

Estimação de Parâmetros em um Filtro Ativo Híbrido Controlado por FCS-MPC

Fabiane Souza* Sílvia C. Ferreira* Robson B. Gonzatti**
Rondineli R. Pereira** João Gabriel L. Foster** Joselino S. Filho***

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

** Universidade Federal de Itajubá, MG, (e-mail:
rbgonzatti@unifei.edu.br, rondineli@unifei.edu.br).

*** EDP Brasil, SP, (e-mail: joselino.filho@edp.com).

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 time degradation. 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 Filter with Least Mean Square algorithm. Simulations results with MATLAB/Simulink show that there is a high influence of capacitor bank impedance mismatch in the FCS-MPC and that 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) se mostra muito eficiente quando aplicado no FAH estudado neste trabalho. O FCS-MPC utiliza um modelo matemático do FAH para realizar as etapas de predição e obtenção indireta das referências de controle, sendo estas dependentes dos valores dos componentes passivos do equipamento. Contudo, esses componentes podem sofrer alterações em condição de falha ou pela degradação 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 e os resultados mostram que o FCS-MPC é mais sensível às variações de impedância do banco de capacitores e que o algoritmo proposto é capaz de estimar este parâmetro de forma adequada.

Keywords: Parameter Mismatch, Adaptive Notch Filter, Least Mean Square.

Palavras-chaves: Desvio de Parâmetros, Filtro Adaptativo Sintonizado, Mínimos Quadrados.

1. INTRODUÇÃO

Os Filtros Ativos Híbridos (FAHs) reúnem a robustez e flexibilidade dos filtros ativos e o baixo custo dos filtros passivos, e já possuem diversas topologias consolidadas na literatura (Rahmani et al., 2012; Wang et al., 2015). Dentre elas, destaca-se o Filtro Ativo Híbrido Ressonante (FAHR), proposto por Gonzatti et al. (2016), no qual o filtro ativo é associado em série a um banco de capacitores, que substitui o filtro passivo LC. Uma das vantagens é a eliminação da necessidade do uso de indutores, além de permitir sua aplicação em bancos de capacitores já instalados e em operação. 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. O FAHR 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*). O equipamento foi modelado pelos autores de forma equivalente a um conversor conectado à rede por filtro LCL (Panten et al., 2016). O FCS-MPC prediz o comportamento deste modelo para os possíveis estados de chaveamento de um conversor monofásico e define a melhor ação de controle que atende a um critério de otimização preestabelecido em uma função custo multivariável.

Sabe-se que uma das principais limitações do FCS-MPC é sua forte dependência em relação ao modelo do sistema e seus parâmetros. Buscando estudar esta influência, Young et al. (2016) apresentaram uma análise matemática para

avaliação do impacto de desvio 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 deterioraram 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 possuía referências de controle obtidas de forma indireta por meio do modelo. Portanto, as incertezas de parâmetros também influenciaram a capacidade do algoritmo em seguir as referências de controle.

De forma similar, para controle da corrente reativa do FAHR (Ferreira et al., 2018), o FCS-MPC utiliza uma função custo que leva em consideração duas variáveis obtidas de forma indireta - a corrente no indutor do lado do inversor e a tensão no capacitor do filtro LCL. Além dos componentes passivos do filtro LCL, o FAHR possui presença do banco de capacitores, adicionando mais um componente passivo ao sistema que pode ter desvios durante sua operação. Buscando estudar estas influências no FAHR, as principais contribuições deste trabalho foram 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 a utilização de filtros adaptativos sintonizados para estimação dos parâmetros do Filtro Ativo Híbrido.

Para tanto, um FAHR controlado pelo FCS-MPC foi simulado utilizando o *software* MATLAB/Simulink. Este conversor foi submetido a diferentes condições de desvio de parâmetros, e foi levantado o parâmetro que apresentou maior influência na capacidade do FCS-MPC em seguir suas referências de controle. Em seguida, este parâmetro foi estimado utilizando Filtros Adaptativos Sintonizados com algoritmo *Least Mean Square* (LMS). Os resultados encontrados mostram um bom desempenho deste algoritmo na estimação da variável proposta.

2. FILTRO ATIVO HÍBRIDO COM CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM CONJUNTO DE CONTROLE FINITO

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 conectado em série, por meio de um transformador, a um banco de capacitores. Suas principais características são: 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).

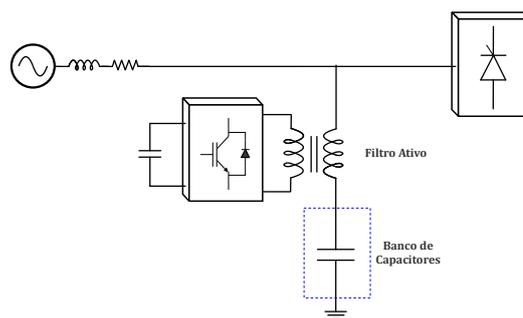


Figura 1. Filtro Ativo Híbrido Ressonante

Para a compensação de reativo, o Filtro Ativo é controlado pelo algoritmo FCS-MPC para manipular a potência reativa do banco de capacitores (Gonzatti et al., 2016). 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. Neste trabalho, não há compensação dinâmica de reativo, pois o foco está direcionado à análise da influência de desvio de parâmetros no algoritmo de controle. Portanto, apenas um ponto de operação, com referência constante de potência reativa, será apresentado. Os resultados foram testados em diferentes pontos de operação com resultados semelhantes.

2.1 Modelo do Filtro Híbrido

O circuito completo do FAHR com todos os seus parâmetros e variáveis é apresentado na Figura 2. 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).

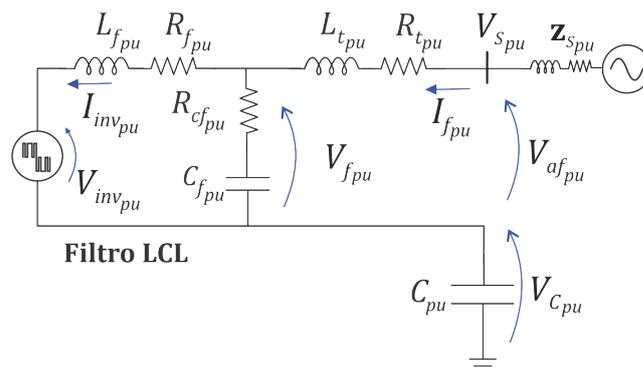


Figura 2. Circuito equivalente do FAHR em p.u.

Na Figura 2, as variáveis são: V_{invpu} , i_{invpu} - a tensão e a corrente do inversor; V_{fpu} , $i_{c_{fpu}}$ - a tensão e a corrente do capacitor do filtro LCL; i_{fpu} - 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; $R_{c_{f_{pu}}}$ 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. As equações do espaço de estados do FAHR é representada por:

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

onde, 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 $i_{f_{pu}}$, não sendo 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,

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

e

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \\ \frac{R_{cf}}{L_f} & \frac{R_{cf}}{L_t} \end{bmatrix} \quad (3)$$

2.2 Controle Preditivo Baseado em Modelo

O 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 ($x(k+1)$) é utilizado o modelo discreto do sistema, como apresentado a anteriormente.

Neste trabalho, 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 $v_0 = 0, v_1 = V_{dc}, v_2 = -V_{dc}, v_3 = 0$.

2.3 Função Custo

O uso da função custo multivariável tem o objetivo de evitar longos períodos de predição e é mais fácil garantir a estabilidade e evitar ressonâncias, como demonstrado por Ferreira et al. (2018) e Panten et al. (2016). Após estudos apresentados em Ferreira et al. (2018), os autores definiram que 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 predição ($k+2$), isso porque é necessário compensar o tempo de processamento as variáveis de estado são estimadas para o instante $k+1$ e assim a função custo é avaliada para $k+2$.

2.4 Referência de Controle

Como visto no modelo apresentado na Figura 2, a parte do filtro LCL possui três variáveis de estado, sendo elas $i_{f_{pu}}$, $V_{f_{pu}}$ e $i_{inv_{pu}}$. 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. A partir disto, 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.

2.5 Algoritmo FCS-MPC implementado

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

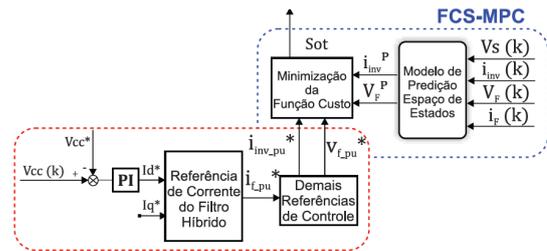


Figura 3. Diagrama de Bloco da Estratégia de Controle FCS-MPC filtro híbrido

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) Estimação dos estados para o próximo período de amostragem ($K+1$) utilizando o modelo discretizado;
- (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;

3. ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS

A correta definição dos parâmetros que compõem o FAHR é essencial para o bom funcionamento do equipamento. Contudo, se o modelo matemático descrito no algoritmo de controle 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. 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.

3.1 Filtro Adaptativo Sintonizado com Algoritmo LMS

Filtros adaptativos são filtros digitais que possuem uma resposta em frequência ajustável. Para tanto, modificam 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.

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:

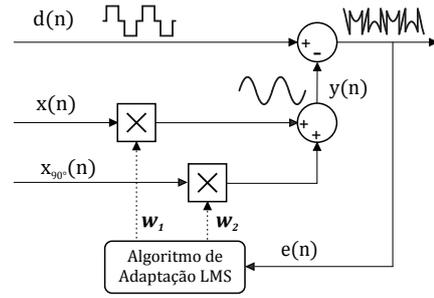


Figura 4. Filtro Adaptativo Sintonizado - Algoritmo LMS

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

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

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.

3.2 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.

4. 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.

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

Tabela 1. Configuração do Sistema

Elementos Passivos Filtro Híbrido	
Filtro LCL	$L_f = 5,84 \text{ mH}$; $R_f = 0,2 \Omega$; $C_f = 11,4 \mu\text{F}$; $R_{cf} = 1\Omega$; $R_t = 0,17 \Omega$; $L_t = 1,06 \text{ mH}$
Transformador	$S = 7,5 \text{ kVA}$, (440:127 V)
Capacitor Filtro Híbrido	$C = 274 \mu\text{F}$
Conversor Eletrônico - Ponte H	
Barramento CC	$V_{dc} = 440 \text{ V}$; $C_{dc} = 7050 \mu\text{F}$
Fonte	
Tensão da fonte	127 V/60 Hz (fase para terra)
Controle	
Ganhos PI	$k_p = 0,00025$ e $k_i = 0,0025$
FCS-MPC	$K_{inv} = 1$ e $K_v = 80$
Frequência de amostragem	$f_s = 40\text{kHz}$

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).

4.1 Influência de erros de parâmetros: cenários avaliados

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. Ressalta-se que, para uma análise efetiva varia-se o valor de um parâmetro por vez. 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.

4.2 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. 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 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 para os valores de $\mu_1 = 0,0015$, $\mu_2 = 0,0025$ e $\mu_3 = 0,0055$.

Em seguida, o conceito apresentado em (16) foi implementado utilizando o FAS-LMS no MATLAB/Simulink. Foram estimados os valores nominais de cada parâmetro, a fim de verificar a confiabilidade da estimação. Na sequência, os parâmetros que são fornecidos para o algoritmo FCS-MPC foram alterados individualmente durante a simulação. Todas as estimações foram realizadas sem atualização *online* dos parâmetros do FCS-MPC.

5. RESULTADOS

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

5.1 Influência de Erros de Parâmetros: Resultados

A influência dos erros de parâmetros no algoritmo 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).

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 diminui resultando em um desvio de 7,71%. 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 um aumento no THD da corrente (I_f) e da tensão (V_f), não representando 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 destas variáveis tende a se manter ou diminuir ligeiramente. Observa-se também que o THD da corrente (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. Devido ao aumento significativo, simulações foram realizadas modificando para 2,92mH o indutor do circuito, buscando avaliar se esta influência se dá por desvio de parâmetro ou pela diminuição da frequência de corte do filtro LCL. Neste cenário, observou-se ligeiro aumento no THD, podendo-se concluir que grande parte da distorção se dá pelo desvio de parâmetro em si.

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 ao 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 11 mostra que variando apenas +10% no valor nominal de C , a corrente I_{inv} aumenta cerca de 12%. Quando o C varia em +50%, I_{inv} varia 62,2%. 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 aproximadamente 51% em relação ao valor nominal. Essa relação também é vista para a mesma variação negativa, ou seja, para C igual a 137 μF . 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 μF , o THD de I_{inv} aumenta de 23,54% para 54,69%. Para valores maiores que 274 μF , 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 μF , 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.



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

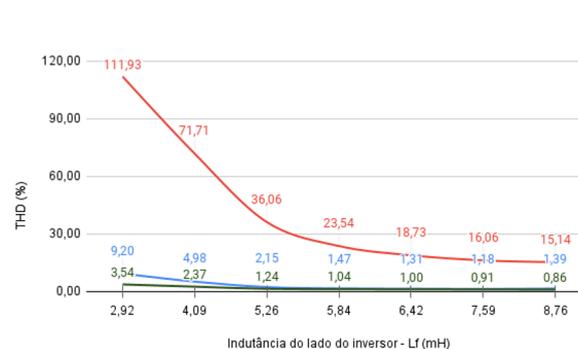


Figura 6. Influência da variação de L_f no THD (%) da tensão V_f e das correntes I_{inv} e I_f .

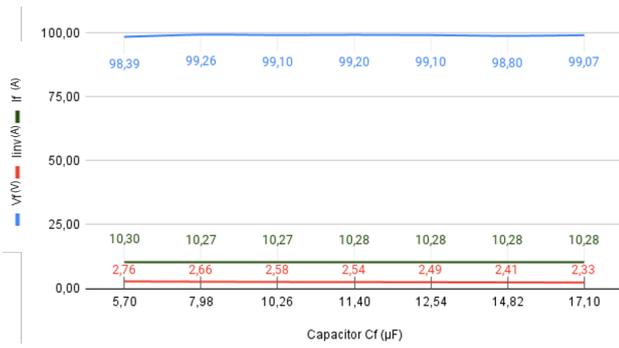


Figura 7. Influência da variação de C_f na tensão V_f [V] e nas correntes I_{inv} e I_f [A].

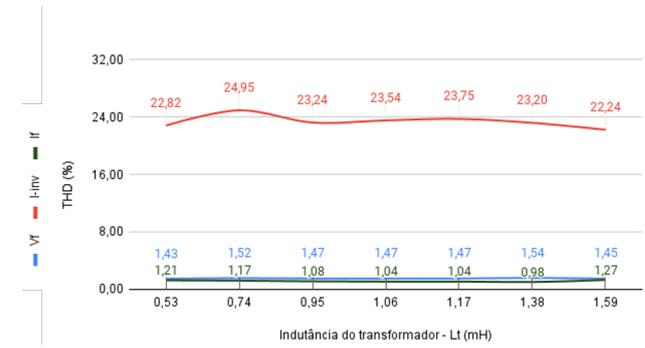


Figura 10. Influência da variação de L_t no THD (%) da tensão V_f e das correntes I_{inv} e I_f .

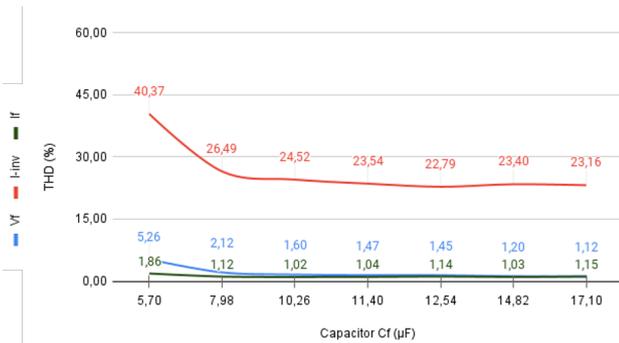


Figura 8. Influência da variação de C_f no THD (%) da tensão V_f e das correntes I_{inv} e I_f .

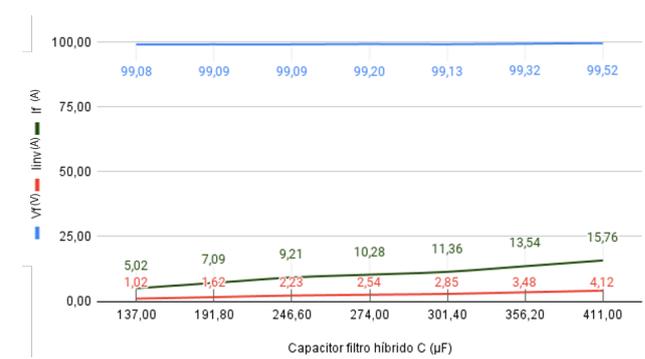


Figura 11. Influência da variação de C na tensão V_f [V] e nas correntes I_{inv} e I_f [A].

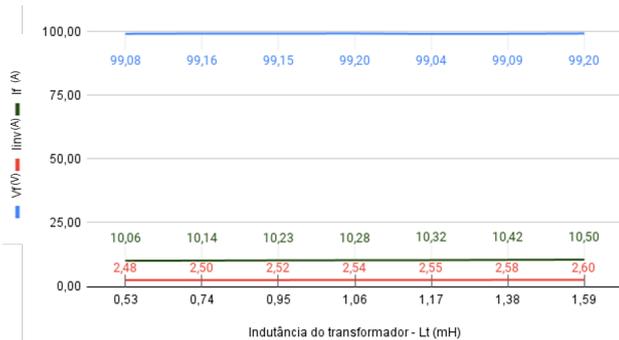


Figura 9. Influência da variação de L_t na tensão V_f [V] e nas correntes I_{inv} e I_f [A].

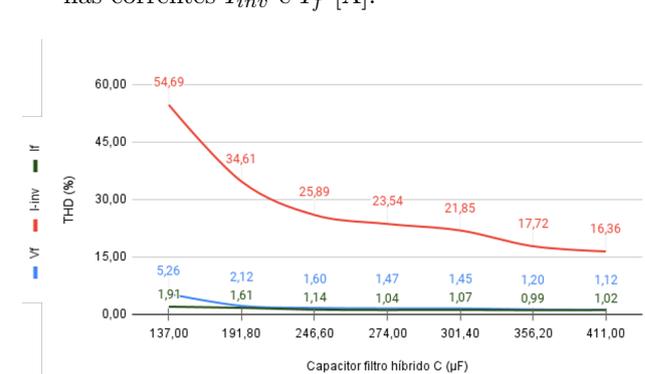


Figura 12. Influência da variação de C no THD (%) da tensão V_f e das correntes I_{inv} e I_f .

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). 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.

5.2 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. Na Figura 13 (a), para o $\mu = 0,0015$, é observado que o tempo de acomodação é aproximadamente 0,18s e a oscilação da estimação é desprezível, variando $0,6\mu F$ (0,2%). Para $\mu = 0,0025$, o tempo de acomodação se aproxima de 0,1s e a oscilação aumenta para $1,1\mu F$ (0,4%). Já para o

$\mu = 0,0055$, o tempo de acomodação diminui para aproximadamente 0,05s, contudo a oscilação da estimação em regime permanente é visivelmente maior, variando entre $2,7\mu F$ (1%).

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.

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

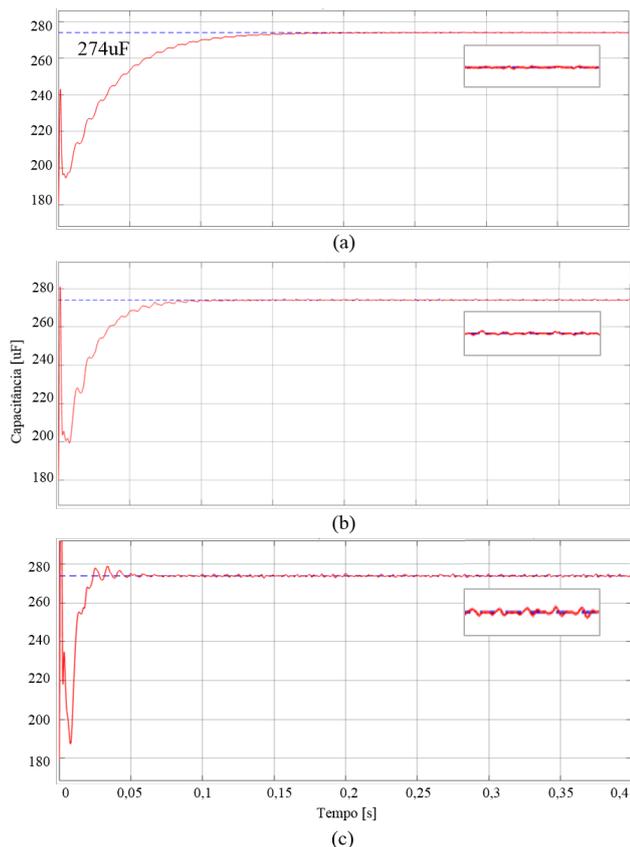


Figura 13. Resultado da Estimação da Capacitância C para: (a) $\mu = 0,0015$ (b) $\mu = 0,0025$ (c) $\mu = 0,0055$

para os valores da referência, sendo eles $274\mu\text{F}$, $246,60\mu\text{F}$, $191,80\mu\text{F}$ e $137\mu\text{F}$.

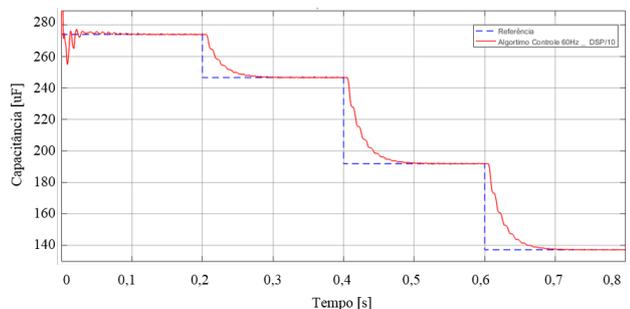


Figura 14. Estimação para diminuição da capacitância

6. 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.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais (FAPEMIG) pelo apoio.

REFERÊNCIAS

- 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 Trans. Ind. Electron.*, 65(3), 2608–2617.
- 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.
- 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 (COBEP/SPEC)*, 1–6.
- 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 Trans. Smart Grid*, 7(2), 837–846.
- 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 Trans. Ind. Electron.*, 1–1.
- Pantenn, 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 Trans. Power Electron.*, 31(7), 5189–5200.
- 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 Trans. Ind Appl.*, 47(3), 1136–1141.
- 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 Conf. IEEE Ind. Electron. Society*, 6258–6267.
- 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.
- 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. *Proc. of the IEEE*, 63(12), 1692–1716.
- 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 Trans. Ind. Electron.*, 63(5), 3100–3107.