



FABIANE SOUZA

**FILTROS ADAPTATIVOS APLICADOS NA ESTIMAÇÃO DE
PARÂMETROS DE UM FILTRO ATIVO HÍBRIDO
CONTROLADO POR FCS-MPC**

LAVRAS – MG

2021

FABIANE SOUZA

**FILTROS ADAPTATIVOS APLICADOS NA ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE
UM FILTRO ATIVO HÍBRIDO CONTROLADO POR FCS-MPC**

Trabalho de conclusão de curso, no formato artigo, apresentado à Universidade Federal de Lavras, como parte das exigências para a obtenção do título de bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

Profa. Dra Silvia Costa Ferreira

Orientadora

LAVRAS – MG

2021

FABIANE SOUZA

**FILTROS ADAPTATIVOS APLICADOS NA ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS DE
UM FILTRO ATIVO HÍBRIDO CONTROLADO POR FCS-MPC**

Trabalho de conclusão de curso, no formato artigo, apresentado à Universidade Federal de Lavras, como parte das exigências para a obtenção do título de bacharel em Engenharia de Controle e Automação.

APRESENTADA em 29 de Novembro de 2021.

Profa. Dra Silvia Costa Ferreira	UFLA
Prof. Dr Robson Bauwelz Gonzatti	UNIFEI
Franck Morais de Oliveira	PPGESISA

Profa. Dra Silvia Costa Ferreira
Orientadora

**LAVRAS – MG
2021**

Dedico esse trabalho a minha mãe Ana de Fátima, minha inspiração diária de amor e cuidado, a minha avó D. Rocha (in memoriam) por ser exemplo de força e coragem. E aos meus queridos irmãos, Aline e Edvan, pelo apoio e carinho. Amarei vocês para todo sempre!

AGRADECIMENTOS

Primeiramente agradeço a Deus pelo dom de vida e por seu amor misericordioso, sem Ele nada disso seria possível.

Agradeço imensamente a minha mãe Ana de Fátima, minha avó Zelita, a D. Rocha (*in memoriam*) e aos meus irmãos Aline e Edvan, por todo apoio durante essa longa caminhada, que não foi fácil. Pela compressão e por serem meu combustível para continuar quando as coisas ficavam complicadas, serei eternamente grata a Deus por ter me colocado no seio dessa família extraordinária.

À minha cunhada Bruna e ao meu sobrinho, que está vindo ao mundo. A todos os meus familiares, tios, primos e primas, padrinhos, primos dos primos, parentes de coração, amigos, enfim a todos que de uma forma ou de outra sonharam comigo esse sonho.

Ao meu namorado, Paulo, que chegou nessa reta final, mas que me apoiou imensamente, obrigada pela compreensão e carinho.

À minha estimada professora e orientadora, Silvia, que sempre esteve presente. Por todo apoio e cuidado, por ser exemplo de mulher para mim e para todas as alunas da automação, exemplo de honestidade, de amizade e de companheirismo. Obrigada por toda dedicação e empenho para tornar o nosso curso melhor todos os dias, obrigada por toda paciência e empenho na realização deste trabalho e, claro, obrigada pelas aulas extraordinárias e pelos ensinamentos no decorrer deste trabalho.

Ao meu querido e inesquecível apartamento 106, obrigado Camila, Lívia, Cintia, Naiara, Laudicéia, Alice e Jussiara, tenho certeza que antes de tudo isso começar, Deus já tinha preparados esses anjos para me receber e ter como família, quando a minha família estava fisicamente longe. Não tenho como agradecer vocês pelo amor e reciprocidade durante esses anos, por todo apoio e ensinamento de vida, por cada história contada e por todas as risadas. Vocês fizeram esse caminho ser mais leve. Também, às queridas Gabriela, Nathalia, Gabriele e Mylenna, que chegaram no finalzinho, mas que também fizeram do 106 um lar.

À minha amada amiga Rafaela por me entender e por me incentivar sempre, por todos os momentos bons e ruins e por permanecer ao meu lado durante todo tempo, tenha certeza que sempre terei você no meu coração. Aos amigos, que a Universidade me proporcionou conhecer Anna, Debora, Álvaro e João, pessoas que vou levar para minha vida e que serei eternamente grata por compartilharem comigo momentos inesquecíveis de alegria e de desespero e olha que esse último foram muitos. Obrigada de coração.

À Robótica Júnior por ter sido um lugar de muito aprendizado e principalmente de crescimento. E aos meus queridos amigos que encontrei nessa empresa, foi um prazer compartilhar com vocês essa caminhada.

À comunidade Aliança de misericórdia, por ter sido minha fortaleza e refúgio, obrigado por todas as orações e conselhos, obrigado por me ensinarem o amor ao próximo e principalmente obrigado por me mostrar o amor misericordioso de Deus todos os dias, serei eternamente grata.

Ao Departamento de Automática e a todo corpo docente, em especial ao Ricardo, aos técnicos e todos os funcionários que colaboraram com essa conquista.

Por fim, à Universidade Federal de Lavras, por me permitir realizar esse sonho, o meu muito obrigado.

E Maria disse: Minha alma glorifica ao Senhor, meu espírito exulta de alegria em Deus, meu Salvador. (Lucas 1: 46,47)

RESUMO

Os Filtros Ativos Híbridos (FAH) vêm atraindo grande interesse dos pesquisadores por sua capacidade de compensação de harmônicos e potência reativa. Para a compensação de reativo, o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC - *Finite Control Set Model Predictive Control*) se mostra muito eficiente quando aplicado na topologia do Filtro Ativo Híbrido utilizada neste trabalho. Para tanto, é necessário utilizar um modelo matemático do FAH, para realizar as etapas de predição e obtenção indireta das referências de controle. Tanto o modelo de predição quanto as referências de controle são dependentes dos parâmetros do sistema, ou seja, dos valores de seus componentes passivos. Contudo, esses componentes podem sofrer alterações em condição de falha ou pela degradação natural devido ao uso do equipamento por um longo tempo. Sendo assim, a proposta deste artigo é analisar a influência da variação dos parâmetros do FAH sobre a tensão e as correntes utilizadas como referências no controle. Como contribuição, propõe-se estimar esses parâmetros por meio de um Filtro Adaptativo com algoritmo LMS (*Least Mean Square*). Simulações com MATLAB/Simulink são realizadas para validar a proposta e os resultados mostram que o FCS-MPC é mais sensível às variações do banco de capacitores e que o algoritmo proposto é capaz de estimar este parâmetro de forma adequada.

Palavras-chave: Estimação de parâmetros. Filtro Ativo Híbrido (FAH). Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC). Algoritmo LMS

ABSTRACT

Hybrid Active Power Filters (HAPF) have attracted great interest due to their ability to compensate for harmonics and reactive power. For reactive compensation purposes, the Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) has shown to be very efficient in the HAPF used in this work. To accomplish this task, a mathematical model of the equipment is deduced aiming to perform prediction steps and calculate the control references. The parameters of this model are dependent on the values of its passive components. However, these components may change due to failure conditions or natural time degradation. Therefore, the proposal of this paper is to analyze the influence of the variation of the HAPF parameters on the voltage and currents used as control references. As a contribution, it is proposed to estimate these parameters using an Adaptive Notch Filters with LMS algorithm (Least Mean Square). Simulations with MATLAB/Simulink are performed in order to validate the proposal. The obtained results show the FCS-MPC is more sensitive to variations of the capacitor bank and the proposed algorithm is able to estimate this parameter properly.

Keywords: Parameter estimation. Hybrid Active Filter (HAF). Model Predictive Control (MPC). Least Mean Square (LMS)

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	8
REFERÊNCIAS	11
Filtros Adaptativos Aplicados na Estimação de Parâmetros de um Filtro Ativo	
Híbrido controlado por FCS-MPC	12

1 INTRODUÇÃO

Os Filtros Ativos Híbridos (FAH) são uma combinação entre um filtro passivo e um filtro ativo e são amplamente aplicados na compensação de harmônicos e reativo, visando melhorar a qualidade de energia elétrica hybrid1, hybrid2. Os filtros passivos de potência são formados por elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) com o objetivo de filtrar uma frequência harmônica determinada, ou uma faixa de frequências, dependendo de sua topologia. Já os filtros ativos são constituídos por conversores eletrônicos e um sistema de controle, que visam eliminar eletronicamente estas componentes harmônicas, sem as limitações impostas pelos filtros passivos. Entretanto, possuem custos elevados para aplicações em altas potências.

Os FAHs têm o objetivo de reunir a robustez e flexibilidade dos filtros ativos e o baixo custo dos filtros passivos, e já possuem diversas topologias consolidadas na literatura hybrid2, hybrid3. (GONZATTI et al., 2016) propuseram uma topologia de Filtro Ativo Híbrido Ressonante, no qual o filtro ativo é associado em série com um banco de capacitores, que substitui o filtro passivo ressonante. Uma das vantagens desta topologia é a eliminação da necessidade do uso de indutores, além de permitir sua aplicação em bancos de capacitores já instalados e em operação. Sendo assim, a sintonia do ramo híbrido é feita eletronicamente pelo filtro ativo, a partir do conceito de impedância ativa. Esse filtro é capaz de compensar as correntes reativas e harmônicas da fonte, desde que propriamente controlado.

Recentemente, este conversor foi estudado por (FERREIRA et al., 2018) para a compensação de potência reativa utilizando o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC - *Finite Control Set Model Predictive Control*). Os autores utilizaram para o estágio do filtro ativo, o modelo de conversores conectados à rede por filtros LCL apresentado por (PANTEN; HOFFMANN; FUCHS, 2016), adaptado ao conceito do Filtro Ativo Híbrido. O controle preditivo vem ganhando espaço nas aplicações de eletrônica de potência devido a sua fácil implementação, e boa capacidade em lidar com as restrições e não linearidades do sistema mpc2.

De forma geral, o Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC - *Model Predictive Control*) procura prever o comportamento das variáveis de controle, a partir de um modelo do sistema. Desta forma, o controlador define a melhor ação de controle para atender um critério de otimização estabelecido mpc1. O MPC pode ser classificado em duas categorias principais, a de Conjunto de Controle Contínuo (CCS - *Continuous Control Set*) e a de Conjunto de Controle Finito (FCS - *Finite Control Set*). No FCS-MPC a otimização do sistema é feita prevendo

o comportamento do modelo apenas para os possíveis estados de chaveamento, reduzindo a complexidade computacional do algoritmo e o tornando mais popular que o primeiro.

Entretanto, sabe-se que uma das principais limitações do FCS-MPC é sua forte dependência em relação ao modelo do sistema e seus parâmetros. (YOUNG; PEREZ; RODRIGUEZ, 2016) apresentaram uma análise matemática para avaliação do erro de parâmetros no FCS-MPC, para conversores conectados à rede por filtros L. Os autores concluíram que variações da resistência estão relacionadas a erros em regime permanente, enquanto variações de indutância são responsáveis pelo aumento da distorção harmônica (THD - *Total Harmonic Distortion*) e deterioram a resposta transitória do controle da corrente.

Quando se trata de conversores conectados à rede com filtros LCL controlados pelo FCS-MPC, são poucos os trabalhos publicados e destaca-se o trabalho de (LONG et al., 2021). Os autores avaliaram matematicamente os efeitos das incertezas de parâmetros quando estes são variados em relação ao nominal, e concluíram que o erro de predição é mais sério quando o parâmetro atual do modelo é menor que o modelado. Além disso, a função custo utilizada possui referências da corrente do lado da rede e da corrente do lado do inversor. Portanto, as incertezas de parâmetros também influenciaram a capacidade do algoritmo em seguir as referências de controle.

De forma similar, o Filtro Ativo Híbrido quando controlado pelo FCS-MPC utiliza uma função custo multivariável que leva em consideração a corrente do lado inversor e a tensão no capacitor do filtro LCL, conforme apresentado por (FERREIRA et al., 2018). Levando em consideração as diferenças topológicas do FAH em relação aos conversores conectados à rede com filtro LCL, destaca-se a presença do banco de capacitores, adicionando mais um componente passivo ao sistema que pode ter desvios durante sua operação.

Neste contexto, as principais contribuições deste trabalho são: (a) avaliação individual da influência de cada componente passivo (indutor do lado do inversor, capacitor do filtro LCL, indutor do lado da rede e banco de capacitores), na capacidade do algoritmo em seguir suas referências de controle e (b) utilização de filtros adaptativos sintonizados para estimação dos parâmetros do Filtro Ativo Híbrido. A estimativa destes parâmetros podem ser feitas de duas formas, somente na inicialização do sistema, de forma a evitar que o mesmo inicie com erros nos parâmetros definidos no algoritmo de controle, ou dentro da rotina principal de interrupções, ou seja, haverá uma atualização online dos parâmetros do modelo tanto na etapa de predição, quanto na etapa de cálculo das referências de controle.

Para tanto, será simulado utilizando o *software* MATLAB/Simulink, um Filtro Ativo Híbrido controlado pelo FCS-MPC. Este conversor será submetido a diferentes condições de desvio de parâmetros. Serão levantados os parâmetros que apresentam maior influência na capacidade do FCS-MPC em seguir suas referências de controle. Em seguida, essas variáveis serão estimadas utilizando filtros adaptativos, visando melhorar a resposta do equipamento.

REFERÊNCIAS

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

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

LONG, B. et al. Gradient descent optimization based parameter identification for fcs-mpc control of lcl-type grid connected converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, p. 1–1, 2021.

PANTEN, N.; HOFFMANN, N.; FUCHS, F. W. Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with lcl filters: A study based on different state feedbacks. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 5189–5200, July 2016. ISSN 0885-8993.

YOUNG, H. A.; PEREZ, M. A.; RODRIGUEZ, J. Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 5, p. 3100–3107, May 2016. ISSN 0278-0046.

**ARTIGO - Filtros Adaptativos Aplicados na Estimação de Parâmetros de um Filtro
Ativo Híbrido controlado por FCS-MPC**

Este artigo está formatado de acordo com as normas do "Congresso Brasileiro de Automática (CBA)", em que será submetido. É uma versão preliminar, considerando que o conselho editorial do congresso poderá sugerir alterações para adequá-lo ao seu próprio estilo.

Filtros Adaptativos Aplicados na Estimação de Parâmetros de um Filtro Ativo Híbrido controlado por FCS-MPC

Fabiane Souza *

* Engenharia de Controle e Automação, Universidade Federal de Lavras, MG, (e-mail: fabiane.souza@estudante.ufla.br).

Abstract: Hybrid Active Power Filters (HAPF) have attracted great interest due to their ability to compensate for harmonics and reactive power. For reactive compensation purposes, the Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) has shown to be very efficient in the HAPF used in this work. To accomplish this task, a mathematical model of the equipment is deduced aiming to perform prediction steps and calculate the control references. The parameters of this model are dependent on the values of its passive components. However, these components may change due to failure conditions or natural time degradation. Therefore, the proposal of this paper is to analyze the influence of the variation of the HAPF parameters on the voltage and currents used as control references. As a contribution, it is proposed to estimate these parameters using an Adaptive Notch Filters with LMS algorithm (Least Mean Square). Simulations with MATLAB/Simulink are performed in order to validate the proposal. The obtained results show the FCS-MPC is more sensitive to variations of the capacitor bank and the proposed algorithm is able to estimate this parameter properly.

Resumo: Os Filtros Ativos Híbridos (FAH) vêm atraindo grande interesse por sua capacidade de compensação de harmônicos e potência reativa. Para a compensação de reativo, o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC - *Finite Control Set Model Predictive Control*) se mostra muito eficiente quando aplicado na topologia do Filtro Ativo Híbrido utilizada neste trabalho. Para tanto, é necessário utilizar um modelo matemático do FAH, para realizar as etapas de predição e obtenção indireta das referências de controle. Tanto o modelo de predição quanto as referências de controle são dependentes dos parâmetros do sistema, ou seja, dos valores de seus componentes passivos. Contudo, esses componentes podem sofrer alterações em condição de falha ou pela degradação natural por tempo de uso. Sendo assim, a proposta deste artigo é analisar a influência da variação dos parâmetros do FAH sobre a tensão e as correntes utilizadas como referências no controle. Como contribuição, propõe-se estimar esses parâmetros por meio de um Filtro Adaptativo com algoritmo LMS (*Least Mean Square*). Simulações com MATLAB/Simulink são realizadas para validar a proposta e os resultados mostram que o FCS-MPC é mais sensível às variações do banco de capacitores e que o algoritmo proposto é capaz de estimar este parâmetro de forma adequada.

Keywords: Parameter estimation. Hybrid Active Filter (HAF). Model Predictive Control (MPC). Least Mean Square (LMS)

Palavras-chaves: Estimação de parâmetros. Filtro Ativo Híbrido (FAH). Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC). Algoritmo LMS

1. INTRODUÇÃO

Os Filtros Ativos Híbridos (FAH) são uma combinação entre um filtro passivo e um filtro ativo e são amplamente aplicados na compensação de harmônicos e reativo, visando melhorar a qualidade de energia elétrica (Naderi et al., 2018; Wang et al., 2015). Os filtros passivos de potência são formados por elementos passivos (resistores, capacitores e indutores) com o objetivo de filtrar uma frequência harmônica determinada, ou uma faixa de frequências, dependendo de sua topologia. Já os filtros ativos são constituídos por conversores eletrônicos e um

sistema de controle, que visam eliminar eletronicamente estas componentes harmônicas, sem as limitações impostas pelos filtros passivos. Entretanto, possuem custos elevados para aplicações em altas potências.

Os FAHs têm o objetivo de reunir a robustez e flexibilidade dos filtros ativos e o baixo custo dos filtros passivos, e já possuem diversas topologias consolidadas na literatura (Wang et al., 2015; Rahmani et al., 2012). Gonzatti et al. (2016) propuseram uma topologia de Filtro Ativo Híbrido Ressonante, no qual o filtro ativo é associado em série com um banco de capacitores, que substitui o filtro passivo ressonante. Uma das vantagens desta topologia é a eliminação da necessidade do uso de indutores, além de permitir

sua aplicação em bancos de capacitores já instalados e em operação. Sendo assim, a sintonia do ramo híbrido é feita eletronicamente pelo filtro ativo, a partir do conceito de impedância ativa. Esse filtro é capaz de compensar as correntes reativas e harmônicas da fonte, desde que propriamente controlado.

Recentemente, este conversor foi estudado por Ferreira et al. (2018) para a compensação de potência reativa utilizando o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC - *Finite Control Set Model Predictive Control*). Os autores utilizaram para o estágio do filtro ativo, o modelo de conversores conectados à rede por filtros LCL apresentado por Panten et al. (2016), adaptado ao conceito do Filtro Ativo Híbrido. O controle preditivo vem ganhando espaço nas aplicações de eletrônica de potência devido a sua fácil implementação, e boa capacidade em lidar com as restrições e não linearidades do sistema (Bordons and Montero, 2015).

De forma geral, o Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC - *Model Predictive Control*) procura prever o comportamento das variáveis de controle, a partir de um modelo do sistema. Desta forma, o controlador define a melhor ação de controle para atender um critério de otimização estabelecido (Kouro et al., 2015). O MPC pode ser classificado em duas categorias principais, a de Conjunto de Controle Contínuo (*CCS - Continuous Control Set*) e a de Conjunto de Controle Finito (*FCS - Finite Control Set*). No FCS-MPC a otimização do sistema é feita prevendo o comportamento do modelo apenas para os possíveis estados de chaveamento, reduzindo a complexidade computacional do algoritmo e o tornando mais popular que o primeiro.

Entretanto, sabe-se que uma das principais limitações do FCS-MPC é sua forte dependência em relação ao modelo do sistema e seus parâmetros. Young et al. (2016) apresentaram uma análise matemática para avaliação do erro de parâmetros no FCS-MPC, para conversores conectados à rede por filtros L. Os autores concluíram que variações da resistência estão relacionadas a erros em regime permanente, enquanto variações de indutância são responsáveis pelo aumento da distorção harmônica (*THD - Total Harmonic Distortion*) e deterioram a resposta transitória do controle da corrente.

Quando se trata de conversores conectados à rede com filtros LCL controlados pelo FCS-MPC, são poucos os trabalhos publicados e destaca-se o trabalho de Long et al. (2021). Os autores avaliaram matematicamente os efeitos das incertezas de parâmetros quando estes são variados em relação ao nominal, e concluíram que o erro de predição é mais sério quando o parâmetro atual do modelo é menor que o modelado. Além disso, a função custo utilizada possui referências da corrente do lado da rede e da corrente do lado do inversor. Portanto, as incertezas de parâmetros também influenciaram a capacidade do algoritmo em seguir as referências de controle.

De forma similar, o Filtro Ativo Híbrido quando controlado pelo FCS-MPC utiliza uma função custo multivariável que leva em consideração a corrente do lado inversor e a tensão no capacitor do filtro LCL, conforme apresentado por Ferreira et al. (2018). Levando em consideração as diferenças topológicas do FAH em relação aos conversores

conectados à rede com filtro LCL, destaca-se a presença do banco de capacitores, adicionando mais um componente passivo ao sistema que pode ter desvios durante sua operação.

Neste contexto, as principais contribuições deste trabalho são: (a) avaliação individual da influência de cada componente passivo (indutor do lado do inversor, capacitor do filtro LCL, indutor do lado da rede e banco de capacitores), na capacidade do algoritmo em seguir suas referências de controle e (b) utilização de filtros adaptativos sintonizados para estimação dos parâmetros do Filtro Ativo Híbrido. A estimativa destes parâmetros podem ser feitas de duas formas, somente na inicialização do sistema, de forma a evitar que o mesmo inicie com erros nos parâmetros definidos no algoritmo de controle, ou dentro da rotina principal de interrupções, ou seja, haverá uma atualização online dos parâmetros do modelo tanto na etapa de predição, quanto na etapa de cálculo das referências de controle.

Para tanto, será simulado utilizando o *software* MATLAB/Simulink, um Filtro Ativo Híbrido controlado pelo FCS-MPC. Este conversor será submetido a diferentes condições de desvio de parâmetros. Serão levantados os parâmetros que apresentam maior influência na capacidade do FCS-MPC em seguir suas referências de controle. Em seguida, essas variáveis serão estimadas utilizando filtros adaptativos, visando melhorar a resposta do equipamento.

2. FILTRO ATIVO HÍBRIDO

Os filtros ativos são flexíveis e apresentam alto desempenho de filtragem, porém são limitados em potências elevadas, devido ao seu custo. Por outro lado, os filtros passivos permitem a aplicação em sistemas de maior potência, com baixo custo. Desta forma ao unir os dois filtros, combinando suas vantagens, tem-se o Filtro Ativo Híbrido, que possui alto desempenho, mesmo em sistemas de potência maior com baixo custo relativo. Várias topologias diferentes vem sendo propostas para Filtros Ativos Híbridos, como as apresentadas por Akagi and Fujita (1995) e Inzunza and Akagi (2005). Cada uma destas topologias possui suas características e vantagens.

A topologia utilizada neste trabalho é o Filtro Ativo Híbrido Ressonante (FAHR), proposta por Gonzatti et al. (2016) e apresentada na Figura 1. Esta topologia, utiliza um filtro ativo em série com um banco de capacitores. Este filtro possui características como: compensação variável da potência reativa, cancelamento dos distúrbios harmônicos da carga e isolamento das distorções presentes na fonte, impedindo ressonâncias da mesma no sistema. Os conceitos para a compensação de reativo e harmônicos, bem como os princípios de operação e inicialização já foram bem discutidos na literatura nos trabalhos de Gonzatti et al. (2016) e Ferreira et al. (2018).

Neste trabalho, o Filtro Ativo é controlado pelo algoritmo FCS-MPC apenas para manipular a potência reativa do banco de capacitores, ou seja, somente a compensação de reativo está sendo explorada. Para tanto, o controle é feito na frequência fundamental, e o princípio básico é modificar a tensão aplicada pelo inversor para manipular a potência reativa injetada pelo banco de capacitores.

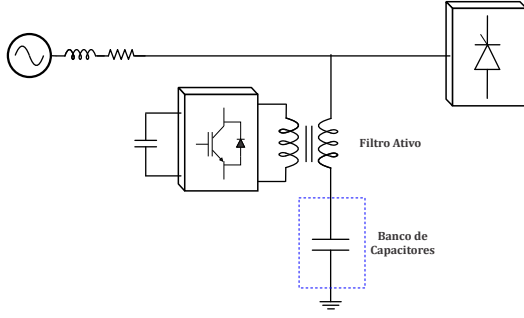


Figura 1. Filtro Ativo Híbrido Ressonante

3. CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM CONJUNTO DE CONTROLE FINITO

O Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto de Controle Finito (FCS-MPC) se beneficia da natureza discreta dos conversores eletrônicos e resolve o problema de otimização somente para os estados de chaveamento do conversor, ou seja, para um conjunto de pontos finito. O estado de chaveamento que minimiza uma função custo, pré definida, é aplicado no próximo instante de chaveamento. Para prever o comportamento para cada estado é utilizado um modelo discreto do sistema, como apresentado a seguir.

3.1 Modelo Discreto do Filtro Híbrido

A modelagem do FAHR utiliza como variáveis de estado, a corrente do inversor (i_{inv}) a tensão do capacitor do filtro passivo (V_f) e a corrente do ramo híbrido (i_f), e as relaciona com a tensão aplicada pelo inversor (V_{inv}) e a tensão da fonte (V_s). Para modelar o sistema, as variáveis são consideradas em p.u. (por unidade) e o transformador é modelado por meio de sua impedância série (Ferreira et al., 2018). Desta forma, o circuito completo com todos os seus parâmetros e variáveis é apresentado na Figura 2.

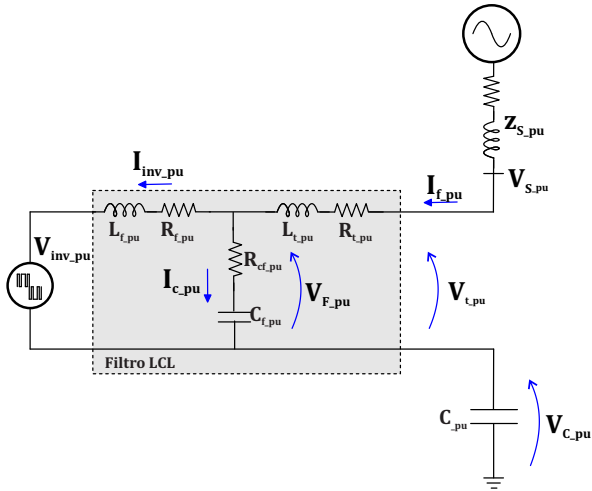


Figura 2. Circuito equivalente do FAHR em p.u.

Na Figura 2, as variáveis são: $V_{inv,pu}$, $i_{inv,pu}$ - a tensão e a corrente do inversor; $V_{f,pu}$, $i_{c,pu}$ - a tensão e a corrente do capacitor do filtro LCL; $i_{f,pu}$ - a corrente do filtro híbrido; $V_{t,pu}$ - a tensão do transformador; $V_{c,pu}$ - a tensão do banco de capacitores; e $V_{S,pu}$ - a tensão da rede. O mesmo

filtro tem como parâmetros: $R_{f,pu}$ e $L_{f,pu}$ - resistência e indutância do lado do inversor; $R_{cf,pu}$ e $C_{f,pu}$ - resistência e capacitância paralela; $R_{t,pu}$ e $L_{t,pu}$ - resistência e a indutância de curto-circuito do transformador; e C_{pu} o banco de capacitores. Neste circuito, as perdas de magnetização do transformador são desprezadas.

A representação p.u. torna a modelagem em espaço de estados mais fácil, as equações do espaço de estados do filtro é representada por:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) \quad (1)$$

De forma que as variáveis de estado são: $i_{inv,pu}$, $i_{f,pu}$ e $V_{f,pu}$; e as variáveis de controle são: $V_{inv,pu}$ e $V_{t,pu}$. A tensão do banco de capacitores $V_{c,pu}$ depende linearmente da corrente do filtro híbrido ($i_{f,pu}$), sendo assim $V_{c,pu}$ não foi definida como uma variável de estado.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{inv}(t) \\ i_f(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} i_{inv}(t) \\ i_f(t) \\ v_f(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B} \begin{bmatrix} v_{inv}(t) \\ v_t(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

onde,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \left(\frac{R_f \cdot R_{cf}}{L_f} - \frac{1}{C_f}\right) & \left(\frac{1}{C_f} - \frac{R_t \cdot R_{cf}}{L_t}\right) & \left(\frac{R_{cf}}{L_f} + \frac{R_{cf}}{L_t}\right) \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_t} \\ \frac{R_{cf}}{L_f} & \frac{R_{cf}}{L_t} \end{bmatrix}$$

Esse modelo quando discretizado é utilizado para prever as variáveis de estado no instante de amostragem $x(k+1)$. Uma ponte H monofásica é usada como inversor, contudo o FCS-MPC tem a vantagem de estender o conceito apresentado no trabalho para inversores trifásicos e conversores multiníveis (Foster et al., 2019). No caso de inversores monofásicos, somente quatro estados de comutação (S_n) são considerados, resultando no seguinte vetor de tensão $v_0 = 0, v_1 = V_{dc}, v_2 = -V_{dc}, v_3 = 0$.

3.2 Função custo

O uso da função custo multivariável tem o objetivo de evitar longos períodos de predição e o aumento do tempo de processamento, como demonstrado por Ferreira et al. (2018) e Panten et al. (2016). Segundo estes trabalhos, quando duas das três variáveis são controladas é mais fácil garantir a estabilidade e evitar ressonâncias. A função custo que apresentou melhor característica de controle para o FAHR é dada por:

$$J = K_{inv} |i_{inv,pu}^* - i_{inv,pu}^P| + K_v |V_{f,pu}^* - V_{f,pu}^P| \quad (4)$$

Onde, K_{inv} e K_v são os ganhos da função custo que definem a prioridade de controle do sistema. Desta forma,

a estabilidade é garantida controlando a corrente do inversor (i_{inv}). Os harmônicos e a ressonância são evitados controlando a tensão do capacitor do filtro (V_f). A função custo é calculada para o horizonte de previsão ($K + 2$), isso porque para compensar o tempo de processamento as variáveis de estado são estimadas para o instante $K + 1$ e assim a função custo é avaliada para $K + 2$.

3.3 Referência de Controle

Como visto no modelo apresentado na Figura 2, a parte do filtro LCL possui três variáveis de estado, sendo elas i_{fpu} , V_{fpu} e i_{invpu} . O modelo do sistema e a referência da corrente i_f são usados como base no cálculo da referência das variáveis de estado V_f e i_{inv} , as equações detalhadas são apresentadas em Ferreira et al. (2018).

A referência I_f^* , na representação dos eixos dq , é composta por duas parcelas, uma que controla a potência ativa I_f^d e a outra que controla a potência reativa dinâmica I_f^q , então I_f^* é dada por:

$$I_f^* = I_f^d \sin(\omega t) + I_f^q \cos(\omega t) \quad (5)$$

Onde, I_f^d é controlada pela componente de eixo direto e regula a tensão do barramento CC, I_f^q é controlada pela componente de quadratura. Para esse trabalho um PLL fornece o $\sin(\omega t)$ e $\cos(\omega t)$ em fase com a tensão da fonte, um controlador PI fornece a parcela I_f^d da corrente e a parcela I_f^q é obtida através de uma referência externa, que não acompanha as variações da potência reativa de carga.

É possível obter a referência de tensão do capacitor (V_f^*) e a corrente do inversor (I_{inv}^*) pelas seguintes equações baseadas no modelo do sistema:

$$\begin{bmatrix} V_f^* \\ I_{inv}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(R_t + jX) & 0 \\ 1 & j\left(\frac{1}{X_c}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f^* \\ V_f^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

Onde, R_t é a resistência do transformador e X é a reatância equivalente do ramo do filtro híbrido, e é composta por X_t - reatância indutiva do transformador e X_c reatância capacitiva do banco de capacitores.

3.4 Algoritmo FCS-MPC

A estratégia de controle do FCS-MPC é resumida na Figura 3.

O algoritmo implementado no FCS-MPC segue as etapas descritas a seguir:

- (1) Medição das variáveis V_f , i_f , i_{inv} , V_s e V_{cc} ;
- (2) Aplicação do estado de chaveamento, determinado na etapa anterior do algoritmo;
- (3) Cálculo da referência de corrente I_f^* , a partir das variáveis I_f^d e I_f^q , (equação 5);
- (4) Cálculo das referências V_f^* e I_{inv}^* a partir da referência I_f^* , (equação 6);
- (5) Estimativa dos estados para o próximo período de amostragem ($K + 1$) utilizando o modelo discretizado;

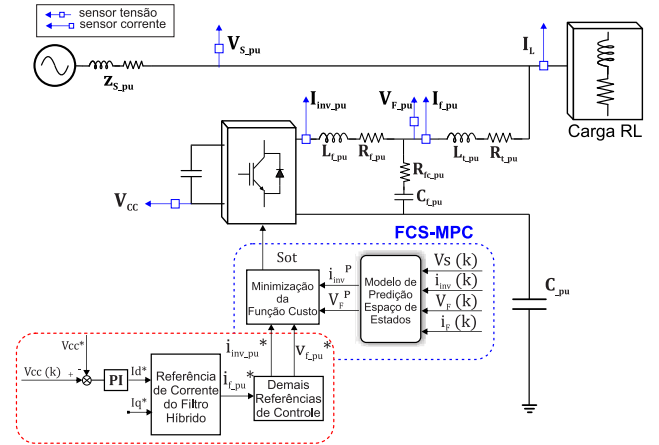


Figura 3. Diagrama de Bloco da Estratégia de Controle FCS-MPC filtro híbrido

- (6) Predição dos estados para o período de amostragem $K + 2$, também utilizando o modelo discretizado, porém avaliado para cada estado de chaveamento;
- (7) Cálculo da função custo para cada estado de chaveamento (equação 4);
- (8) Escolha do melhor estado de chaveamento, a partir da menor função custo, para aplicação no próximo período de amostragem;

A partir dessas etapas, a definição do estado de chaveamento controla o conversor eletrônico, de forma a levar a variável de controle para seguir a sua referência.

4. ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS

Os parâmetros que compõem o FAH, apresentado na Figura 2, são os que descrevem o modelo matemático do comportamento do sistema. A correta definição destes parâmetros é essencial para o bom funcionamento do equipamento. Contudo, se o modelo matemático descrito no algoritmo estiver incoerente com o modelo real, os cálculos realizados para encontrar as referências de controle e realizar as etapas de predição serão incorretos podendo causar erros em regime permanente, piora na qualidade do sinal (ressonâncias) e até mesmo levar o algoritmo a instabilidade.

Pode ocorrer que o sistema real sofra alguma alteração não prevista. Desta forma, a estimação é feita com o objetivo de aferir o valor correto de dado componente passivo e comparar com o modelo definido no algoritmo. A proposta deste trabalho utiliza Filtros Adaptativos para realizar a estimação dos parâmetros, conforme descrito nas sessões a seguir.

4.1 Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS

Um filtro adaptativo é um filtro digital capaz de se adaptar às mudanças no sinal de entrada. Ele possui uma resposta em frequência ajustável, ou seja, é capaz de modificar os seus coeficientes de acordo com algum critério estabelecido por um algoritmo de adaptação. Devido a sua simplicidade o algoritmo LMS (*Least Mean Square*) é comumente utilizado em diversas aplicações (Pereira et al., 2011).

O Filtro Adaptativo Sintonizado com algoritmo LMS (FAS-LMS), vem sendo empregado para propósitos diferentes na literatura, como cancelamento de ruído (Widrow et al., 1975), compensação de reativo (Ferreira et al., 2018), compensação de harmônico (Pereira et al., 2011), cálculo de potências (Ferreira et al., 2015), entre outros. A estrutura para esse filtro é apresentada na Figura 4.

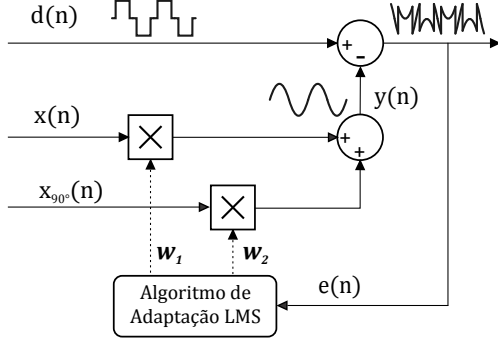


Figura 4. Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS

Na Figura 4, a entrada $d(n)$ pode ser qualquer sinal ou combinação de sinais corrompidos por ruído ou harmônicos; $x(n)$ e $x_{90^\circ}(n)$ são dois sinais ortogonais de referência; w_1 e w_2 são os pesos adaptativos, então a saída $y(n)$ é a combinação linear entre os pesos adaptativos e os sinais de referência. O erro, $e(n)$, é usado no LMS para adaptação. É o algoritmo de adaptação que faz a atualização dos pesos, de acordo com as equações:

$$w_1(n+1) = w_1(n) + \mu e(n)x(n) \quad (7)$$

$$w_2(n+1) = w_2(n) + \mu e(n)x_{90^\circ}(n) \quad (8)$$

O parâmetro μ é chamado de passo de adaptação, e define o tempo gasto pelo algoritmo para adaptar os coeficientes w_1 e w_2 adequadamente. O μ controla a precisão e a taxa de convergência do algoritmo LMS. De modo que, quanto menor o valor de μ , mais lento é a estabilização do algoritmo e melhor é a sua precisão e quanto maior o valor de μ , mais rápido é a estabilização e pior é a precisão. Como os pesos adaptativos serão multiplicados pelos sinais ortogonais de referência, a saída $y(n)$ irá se assemelhar em amplitude e fase com a componente fundamental. Então, a aplicação do algoritmo LMS é bem sucedido ou não, dependendo da forma como o passo de adaptação é escolhido ou calculado. Para tal, é necessário encontrar a harmonia entre a resposta dinâmica e a precisão, a fim de se ter o melhor desempenho do algoritmo. Neste trabalho um PLL (Phase Locked Loop) fornece os sinais ortogonais ($x(n)$ e $x_{90^\circ}(n)$) em fase com a fonte de tensão.

Para essa aplicação, o objetivo da filtragem é garantir que a saída $y(n)$ siga a amplitude e a fase da frequência fundamental do sinal de entrada. Assumindo que o sinal de saída é uma onda senoidal pura com amplitude A , fase φ e frequência ω , tem-se:

$$y(k) = A \sin(\omega kT + \varphi) \quad (9)$$

A partir das identidades trigonométricas, é possível representar a equação 9 da seguinte maneira:

$$y(k) = A \cos \varphi \sin(\omega kT) + A \sin \varphi \cos(\omega kT) \quad (10)$$

De acordo com a Figura 4, a saída do filtro é dada por:

$$y(k) = w_1(k) \sin(\omega T) + w_2 \cos(\omega T) \quad (11)$$

Ao comparar (10) com (11), conclui-se que:

$$w_1(k) = A \cos \varphi \quad (12)$$

$$w_2(k) = A \sin \varphi \quad (13)$$

Fazendo uma analogia direta com o sistema de coordenadas dq , pode-se dizer que o coeficiente $w_1(k)$ irá coincidir com a componente de eixo direto e o coeficiente $w_2(k)$ com a componente de eixo de quadratura do sinal avaliado, ambos na frequência fundamental.

A contribuição principal deste trabalho é estimar parâmetros do modelo com base nos pesos w_1 e w_2 . Desta forma, um FAS-LMS é aplicado em cada variável de estado do modelo e a proposta de estimação é apresentada a seguir.

4.2 Proposta de Estimação de Parâmetros com FAS-LMS

A proposta de estimação de parâmetros apresentada neste trabalho é baseada nas equações do modelo do filtro apresentado na Figura 2, no sistema de coordenadas dq , conforme apresentado abaixo:

$$\begin{cases} V_s^{dq} - V_t^{dq} = (\widehat{R}_c - j\widehat{X}_c)I_f^{dq} \\ V_t^{dq} - V_f^{dq} = (\widehat{R}_t + j\widehat{X}_t)I_f^{dq} \\ V_f^{dq} - V_{inv}^{dq} = (\widehat{R}_f + j\widehat{X}_f)I_{inv}^{dq} \end{cases} \quad (14)$$

Em (14), $V_x^{dq} = V_x^d + jV_x^q$ e $I_x^{dq} = I_x^d + jI_x^q$, onde x representa os subscritos (s, f, t e inv) de cada variável de tensão e corrente medida no circuito. Além disso, as variáveis \widehat{R}_y e \widehat{X}_y representam os valores estimados das resistências e reatâncias do circuito e y representa os subscritos ($c, t, e f$).

Cada uma destas equações, pode ser representada em função da componentes de eixo direto (d) e de eixo de quadratura (q). Tomando como exemplo a primeira equação, utilizada para estimação dos parâmetros do capacitor do ramo híbrido (C), esta pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\begin{cases} V_s^d - V_t^d = \widehat{R}_c I_f^d - \widehat{X}_c I_f^q \\ V_s^q - V_t^q = \widehat{R}_c I_f^q + \widehat{X}_c I_f^d \end{cases} \quad (15)$$

Em seguida, um FAS-LMS é aplicado para as tensões e correntes apresentadas em (14). Como resultados, os coeficientes W_1^h e W_2^h , representam as componentes fundamentais de eixo direto e quadratura, respectivamente, da variável medida h . Ao aplicar este conceito ao exemplo de (15), o resultado é:

$$\begin{bmatrix} \widehat{R}_c \\ \widehat{X}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (W_1^{V_s} - W_1^{V_t}) \\ (W_2^{V_s} - W_2^{V_t}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W_1^{I_f} & -W_2^{I_f} \\ W_2^{I_f} & W_1^{I_f} \end{bmatrix}^{-1} \quad (16)$$

Este conceito pode ser expandido para as demais equações do circuito apresentadas em (14), para estimação dos demais parâmetros do modelo do FAH.

5. METODOLOGIA

A metodologia deste trabalho está dividida em duas etapas: avaliação da influência de erros de parâmetros na operação do FAH com o FCS-MPC e a validação da proposta de estimação de parâmetros utilizando o FAS-LMS. Para cumprir tal objetivo, o esquema de controle apresentado na Figura 3 é simulado no *software* MATLAB/Simulink. O FCS-MPC é executado de acordo com as etapas descritas na sessão 3.4, utilizando os parâmetros nominais apresentados na Tabela 1.

Tabela 1. Configuração do Sistema

Elementos Passivos Filtro Híbrido	
Filtro LCL	$L_f = 5,84 \text{ mH}; R_f = 0,2 \Omega;$ $C_f = 11,4 \mu F; R_{cf} = 1\Omega;$ $R_t = 0,17 \Omega; L_t = 1,06 \text{ mH}$
Transformador	$S = 7,5 \text{ kVA}, (440:127 \text{ V})$
Capacitor Filtro Híbrido	$C = 274 \mu F$
Conversor Eletrônico - Ponte H	
Barramento CC	$V_{dc} = 440 \text{ V}; C_{dc} = 7050 \mu F$
Fonte	
Tensão da fonte	$127 \text{ V}/60 \text{ Hz}$ (fase para terra)
Controle	
Ganhos PI	$k_p = 0,00025$ e $k_i = 0,0025$
FCS-MPC	$K_{inv} = 1$ e $K_v = 80; R_v = 4\Omega$
Frequência de amostragem	$f_s = 40080 \text{ Hz}$

A definição dos parâmetros e dos ganhos do controle é apresentada por Ferreira et al. (2018), porém cabe ressaltar que:

- O controlador PI fornece a referência para a parcela ativa da corrente do filtro (I_f^d), mantendo a tensão do barramento CC (V_{dc}) constante em 440V. Já a parcela reativa da corrente do filtro é ajustada para um valor fixo ($I_f^q = 10\sqrt{2}A$), ou seja, não haverá compensação dinâmica de reativo. Isso porque o foco deste trabalho está na avaliação da influência de desvios de parâmetros do modelo na operação do FCS-MPC e do equipamento, bem como na proposta de um algoritmo para estimá-los;
- Com os valores de I_f^d e I_f^q , a corrente I_f^* e as equações do modelo são utilizadas para calcular V_f^* e I_{inv}^* ;
- A referências V_f^* e I_{inv}^* são utilizadas na função custo, e a definição de ganhos K_{inv} e K_v é amplamente discutida em Ferreira et al. (2018).

5.1 Influência de erros de parâmetros: cenários avaliados

Como mostrado na Figura 2, os parâmetros que compõe o modelo são: $L_{f_{pu}}, R_{f_{pu}}, R_{cf_{pu}}$ e $C_{f_{pu}}$ que fazem parte da modelagem do filtro passivo; o $R_{t_{pu}}$ e $L_{t_{pu}}$ que fazem parte do modelo do transformador; e o C_{pu} que é o banco de capacitores do equipamento. Nas simulações realizadas, os resistores ($R_{f_{pu}}, R_{cf_{pu}}$ e $R_{t_{pu}}$) não são alterados, por serem pequenos e exercerem pouca influência no comportamento do sistema. Os demais parâmetros são variados em $\pm 50\%$, $\pm 30\%$ e $\pm 10\%$ em relação ao seu valor de nominal (Tabela 2). Ressalta-se que, para uma análise efetiva varia-se o

valor de um parâmetro por vez. Os valores utilizados na simulação estão na Tabela 3.

Tabela 2. Parâmetros de referência

L_f	C_f	L_t	C
5,84 mH	11,4 μF	1,06 mH	274 μF

Tabela 3. Variação dos Parâmetros

Porcentagem	L_f (mH)	C_f (μF)	L_t (mH)	C (μF)
-50%	2,92	5,70	0,53	137,00
-30%	4,09	7,98	0,74	191,80
-10%	5,26	10,26	0,95	246,60
+10%	6,42	12,54	1,17	301,40
+30%	7,59	14,82	1,38	356,20
+50%	8,76	17,10	1,59	411,00

Após cada simulação os valores de amplitude (*rms*) da frequência fundamental e o THD (%) para as variáveis de estado V_f , I_f e I_{inv} são coletados, a fim de analisar a influência dos desvios dos parâmetros em cada uma dessas variáveis.

5.2 Estimação de parâmetros: cenários avaliados

Para estimação de parâmetros os cenários avaliados foram os seguintes: influência do passo de adaptação (μ) na estimação realizada e estimação da capacitância do banco de capacitores.

Como dito anteriormente, o passo de adaptação é determinante para a realização de uma boa estimação com o algoritmo LMS. Com o intuito de entender a interferência deste parâmetro nas estimações realizadas, foram feitos alguns testes alterando o μ para três valores diferentes. Para valores de μ menores que 0,0015 o tempo de acomodação é muito grande e para valores maiores que 0,0055 a precisão do algoritmo é reduzida com muitas oscilações em relação a referência. Por esses motivos optou-se em realizar a avaliação no intervalo de valores apresentado na Tabela 4.

Tabela 4. Variação do passo de adaptação (μ)

μ_1	μ_2	μ_3
0,0015	0,0025	0,0055

Em seguida, o conceito apresentado em (16) é implementado utilizando o FAS-LMS no MATLAB/Simulink. Inicialmente, são estimados os valores nominais de cada parâmetro, a fim de verificar a confiabilidade da estimação. Na sequência, os parâmetros do algoritmo são alterados individualmente durante a simulação, seguindo as variações apresentadas na Tabela 3. São emulados defeitos, com a redução, a cada 0,2 segundos, do parâmetro em análise. Todas as estimações são realizadas sem atualização *online* dos parâmetros do FCS-MPC.

6. RESULTADOS

Os resultados deste trabalho são divididos em duas etapas: as análises de erros nos parâmetros e a estimação de parâmetros proposta para os componentes passivos do filtro.

6.1 Influência de Erros de Parâmetros: Resultados

A influência dos erros de parâmetros no algoritmos FCS-MPC e na obtenção de suas referências é discutida a seguir. Os resultados são validados por meio da análise dos valores *rms* da frequência fundamental e do THD das variáveis de estado (V_f , I_{inv} e I_f) em relação a cada parâmetro do modelo (L_f , C_f , L_t e C).

Inicialmente, a Figura 5 apresenta o resultado da variação da indutância do filtro LCL (L_f). É possível observar que a corrente I_{inv} e I_f não sofrem variações importantes com desvios de L_f . A corrente I_f tem uma variação máxima de 2% e I_{inv} varia 3,5% nos piores cenários. Além disso, nota-se que a tensão V_f não tem alterações significativas para valores de L_f superiores ao utilizado no modelo. Por outro lado, observa-se que quando o L_f é igual a 2,92 mH (50% menor que o valor utilizado no modelo), a tensão V_f diminuiu de 99,20 V para 91,55V, resultando em um desvio de 7,71% em relação a tensão V_f esperada. Portanto, entende-se que a variação de L_f só resulta erros relevantes na amplitude da tensão, quando esta apresenta valores muito menores do que o utilizado no modelo.

Já a Figura 6 mostra a influência da variação do L_f no THD das variáveis de estado. Observa-se que o THD da corrente do inversor (I_{inv}) é o que assume o maior valor, quando o L_f é igual a 2,92mH. A distorção harmônica chega a 111,93%, aumentado cerca de 88,39%, se comparado com o THD na condição nominal. Observa-se também um aumento significativo do THD da corrente (I_f) e da tensão (V_f). Entretanto, para essas duas variáveis, não se

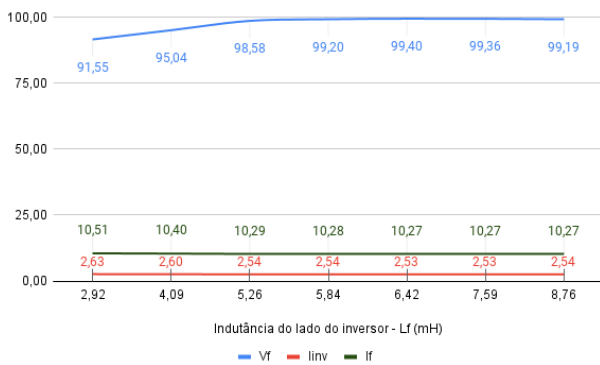


Figura 5. Influência da variação de L_f na tensão V_f [V] e nas correntes I_{inv} e I_f [A].

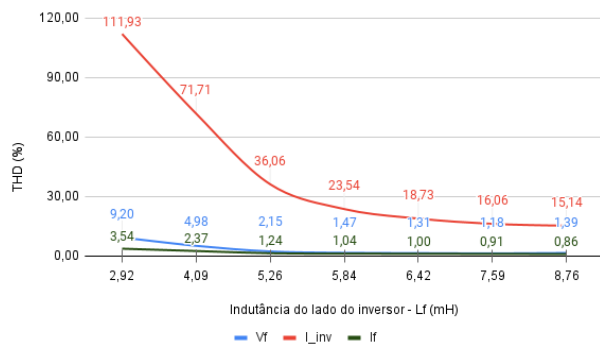


Figura 6. Influência da variação de L_f no THD (%) da tensão V_f e das correntes I_{inv} e I_f .

trata de um cenário de grande preocupação, pois os valores do THD ainda estão aceitáveis para a corrente I_f . O oposto ocorre para valores acima de 5,84mH. O THD de todas as variáveis tende a se manter ou diminuir ligeiramente.

A seguinte análise é feita para o capacitor do filtro LCL (C_f). A Figura 7 mostra que V_f e I_f sofrem desvios muito pequenos em seus valores *rms*. Já o I_{inv} tem uma variação de 8% em relação o nominal, tanto para a variação positiva quanto para variação negativa. O THD, por sua vez, quase não sofre alterações para variação do C_f maiores que 7,98 μF , nas três variáveis de estado, como visto na Figura 8. Contudo, quando C_f é igual a 5,70 μF (-50% menor que o nominal), ocorrem variações mais perceptivas. O THD de I_{inv} aumenta de 26,49% para 40,37%, o de V_f aumenta de 2,21% para 5,26%. Enquanto o I_f sofre uma pequena variação de 1,12% para 1,86%. Dessa forma, é possível dizer que a influência de desvios de C_f na principal variável de controle I_f é muito pequena.

As análises de variações da indutância do transformador L_t no valor *rms* e no THD das variáveis de estado são apresentadas nas Figuras 9 e 10. Por apresentar um valor relativamente menor que os demais componentes do filtro LCL, observa-se que não houve variações maiores que 1% no valor *rms* e o THD de todas as variáveis é praticamente constante. Portanto, trata-se de uma variável de pouca influência no funcionamento do algoritmo FCS-MPC.

Por fim, o último parâmetro avaliado foi a capacitância do banco de capacitores (C). Nota-se que tanto I_{inv} quanto I_f são muito sensíveis a desvios na capacitância C . A

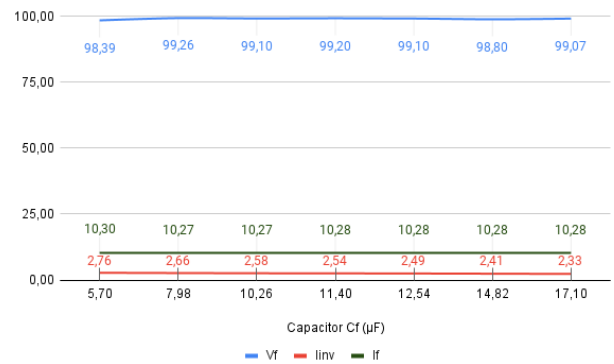


Figura 7. Influência da variação de C_f na tensão V_f [V] e nas correntes I_{inv} e I_f [A].

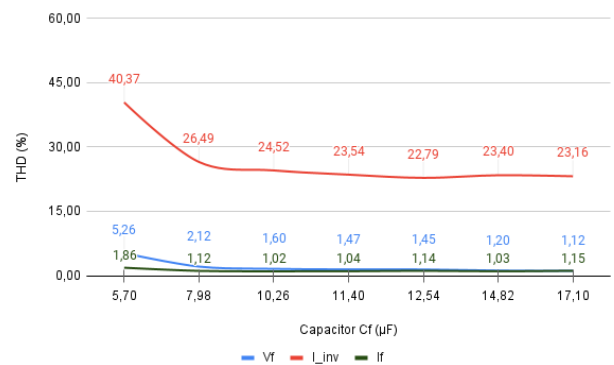


Figura 8. Influência da variação de C_f no THD (%) da tensão V_f e das correntes I_{inv} e I_f .

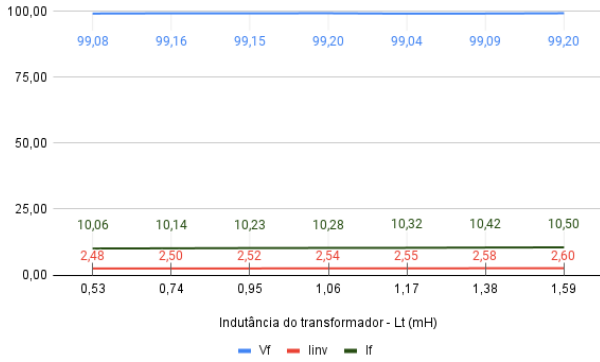


Figura 9. Influência da variação de L_t na tensão V_f [V] e nas correntes I_{inv} e I_f [A].

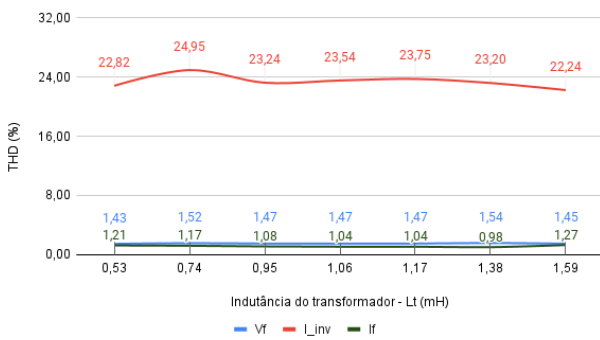


Figura 10. Influência da variação de L_t no THD (%) da tensão V_f e das correntes I_{inv} e I_f .

Figura 11 mostra que variando apenas +10% no valor nominal de C , a corrente I_{inv} subiu de 2,54 A para 2,85 A, o que já representa um aumento de 12%. Quando o C varia em +50%, I_{inv} varia 62,2%, aumentando de 2,54 A para 4,12 A. Um comportamento semelhante ocorre para a corrente do ramo híbrido (I_f). Se C é 50% maior que o nominal, a corrente I_f aumenta de 10,28 A para 15,76 A, o que representa um aumento de aproximadamente 51% em relação ao valor nominal. Essa relação também é vista para a mesma variação negativa, ou seja, para C igual a $137\mu F$. Por ser a variável de controle mais relevante do equipamento, desvios na corrente I_f são considerados críticos, pois irão degradar a capacidade do equipamento em compensar corretamente a potência reativa requerida.

As variações na capacitância C do banco de capacitores, também influenciam consideravelmente a distorção de harmônicos da corrente I_{inv} , como visto na Figura 12. Para valores menores que $274\mu F$, o THD de I_{inv} aumenta de 23,54% para 54,69%. Para valores maiores que $274\mu F$, ele diminui 7,18%, passando de 23,54% para 16,36%. Nesse caso, o V_f também tem uma pequena influência, porém somente quando o C assume valores menores que $191,80\mu F$, onde a distorção de harmônicos cresce, passando de 2,12% para 5,26%. Entretanto, o THD do I_f sofre uma variação muito pequena, não apresentando distorções significativas.

De forma geral, pode-se concluir que o parâmetro que possui maior influência no FCS-MPC, alterando a capacidade do equipamento em compensar corretamente a potência reativa, é a capacitância do banco de capacitores (C).

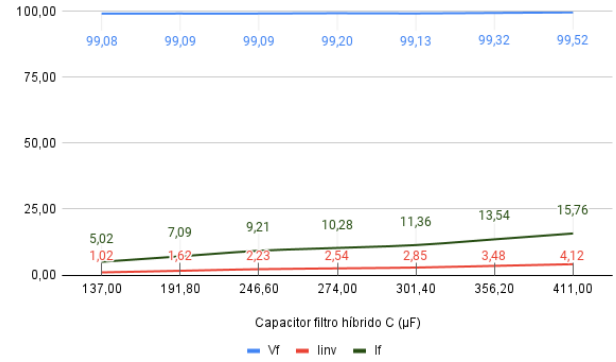


Figura 11. Influência da variação de C na tensão V_f [V] e nas correntes I_{inv} e I_f [A].

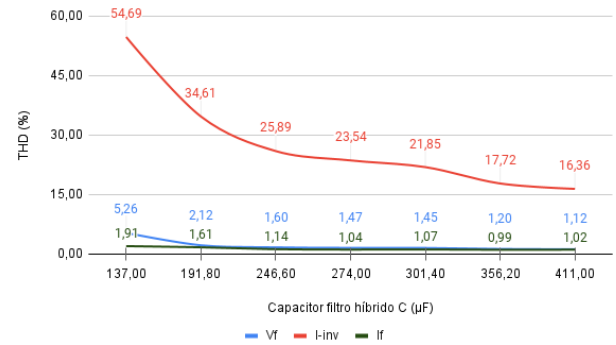


Figura 12. Influência da variação de C no THD (%) da tensão V_f e das correntes I_{inv} e I_f .

Esta capacitância, por sua vez, é uma das variáveis que está mais susceptível a falhas, ou a desvios de parâmetros, seja por erro na determinação do banco de capacitores, deterioração por tempo de uso ou mesmo falhas.

6.2 Estimação de Parâmetros: Resultados

Tendo em vista a forte influência da capacitância do banco de capacitores (C) no funcionamento em regime permanente do algoritmo FCS-MPC, os resultados apresentados se limitaram à estimação deste parâmetro visando aumentar a robustez do equipamento.

Na análise da estimação de C para diferentes valores de μ , é possível verificar o tempo de acomodação e a precisão da estimação para cada variação deste parâmetro. Na Figura 13 (a), para o μ igual a 0,0015, é observado que o tempo de acomodação é aproximadamente 0,18s e a oscilação da estimação é desprezível, variando entre $273,75\mu F$ e $274,35\mu F$. Para μ igual a 0,0025, o tempo de acomodação é aproximadamente 0,1s e é possível observar uma pequena oscilação quando a estimação entra em regime permanente, alternando de $273,45\mu F$ e $274,55\mu F$. Já para o μ igual a 0,0055, como mostrado na Figura 13 (c), o tempo de acomodação diminui para aproximadamente 0,05s, contudo a oscilação da estimação em regime permanente é visivelmente maior que para os valores de μ apresentados anteriormente, variando entre $272,90\mu F$ e $275,20\mu F$.

Comparando os resultados para os três valores do passo de adaptação, verifica-se que quanto menor o valor do μ , maior o tempo de acomodação e melhor é a precisão.

Buscando o melhor compromisso entre os dois parâmetros, para essa aplicação o valor escolhido para o μ será 0,0025, pois esse valor obteve um tempo de acomodação satisfatório para essa aplicação e a precisão apresentado é considerada aceitável.

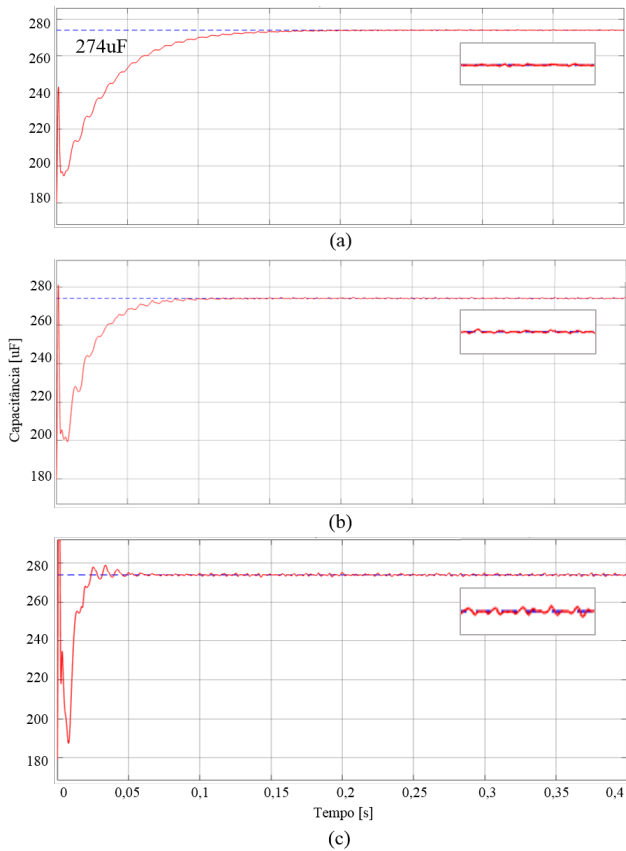


Figura 13. Resultado da Estimação da Capacitância C para: (a) $\mu = 0,0015$ (b) $\mu = 0,0025$ (c) $\mu = 0,0055$

Sendo assim, as simulações para a estimação proposta foram feitas. A Figura 14, mostra a estimação para a variação negativa do banco de capacitores. Como observado a cada variação da capacitância do banco, demonstrado pela linha de referência, o algoritmo consegue estimar adequadamente o novo valor da capacitância, convergindo para os valores da referência, sendo eles $274\mu\text{F}$, $246,60\mu\text{F}$, $191,80\mu\text{F}$ e $137\mu\text{F}$.

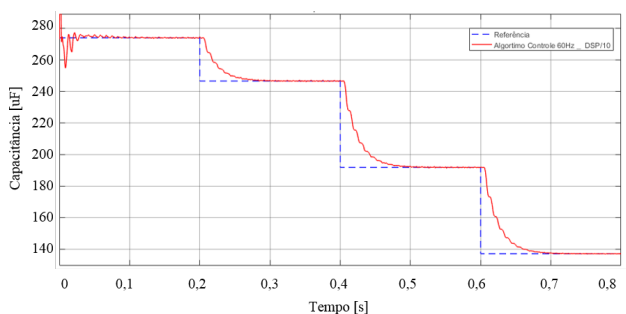


Figura 14. Estimação para diminuição da capacitância

7. CONCLUSÃO

Este trabalho analisou a influência de cada parâmetro do FAH na operação do equipamento com FCS-MPC. Constatou-se que a capacidade do algoritmo em seguir as referências pode ser afetada por desvios de parâmetros do modelo, principalmente pela variação do C , que tem uma grande influência na corrente do ramo híbrido I_f . A distorção harmônica, principalmente da corrente do inversor para a variação de L_f , também é impactada pela incoerência entre o modelo real e o descrito no algoritmo. Porém, a influência na corrente I_f não se mostrou significativa, tendo pouco impacto na atuação do FAH. Tendo em vista essa dependência do FCS-MPC com o modelo do sistema, foi proposto um algoritmo de estimação que utilizou um FAS-LMS, para estimar corretamente a reatância do banco de capacitores (X_c) a partir das tensões e correntes medidas no circuito. Os resultados de simulação mostram que a estimação atendeu satisfatoriamente o resultado esperado.

REFERÊNCIAS

- Akagi, H. and Fujita, H. (1995). A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 10(3), 1570–1575. doi: 10.1109/61.400941.
- Bordons, C. and Montero, C. (2015). Basic principles of mpc for power converters: Bridging the gap between theory and practice. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(3), 31–43. doi:10.1109/MIE.2014.2356600.
- Ferreira, S.C., Gonzatti, R.B., Pereira, R.R., da Silva, C.H., da Silva, L.E.B., and Lambert-Torres, G. (2018). Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(3), 2608–2617. doi:10.1109/TIE.2017.2740819.
- Ferreira, S.C., Gonzatti, R.B., Silva, C.H., da Silva, L.E.B., Pereira, R.R., and Lambert-Torres, G. (2015). Adaptive real-time power measurement based on iee standard 1459-2010. *Electric Power Components and Systems*, 43(11), 1307–1317. doi:10.1080/15325008.2015.1027425.
- Foster, J.G.L., Pereira, R.R., Gonzatti, R.B., Sant'Ana, W.C., Mollica, D., and Lambert-Torres, G. (2019). A review of fcs-mpc in multilevel converters applied to active power filters. In *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 1–6. doi:10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065398.
- Gonzatti, R.B., Ferreira, S.C., da Silva, C.H., Pereira, R.R., Borges da Silva, L.E., and Lambert-Torres, G. (2016). Smart impedance: A new way to look at hybrid filters. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 7(2), 837–846. doi:10.1109/TSG.2015.2466613.
- Inzunza, R. and Akagi, H. (2005). A 6.6-kv transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4), 893–900. doi:10.1109/TPEL.2005.850951.
- Kouro, S., Perez, M.A., Rodriguez, J., Llor, A.M., and Young, H.A. (2015). Model predictive control: Mpc's role in the evolution of power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(4), 8–21. doi:10.1109/MIE.2015.2478920.

- Long, B., Zhu, Z., Yang, W., Chong, K.T., Rodriguez, J., and Guerrero, J.M. (2021). Gradient descent optimization based parameter identification for fcs-mpc control of lcl-type grid connected converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1–1. doi:10.1109/TIE.2021.3063867.
- Naderi, Y., Hosseini, S.H., Zadeh, S.G., Mohammadi-Ivatloo, B., Vasquez, J.C., and Guerrero, J.M. (2018). An overview of power quality enhancement techniques applied to distributed generation in electrical distribution networks. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 93, 201–214.
- Panten, N., Hoffmann, N., and Fuchs, F.W. (2016). 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*, 31(7), 5189–5200. doi:10.1109/TPEL.2015.2478862.
- Pereira, R.R., da Silva, C.H., da Silva, L.E.B., Lambert-Torres, G., and Pinto, J.O.P. (2011). New strategies for application of adaptive filters in active power filters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(3), 1136–1141. doi:10.1109/TIA.2011.2125931.
- Rahmani, S., Hamadi, A., and Al-Haddad, K. (2012). A comprehensive analysis of hybrid active power filter for power quality enhancement. In *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 6258–6267. doi:10.1109/IECON.2012.6389025.
- Wang, Y.W., Wong, M.C., and Lam, C.S. (2015). Historical review of parallel hybrid active power filter for power quality improvement. In *TENCON 2015 - 2015 IEEE Region 10 Conference*, 1–6. doi:10.1109/TENCON.2015.7373190.
- Widrow, B., Glover, J., McCool, J., Kaunitz, J., Williams, C., Hearn, R., Zeidler, J., Eugene Dong, J., and Goodlin, R. (1975). Adaptive noise cancelling: Principles and applications. *Proceedings of the IEEE*, 63(12), 1692–1716. doi:10.1109/PROC.1975.10036.
- Young, H.A., Perez, M.A., and Rodriguez, J. (2016). Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(5), 3100–3107. doi:10.1109/TIE.2016.2515072.