

DISPOSITIVO PARA MEDIÇÃO DE PARÂMETROS INTERNOS, DIAGNÓSTICO DE FALHAS E PREVISÃO DE VIDA ÚTIL EM CAPACITORES ELETROLÍTICOS DE CONVERSORES UTILIZADOS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

Leonardo Acosta Rodrigues¹, Anderson Silva Vaccari², Gierry Waltrich¹

¹Instituto de Eletrônica de Potência – INEP, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – SC, Brasil

²Vale S.A, Rio de Janeiro – RJ, Brasil

e-mail: leonardoactrodrigues@gmail.com, anderson.vaccari@vale.com, gierri@gmail.com

Resumo – Um dos componentes principais que compõe a maioria de falhas em um conversor de tensão se trata do capacitor do tipo eletrolítico de alumínio, cuja categoria possui menor tempo de vida útil. Dito isso, diversas estratégias para diagnóstico de falhas e previsão de vida útil foram propostas ao longo dos anos, sendo a maioria voltadas para configurações onde é possível a manipulação diretamente no sistema, alterando a modulação ou controle. Neste sentido, visando atuar em um conversor CA/CC/CA como observador, é proposto um dispositivo eletrônico que pode ser acoplado ao conversor de um Veículo Elétrico para estimar parâmetros internos e a vida útil desses capacitores sem alterar o circuito original. Esta estimativa é realizada após a conexão do inversor ao retificador externo no momento de carga, onde o mesmo é conectado à rede elétrica, proporcionando a variação de tensão necessária no barramento para estimar os parâmetros internos do componente, possibilitando diagnóstico e estimativa do momento de falha. O desenvolvimento matemático de ambos os métodos é realizado e resultados computacionais e experimentais são obtidos, demonstrando taxas de erros satisfatórias para estimativa dos parâmetros, possibilitando a previsão da vida útil do componente e validando o sistema proposto.

Palavras-chave – Diagnóstico, Observador, Veículos Elétricos, Vida Útil do Capacitor.

DEVICE FOR MEASUREMENT OF INTERNAL PARAMETERS, FAULT DIAGNOSIS, AND SERVICE LIFE PREDICTION IN ELECTROLYTIC CAPACITORS OF CONVERTERS USED IN ELECTRIC VEHICLES

Abstract – One of the main components responsible for most failures in a voltage converter is the aluminum electrolytic capacitor, which has a shorter lifespan compared to other types. Consequently, several strategies for fault diagnosis and lifetime prediction have been proposed over the years, mostly focused on configurations where direct manipulation of the system, such as

modulation or control, is possible. In this context, aiming to operate as an observer in an AC/DC/AC converter, an electronic device is proposed to be coupled to an Electric Vehicle converter in order to estimate internal parameters and the lifetime of these capacitors without modifying the original circuit. This estimation is performed after connecting the inverter to the external rectifier during the charging phase, where it is connected to the power grid, providing the necessary voltage variation in the bus to estimate the internal parameters of the component, enabling fault diagnosis and prediction. The mathematical development of both methods is carried out, and computational and experimental results are obtained, demonstrating satisfactory error rates for parameter estimation, enabling component lifetime prediction, and validating the proposed system.

Keywords – Capacitor Lifetime, Diagnosis, Electric Vehicles, Observer.

I. INTRODUÇÃO

Os Veículos Elétricos (VEs) têm sido uma das principais soluções para o controle dos altos níveis de dióxido de carbono (CO_2) na atmosfera, emitidos principalmente pela frota de veículos movidos por motores de combustão interna que dependem de diesel ou gasolina, esses que ainda compõem grande parte dos veículos automotivos presentes nas rodovias em todo o mundo. Além dessas preocupações, várias outras, como a potencial escassez de combustíveis fósseis no futuro, a globalização, o aumento da poluição do ar, o crescimento da população global e o número de carros nas estradas, obrigaram a indústria automotiva a acelerar o desenvolvimento e produção de tecnologia relacionada a VEs [1], [2].

A definição geral de um VE vem da parcela de contribuição de um motor elétrico no veículo, podendo ser de uso parcial ou total. Das principais categorias de VEs, cita-se [3]–[7]: Veículo Elétrico Híbrido (*Hybrid Electric Vehicle* – HEV), Veículos Elétricos Híbridos Plugin (*Plug-In Hybrid Electric Vehicle* – PHEV), Veículos Elétricos a Baterias (*Battery Electric Vehicle* – BEV) e Veículo Elétrico a Células de Combustíveis (*Hydrogen Fuel Cell Electric Vehicle* – FCEV), onde respectivos arranjos dos dispositivos no interior elétrico e mecânico dos tipos de veículos elétricos são apresentados na Figura 1.

Para o objetivo desse trabalho, destacam-se os tipos PHEV

Manuscript received 02/02/2023; first revision 03/24/2023; accepted for publication 06/14/2023, by recommendation of Editor Telles Brunelli Lazzarin. <http://dx.doi.org/10.18618/REP.2023.3.0003>

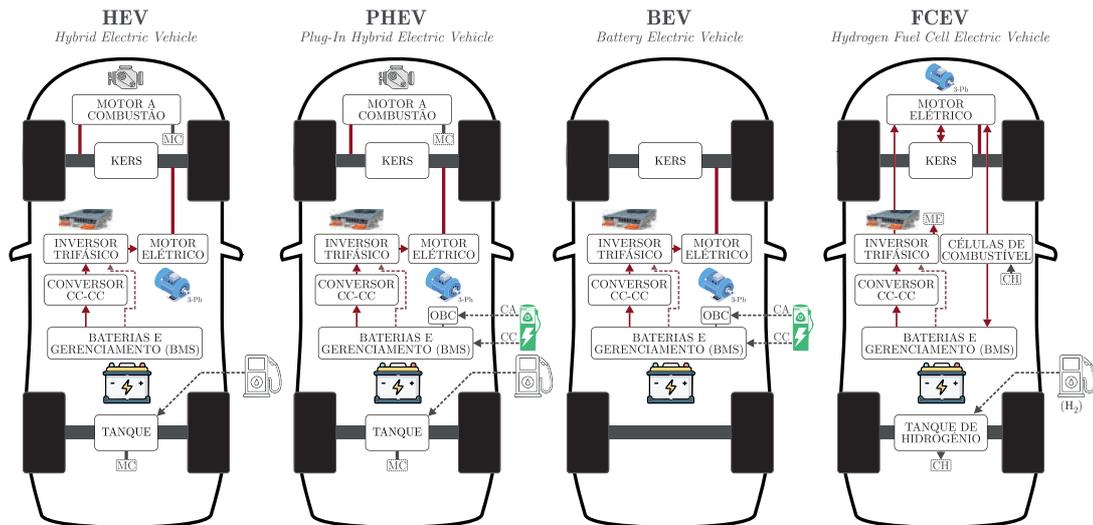


Fig. 1. Classificação de veículos elétricos.

e BEV que possuem conexão com a rede elétrica para reabastecimento das respectivas baterias (*On-Board Charger – OBC*), já que nos outros modelos, a recarga é realizada através do Sistema de Recuperação de Energia Cinética (*Kinetic Energy Recovery System – KERS*). A interface que realiza a conexão da rede elétrica com o VE se dá geralmente por meio de um retificador, podendo ser composto por semicondutores controlados ou não-controlados, conversor para correção de fator de potência (*Power Factor Correction – PFC*), o sistema de gerenciamento de baterias (*Battery Management Systems – BMS*), um conversor CC/CC bidirecional para controlar o fluxo de energia entre o VE e a rede elétrica ou o inversor trifásico, e o banco de baterias [8]–[11].

Além disso, um dos dispositivos essenciais presentes no interior dos VEs é o inversor de tensão trifásico, responsável por realizar a interface e controle do motor elétrico. Considera-se como exemplo a visualização do circuito elétrico de um VE genérico na Figura 2, onde além do sistema de reabastecimento e conexão com a rede elétrica é representado o inversor trifásico citado. Ressalta-se a presença do capacitor (C), componente responsável por manter a tensão de barramento deste dispositivo e será o foco principal deste trabalho, possuindo um papel significativo na análise da vida útil total do conversor. Ainda, em aplicações VE's, a faixa operacional de frequência de comutação típica dos IGBTs de silício (Si) é de 5 a 10 kHz, o que produz *ripples* de média frequência na tensão de barramento [12].

Dito isso, é importante observar que os capacitores são os responsáveis pela maioria das falhas de conversores, seguido pela Placa de Circuito Impresso (PCI) (conforme ilustrado na Figura 3), e estão diretamente relacionados à previsão de vida útil de um conversor, pois sua falha causa mau funcionamento do sistema na totalidade [13]–[19].

Capacitores Eletrolíticos de Alumínio (*Aluminum Electrolytic Capacitors – Al-Caps*), Capacitores de Filme de Polipropileno Metalizado (*Metallized Polypropylene Film Capacitors – MPPF-Caps*) e os Capacitores Cerâmicos Multicamadas (*Multi-Layer Ceramic Capacitors – MLC-Caps*) são os tipos mais comuns de capacitores usados em

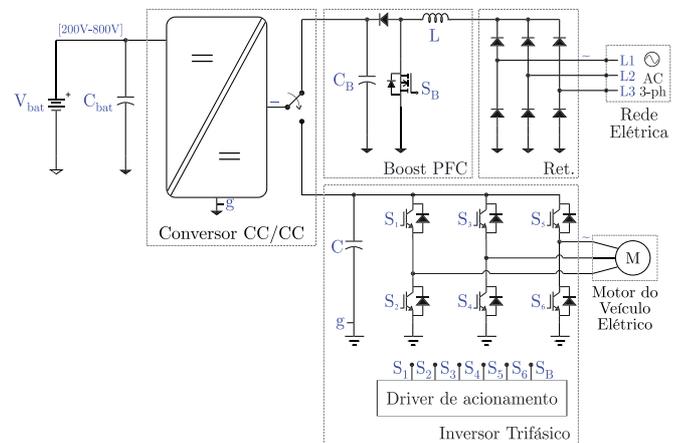


Fig. 2. Esquemático do circuito elétrico de um VE alimentado em CA e durante a conexão com a rede para carga da bateria principal.

barramentos de inversores de tensão. O tipo de capacitor que irá compor o barramento CC do inversor deve ser selecionado com base nas necessidades específicas de cada aplicação, considerando variáveis como variação de tensão, temperatura, estresses mecânicos e elétricos [20]. O esquemático elétrico simplificado desses três tipos pode ser representado como na Figura 4, onde também é ilustrado o comportamento da impedância em função da frequência. Observa-se que para baixas frequências (menor que f_1) é possível aproximar a impedância do capacitor (Z_C) para uma reta. Também é destacado que enquanto a Resistência Equivalente em Série (*ESR – Equivalent Series Resistance*) (R_{ESR}) se aproxima de uma curva exponencial, a impedância capacitiva Z_C tem uma influência muito maior na impedância total. Na banda de média frequência, a maior influência é exercida por R_{ESR} , onde o capacitor apresenta uma alta impedância resistiva interna. Já na de alta, a dominância é dada por L_{ESL} , fazendo o circuito se comportar como um indutor. Em eletrônica de potência para sistemas de potências médias e altas, a faixa de frequência de interesse geralmente é baixa, e por conta disso, a influência da indutância série equivalente (L_{ESL}) pode ser desconsiderada.

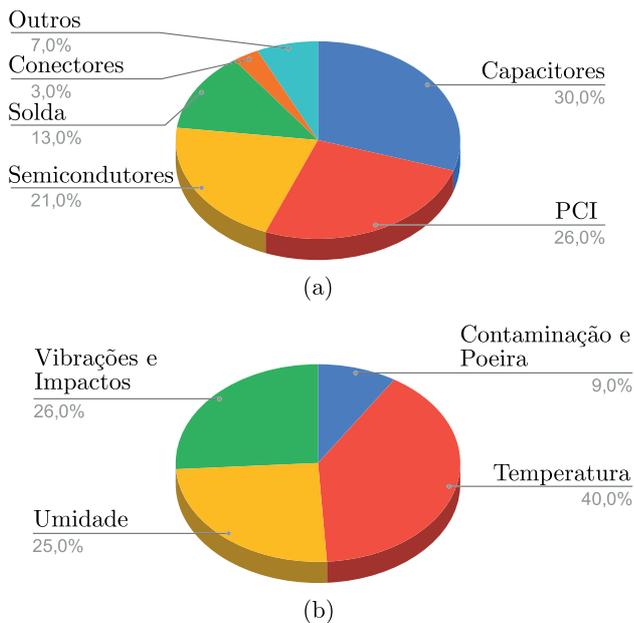


Fig. 3. Distribuição de ocorrência de falhas em inversores. (a) Distribuição de falhas em componentes. (b) Distribuição de falhas por motivação.

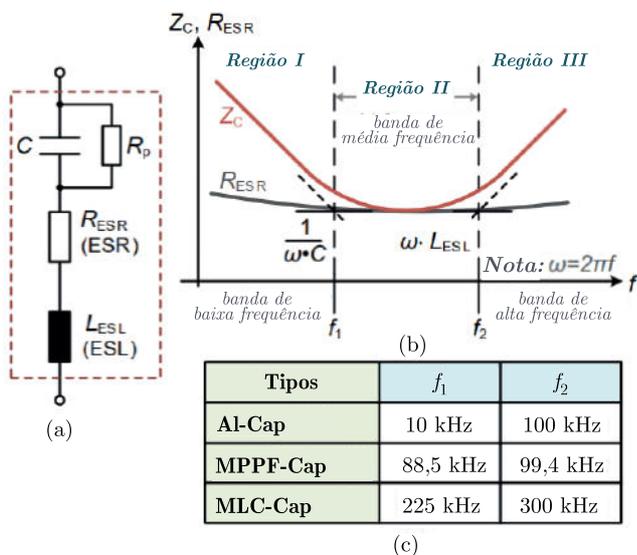


Fig. 4. Circuito elétrico equivalente e característica de impedância de capacitores. (a) Circuito elétrico equivalente. (b) Característica de impedância na frequência. (c) Valores típicos de f_1 , f_2 em 25 °C, onde os tipos de capacitores são Al-Cap, MPPF-Cap, e MLC-Cap são SLPX (470 $\mu\text{F}/450\text{ V}$), B32778-JX (480 $\mu\text{F}/450\text{ V}$) e KCM55WC71E107MH13 (100 $\mu\text{F}/25\text{ V}$) respectivamente [21].

Na Figura 4:

- C : Capacitância;
- R_p : Resistência de autodescarga;
- R_{ESR} : Resistência Série Equivalente (ESR);
- L_{ESL} : Indutância Série Equivalente (ESL).

Embora os capacitores MPPF e MLC tenham ESRs muito baixas e geralmente tenham longa vida útil e confiabilidade que não requerem monitoramento contínuo, a grande maioria da indústria de inversores de tensão ainda usa capacitores eletrolíticos devido ao seu baixo custo por capacitância e grande capacidade de armazenar energia por volume.

Com base no exposto, inúmeros autores propõem diferentes métodos/algoritmos para determinar a ESR dos capacitores eletrolíticos [13]–[19]. No entanto, muitos parâmetros, como sensoriamento adicional e requisito computacional são necessários, o que dificulta e complica o processo de aplicação prática, além de aumentar o custo e a complexidade do sistema [22]. Um critério de fim de vida útil amplamente aceito para capacitores eletrolíticos de alumínio é quando a capacitância é reduzida em 20% ou a ESR é duplicada [20]. Para capacitores de filme, 2% a 5% já pode indicar o fim da vida útil do componente [21].

Quando se trata da vida útil do capacitor eletrolítico em específico, a taxa de falhas em relação ao tempo apresenta um formato de banheira, como mostra a Figura 5.

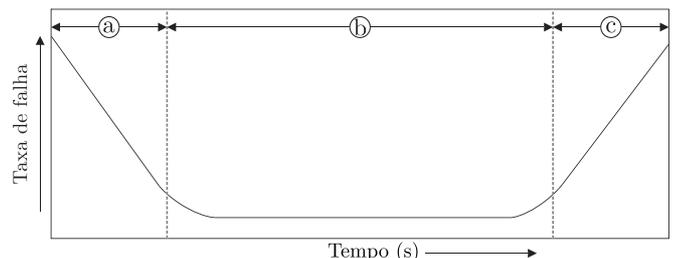


Fig. 5. Falhas em capacitores eletrolíticos.

As etapas de probabilidade de falha nos capacitores eletrolíticos podem ser divididas em três partes [23]:

- (a) - Período de Falha Precoce: nesse intervalo as falhas acontecem geralmente por defeitos de fabricação e os componentes são removidos antes da distribuição.
- (b) - Período de Falha Aleatório: nesse intervalo a probabilidade de erro geralmente é baixa. Os capacitores eletrolíticos apresentam menos falhas nesse período que semicondutores e capacitores de tântalo.
- (c) - Período de Falha de Desgaste: por fim, nessa etapa o capacitor finalmente chega ao fim de sua vida útil, momento em que o eletrólito foi gradualmente evaporado e difundido, o que conseqüentemente leva a diminuição da capacitância.

Na literatura se encontra uma grande variedade de métodos para estimativa dos parâmetros internos do capacitor e sua vida útil remanescente, entretanto, a maioria delas se concentra em injetar sinais por meio da modulação e controle ou modificação do circuito interno do conversor, produzindo uma variação de tensão artificial no barramento, possibilitando a estimativa dos parâmetros internos [24]–[32]. Uma outra abordagem é a utilização de filtro passa-faixa para extração das harmônicas [33] e estimativa dos parâmetros internos. Essas metodologias são baseadas principalmente no objetivo de se ter o mínimo de sensores possíveis no circuito, reduzindo o custo total e complexidade do sistema estimador. Nesse trabalho define-se o objetivo de se realizar esse procedimento como apenas um observador externo, ou seja, nenhum sinal deve ser injetado ou modificações no controle realizadas. Além disso, em conversores de caráter comercial geralmente não se há acesso direto a corrente do capacitor ou de entrada do inversor, portanto uma maneira alternativa será desenvolvida para obtenção dessas. Por fim, por se tratar de um estudo baseado nos Al-Caps, ESR e C devem ser obtidas simultaneamente.

Com base no exposto, propõe-se a modificação da estrutura padrão apresentada na Figura 2 criando um *bypass* entre a saída do retificador com a entrada do barramento CC do inversor trifásico enquanto o VE está parado e atendido em CA, para estimativa da ESR, capacitância e vida útil do capacitor. Nesse momento, o sistema de frenagem do veículo está em operação, enquanto o motor opera em um regime de baixo torque. A Figura 6 apresenta a modificação proposta, que se define como uma topologia padrão de um conversor CA/CC/CA. O acesso aos pontos de interesse (i_{ret} , $i_{a,b}$, v_{cap} e v_{S2} , v_{S4} , v_{S6}) são geralmente de fácil acesso em inversores trifásicos comerciais, o que permite o acoplamento do dispositivo externamente, sem modificar a estrutura original.

Nos métodos empregados neste estudo, é crucial a existência de variações de tensão no barramento, a fim de possibilitar a estimativa dos parâmetros internos do capacitor. As justificativas para essa abordagem serão esclarecidas ao longo da explicação dos métodos utilizados e servem como base para a adoção da estrutura modificada. No caso da estimativa dos parâmetros internos através da conexão direta do inversor trifásico com o conversor CC-CC, métodos que dependem da extração de harmônicas (DFT) não são viáveis, devido à presença de tensão contínua na saída. Por outro lado, para o método RLS, é necessário aumentar consideravelmente a robustez e a precisão dos sensores e microcontroladores, a fim de permitir a detecção de pequenas variações de tensão no barramento.

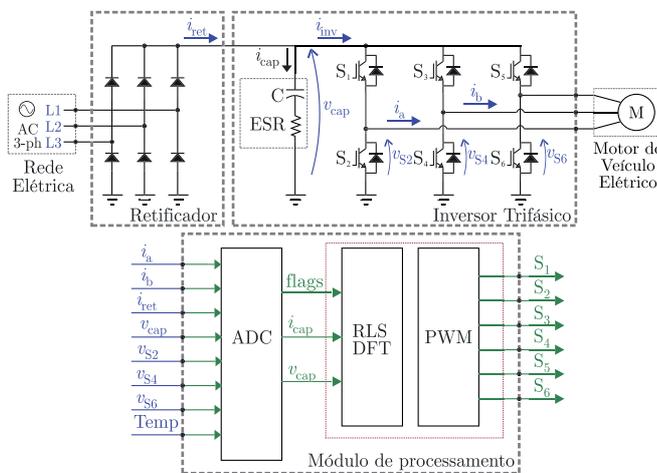


Fig. 6. Conversor CA/CC/CA conectado a um VE.

Por fim, esse trabalho busca investigar, comparar e validar dois métodos que se destacaram na revisão bibliográfica para adaptação e aplicação em VEs, ambos com abordagens diferentes para diagnosticar e estimar a vida útil de capacitores eletrolíticos, um utilizando o Método dos Mínimos Quadrados Recursivo (*Recursive Least Square* – RLS) (adaptação de [25]) e outro baseado na utilização da Transformada de Fourier Discreta (DFT – *Discrete Fourier transform*) (adaptação de [34]). Em termos de contribuições, o trabalho busca complementar o estudo dos artigos mencionados, oferecendo uma análise e embasamento experimental comparativo entre os dois métodos. Além disso, realiza comparações detalhadas entre os dois métodos, demonstrando suas eficácias em diferentes situações e identificando as condições ideais para

sua aplicação, seja em monitoramento *online* ou *offline*. Dessa forma, este trabalho fornece uma contribuição para o estado da arte no campo da estimativa de parâmetros e diagnóstico de vida útil de capacitores eletrolíticos em veículos elétricos.

Nas próximas seções o desenvolvimento matemático de ambos os métodos serão levantados, além de procedimentos paralelos necessários para os mesmos. Por fim, simulações e resultados experimentais são apresentados para validar o estudo realizado.

II. PROCEDIMENTO INICIAL: ANÁLISE DE IMPEDÂNCIA DO CAPACITOR

Inicialmente, antes do conversor entrar em operação, é sugerido que o capacitor seja submetido a uma câmara fechada e examinado através de um analisador de impedância externo. A necessidade desse procedimento surge a partir do momento em que se compreende a influência da temperatura nesse componente, que pode causar confusão no algoritmo que trata da extrapolação dos dados obtidos através dos métodos de obtenção dos parâmetros, com o envelhecimento do componente. Em suma, é criado um vetor no DSP compondo valores de temperatura, ESR e C. Para baixas frequências, a capacitância se comporta como uma reta e a ESR como uma exponencial, como mostra a Figura 7 em uma representação genérica, com uma variação de temperatura a cada 10 °C, indo de 25 °C a 75 °C.

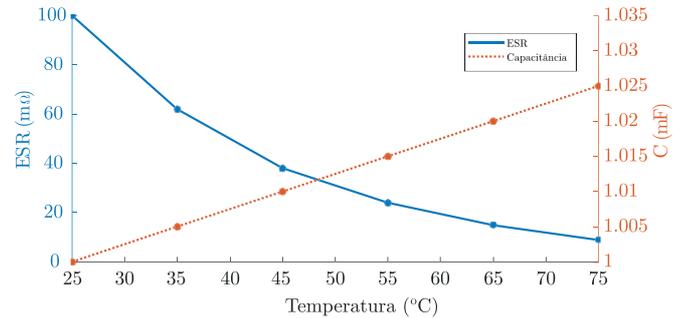


Fig. 7. Curva do comportamento da ESR e Capacitância para diversas temperaturas.

A partir desse momento, implementa-se o Método dos Mínimos Quadrados (MMQ) para encontrar as constantes das equações referentes aos pontos armazenados. Do princípio geral do método, presume-se que a partir de uma quantidade de dados, os parâmetros desconhecidos de um modelo matemático devem ser escolhidos de tal forma que a soma dos quadrados da diferença entre os valores computados, multiplicados pelos números que medem o grau de precisão, é um mínimo [35].

As equações de interesse tem forma de:

$$ESR_{in} = ESR_0 e^{\frac{T_0 - T_a}{A_0}} \quad (1)$$

$$C_{in} = C_0 + A_1(T_a - T_0), \quad (2)$$

onde:

C_0 : Capacitância inicial;

ESR_0 : ESR inicial;

C_{in} : Capacitância corrigida;

ESR_{in} : ESR corrigida;
 T_a : Temperatura lida;
 T_0 : Temperatura inicial;
 A_0 : Constante obtida pelo MMQ;
 A_1 : Constante obtida pelo MMQ.

Após a aplicação dos algoritmos de obtenção dos parâmetros, os valores de ESR e C devem ser devidamente corrigidos considerando a temperatura do capacitor. Essa correção pode ser realizada simplesmente substituindo o valor obtido pelas seguintes equações:

$$ESR = ESR_{DFT|RLS} + |ESR_0 - ESR_{in}| \quad (3)$$

$$C = C_{DFT|RLS} - |C_0 - C_{in}|, \quad (4)$$

onde:

$C_{DFT|RLS}$: Capacitância obtida pelos métodos DFT ou RLS;
 $ESR_{DFT|RLS}$: obtida pelos métodos DFT ou RLS;

Os limites utilizados para realizar a troca do capacitor pode ser definido como +200% e -20% para ESR e capacitância respectivamente [20],[21]. Dessa forma, os valores limites são dados como:

$$ESR_{ft} = 2ESR_{in} \quad (5)$$

$$C_{ft} = 0,8C_{in}. \quad (6)$$

Finalmente, a situação de vida útil atual (PHS – *Present Health Status*) pode ser calculada por [34]:

$$PHS_{ESR} = \frac{ESR - ESR_{in}}{ESR_{ft} - ESR_{in}} \quad (7)$$

$$PHS_C = \frac{C_{in} - C}{C_{in} - C_{ft}}. \quad (8)$$

III. INVERSOR E RETIFICADOR TRIFÁSICO: ESTIMATIVA DA CORRENTE NO CAPACITOR

Para aplicação dos métodos que serão estudados posteriormente nas próximas seções, é necessário a aquisição de duas variáveis, sendo elas a tensão do barramento (que pode ser medida diretamente), e a corrente no capacitor. Geralmente a aquisição da corrente no capacitor é realizada diretamente com um sensor no barramento CC [21]. Nesse trabalho será estudado um inversor de caráter comercial onde a corrente nos capacitores é normalmente de difícil acesso. Portanto, para realizar a estimativa da corrente no capacitor, é necessário que seja realizado a medição de duas correntes de fase e das tensões em um dos interruptores em cada braço do inversor.

A partir do mapeamento dos possíveis estados em um inversor trifásico com base nas correspondentes digitais das tensões dos interruptores inferiores (v_{S2} , v_{S4} , v_{S6}) é possível obter (9), que se utilizando das correntes de fase medidas, obtém-se a composição da corrente de entrada do inversor (i_{inv}).

$$i_{inv} = S_2i_a + S_4i_b + S_6i_c. \quad (9)$$

Com o objetivo de reduzir a quantidade de sensores no sistema, pode-se utilizar apenas dois para monitorar as correntes de fase. Assim, considerando que apenas i_a e i_b serão medidas, a corrente i_c pode ser simplesmente calculada como:

$$i_c = -(i_a + i_b). \quad (10)$$

Em conformidade com a Figura 6, a corrente no capacitor pode ser obtida por:

$$i_{cap} = i_{ret} - i_{inv}. \quad (11)$$

A presença do retificador trifásico a diodos de ponte completa no barramento CC conectado à rede elétrica implica na presença significativa da sexta harmônica da tensão de entrada. Essa pode ser representada através dos tempos de comutação dos diodos. Analisando suas seis etapas, fica claro que as comutações estão igualmente espaçadas no tempo, e que os diodos entrarão em condução a cada 60° ($\frac{\pi}{3}$), o que em termos de frequência é equivalente a sexta harmônica do sinal de entrada.

Para a modulação do conversor foi utilizada a Senoidal PWM (*Sinusoidal Pulse Width Modulation* – SPWM), baseada na comparação de uma portadora em alta frequência com funções de referência senoidais defasadas de 120° para gerar os pulsos de comutação.

IV. MÉTODO DFT (FFT RADIX-4 e ALGORITMO DE GOERTZEL)

A definição da DFT vem de uma adaptação da Transformada de Fourier (*Fourier Transform* – FT) [36] que trabalha com sinais contínuos, enquanto a DFT processa sinais discretos, retornando valores reais e imaginários de cada componente harmônica do sinal. Nesse trabalho, apenas uma componente harmônica é de interesse, ou seja, a implementação do método é extremamente simplificada. A equação geral da DFT respeita a seguinte forma:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \left[\cos\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) - j\sin\left(\frac{2\pi}{N}kn\right) \right], \quad (12)$$

onde:

k: Variável referente a harmônica desejada ($k = 0, 1, 2, \dots, N-1$).

X: Variável analisada.

n: Passos da iteração (alterado conforme amostragem coletada).

Sendo N a quantidade de pontos armazenados que pode ser obtida através de uma simples relação com a frequência de amostragem do DSP e a de interesse. Ainda, considera-se o fator de dois referente ao teorema de *Nyquist*, que diz que a frequência de amostragem deve ser pelo menos o dobro da frequência máxima considerada.

$$N = \frac{2f_s}{f_m}, \quad (13)$$

onde:

f_s : Frequência de amostragem.

f_m : Frequência de interesse.

É possível utilizar variações simplificadas da equação geral da DFT para implementação no DSP. Esses algoritmos são subdivisões da então chamada Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* – FFT), primeiramente introduzida em 1965 [37], computa a DFT de uma forma mais rápida. Desses algoritmos, destaca-se o método radix-4 que divide a equação geral em quatro partes e as une após o processo de cálculo completo, formando a DFT original. Além disso, de modo a se processar a DFT em forma recursiva e em tempo real, o algoritmo de Goertzel também é analisado e comparado. Ambos os métodos serão abordados nas próximas seções desse trabalho.

A. FFT Radix-4

De (12) pode-se obter o modelo matemático do algoritmo FFT Radix-4 com algumas manipulações matemáticas, a equação geral que o define é dada como [38]:

$$X_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} x_n + (-j)^k x(n + \frac{N}{4}) + (-1)^k x(n + \frac{N}{2}) + j^k x(n + \frac{3N}{4}) e^{-\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (14)$$

Ainda, percebe-se que se pode dividir a equação desenvolvida em quatro partes dependendo do resto da divisão (Q) da ordem do harmônico desejada com a harmônica fundamental, e essas são as equações que serão implementadas no DSP. Considerando que a análise será realizada em $Q = 1$ ($k = 1, 5, 9$), a equação tem a seguinte forma:

$$X_1 = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} [x(n) - jx(n + \frac{N}{4}) - x(n + \frac{N}{2}) + jx(n + \frac{3N}{4})] e^{-\frac{j2\pi n}{N}} \quad (15)$$

Por definição, a parte exponencial que compõe a equação apresentada pode ser reescrita como:

$$e^{j\theta} = \cos(\theta) + j\sin(\theta) \quad (16)$$

Assim sendo, substituindo (16) em (15) e separando em parte real e imaginária, simplifica-se a equação definindo as seguintes constantes:

$$D_0 = x(n) - x(n + \frac{N}{2}) \quad (17)$$

$$D_1 = -x(n + \frac{N}{4}) + x(n + \frac{3N}{4}) \quad (18)$$

A equação final a ser implementada tem as partes reais e imaginárias com forma de:

$$X_{re} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} D_0 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) + D_1 \sin\left(\frac{2\pi}{N}n\right) \quad (19)$$

$$X_{im} = -\sum_{n=0}^{\frac{N}{4}-1} D_0 \sin\left(\frac{2\pi}{N}n\right) - D_1 \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right) \quad (20)$$

B. Algoritmo de Goertzel

Uma alternativa ao algoritmo Radix-4 é apresentada como algoritmo de Goertzel. Esse, nada mais é do que a representação recursiva da DFT. Essa metodologia permite que os resultados de parte real e imaginária sejam obtidos em tempo real e não seja necessário armazenamento das variáveis como na DFT convencional. Em termos gerais, a equação da DFT é convertida em uma soma de convolução de um filtro digital com resposta ao impulso de duração infinita (IIR - *Infinite Impulse Response*). Dessa definição, a transformada Z da DFT correlacionada com o IIR pode ser obtida como:

$$H_k(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \left(e^{-\frac{j2\pi k}{N}} z^{-1} \right) \quad (21)$$

Substituindo $e^{-\frac{j2\pi k}{N}}$ por W_N^{-kn} e abrindo a equação em termos, tem-se que:

$$\begin{aligned} H_k(z) &= \sum_{n=0}^{\infty} \left(W_N^{-kn} z^{-1} \right) \\ &= 1 + W_N^{-k} z^{-1} + W_N^{-2k} z^{-2} + \dots \\ &= \frac{1}{1 - W_N^{-2k} z^{-1}} \end{aligned} \quad (22)$$

Essa estrutura precisa do mesmo número de multiplicações e somatórios que a DFT direta, porém $1/N$ do número de cálculos trigonométricos [39]. O algoritmo de Goertzel de segunda ordem pode ser obtido multiplicando o numerador e denominador por $1 - W_N^{-kn} z^{-1}$, o que resulta na seguinte função de transferência:

$$H(z) = \frac{1 - (W_N^k)^{-1}}{1 - 2\cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right)z^{-1} + z^{-2}} \quad (23)$$

O que na forma recursiva representa a seguinte equação:

$$y(n) = -y(n-2) + 2\cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right)y(n-1) + x(n) \quad (24)$$

A parte real e imaginária pode ser obtida através de:

$$X_{re} = \left[y(n-1) - y(n-2) \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \right] \Big|_{n=N} \quad (25)$$

$$X_{im} = \left[y(n-2) \sin\left(\frac{2\pi k}{N}\right) \right] \Big|_{n=N} \quad (26)$$

C. Cálculo da ESR e C

A magnitude e fase da componente obtida por qualquer um dos métodos apresentados podem ser obtidas através das seguintes equações:

$$X_{amp} = \sqrt{X_{re}^2 + X_{im}^2} \quad (27)$$

$$X_{pha} = \arctan\left(\frac{X_{im}}{X_{re}}\right) \frac{180}{\pi} \quad (28)$$

Além disso, é necessário abordar a questão da quadratura da componente de fase obtida. Quando a fase calculada é menor ou igual a zero, é necessário adicionar um ângulo de 90 graus para realizar a compensação. Por outro lado, quando o valor é maior que zero, é necessário subtrair 90 graus.

Pode-se então calcular a ESR e a impedância capacitiva respectivamente:

$$ESR = \left| \frac{V_{amp} \cos[(V_{pha} - I_{pha}) \frac{\pi}{180}]}{I_{amp}} \right| \quad (29)$$

$$X_c = \frac{V_{amp} \sin[(V_{pha} - I_{pha}) \frac{\pi}{180}]}{I_{amp}}, \quad (30)$$

onde:

V_{amp} : Amplitude da tensão do barramento.

V_{pha} : Fase da tensão do barramento.

I_{amp} : Amplitude da corrente do capacitor.

I_{pha} : Fase da corrente do capacitor.

Aplicando a condicional para quando X_c difere de zero, tem-se que a capacitância é dada por:

$$C = \left| -\frac{j}{\omega X_c} \right|. \quad (31)$$

V. MÉTODO RLS

Já o método RLS se trata de um filtro adaptativo com semelhanças ao Filtro de Kalman, que calcula a ESR e C de forma totalmente recursiva e em tempo real, assim como o algoritmo de Goertzel. Como o próprio nome sugere, esse método tem derivação no MMQ e o conceito de sua abordagem *offline* tem a mesma derivação matemática que o desenvolvido anteriormente, porém agora aplicado ao modelo do capacitor. Para alcançar a recursividade, as equações são manipuladas de tal forma que seja possível de se realizar o processamento do MMQ adaptativamente. Para tal, o primeiro passo é a obtenção da função de transferência do modelo do capacitor, essa pode ser expressa como:

$$H(s) = \frac{v_{cap}(s)}{i_{cap}(s)} = \frac{ESRCs + 1}{Cs}. \quad (32)$$

Utilizando o modelo correspondente a transformada Z para o domínio discreto com a transformada de Tustin, tem-se que:

$$H(z^{-1}) = \frac{(ESR + \frac{T_s}{2C}) + (\frac{T_s}{2C} - ESR)z^{-1}}{1 - z^{-1}}, \quad (33)$$

onde T_s é o período de amostragem.

Para simplificar, considera-se que:

$$b_0 = ESR + \frac{T_s}{2C} \quad (34)$$

$$b_1 = \frac{T_s}{2C} - ESR. \quad (35)$$

Então, representa-se a equação (33) como:

$$H(z^{-1}) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}}. \quad (36)$$

Os Diagramas de Bode do modelo apresentado é mostrado na Figura 8, com uma frequência de amostragem de 100 kHz (sendo também o limite do gráfico, já que para maiores frequências teria que considerar a parcela da indutância parasita do capacitor). Além disso, variações de ESR e

capacitância são implementadas a fim de se verificar a dependência do comportamento da curva para quando cada variável é alterada.

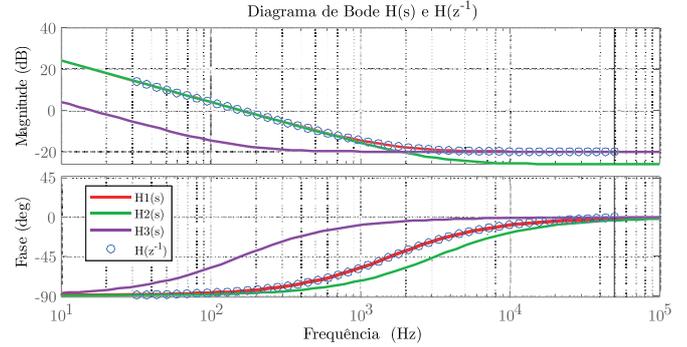


Fig. 8. Diagramas de bode no domínio contínuo e discreto do sistema modelado com variações de resistência e capacitância.

Onde:

- $H1(s) \rightarrow (ESR, C) = (100m\Omega, 1mF)$;
- $H2(s) \rightarrow (ESR, C) = (50m\Omega, 1mF)$;
- $H3(s) \rightarrow (ESR, C) = (100m\Omega, 2mF)$;
- $Hd(s) \rightarrow$ Transformada de Tustin de $H1(s)$.

O modelo geral em diagrama de blocos para o sistema a ser desenvolvido é ilustrado na Figura 9. Nesta, observa-se inicialmente o bloco que representa o modelo real do capacitor, tendo como entrada a corrente $i_{cap}(t)$ e a tensão $v_{cap}(t)$. O sinal da corrente em forma discretizada é enviado para o modelo estimado, que por fim gerará o sinal estimado de tensão no capacitor \hat{y} (ou $\Phi^T(k)\theta$ como deduzido a seguir nesta seção). Um erro é gerado quando comparado o sinal de tensão de saída discretizado do capacitor com o sinal estimado, que por seqüência será enviado ao algoritmo de adaptação dos parâmetros para a próxima iteração. Com o sinal obtido e o sinal do modelo estimado é possível identificar os parâmetros de ESR e C.

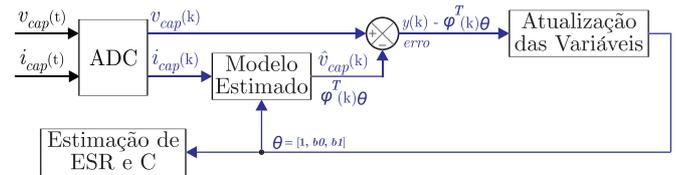


Fig. 9. Diagrama de blocos do sistema a ser desenvolvido.

De forma geral, a ideia principal do algoritmo MMQ como já abordado anteriormente na seção anterior, é de se minimizar o somatório quadrático da função erro. Nesse caso em particular, essa função erro (ϵ) pode ser descrita como a diferença entre o valor da tensão lida e a tensão estimada (parâmetro também conhecido por *inovação*):

$$\epsilon = y - \Phi\hat{\theta}, \quad (37)$$

onde y é a matriz que carrega os dados coletados da tensão no capacitor, Φ representa a matriz das funções de entrada e saída do sistema e θ a matriz que carrega as variáveis de interesse e será utilizada como variável simbólica para encontrar a minimização da função custo:

$$y = [y(2) \quad y(3) \quad \dots \quad y(N+1)]^T \quad (38)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} -y(1) & u(2) & u(1) \\ -y(2) & u(3) & u(2) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -y(N) & u(N+1) & u(N) \end{bmatrix}. \quad (39)$$

A resolução desse método é viável para sistemas não dinâmicos e que sejam passíveis de serem analisados de forma *offline*. Nesse caso, como citado em [25], o sistema em questão é submetido constantemente a variações de temperatura, envelhecimento e variações de carga, o que conseqüentemente leva a necessidade da utilização de um método recursivo.

$$K(k) = \frac{P(k-1)\phi(k)}{\lambda + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k)} \quad (40)$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)\varepsilon(k) \quad (41)$$

$$P(k) = \frac{(I - K(k)\phi^T)P(k-1)}{\lambda}. \quad (42)$$

Com relação aos valores de $\hat{\theta}(k-1)$ e $P(k-1)$ iniciais, estes podem ser facilmente calculados com base em uma estimativa da ESR e C inicial, ou seja, define-se B_0 e B_1 . Já a matriz de covariância $P(k-1)$ depende do quão confiável a estimativa inicial é, considerando um bom valor inicial para B_0 e B_1 , pode-se definir a matriz como a multiplicação de um valor muito próximo de zero por sua matriz identidade 3×3 .

Por fim, o resultado da ESR e capacitância finais são extraídos através das constantes b_0 e b_1 obtidas da matriz $\hat{\theta}(k)$. Dessa forma:

$$C = \frac{T_s}{b_1 + b_0} \quad (43)$$

$$ESR = b_0 - \frac{T_s}{2C}. \quad (44)$$

VI. PREVISÃO DE VIDA ÚTIL: MÉTODO DE LEVENBERG-MARDQUADT

Por definição física, o parâmetro da ESR tende a incrementar seu valor exponencialmente no decorrer do tempo, enquanto a capacitância decresce linearmente, podendo ser razoavelmente aproximada a uma equação de reta.

A definição geral da equação exponencial para descrever o comportamento da ESR pode ser dada como (adaptação de [40]):

$$ESR(t_h) = A_0 e^{A_1 t_h} + A_2 e^{A_3 t_h}. \quad (45)$$

Apesar de a capacitância ser uma função linear e simples de ser obtida, o método aplicado também pode ser utilizado, minimizando ainda mais a taxa de erro resultante na obtenção da equação. No caso da capacitância, a equação geral pode ser representada como:

$$C(t) = -B_0 t_h + C(0). \quad (46)$$

Considere como exemplo ideal um capacitor que teve um

total de 10 medições ao longo de 9000 horas (375 dias). Após a extrapolação com o método Levenberg-Marquadt, a curva obtida tem comportamento como mostra a Figura 10. Uma análise semelhante baseada em dados experimentais é utilizada em [22].

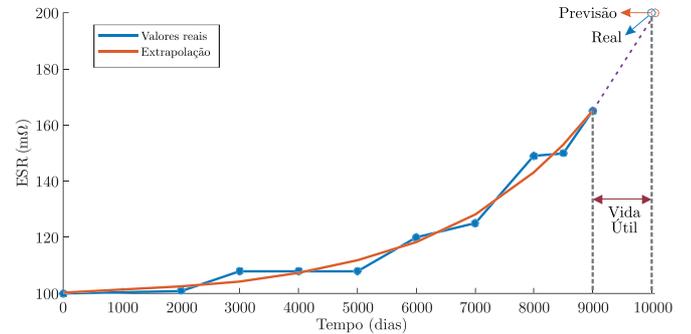


Fig. 10. Extrapolação dos dados obtidos para o tempo de 9000 horas.

Sabe-se que o primeiro ponto será a ESR de valor inicial, então, para $t_h = 0$ a soma das constantes A_0 e A_2 tem de ser igual a $100 \text{ m}\Omega$ nesse caso. Então, definindo um erro máximo de $0,1\%$ e as constantes iniciais como $(A_0, A_1, A_2, A_3) = (99, 1\mu, 1, 500\mu)$. Aplicando a metodologia de Levenberg-Marquadt, a extrapolação dos dados armazenados entrega uma equação na forma de (45) com as constantes $(A_0, A_1, A_2, A_3) = (98, 3858, -1, 7994\mu, 1, 9985, 392, 35\mu)$, onde cada posição do vetor refere-se aos seus respectivos valores e variáveis.

Teoricamente, para fins de demonstração do funcionamento do algoritmo, define-se que a ESR deva atingir o dobro de seu valor inicial em 10000 horas. Para prever o ponto nesse momento, basta substituir $ESR(t_h)$ pelo valor desejado, resultando em um t_h de aproximadamente 10057 horas. A experimentação em bancada desse procedimento não foi realizada nesse trabalho, pois seria necessário o envelhecimento acelerado do componente e uma análise de semanas com o mesmo em operação contínua.

VII. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O sistema simulado tem como referência a tensão no barramento, e para se obter o valor de 400 V (nível de recarga 2) escolheu-se uma tensão eficaz para a entrada (após o transformador variável) de $163,29 \text{ V}$ com uma potência de $2,20 \text{ kW}$. Para fins de comparação, a simulação foi baseada no experimento real realizado em laboratório que será exposto no próximo capítulo, e por essa razão o barramento foi escolhido com esse nível específico de tensão. Os parâmetros de simulação são mostrados na Tabela I.

Na Figura 11 é apresentada uma comparação do comportamento da ESR calculada com o método RLS para diversos fatores de esquecimento (λ) com a temperatura fixa em 50°C , juntamente da ESR_{View} , que se trata do parâmetro real monitorado. Conforme estudado nos capítulos anteriores, percebe-se que para uma redução de λ verifica-se uma maior oscilação e portanto maior taxa de erro no resultado obtido, porém a recursividade tende a estabilizar rapidamente em seu valor final. Já um valor maior e próximo de 1 ou unitário, tende a ter uma dinâmica lenta.

Para a capacitância apresentada na Figura 12 percebe-se que a influência de um λ baixo não interfere tanto em

TABELA I
Parâmetros do Sistema

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada eficaz	163,29 V
Frequência da rede elétrica	60 Hz
Potência do sistema	2,20 kW
Tensão do barramento CC	400 V
Corrente eficaz do retificador	11,43 A
Corrente eficaz de fase	4,75 A
Tensão eficaz de fase	152,31 V

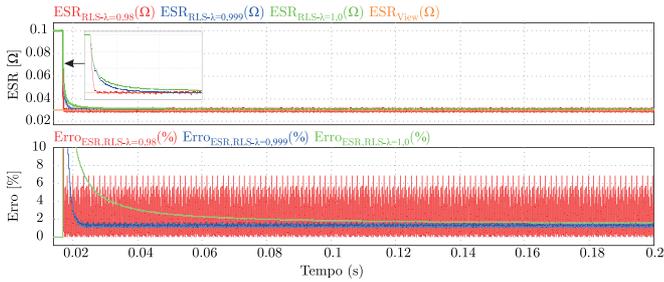


Fig. 11. Comparação do comportamento da ESR utilizando o método RLS com diferentes fatores de esquecimento (λ).

oscilações significativas como no cálculo da ESR, além de que um λ unitário apesar de apresentar uma dinâmica extremamente lenta para a ESR, para a capacitância tem um comportamento muito próximo do resultado para o λ de 0,999. Na prática, só é recomendado utilizar um valor abaixo de 1 caso o circuito de condicionamento de sinais e ADC sejam suficientes para se obter a amostragem adequada, pois a dinâmica rápida da resposta somado a ruídos indesejados, podem distorcer significativamente o resultado. Assim, a oscilação em regime permanente pode ser corrigida aplicando um método RMS de janela móvel nos dados obtidos em um *software* externo.

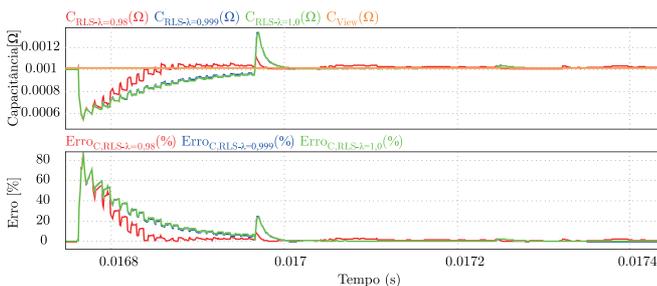
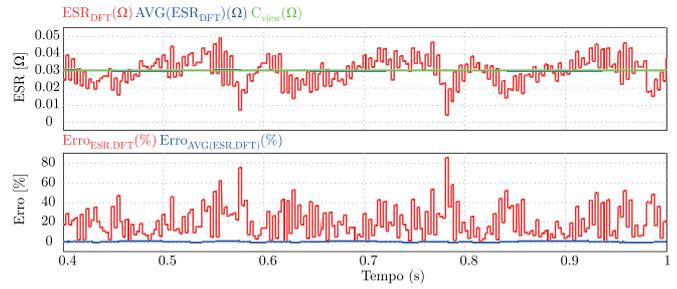


Fig. 12. Comparação do comportamento da Capacitância na estimativa utilizando RLS com vários fatores de esquecimento.

Diferentemente do método RLS, um dos pontos negativos do método DFT é que os resultados variam significativamente dependendo do ponto inicial em que a amostragem se inicia. Para se verificar essa condição, considere a simulação a seguir onde a temperatura é fixada em 50 °C situação se percebe que na prática é recomendado a utilização de uma forma de tratamento dos dados como o RMS de janela móvel ou média móvel. Sem a utilização do método de tratamento o erro chegou a alcançar aproximadamente 85% próximo de 0,77 s, enquanto com a média móvel o erro ficou concentrado em

torno de 0,65%.

Fig. 13. ESR obtida pelo método DFT de forma recursiva.



Já na Figura 14 é apresentado os resultados para a capacitância. Perceba que para o resultado bruto o erro chega a alcançar 7,2% próximo de 0,57 s. Enquanto com a média móvel o erro ficou concentrado em torno de 0,3%.

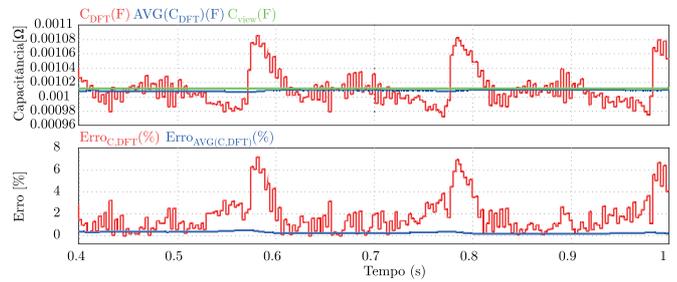


Fig. 14. Capacitância obtida pelo método DFT de forma recursiva.

VIII. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de se comprovar as análises realizadas, o protótipo do conversor e sistema de condicionamento foi montado em laboratório. O modelo comercial SKS 25 B6U+B6CI que compõe um inversor e retificador trifásico foi utilizado, juntamente de dois capacitores de modelo B43707 da EPCOS de 2200 μ F em série. Esse possui um módulo de acionamento dos semicondutores do modelo SKHI 23/12 R, do qual o tempo morto foi configurado como 1 μ s. A geração de pulsos PWM e processamento de sinais foram realizados com o DSP F28069M. O ESP32 foi utilizado para receber dados de ESR, capacitância (C) e tensão do capacitor via UART (*Universal Asynchronous Receiver and Transmitter*) e enviá-los para uma planilha no Google Sheets via transmissão *WiFi*.

A Figura 15 mostra o esquemático do protótipo montado em bancada, onde os blocos inferiores ilustram o sistema de condicionamento de sinais e de comunicação entre dispositivos. Nesse caso, o ADC do DSP F28069M foi configurado para operar em 100 kHz, e a frequência de comutação do *driver* de acionamento em 5 kHz. Os valores médios e de pico a pico de tensão e corrente mantiveram-se semelhantes aos previstos na simulação, mas houve diferenças devido a harmônicos na rede e do transformador variável. Este último foi escolhido para facilitar a conexão entre a rede e o conversor, permitindo o controle manual da magnitude da tensão de entrada no sistema.

Para os sensores de corrente foi escolhido o modelo LA 55-

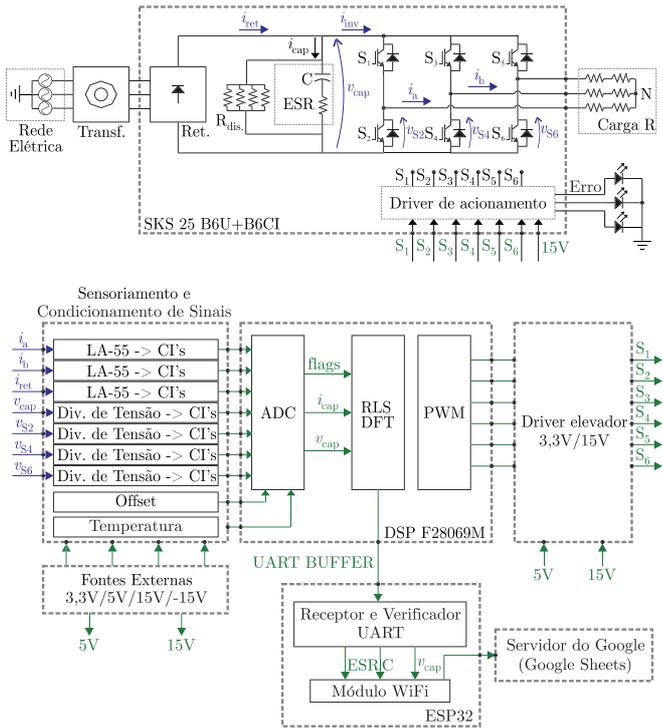


Fig. 15. Esquemático do protótipo montado em laboratório.

P, enquanto que o *driver* elevador se trata do circuito integrado (CI) SN74LS07. Já para os amplificadores operacionais foi o escolhido o modelo MAX4238, que apesar de apresentar uma baixa taxa de *slew-rate* de $0,35 \text{ V}/\mu\text{s}$, desempenhou resultados satisfatórios para o trabalho. Em aplicações reais, recomenda-se modelos com uma taxa mais elevada e uma resposta dinâmica mais rápida, já que pode distorcer a forma de onda do sinal a ser amostrado, aumentando o erro final. Ainda, um *offset* de $1,65 \text{ V}$ é adicionado para deixar as correntes de saída do inversor trifásico sempre maiores que zero. O sensoriamento de temperatura não foi utilizado nesse trabalho, já que para o caso da análise prolongada de vida útil do capacitor um envelhecimento acelerado até a falha do componente deve ser realizado. Para aplicações que envolvem capacitores de grande volume, a estimação da temperatura interna do capacitor pode se tornar um desafio. Nesses casos, recomenda-se a utilização de metodologias de estimação, mediante modelos térmicos [41], [42] ou aproximações lineares [26], [34] para obter uma maior precisão na estimativa da temperatura.

Com os resultados dos parâmetros ESR e C em mãos, a predição de vida útil depende exclusivamente dos algoritmos de extrapolação, dessa forma, os resultados foram mantidos apenas com amostragem dos parâmetros de ESR e C com o intuito de demonstrar o funcionamento dos algoritmos de estimativa, o que já é suficiente para análise de predição posterior.

Ainda, é apresentado na Figura 16 o protótipo final do circuito montado em bancada.

A Figura 17 mostra no topo o valor AC da tensão do barramento em 400 V , onde se verifica um comportamento oscilatório por conta das distorções de forma de onda da tensão da rede elétrica e da influência do transformador adicionado na entrada. A variação de tensão pico a pico é de 4 V , o que

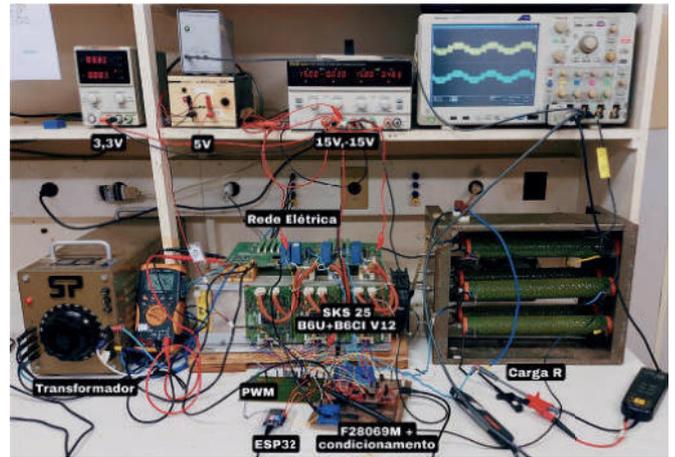


Fig. 16. Protótipo montado em laboratório.

resulta em 270 mV chegando no ADC do DSP. Em sequência, as tensões de fase ABC são ilustradas respectivamente, com um valor de pico de 276 V e valor eficaz de $158,4 \text{ V}$.

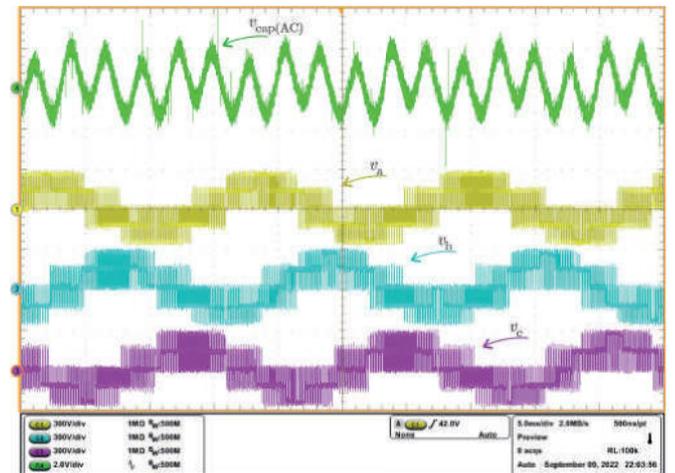


Fig. 17. Componente AC da tensão do barramento em 400 V e tensões de fase ABC respectivamente.

Já a Figura 18 mostra a corrente na saída do retificador no topo, com um valor máximo de 13 A , com uma oscilação por consequência das distorções da rede elétrica. A seguir, as correntes de fase ABC são mostradas em ordem, com um valor de pico de $8,9 \text{ A}$ e corrente eficaz de $4,78 \text{ A}$.

A Figura 19 mostra o comportamento da ESR para os métodos RLS e DFT durante um intervalo de 20 minutos e 60 amostras. O mesmo procedimento para RMS de janela móvel foi aplicada com janela de 30 amostras, onde os erros máximos da ESR foram de $7,68\%$ e $7,10\%$ e valores médios de $36,52 \text{ m}\Omega$ e $36,65 \text{ m}\Omega$ para os métodos RLS e DFT respectivamente. Além disso, o equipamento 4262A Agilent LCR Meter com a frequência selecionada de 120 Hz (o equipamento não permite sintonizar em 360 Hz) foi utilizado como referência para os capacitores utilizados, onde a ESR e Capacitância de referência foram observados sendo de $37,7 \text{ m}\Omega$ e $1,12 \text{ mF}$ respectivamente.

Já a Figura 20 mostra o comportamento da capacitância para o mesmo intervalo e quantidade de amostras que o anterior. Os valores de erros máximos foram de $3,09\%$ e $2,11\%$ e médios de $1,10 \text{ mF}$ e $1,11 \text{ mF}$ para os métodos RLS e DFT respectivamente.

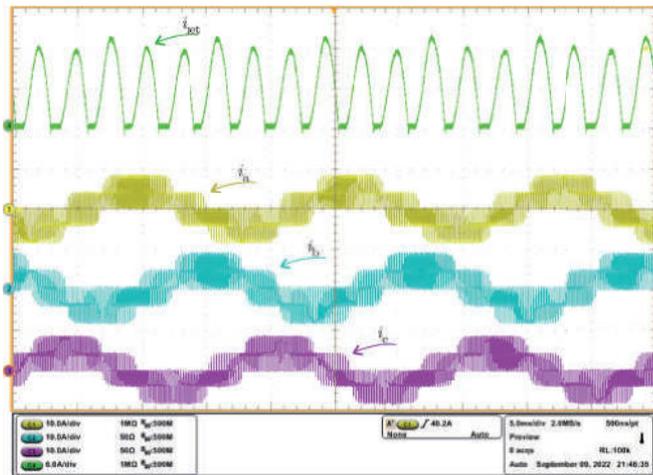


Fig. 18. Corrente na saída do retificador e correntes de fase ABC respectivamente.

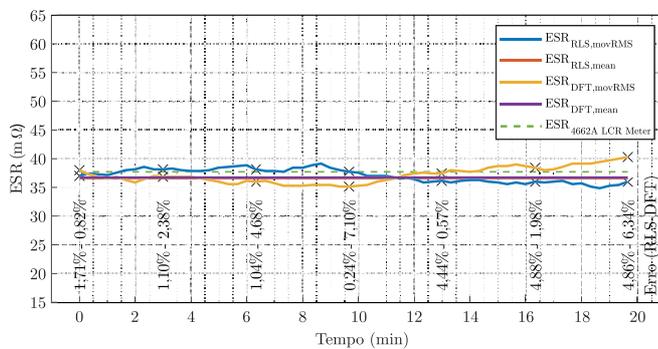


Fig. 19. Comparação da ESR entre os métodos RLS e DFT.

IX. CONCLUSÕES

Esse trabalho apresentou um protótipo experimental de um dispositivo eletrônico, ao qual pode ser acoplado a um conversor de um Veículo Elétrico para estimar parâmetros internos e a vida útil de capacitores eletrolíticos, sem a necessidade da alteração do circuito original deste VE. Dos objetivos principais destaca-se a importância de se atuar como observador em um sistema comercial onde o acesso a medição de correntes nos capacitores é dificultada, e portanto sendo difícil de injetar sinais, mudar o sistema de controle ou modificar a estrutura física interna do mesmo.

Dois métodos foram apresentados. O primeiro método utilizou uma variação recursiva do método dos mínimos quadrados (RLS), que teoricamente permite obter os parâmetros de Resistência Série Equivalente (ESR) e Capacitância (C) em tempo real, podendo ser equiparado ao Filtro de Kalman, dependendo do fator de esquecimento utilizado. Como um ponto forte, esse método se demonstrou extremamente eficaz e preciso para aplicações reais, entretanto, sua aplicabilidade se torna discutível quando é desejado que a frequência de amostragem seja suficientemente elevada, já que exige uma alta velocidade de processamento para o DSP conseguir realizar os cálculos das equações em tempo real na interrupção do ADC, de outra forma, como um ponto fraco do método, os dados devem ser armazenados em vetores e tratados posteriormente.

O segundo método explorou duas soluções baseadas na

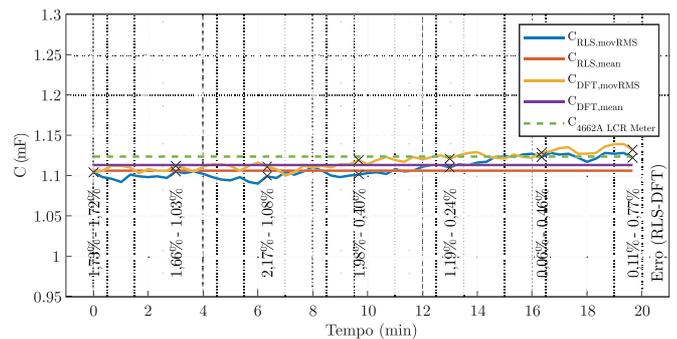


Fig. 20. Comparação da C entre os métodos RLS e DFT.

Transformada Discreta de Fourier (DFT): a subdivisão FFT Radix-4 e o algoritmo de Goertzel. Ambos os métodos retornaram resultados idênticos, porém, o FFT Radix-4 é preferível quando a frequência de amostragem é insuficiente para suportar o algoritmo de Goertzel em tempo real. Assim como no método RLS *offline*, os dados devem ser armazenados em vetores e tratados posteriormente.

Com base nos resultados experimentais, foram observados valores máximos de erro de 7,68% para a ESR e 3,09% para a C no método RLS. Além disso, os erros médios foram calculados em 3,13% para a ESR e 2,79% para a C. No caso do método DFT, foram obtidos valores máximos de erro de 7,10% para a ESR e 2,11% para a C, com erros médios de 2,79% para a ESR e 0,89% para a C.

Esses resultados evidenciam a viabilidade e confiabilidade prática de ambos os métodos, considerando a precisão obtida em relação aos parâmetros estimados. No entanto, é importante ressaltar que a qualidade dos componentes utilizados desempenha um papel crucial na obtenção de uma maior precisão.

A escolha adequada entre os métodos depende da aplicabilidade específica e das características do caso em questão. Cada método possui pontos fortes que podem ser direcionados para atender às necessidades específicas do sistema. Portanto, é fundamental avaliar as particularidades do sistema e selecionar o método mais adequado com base em suas vantagens e capacidades.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio financeiro da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES) – Código de Financiamento 001, e da Fundação de Ensino e Engenharia de Santa Catarina (FEESC) por meio de um projeto de pesquisa em conjunto com a empresa VALE S.A.

REFERÊNCIAS

- [1] C. Chan, “The state of the art of electric and hybrid vehicles”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 2, pp. 247–275, Fev. 2002.
- [2] F. R. Salmasi, “Control Strategies for Hybrid Electric Vehicles: Evolution, Classification, Comparison, and Future Trends”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 5, pp. 2393–2404, Set. 2007.
- [3] A. Panday, H. O. Bansal, “A Review of Optimal Energy Management Strategies for Hybrid Electric Vehicle”,

- International Journal of Vehicular Technology*, pp. 1–19, Nov. 2014.
- [4] M. Kebriaei, A. H. Niasar, B. Asaei, “Hybrid electric vehicles: An overview”, in *International Conference on Connected Vehicles and Expo (ICCVE)*, pp. 299–305, Oct. 2015.
- [5] S. G. Selvakumar, “Electric and Hybrid Vehicles – A Comprehensive Overview”, in *IEEE 2nd International Conference On Electrical Power and Energy Systems (ICEPES)*, pp. 1–6, Dez. 2021.
- [6] Y. Gao, M. Ehsani, J. Miller, “Hybrid Electric Vehicle: Overview and State of the Art”, in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, vol. 1, pp. 307–316, Jun. 2005.
- [7] D. K. Bhatt, M. El. Dariaby, “An Assessment of Batteries form Battery Electric Vehicle Perspectives”, in *IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, pp. 255–259, Ago. 2018.
- [8] N. Matanov, A. Zahov, I. Angelov, “Modeling of the Electric Vehicle Charging Process – Part 1”, in *13th Electrical Engineering Faculty Conference (BulEF)*, pp. 1–4, Set. 2021.
- [9] H. Woo, Y. Son, S. Choi, “EV Charging Demand and Problem Formulation for the Optimization of the Hydrogen-integrated Electric Vehicle Charging Station: A Review”, in *13th International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, pp. 335–337, Oct. 2022.
- [10] M. Yilmaz, P. T. Krein, “Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, Mai. 2013.
- [11] P. Sun, J.-S. Lai, H. Qian, W. Yu, C. Smith, J. Bates, “High efficiency three-phase soft-switching inverter for electric vehicle drives”, in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 761–766, Set. 2009.
- [12] J. Stewart, J. Neely, J. Delhotal, J. Flicker, “DC link bus design for high frequency, high temperature converters”, in *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 809–815, Mar. 2017.
- [13] P. Venet, H. Darnand, G. Grellet, “Detection of faults of filter capacitors in a converter. Application to predictive maintenance”, in *Proceedings of Intelec 93: 15th International Telecommunications Energy Conference*, vol. 2, pp. 229–234 vol.2, Set. 1993.
- [14] P. Venet, F. Perisse, M. El-Husseini, G. Rojat, “Realization of a smart electrolytic capacitor circuit”, *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 16–20, Jan. 2002.
- [15] A. Lahyani, P. Venet, G. Grellet, P.-J. Viverge, “Failure prediction of electrolytic capacitors during operation of a switchmode power supply”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1199–1207, Nov. 1998.
- [16] K. Harada, A. Katsuki, M. Fujiwara, “Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 355–361, Oct. 1993.
- [17] A. M. Imam, D. M. Divan, R. G. Harley, T. G. Habetler, “Real-Time Condition Monitoring of the Electrolytic Capacitors for Power Electronics Applications”, in *Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1057–1061, Feb. 2007.
- [18] A. Imam, T. Habetler, R. Harley, D. Divan, “Condition Monitoring of Electrolytic Capacitor in Power Electronic Circuits using Adaptive Filter Modeling”, in *IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, pp. 601–607, Jun. 2005.
- [19] M. Gasperi, “Life prediction modeling of bus capacitors in AC variable-frequency drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1430–1435, Nov. 2005.
- [20] H. Wang, F. Blaabjerg, “Reliability of Capacitors for DC-Link Applications in Power Electronic Converters – An Overview”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3569–3578, Set. 2014.
- [21] Z. Zhao, P. Davari, W. Lu, H. Wang, F. Blaabjerg, “An Overview of Condition Monitoring Techniques for Capacitors in DC-Link Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 3692–3716, Abr. 2021.
- [22] K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, J.-M. Rétif, C. Rosset, “A Real-Time Predictive-Maintenance System of Aluminum Electrolytic Capacitors Used in Uninterrupted Power Supplies”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 4, pp. 1644–1652, Jul. 2010.
- [23] P. Spanik, M. Frivaldsky, A. Kanovsky, “Life time of the electrolytic capacitors in power applications”, in *ELEKTRO*, pp. 233–238, Mai. 2014.
- [24] S. B. Lee, J. Yang, J. Hong, J.-Y. Yoo, B. Kim, K. Lee, J. Yun, M. Kim, K.-W. Lee, E. J. Wiedenbrug, S. Nandi, “A New Strategy for Condition Monitoring of Adjustable Speed Induction Machine Drive Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 389–398, Nov. 2011.
- [25] Y. Yu, T. Zhou, M. Zhu, D. Xu, “Fault Diagnosis and Life Prediction of DC-link Aluminum Electrolytic Capacitors Used in Three-phase AC/DC/AC Converters”, in *Second International Conference on Instrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control*, pp. 825–830, Dez. 2012.
- [26] K.-W. Lee, M. Kim, J. Yoon, S. B. Lee, J.-Y. Yoo, “Condition Monitoring of DC-Link Electrolytic Capacitors in Adjustable-Speed Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 5, pp. 1606–1613, Set. 2008.
- [27] D. Lee, K. Lee, J. Seok, J. Choi, “Online capacitance estimation of DC-link electrolytic capacitors for three-phase AC DC AC PWM converters using recursive least squares method”, *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 152, p. 1503, 2005.
- [28] X.-S. Pu, T. H. Nguyen, D.-C. Lee, K.-B. Lee, J.-M. Kim, “Fault Diagnosis of DC-Link Capacitors in Three-Phase AC/DC PWM Converters by Online

- Estimation of Equivalent Series Resistance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 4118–4127, Set. 2013.
- [29] X. Pu, T.-H. Nguyen, D.-C. Lee, S.-G. Lee, “Capacitance estimation of DC-link capacitors for single-phase PWM converters”, in *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. 1656–1661, Mai. 2009.
- [30] T. H. Nguyen, D.-C. Lee, “Deterioration Monitoring of DC-Link Capacitors in AC Machine Drives by Current Injection”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 1126–1130, Mar. 2015.
- [31] T. Li, J. Chen, P. Cong, X. Dai, Q. Ruichang, Z. Liu, “Online Condition Monitoring of DC-Link Capacitor for AC/DC/AC PWM Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, pp. 865–878, Jan. 2022.
- [32] T. Meng, P. Zhang, “An on-line DC-link Capacitance Estimation method for Motor Drive System Based on Intermittent Active Control Strategy”, in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5118–5123, Out. 2021.
- [33] P. Sundararajan, M. H. M. Sathik, F. Sasongko, C. S. Tan, M. Tariq, R. Simanjorang, “Online Condition Monitoring System for DC-Link Capacitor in Industrial Power Converters”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 5, pp. 4775–4785, Set. 2018.
- [34] P. Sundararajan, M. H. M. Sathik, F. Sasongko, C. S. Tan, J. Pou, F. Blaabjerg, A. K. Gupta, “Condition Monitoring of DC-Link Capacitors Using Goertzel Algorithm for Failure Precursor Parameter and Temperature Estimation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 6, pp. 6386–6396, Jun. 2020.
- [35] D. Clarke, “Adaptive control”, *Automatica*, vol. 27, pp. 207–208, Jan. 1991.
- [36] W. Alexander, C. M. Williams, *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and System Design*, 1st ed., Academic Press, Inc., USA, 2016.
- [37] J. W. Cooley, J. W. Tukey, “An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series”, *Mathematics of Computation*, vol. 19, pp. 297–301, Mai. 1965.
- [38] E. Chu, A. George, *Inside the FFT Black Box*, CRC Press, Nov. 1999, doi:10.1201/9780367802332.
- [39] R. Chassaing, D. Reay, *Digital Signal Processing and Applications with the TMS320C6713 and TMS320C6416 DSK*, Wiley, Abr. 2008.
- [40] F. Perisse, P. Venet, G. Rojat, J.-M. Rétif, “Simple model of an electrolytic capacitor taking into account the temperature and aging time”, *Electrical Engineering*, vol. 88, Jan. 2006.
- [41] M. Gasperi, “A method for predicting the expected life of bus capacitors”, in *32nd IEEE Industry Applications Conference (IAS) Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1042–1047 vol.2, Out. 1997.
- [42] H. Wen, W. Xiao, X. Wen, P. Armstrong, “Analysis and Evaluation of DC-Link Capacitors for High-Power-Density Electric Vehicle Drive Systems”, *IEEE*

Transactions on Vehicular Technology, vol. 61, no. 7, pp. 2950–2964, Set. 2012.

DADOS BIOGRÁFICOS

Leonardo Acosta Rodrigues nasceu em Rosário do Sul, Brasil, em 1998. Possui graduação (2019) pela Universidade Federal do Pampa, Alegrete, Brasil, e mestrado (2023) pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, ambos em engenharia elétrica. Suas áreas de interesse na eletrônica de potência incluem estratégias de modulação, modelagem e controle aplicados a conversores estáticos de potência.

Anderson Silva Vaccari atualmente é engenheiro de desenvolvimento da Vale SA atuando no desenvolvimento de novas tecnologias relacionadas a Locomotivas, Vagões e Trem de Passageiro. Tem experiência na área de Engenharia Aeroespacial, com ênfase em Sistemas Aeroespaciais, atuando principalmente nos seguintes temas: modeling, engenharia de sistema, sistemas críticos, processos, integração de sistemas, entre outros. Tem também experiência em equipamentos de Ensaios Não Destrutivos tendo atuado na indústria de Petróleo e Gás com foco em tubulações.

Gierri Waltrich nascido em Joaçaba, Santa Catarina, Brasil, possui graduação e mestrado pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, em 2007 e 2009, respectivamente, e doutorado pela Eindhoven University of Technology, Eindhoven, Países Baixos, em 2013, todos em Engenharia Elétrica. Atualmente é professor na Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil. Prof. Gierri é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).