt active power filter," Oct 2009, pp. 1–5.
- [77] P. C. Jose Rodriguez, "Predictive control of power converters and electrical drives," *Wiley-IEEE Press*, April, 2012.
- [78] B. K. Bose, "Modern power electronics and ac drives," *Prentice Hall*, Oct., 2001.
- [79] R. P. A. Echeverría, "Model predictive control of power converters: Theory and practice," *PhD Thesis of University of Newcastle Callaghan, Australia*, August, 2012.

- [80] S.-M. Yang and C.-H. Lee, "A deadbeat current controller for field oriented induction motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 5, pp. 772–778, Sep 2002.
- [81] L. H. Viet, P. Buchner, V. Muller, and P. N. Ian, "Deadbeat current controller of front-end converter with state observer-based predictor," in *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, vol. 2, 2005, pp. 1547–1551.
- [82] S. Vazquez, J. Sanchez, J. Carrasco, J. Leon, and E. Galvan, "A model-based direct power control for three-phase power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 4, pp. 1647–1657, April 2008.
- [83] P. Cortes, J. Rodriguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an afe using predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2516–2523, Sept 2008.
- [84] S. Kwak, U.-C. Moon, and J.-C. Park, "Predictive-control-based direct power control with an adaptive parameter identification technique for improved afe performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 6178–6187, Nov 2014.
- [85] J. Rodriguez, P. Cortes, R. Kennel, and M. Kazmierkowski, "Model predictive control - a simple and dpwerful method to control power converters," in *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09.*, May 2009, pp. 41–49.
- [86] D. Quevedo, R. Aguilera, M. Perez, P. Cortes, and R. Lizana, "Model predictive control of an afe rectifier with dynamic references," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3128–3136, July 2012.
- [87] P. Cortes, G. Ortiz, J. Yuz, J. Rodriguez, S. Vazquez, and L. Franquelo, "Model predictive control of an inverter with output filter for ups applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1875–1883, June 2009.
- [88] P. Cortes, J. Rodriguez, S. Vazquez, and L. Franquelo, "Predictive control of a three-phase ups inverter using two steps prediction horizon," in *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, March 2010, pp. 1283–1288.
- [89] B. Hoff and W. Sulkowski, "Grid-connected vsi with lcl filter - models and comparison," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 3, pp. 1974–1981, May 2014.
- [90] A. A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1205–1217, April 2011.
- [91] J. Dannehl, F. W. Fuchs, S. Hansen, and P. B. Thogersen, "Investigation of active damping approaches for pi-based current control of grid-connected pulse width modulation converters with lcl filters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 4, pp. 1509–1517, July 2010.
- [92] J. Dannehl, M. Liserre, and F. W. Fuchs, "Filter-based active damping of voltage source converters with lcl filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3623–3633, Aug 2011.

- [93] Y. Jia, J. Zhao, and X. Fu, "Direct grid current control of lcl-filtered grid-connected inverter mitigating grid voltage disturbance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1532–1541, March 2014.
- [94] N. P. Filho, "Técnicas de modulação de largura de pulso vetorial para inversores fonte de tensão," *Tese (Doutorado) Universidade Federal de Itajubá*, 2007.
- [95] C. H. Silva, R. R. Pereira, L. E. B. Silva, G. Lambert-Torres, J. O. P. Pinto, and S. U. Ahn, "Dead-time compensation in shunt active power filters using fast feedback loop," in *2008 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Sept 2008, pp. 1–4.
- [96] B. Singh, R. Saha, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Static synchronous compensators (statcom): a review," *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 4, pp. 297–324, July 2009.
- [97] J. Muñoz, J. Rohten, J. Espinoza, P. Melín, C. Baier, and M. Rivera, "Review of current control techniques for a cascaded h-bridge statcom," in *Industrial Technology (ICIT), 2015 IEEE International Conference on*, March 2015, pp. 3085–3090.
- [98] R. B. Gonzatti, C. H. da Silva, E. M. Vaciloto, S. C. Ferreira, L. E. B. da Silva, and G. Lambert-Torres, "Statcom based on modified synchronous reference frame," in *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, Oct 2013, pp. 1207–1211.
- [99] K. Yang, X. Cheng, Y. Wang, L. Chen, and G. Chen, "Pcc voltage stabilization by d-statcom with direct grid voltage control strategy," in *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, May 2012, pp. 442–446.
- [100] N. D. Marks, T. J. Summers, and R. E. Betz, "Challenges for capacitor voltage balancing in a cascaded h-bridge statcom utilising finite control set model predictive control," in *Power Engineering Conference (AUPEC), 2013 Australasian Universities*, Sept 2013, pp. 1–6.
- [101] C. D. Townsend, T. J. Summers, and R. E. Betz, "Multigoal heuristic model predictive control technique applied to a cascaded h-bridge statcom," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 3, pp. 1191–1200, March 2012.
- [102] H. Akagi, S. Srianthumrong, and Y. Tamai, "Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters," in *Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting.*, vol. 2, Oct 2003, pp. 1195–1202 vol.2.
- [103] L. Asiminoaei, W. Wiechowski, F. Blaabjerg, T. Krzeszowiak, and B. Kedra, "A new control structure for hybrid power filter to reduce the inverter power rating," in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Nov 2006, pp. 2712–2717.
- [104] K. Ogata, *Discrete-time Control Systems*. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice-Hall, Inc., 1987.
- [105] A. Reznik, M. G. Simões, A. Al-Durra, and S. M. Muyeen, "Lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1225–1232, March 2014.
- [106] J. Scoltock, T. Geyer, and U. Madawala, "Model predictive direct current control for a grid-connected converter: Lcl-filter versus l-filter," in *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Feb 2013, pp. 576–581.

A | Diagramas de Simulação e Bancadas

Os esquemáticos de simulação das cargas e dos algoritmos utilizados para a implementação das técnicas de extração da componente reativa da corrente no Capítulo 3 são mostrados a seguir.

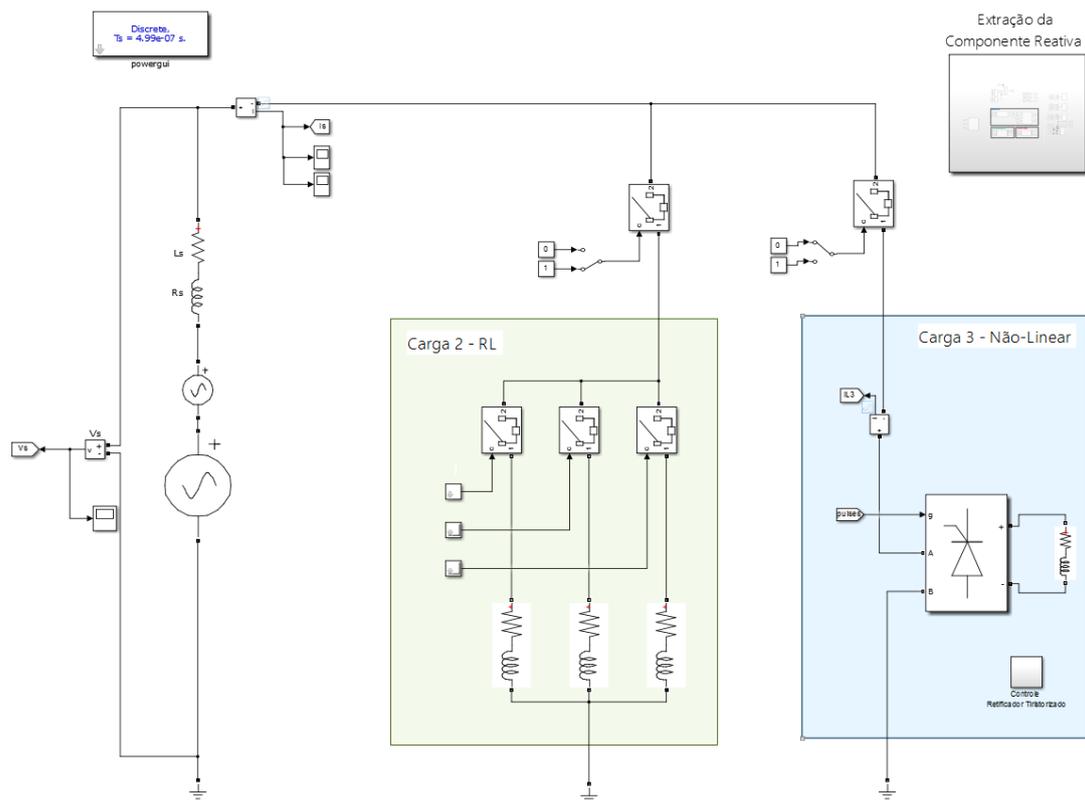


Figura A.1: Diagrama Elétrico: Simulação de Cargas.

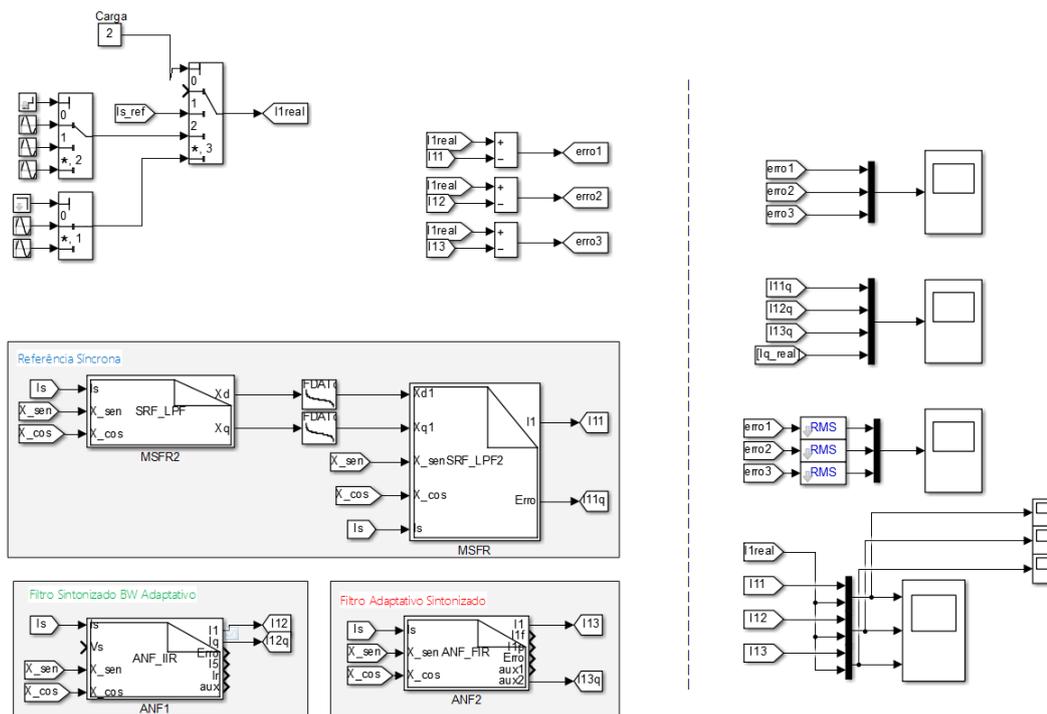


Figura A.2: Diagrama de Controle: Extração da Componente Reativa da Corrente.

As bancadas com as duas cargas utilizadas nos experimentos práticos deste trabalho são mostradas abaixo:

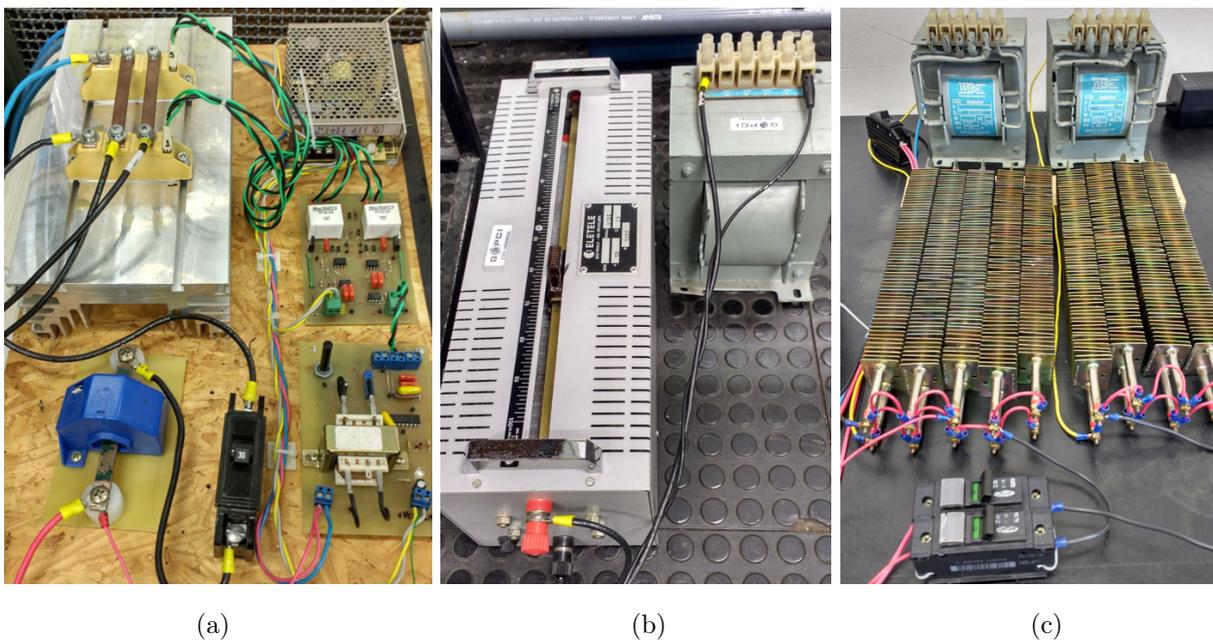


Figura A.3: Carga (a) Ponte Tiristorizada Monofásica (b) Carga CC Ponte Tiristorizada (c) Carga RL.

Nos Capítulos 3 e 6 as referências de controle calculadas pelo do DSP são medidas utilizando o PWM como conversor D/A. O PWM é configurado para operar em 500 kHz e o circuito mostrado na Figura A.4 é utilizado para filtrar o chaveamento.

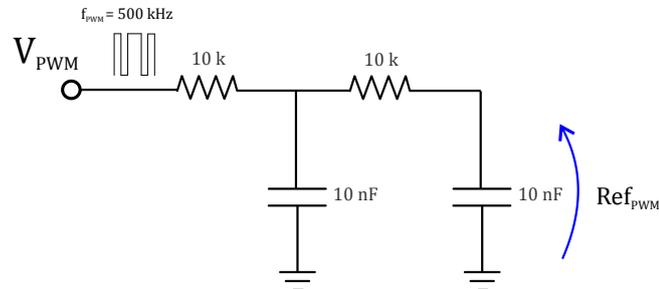


Figura A.4: Filtro do chaveamento para utilização das saídas PWM do DSP como D/A.

Os esquemáticos de simulação e controle do Retificador Ativo apresentado no Capítulo 5 são mostrados abaixo.

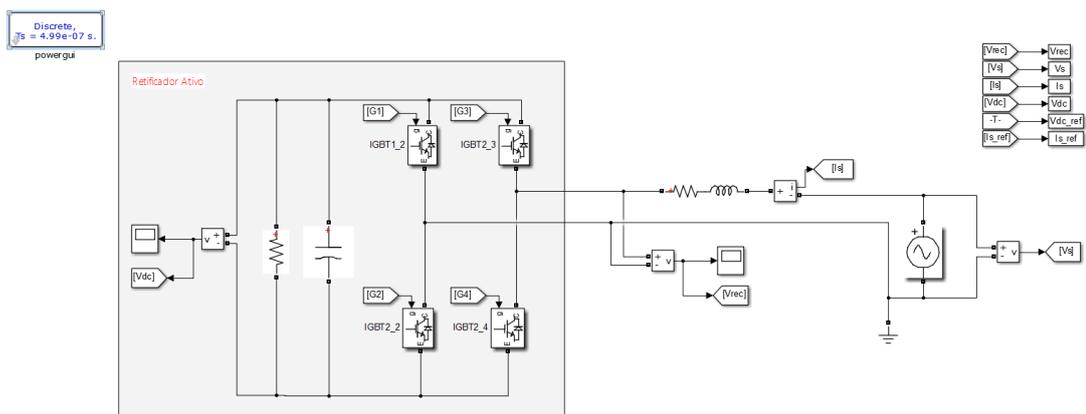


Figura A.5: Diagrama Elétrico: Simulação Retificador Ativo.

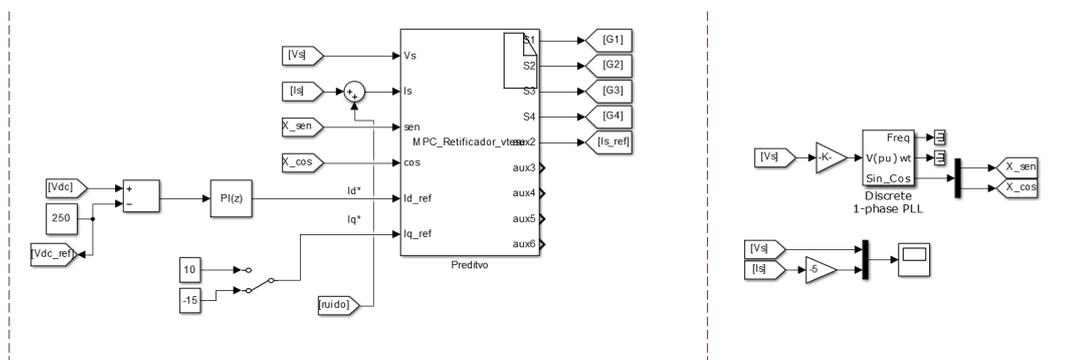


Figura A.6: Diagrama de Controle: Simulação Retificador Ativo.

Os esquemáticos de simulação e controle do Filtro Ativo Híbrido com referência de controle fixa, cujos resultados são mostrados no Capítulo 6 são apresentados abaixo.

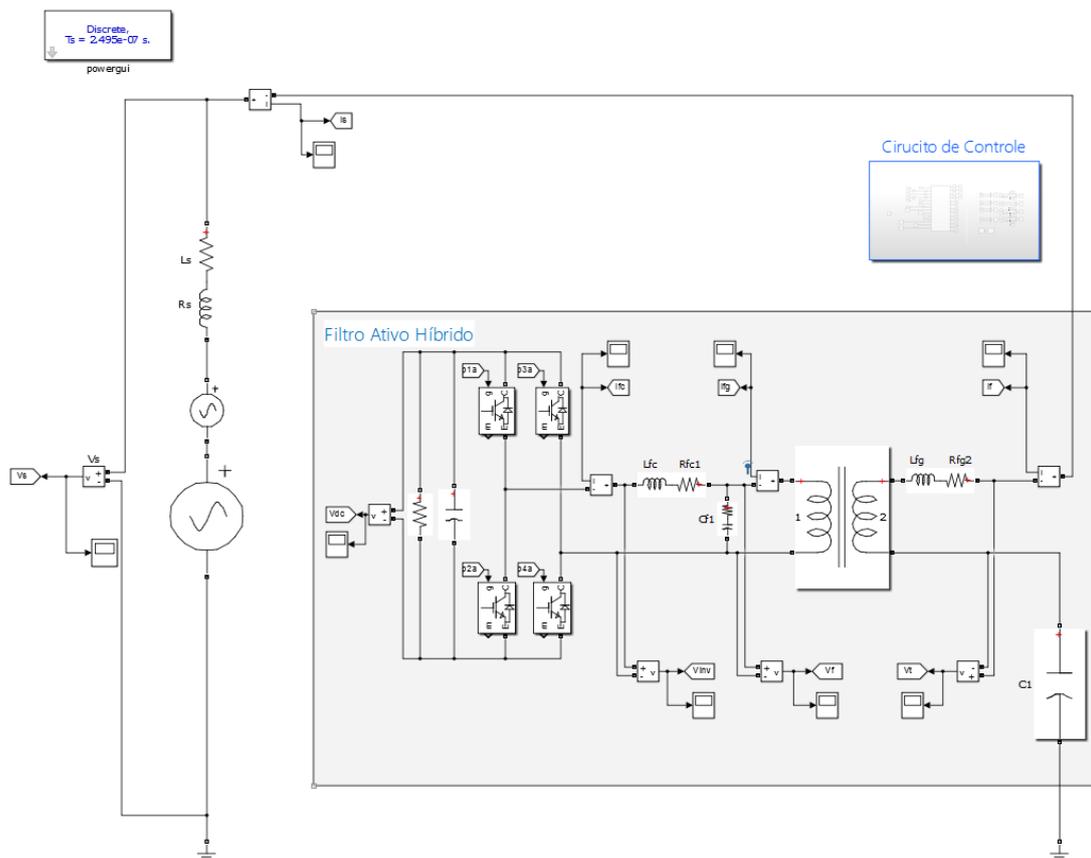


Figura A.7: Diagrama Elétrico: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Fixa.

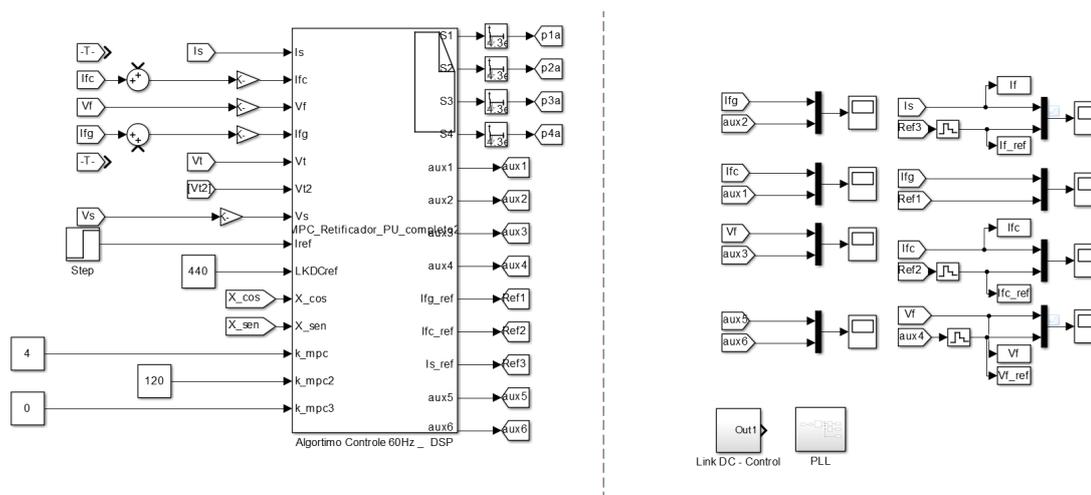


Figura A.8: Diagrama de Controle: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Fixa.

Os esquemáticos de simulação e controle do Filtro Ativo Híbrido com referência de controle dinâmica, são apresentados abaixo.

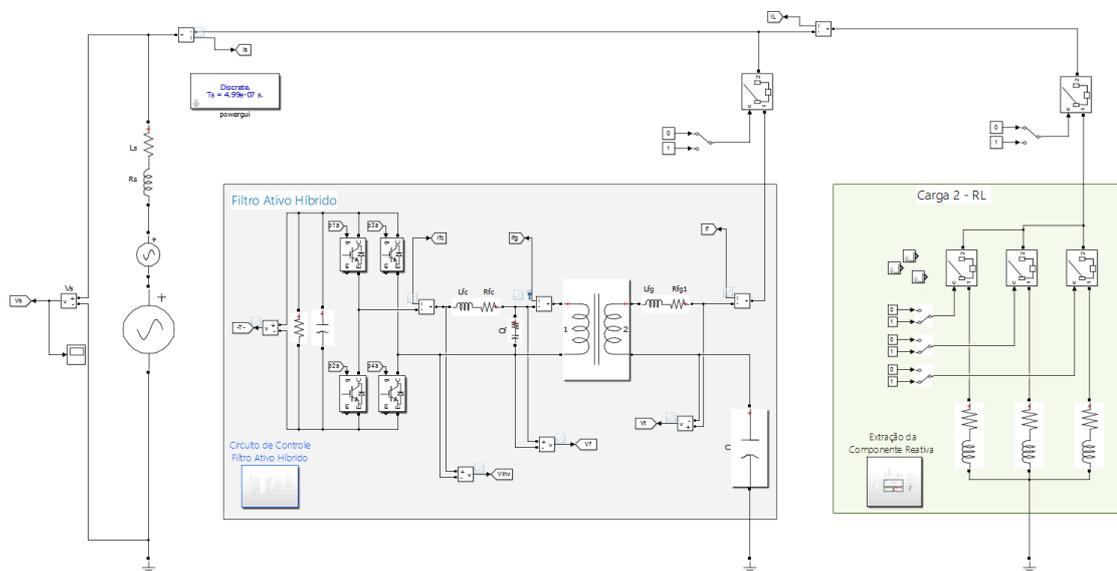


Figura A.9: Diagrama Elétrico: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Dinâmica Carga RL.

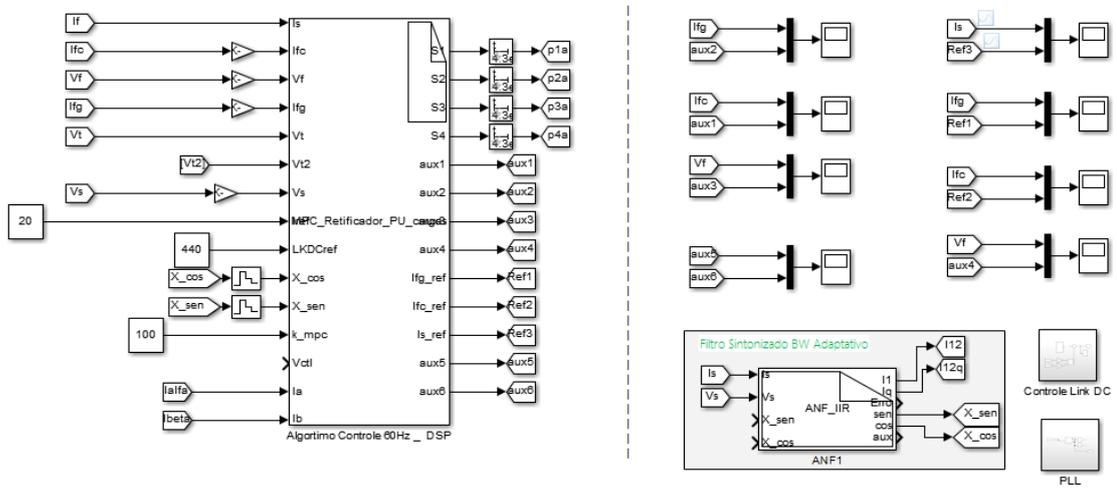


Figura A.10: Diagrama de Controle: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Fixa.

O protótipo do filtro híbrido montado no laboratório do Grupo de Pesquisa em Eletrônica de Potência e Controle Industrial (GEPCI) é mostrado na Figura A.11.

Na Figura A.11, chama-se atenção para o filtro LC, transformador de acoplamento e banco de capacitores. Esses componentes foram acrescentados externamente no protótipo para adaptá-lo para a montagem do filtro híbrido.

A carga RL, é montada com duas indutâncias variáveis e dois bancos de resistência, formando as carga R_1L_1 e R_2L_2p , que são ligadas em paralelo para um degrau de carga. A resistência R_1 é a combinação de 3+2 resistores de 20Ω em paralelo, resultado em duas resistências equivalentes de $6,67\Omega$ e 4Ω . Esta resistência está ligada a uma indutância $L_1 = 49mH$. A resistência R_2 é formada pela combinação de 4 resistores de 20Ω em paralelo, resultando em 5Ω , ligada a uma indutância de $L_2 = 29mH$.

A rede de alimentação do laboratório é trifásica e ligada por um disjuntor de 50 A.

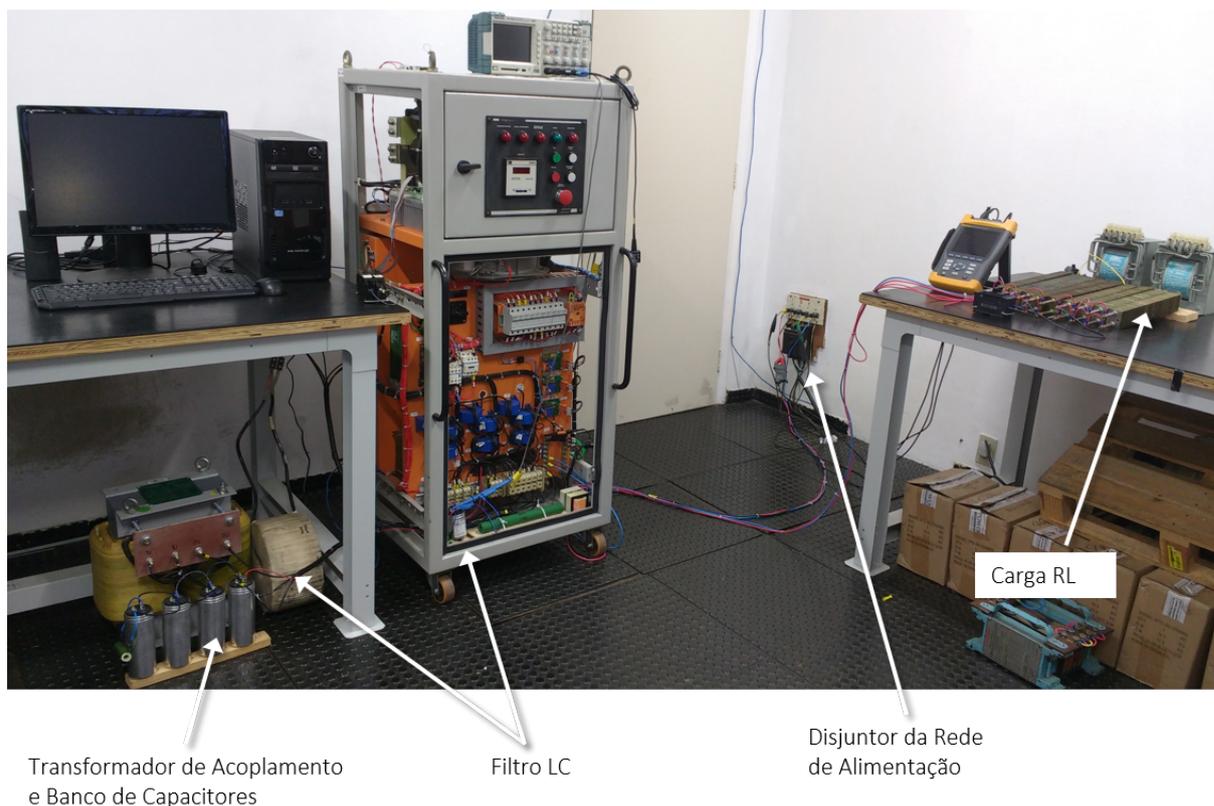


Figura A.11: Bancada com Montagem Completa Protótipo Filtro Ativo Híbrido e Carga RL em Laboratório.

Para simular o algoritmo de estimação dos parâmetros, apresentado no Capítulo 7, utilizado para o cálculo das referência de controle foram utilizados os seguintes esquemáticos de simulação e controle.

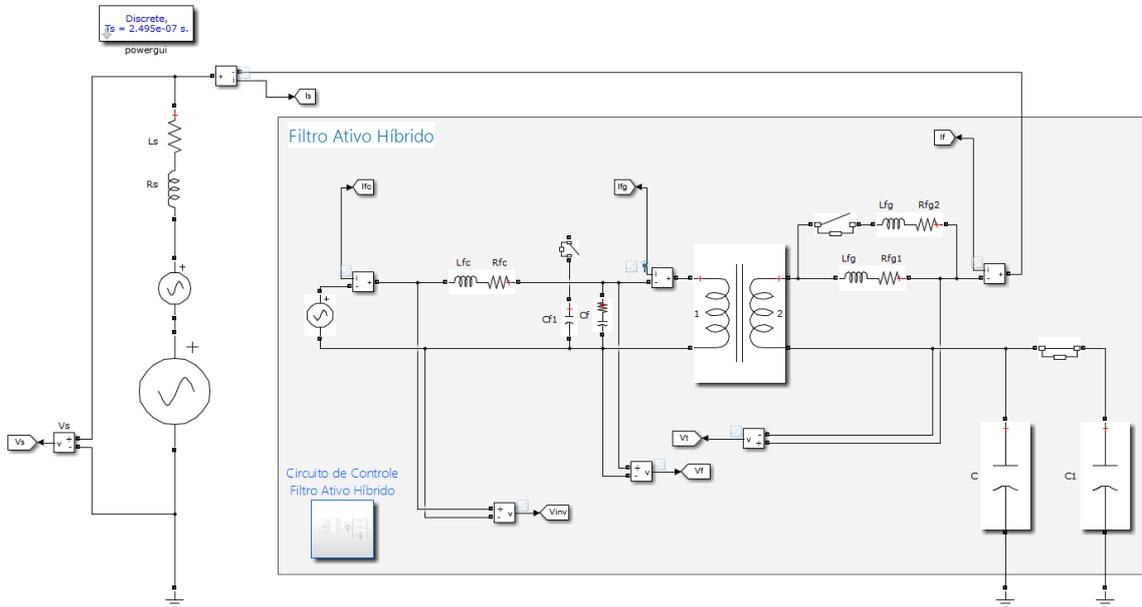


Figura A.12: Diagrama Elétrico: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Dinâmica Carga RL.

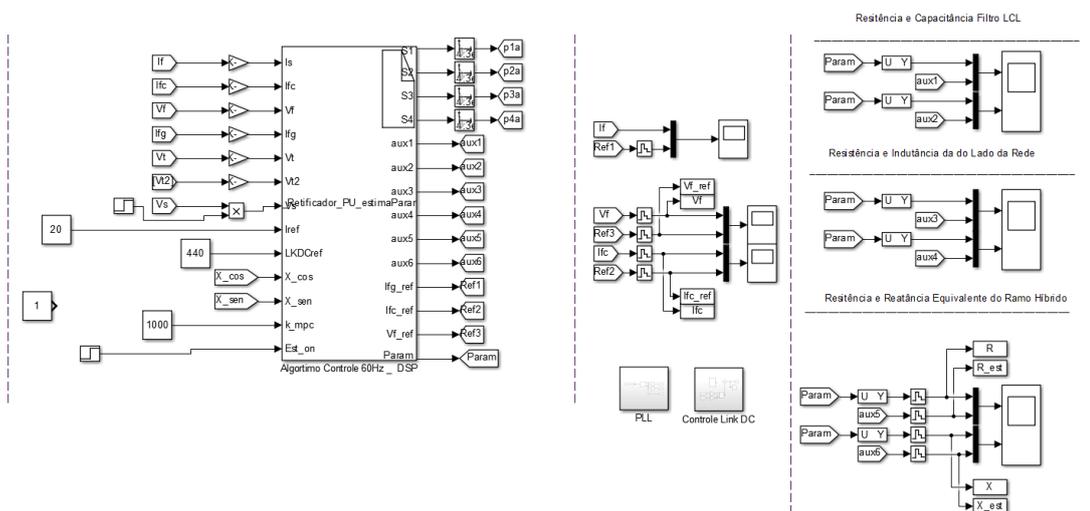


Figura A.13: Diagrama de Controle: Simulação Filtro Ativo Híbrido Referência de Controle Fixa.