

Received June 06, 2024; accepted September 09, 2024; Date of publication September 19, 2024.  
The review of this paper was arranged by Associate Editor Fernanda M. Carnielutti and Editor-in-Chief Heverton A. Pereira.

Digital Object Identifier <http://doi.org/10.18618/REP.e202434>

# Controle de Velocidade de uma Máquina de Ímãs Permanentes Tolerante a Falhas em Conjunto com Técnica de Máximo Torque por Ampere

João Batista Viana Neto<sup>1</sup>, Victor Hugo Kittel Ries<sup>1</sup>, Gierri Waltrich<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Florianópolis –SC, Brasil.

e-mail: [bativiananeto@gmail.com](mailto:bativiananeto@gmail.com); [victorhugokries@gmail.com](mailto:victorhugokries@gmail.com); [gierri@gmail.com](mailto:gierri@gmail.com).

**RESUMO** Com o grande avanço da utilização de veículos elétricos no mundo, devido ao alto nível de concorrência e com a busca da diminuição dos impactos ambientais que os veículos à combustíveis fósseis trazem, existe um crescimento na tentativa de aumentar a confiabilidade e robustez destes veículos. Desta forma, este trabalho traz como objetivo propor um algoritmo de controle para máquinas síncronas de ímãs permanentes PMSM que sejam tolerantes a falhas de circuito ou de interruptor aberto com algoritmo de máximo torque por Ampère, utilizando-se de um inversor trifásico de dois níveis para controle e acionamento da máquina. Em função de prever de forma eficiente o comportamento do sistema de controle minimizando os riscos associados aos testes em alta tensão e com a máquina em falha, é utilizada da técnica de simulação do tipo *processor in the loop* para validar o código diretamente no processador escolhido. Neste trabalho, é explicado o funcionamento do motor IPM e desenvolvido os modelos de torque para operação em falha. Por fim, são feitas simulações do tipo PIL para validar a análise teórica.

**PALAVRAS-CHAVE** Veículos elétricos, Controle tolerante, PMSM, Máximo torque por Ampere, Processor in the loop.

## Fault-tolerant speed control of a permanent synchronous machine with maximum torque per ampere.

**ABSTRACT** With the great advance of the use of electric vehicles in the world, due to the high level of competition and the search to reduce the environmental impacts of internal combustion engine vehicles bring, there is an increase in trying to improve the reliability and robustness of these vehicles. Thus, this work proposes a control algorithm for permanent magnet machines (PMSM) that is tolerant for open-phase and open-switch fault with maximum torque per ampere algorithm, using a two-level three-phase inverter to control the machine. In order of efficiently predict the behaviour of the control system minimizing the risks associated with high voltage and operating with a faulty machine during tests, it was used the processor-in-the-loop (PIL) simulation technique to validate the code directly in the chosen processor. In this work, the operation of the IPM motor is explained and, the torque models for both faulty operation is developed. Finally, PIL simulations are made to validate theoretical analysis.

**KEYWORDS** Electric Vehicles, Fault-tolerant control, PMSM, Maximum torque per Ampere, Processor in the loop.

## I. INTRODUÇÃO

Em 2022, de todos os carros vendidos, 10% dos carros foram totalmente elétricos, mostrando um aumento expressivo na vendas de veículos elétricos em comparação com o ano de 2017 [1]. No mercado automotivo a robustez e a alta confiabilidade são essenciais, sendo assim, algumas das grandes fabricantes começaram a exigir que componentes eletrônicos não falhem por até dezoito anos [2]. Para a propulsão do veículo, a utilização de motores síncronos de ímãs permanentes (PMSM) tem crescido devido à suas características relevantes como a alta eficiência, a grande densidade energética e boa regulação de velocidade [3].

No entanto, a confiabilidade é crucial não apenas para os motores, mas também para outras partes do sistema de tração, como no inversor de acionamento. Embora existam várias topologias para acionar motores PMSM, a topologia do inversor trifásico de dois níveis é a mais utilizada devido à sua simplicidade e baixo custo [4].

Componentes eletrônicos como os IGBTs são amplamente utilizados devido à facilidade de controle, robustez contra curto-circuito e baixa resistência térmica. No entanto, falhas nestes componentes podem ocorrer devido ao envelhecimento, sobrecarga ou condições imprevistas [5]. As falhas de curto-circuito ou circuitos abertos no estator do motor e nos componentes do inversor trifásico são comuns, e em geral

elas são as principais falhas que podem levar à degradação ou falha catastrófica dos IGBTs. E com os componentes em falha, o sistema pode ser interrompido e parar de funcionar [6].

Na literatura é possível encontrar várias propostas de soluções para operações tolerantes a falhas, os tipos de soluções podem ser classificadas em quatro categorias: soluções para o interruptor, para o braço, para o módulo e para todo o sistema. Alguns dos métodos incluem adição de estados de comutação redundantes, como visto em [7] ou o uso do ponto médio do barramento como apresentado por [8], ou utilização de conversores multiníveis e matriciais como proposto em [9] e [10], e utilização de braços redundantes como apresentado em [11], [12], [13].

Contudo, a maioria das soluções apresentadas na literatura não se aplicam aos inversores trifásicos de dois níveis. Para a utilização do inversor trifásico de dois níveis, alguns autores apresentam soluções sem adição de circuitos auxiliares ou de redundâncias, como por exemplo, o controle otimizado visto em [4] e [14]. No entanto, estes dois trabalhos apresentam a solução apenas para motores com ímãs permanentes na superfície (SPM). Estes motores apresentam as indutâncias de eixo direto e quadratura com os mesmos valores ( $L_{ds} = L_{qs}$ ), logo, não possibilitando a utilização do torque de relutância que pode ser utilizado para tentar minimizar as perdas no estator durante a operação em falha, o que irá minimizar o aquecimento do motor.

Logo, neste trabalho será proposto um controle para máquinas IPM tolerante a falhas em aberto. As máquinas IPM tem as indutâncias com o mesmo valor, o que proporciona a possibilidade de utilização do torque de relutância para maximizar o torque minimizando as correntes de fase. Desta forma, o controle proposto tolerante a falhas será feito em conjunto com o algoritmo de máximo torque por Ampère (MTPA). É apresentado o estudo do torque desenvolvido pela máquina durante a falha e assim provar a possibilidade da utilização do algoritmo MTPA para gerar as referências de corrente. Por fim, para validar o comportamento do algoritmo de controle proposto são feitas simulações do tipo PIL.

## II. MODELAGEM DO MOTOR PMSM DURANTE FALHA

### A. Configuração de circuito

Na Figura 1 está representado o circuito tradicional de acionamento de motor PMSM considerado neste trabalho. Cada fase do motor será conectada ao barramento via os componentes semicondutores de cada braço inversor, assim, a fase "a", por exemplo, irá ter o potencial  $V_{dc}$  quando o interruptor S1 está acionado, e irá ter o potencial  $g$  quando o interruptor S2 está acionado. Os interruptores do mesmo braço não poderão ser acionados ao mesmo tempo para que não ocorra um curto circuito de braço.

### B. Modelo da máquina PMSM em operação regular

As equações de tensão no eixo de referência do rotor, representado pelo índice  $r$ , são representadas por (1) e (2).

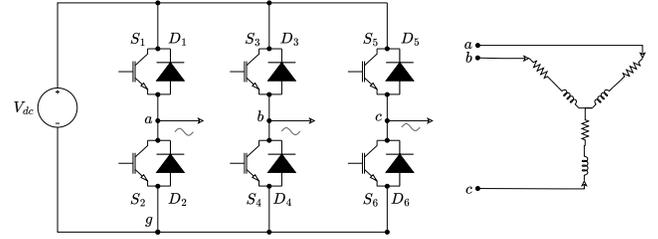


FIGURA 1. Configuração tradicional para acionamento de motor PMSM utilizando inversor trifásico de dois níveis.

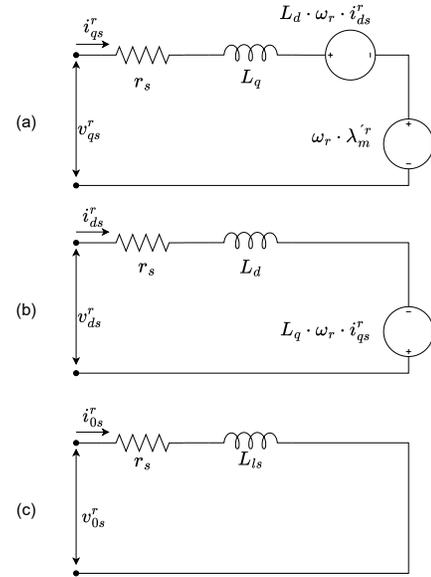


FIGURA 2. Circuito equivalente para PMSM: (a) eixo de quadratura (b) eixo direto (c) eixo zero.

Em ambas os efeitos da saturação magnética e de perdas no ímã são desconsiderados.

$$v_{ds}^r = \left( r_s + \frac{dL_d}{dt} \right) \cdot i_{ds}^r - \omega_r \cdot L_q \cdot i_{ds}^r, \quad (1)$$

$$v_{qs}^r = \left( r_s + \frac{dL_q}{dt} \right) \cdot i_{qs}^r + \omega_r \cdot L_d \cdot i_{ds}^r + \omega_r \cdot \lambda_m', \quad (2)$$

onde  $v_{ds}^r$  e  $v_{qs}^r$  são as tensões no estator,  $i_{ds}^r$  e  $i_{qs}^r$  são as correntes do estator,  $L_d$  e  $L_q$  as indutâncias e  $r_s$  a resistência do estator,  $\lambda_m'$  o fluxo concatenado e  $\omega_r$  a velocidade angular do rotor. A Figura 2 apresenta o circuito equivalente do PMSM.

O torque em função das variáveis no eixo síncrono é dada por (3), onde,  $P$  é o número de polos da máquina.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \left\{ (L_d - L_q) \cdot i_{qs}^r \cdot i_{ds}^r + \lambda_m' \cdot i_{qs}^r \right\}. \quad (3)$$

### C. Modelo da máquina PMSM em operação com perda de fase

A partir da equação do torque para uma máquina operando em condição normal, é possível encontrar o torque para quando a máquina perde uma fase. Após a perda de uma fase, por exemplo, a fase  $a$ , a corrente que deveria circular

nessa fase é nula. Desta forma,  $i_{as} = 0$ , por consequência  $i_{bs} = -i_{cs}$ , como escrito na (4). O sobrescrito  $f$  representa que houve uma falha.

$$\begin{cases} i_{as}^f = 0, \\ i_{bs}^f = -i_{cs}^f. \end{cases} \quad (4)$$

A partir da transformada direta de  $abc$ s para  $dq0$ , tem-se (5).

$$\begin{cases} i_{ds}^f = \frac{2}{3} \cdot \sqrt{3} \sin(\theta_r) \cdot i_{bs}^f, \\ i_{qs}^f = \frac{2}{3} \cdot \sqrt{3} \cos(\theta_r) \cdot i_{bs}^f, \\ i_{0s}^f = i_{qs}^f \cdot \tan(\theta_r). \end{cases} \quad (5)$$

A partir da (5) é possível encontrar duas importantes relações. A primeira, é onde a corrente de quadratura  $i_{ds}^f = i_{qs}^f \cdot \tan(\theta_r)$ . E a segunda, é que a corrente de fase é  $i_{bs}^f = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{i_{qs}^f}{\cos(\theta_r)}$ . Aplicando essas relações na equação do torque (3). Chega-se na expressão do torque para quando a perda de uma fase dada pela (6).

$$T_e^f = \frac{3 \cdot P}{4} \cdot i_{qs}^f \left( \lambda'_m + (L_{md} - L_{mq}) \cdot i_{qs}^f \cdot \tan(\theta_r) \right). \quad (6)$$

Também é possível escrever (6) em função da corrente de eixo direto e de eixo de quadratura, como apresentado em (7). Nota-se que (7) é igual a (3).

$$T_e^f = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot i_{qs}^f \left( \lambda'_m + (L_{md} - L_{mq}) \cdot i_{ds}^f \right). \quad (7)$$

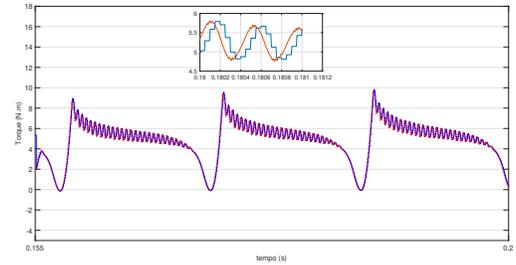
#### D. Modelo da máquina PMSM em operação com interruptor em aberto

Igualmente ao caso da perda de fase, quando um dos interruptores do inversor falhar em aberto haverá uma perda no torque eletromagnético gerado pela máquina. No entanto, essa perda será menor do que quando uma fase do motor está em aberto. Considerando que o interruptor  $S_1$  está em aberto, a forma de onda na fase "a" está descrita pela (8).

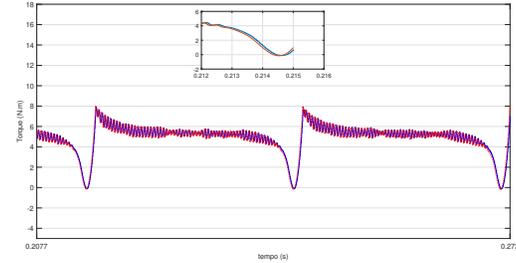
$$\begin{cases} i_{as}^f = 0 & \text{para } 0 \leq \theta_r < \pi, \\ i_{as}^f = \sqrt{2} \cdot I_{rms} \cdot \sin(\theta_r) & \text{para } \pi \leq \theta_r \leq 2 \cdot \pi. \end{cases} \quad (8)$$

Se for aplicado (8) e a transformada de Park na equação do torque (3), encontra-se o torque para quando um interruptor está em aberto. Como (8) é uma função por partes, pode-se aplicar cada parte na equação do torque, e com isso se verificará que encontra-se as mesmas duas equações já encontradas para o torque quando há perda de uma fase (6) e para quando operando (3). No entanto, (6) pode ser representada por (7), e como (7) é igual a (3), a equação do torque para operação com perda de um interruptor é igual a (9). Logo, é possível concluir que independente do modo de operação, a equação de torque em função das variáveis do eixo do rotor é a mesma.

$$T_e^f = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot i_{qs}^f \left( \lambda'_m + (L_{md} - L_{mq}) \cdot i_{ds}^f \right). \quad (9)$$



(a)



(b)

FIGURA 3. (A) Resultado de simulação comparando resultado da equação de torque (7) durante perda de fase (azul) com modelo do simulador (vermelho) e (b) Resultado de simulação comparando resultado da equação de torque (7) durante interruptor aberto (azul) com modelo do simulador (vermelho).

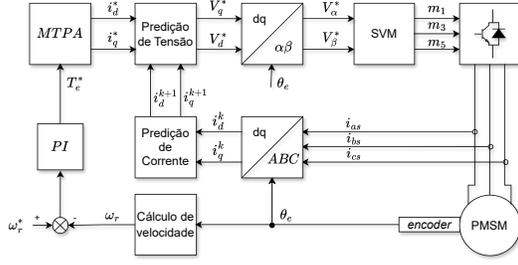
#### E. Validação dos modelos de torque para falhas

Para validar as equações de torque para perda de fase e perda de interruptor  $S_1$ , (9), foi feita simulações numéricas utilizando do circuito da Figura 1 e comparando com os resultados das equações desenvolvidas. Os resultados são apresentados na Figura 3(a) onde em azul tem-se o resultado do torque calculado a partir da equação do torque para perda de fase (6), e em vermelho o resultado vindo do modelo do simulador. Pode-se concluir, que a equação é validada pois contém apenas o erro em função do atraso criado pelo passo de cálculo.

Na Figura 3(b) é apresentado o resultado da simulação para falha de interruptor  $S_1$  em aberto. Em azul, apresenta-se o resultado do torque calculado pela equação (9), e em vermelho o resultado calculado pelo modelo do simulador. Como é possível verificar, a equação é validada, uma vez que, ambos resultados são iguais, contendo apenas um erro em função do atraso criado pelo passo de cálculo. É possível verificar também que a perda de torque é menor para a operação com interruptor em aberto, o que faz sentido, uma vez que, para este tipo de falha existe corrente fluindo pela fase "a" durante meio período de onda.

### III. CONTROLE PROPOSTO

A Figura 4 apresenta o diagrama do esquema de controle a ser utilizado neste trabalho. O controle de velocidade é um controlador clássico  $PI$  discretizado. Esse controlador irá gerar a referência de torque para o algoritmo de máximo torque por Ampère (MTPA), que por sua vez, irá gerar as referências do controlador de predição de tensão. Para conseguir fazer a predição da tensão também é necessário


**FIGURA 4. Diagrama do controle proposto.**

fazer a predição de corrente. Por fim, as tensões preditas irão alimentar o algoritmo de modulação vetorial (SVM). As próximas sub-seções irão apresentar o funcionamento de cada bloco.

### A. Controle preditivo de corrente e tensão

Dentro da teoria de controle digital, o *dead-beat control* tem como objetivo de trazer a saída do sistema mais próxima à sua referência utilizando-se do menor número de passos de amostragem [15]. Utilizando-se dessa característica e aplicando diretamente no modelo dinâmico discretizado é possível controlar as tensões necessárias para encontrar as correntes de referência.

Utilizando do método de Euler para discretização de sinais, com um tempo de amostragem  $T_s = \frac{1}{f_s}$  e, considerando que essa frequência é muito maior que a frequência da rotação do rotor  $f_m$ ,  $f_s \gg f_m$ , pode-se considerar que a velocidade mecânica angular é constante no intervalo de amostragem. Desta forma, as equações de tensão serão.

$$\begin{cases} v_{ds}^k = r_s \cdot i_{ds}^k + L_d \cdot \frac{(i_{ds}^{k+1} - i_{ds}^k)}{T_s} - \omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs}^k, \\ v_{qs}^k = r_s \cdot i_{qs}^k + L_q \cdot \frac{(i_{qs}^{k+1} - i_{qs}^k)}{T_s} + \omega_r \cdot L_d \cdot i_{ds}^k + \omega_r \cdot \lambda'_m. \end{cases} \quad (10)$$

Os sobrescritos  $k$ , instante atual, e  $k+1$ , próximo instante, representam os valores correspondentes das variáveis de tensão e corrente nos respectivos instantes. O sobrescrito  $r$  foi suprimido para facilitar a leitura. Em princípio, seria possível encontrar o valor da tensão  $v_{ds}(k)$  para que  $i_{ds}^r(k+1)$  fosse igual a sua referência  $i_{ds}^*$ , assim, chegando em uma resposta dinâmica de ciclo único para o sistema de controle fechado. No entanto, na prática dentro de um microcontrolador, devido o tempo de cálculo para encontrar  $v_{ds}(k)$  ocupar parte do período de modulação, não será possível garantir que em todos os casos, este cálculo estará finalizado antes que a forma de onda aplicada pelo inversor mude de estado [16]. Recentemente, as novas versões do controle *dead-beat* o atraso pode ser reduzido ao amostrar as variáveis de controle e executar as rotinas de controle duas vezes no período de processamento [16]. Desta forma, calcula-se a tensão no instante  $k+1$ ,  $v_{ds}(k+1)$ , ao invés de calcular no instante  $k$   $v_{ds}(k)$ . A predição da tensão no instante  $k+1$  é facilmente encontrada ao alterar o instante

observado na equação (10) do instante  $k$  para o instante  $k+1$ .

$$\begin{cases} v_{ds}^{k+1} = r_s \cdot i_{ds}^{k+1} + L_d \cdot \frac{(i_{ds}^{k+2} - i_{ds}^{k+1})}{T_s} - \omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs}^{k+1}, \\ v_{qs}^{k+1} = r_s \cdot i_{qs}^{k+1} + L_q \cdot \frac{(i_{qs}^{k+2} - i_{qs}^{k+1})}{T_s} + \omega_r \cdot L_d \cdot i_{ds}^{k+1} + \omega_r \cdot \lambda'_m. \end{cases} \quad (11)$$

Assim,  $i_{ds}^{k+2} = i_{ds}^*$  devido ao controlador *dead-beat* [16]. De mesma forma,  $i_{qs}^{k+2} = i_{qs}^*$ . Como as tensões no instante  $k+1$  são as referências do modulador SVM, é possível apresentar  $v_{dq_s}^{k+1}$  igual a  $v_{dq_s}^*$ . Logo, chegando-se na (12).

$$\begin{cases} v_{ds}^* = r_s \cdot i_{ds}^{k+1} + L_d \cdot \frac{(i_d^* - i_{ds}^{k+1})}{T_s} - \omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs}^{k+1}, \\ v_{qs}^* = r_s \cdot i_{qs}^{k+1} + L_q \cdot \frac{(i_q^* - i_{qs}^{k+1})}{T_s} + \omega_r \cdot L_d \cdot i_{ds}^{k+1} + \omega_r \cdot \lambda'_m. \end{cases} \quad (12)$$

A (12) é a lei de controle para este trabalho. Nela ainda é necessário prever os valores das correntes  $i_{dq_s}$  no intervalo  $k+1$ . Para isso, volta-se para a (10) e ajusta-se para que as correntes sejam as variáveis a serem previstas. Assim, tem-se então (13).

$$\begin{cases} i_{ds}^{k+1} = i_{ds}^k + (v_{ds}^k - r_s \cdot i_{ds}^k + \omega_r \cdot L_q \cdot i_{qs}^k) \cdot \frac{T_s}{L_d}, \\ i_{qs}^{k+1} = i_{qs}^k + (v_{qs}^k - r_s \cdot i_{qs}^k - \omega_r \cdot L_d \cdot i_{ds}^k - \omega_r \cdot \lambda'_m) \cdot \frac{T_s}{L_q}. \end{cases} \quad (13)$$

Desta forma, utilizando-se da equação (13) é possível prever qual será o valor da corrente no instante  $k+1$  utilizando-se das variáveis medidas no instante  $k$ .

### B. Máximo torque por Ampère

Uma das formas de se maximizar a eficiência do motor PMSM e no conversor, é a utilização da técnica de máximo torque por Ampere (MTPA) nas máquinas IPM. Na literatura a utilização de análises matemáticas e gráficas do torque e corrente constantes são muito utilizadas [17]. A equação do torque (3) em pu é dada pela (14).

$$T_{eB} = T_{e(pu)} = i_{qs(pu)} - i_{ds(pu)} \cdot i_{qs(pu)}. \quad (14)$$

Para encontrar os valores das correntes de eixo de quadratura e de eixo direto para gerar a informação necessária para encontrar os vetores de referência necessários, é necessário satisfazer a (15).

$$\frac{dT_{e(pu)}}{d\theta_r} = 0. \quad (15)$$

Mas sabendo que  $I_{s(pu)} = \sqrt{i_{qs(pu)}^2 + i_{ds(pu)}^2}$ , ou seja, que para o segundo quadrante tem-se a (16)

$$\begin{cases} i_{qs(pu)}^r = I_{s(pu)} \cdot \cos \theta, \\ i_{ds(pu)}^r = -I_{s(pu)} \cdot \sin \theta. \end{cases} \quad (16)$$

Substituindo-se na equação de torque, encontra-se a (17).

$$T_{e(pu)} = I_{s(pu)} \cdot \cos(\theta) + \frac{I_{s(pu)}^2}{2} \cdot \sin(2 \cdot \theta). \quad (17)$$

Aplicando (15) em (17), encontra-se a equação do torque em função das correntes de eixo de quadratura e de eixo direto, que estão apresentadas em (18).

$$\begin{cases} T_{e(pu)} = \frac{i_{qs(pu)}}{2} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + 4 \cdot i_{qs(pu)}^2}\right), \\ T_{e(pu)} = \sqrt{-i_{ds(pu)} \cdot (1 - i_{ds(pu)})^3}. \end{cases} \quad (18)$$

Desta maneira, é possível encontrar os valores das correntes em função do torque, como representado em (19). A implementação será facilitada com a utilização de duas *look-up table* [18].

$$\begin{cases} i_{ds(MTPA)}^* = f_{1table}(T_e^*), \\ i_{qs(MTPA)}^* = f_{2table}(T_e^*). \end{cases} \quad (19)$$

### C. Otimização de corrente

Neste trabalho investiga-se dois tipos de falha: uma onde um interruptor está em aberto e outra onde uma fase está perdida. A equação de torque (3) é válida para ambos tipos de falhas. Sendo assim, é possível aplicar um algoritmo de otimização de corrente que funciona como um máximo torque por Ampère para maximizar a corrente de uma forma que a perda de torque durante a perda de fase ou de interruptor seja minimizada. Assim, foi utilizado um método de otimização baseado no trabalho de [4]. No entanto, para a máquina IPM, ao invés da máquina SPM utilizada em [4]. Desta forma, [4] propõe um controle com dois modos que garanta que a corrente nunca passe de um valor máximo selecionado. Assim, existirão dois modos de operação com diferentes valores de corrente de referência com a troca destes modos em função deste valor máximo. Para o modo *I* é possível encontrar as referências a partir da equação do torque (6). Como apresentado anteriormente, a equação de torque 3 é a mesma para operação regular e para falha, assim, utilizando-se de (18) é possível gerar a referência da corrente de quadratura do primeiro modo  $i_{qs1}^*$  em função do torque gerado pelo algoritmo de máximo torque por Ampère  $i_{qs(MTPA)}^*$ , e a referência de  $i_{ds1}^*$  a partir da corrente de eixo de quadratura. A (20) apresenta as equações de referência para o modo *I*.

$$\begin{cases} i_{qs1}^* = i_{qs(MTPA)}^*, \\ i_{ds1}^* = i_{qs(MTPA)}^* \cdot \tan \theta_r. \end{cases} \quad (20)$$

A mudança para o modo *II* de operação ocorrerá quando qualquer uma das correntes chegar ao valor máximo de corrente selecionado. No segundo modo, a corrente de quadratura deverá seguir como referência uma função do segundo harmônico que irá simplificar os cálculos da corrente de referência, suavizar a transição entre os dois modos de controle, e garantir a efetividade na habilidade do controlador em seguir a referência [4]. Logo, a referência para a corrente de quadratura será igual a (21).

$$i_{ds2}^* = C_i \cdot i_{qs(MTPA)}^* \cdot \sin(2 \cdot \theta_r). \quad (21)$$

$C_i$  é o coeficiente que define quando haverá mudança de modos. O novo valor de referência de  $i_{qs}$  pode ser

encontrado aplicando (21) em (20), uma vez que ela ainda é válida no início do novo modo, chegando-se na (22).

$$i_{qs2}^* = C_i \cdot i_{qs(MTPA)}^* \cdot (1 + \cos(2 \cdot \theta_r)). \quad (22)$$

### D. Controle de velocidade

No modelo mecânico da máquina são considerados os parâmetros mecânicos obtidos a partir do rotor, como por exemplo, o atrito viscoso e o momento de inércia do rotor e da carga. A equação do torque elétrico é definida a partir da utilização da segunda lei de Newton na rotor da máquina. Onde,  $B_m$  representa o coeficiente de atrito viscoso,  $J$  o momento de inércia da máquina e  $T_L$  o torque da carga.

$$T_m = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \cdot \omega_r + T_L. \quad (23)$$

Sabendo que a relação entre a velocidade elétrica e mecânica é em função do número de polos, conclui-se que o torque elétrico é dado pela (24).

$$T_e = J \cdot \left(\frac{2}{P}\right) \cdot \frac{d\omega_e}{dt} + B_m \cdot \left(\frac{2}{P}\right) \cdot \omega_e + T_L. \quad (24)$$

Aplicando-se um distúrbio  $\delta$  em um ponto de operação '*o*', as variáveis da máquina poderão ser separadas em duas variáveis, uma que é um valor médio de grandes sinais, e outra que é um valor de pequeno sinal. Para as variáveis de pequenos sinais, (25) apresenta o torque desenvolvido.

$$\delta T_e = \frac{2}{P} \cdot \left( J \cdot \frac{d\delta\omega_r}{dt} + B \cdot \delta\omega_r \right) + \delta T_L. \quad (25)$$

Através da (25), e considerando que a variação do torque da carga e o coeficiente de atrito são nulos, após aplicada a transformada de *Laplace*, pode se escrever que a planta de velocidade é igual a (26).

$$G_{nT}(s) = \frac{30 P}{\pi} \cdot \frac{1}{J \cdot s}. \quad (26)$$

## IV. VALIDAÇÃO NUMÉRICA

A simulação do tipo *Processor in the loop* (PIL) é uma técnica poderosa usada na validação e testes de sistemas de controle. Este tipo de simulação, em geral, é aplicado em validação de sistemas embarcados, como controle de veículos ou de robôs, e em eletrônica de potência [19]. Assim, permitindo testar o desempenho do controlador em um ambiente mais próximo possível da realidade reduzindo os riscos associados a testes em *hardware* físicos, auxilia na identificação precoce de problemas de implementação do código e melhoria da confiabilidade e robustez dos sistemas de controle. Neste trabalho serão apresentados os resultados de simulação computacional mostrando a eficácia do método de controle da máquina IPM proposto utilizando o *launchpad* da *Texas Instruments* LAUCHXL-F28379D conectado ao PSIM via simulação do tipo PIL.

### A. Projeto do controlador de velocidade

As características da máquina a ser controlada são apresentadas na Tabela 1. Foram utilizados dois controladores PI

TABELA 1. Dados da máquina IPM.

Parâmetro		Valor
Numero de Polos	P	6
Resistência do estator	$R_s$	$0,5 \Omega$
Indutância do eixo direto	$L_d$	$20,1 mH$
Indutância do eixo de quadratura	$L_q$	$40,9 mH$
Fluxo máximo fluxo concatenado gerado pelo ímãs	$\lambda_m^r$	$0,5126 Wb$
Momento de inercia	J	$0,03877 kg \cdot m^2$

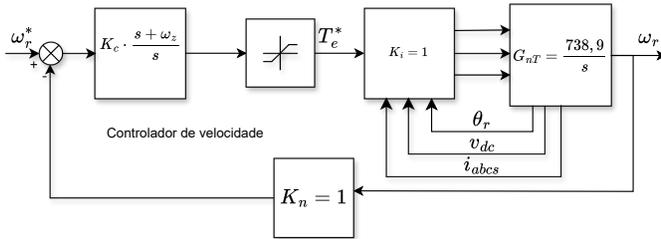


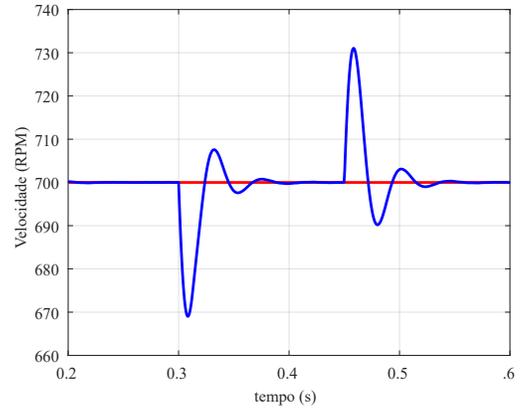
FIGURA 5. Diagrama do controle de velocidade proposto.

que variam dependendo do tipo de operação. Para operação regular, foi selecionado um controlador com margem de fase  $MF = 60^\circ$  e frequência de corte  $f_c = 60 Hz$ , e para operação durante falha foi projetado um controlador com margem de fase  $MF = 60^\circ$  e frequência de corte  $f_c = 10 Hz$ . A Figura 5 apresenta o diagrama de controle de velocidade.

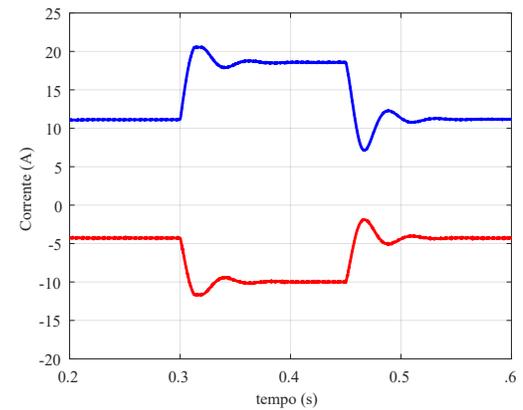
**B. Resultados de simulação para operação regular**

Para analisar a resposta do controlador é necessário verificar sua resposta a variação de carga. Assim, foi feita uma simulação aplicando um degrau de carga de  $30 Nm$  para  $60 Nm$  no instante de  $300 ms$  de duração de  $150 ms$ . A velocidade de referência é mantida em  $700 RPM$ . Valor máximo das correntes de fase escolhido é de  $25 A$ .

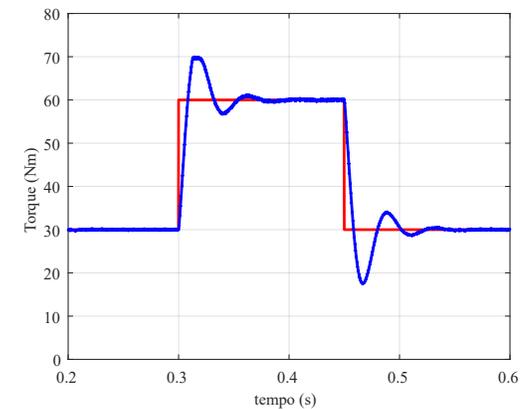
A Figura 6(a) apresenta o resultado da velocidade do rotor para a variação de carga. Como pode ser visto na Figura 6(a), o controlador é estável, e apresenta um valor de sobressinal de  $4,43\%$  e um tempo de acomodação de  $74,61 ms$ . O tempo de acomodação foi um pouco maior do que o esperado de  $60 ms$ , e o sobressinal um pouco menor que o sobressinal esperado para a margem de fase escolhida de  $9,5\%$ . As correntes de eixo de quadratura e de eixo direto tem sua resposta apresentada na Figura 6(b). O valor de sobressinal da corrente do eixo de quadratura é de  $36,30\%$  com um tempo de acomodação de  $74,61 ms$ , enquanto para a corrente de eixo direto, o valor do sobressinal é de praticamente  $23,62\%$ . É possível ver que o valor de pico da corrente de eixo de quadratura e o valor de vale da corrente de eixo direto são limitados para que a resultante da soma vetorial, o valor de pico da corrente do estator, não seja maior que o valor limite definido de  $25 A$ . Na resposta do torque a mudança de carga é apresentada na Figura 6(c). É possível verificar que o valor de pico do torque exercido pelo motor,  $T_e$ , é limitado em  $70 Nm$ , como selecionado



(a)



(b)



(c)

FIGURA 6. Resultado simulação para operação regular com o controlador proposto: (a) velocidade de referência (vermelho) e velocidade do eixo do rotor (azul), (b) Corrente de eixo direto  $i_{d,s}$  (vermelho) e corrente de eixo de quadratura  $i_{q,s}$  (azul), e (c) Torque da carga (vermelho) e torque desenvolvido pela máquina (azul).

para o saturador do controlador de velocidade. O tempo de acomodação é de  $75 ms$  e o valor do sobressinal é de  $17\%$  para o valor de pico, e de  $30\%$  para o valor de vale.

**C. Resultados de simulação para operação com perda de fase**

Foi simulada a perda de uma das fases da máquina e observada a resposta do controlador de velocidade e das correntes

da máquina e sua relação com o torque eletromagnético desenvolvido. O valor máximo que a corrente será permitida alcançar é de  $25\text{ A}$ , e a perda de fase acontece no tempo de  $250\text{ ms}$ . Devido a perda de fase, o valor de corrente máximo que é permitido será alcançado o que faz com que o motor não consiga entregar a potência necessária para gerar o torque nominal e alcançar a velocidade nominal. Desta forma, o torque nominal é de  $7,5\text{ Nm}$ , e para validar o controle é feito um degrau de carga de  $7,5\text{ Nm}$  no instante  $650\text{ ms}$  e de duração de  $650\text{ ms}$ . A velocidade de referência é de  $700\text{ RPM}$ .

Como pode ser visto na Figura 7(a), o controlador consegue manter o rotor na velocidade de referência após a perda de fase, no entanto, a velocidade apresenta uma oscilação de  $6,6\text{ RPM}$  com uma frequência de  $69,93\text{ Hz}$ , o dobro da frequência fundamental da tensão aplicada aos terminais da máquina. Após aplicado o degrau de carga, o nível de ondulação aumenta para  $17,2\text{ RPM}$ , no entanto, o valor de frequência é o mesmo. O valor do vale para quando é aplicado o degrau de carga é de  $641,9\text{ RPM}$ , e o de pico para quando é retirado a carga é de  $750,6\text{ RPM}$ . O tempo de acomodação para variação de carga é de  $540\text{ ms}$ .

Na Figura 7(b) é apresentado o resultado das correntes de eixo direto, em vermelho, e de eixo de quadratura, em azul. Ambas as correntes tem um formato pulsado a partir do momento em que a perda de fase. A Figura 7(c) apresenta uma ampliação do resultado de corrente para poder ser observado a forma de onda das correntes e suas referências. A partir da figura é possível verificar que a corrente de eixo direto, em vermelho, consegue seguir sua referência, em amarelo, no entanto, a corrente de eixo de quadratura tem um atraso em seguir a sua referência quando operando dentro do modo *II* de operação. Isso ocorre devido a dinâmica de segundo harmônico durante este modo de operação. Todavia, o controle consegue ser estável e não há um grande efeito na velocidade. Na Figura 7(d) está apresentado o torque durante todo período de operação. Como pode ser visto o torque é pulsado a partir do momento em que há perda de fase. O valor de ondulação para quando o degrau está aplicado é de  $47,5\text{ Nm}$ , com valor de pico a pico de  $51,3\text{ Nm}$ , e com valor médio de  $15,1\text{ Nm}$ .

#### D. Resultados de simulação para operação com interruptor em aberto

Foi simulada a perda de um dos interruptores do inversor e observada a resposta do controlador de velocidade e das correntes da máquina e sua relação com o torque eletromagnético desenvolvido. O valor máximo que a corrente será permitida alcançar é de  $25\text{ A}$ , e a perda de fase acontece no tempo de  $250\text{ ms}$ . Como no caso para perda de uma fase, é necessário diminuir a demanda de potência para quando o inversor perde um interruptor. Todavia, comparado com o caso da perda de uma fase é possível entregar mais potência para a carga. Desta forma, o torque nominal é de  $15\text{ Nm}$ , e para validar o controle é feito um degrau de carga de  $15\text{ Nm}$

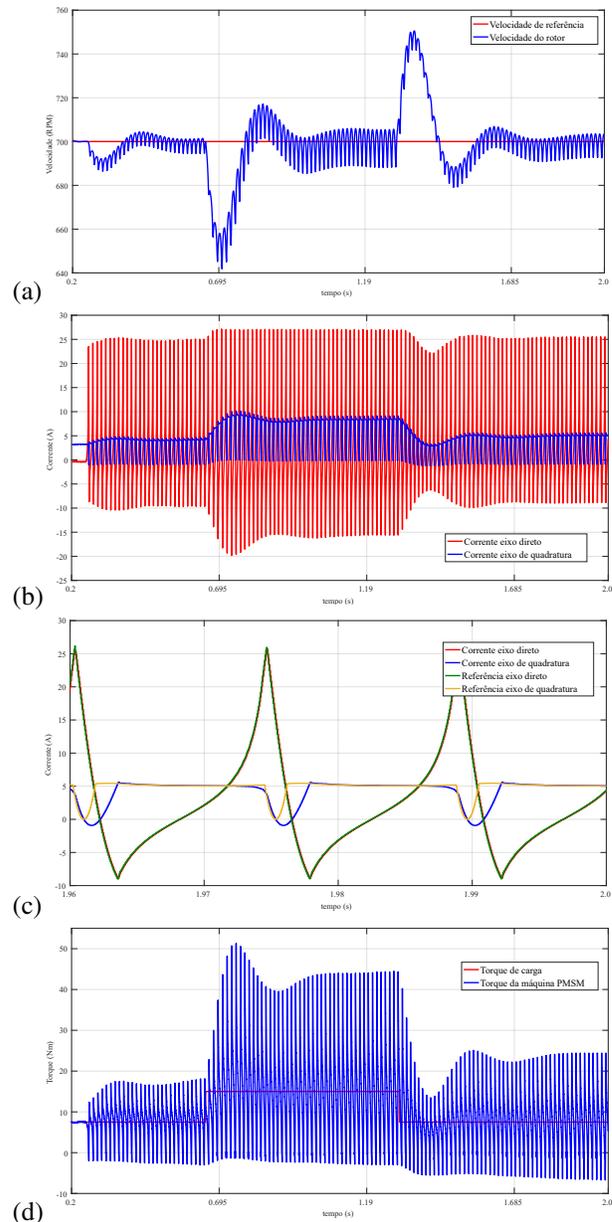


FIGURA 7. Resultado de simulação para operação durante a perda da fase "a" com controlador proposto: (a) Velocidade do eixo do rotor (azul) e valor de referência (vermelho), (b) corrente eixo direto (vermelho), corrente de eixo de quadratura (azul), (c) Corrente de eixo direto (vermelho), corrente de eixo de quadratura (azul), referência de eixo direto (verde), e referência de eixo de quadratura (amarelo), e (d) torque desenvolvido pela máquina (azul) e torque de carga (vermelho).

no instante  $650\text{ ms}$  e de duração de  $750\text{ ms}$ . A velocidade de referência é de  $700\text{ RPM}$ .

Como pode ser visto na Figura 7(a), o controlador consegue manter o rotor na velocidade de referência após a perda do interruptor, no entanto, a velocidade apresenta uma oscilação de  $16,2\text{ RPM}$  com uma frequência de  $34,95\text{ Hz}$ . Após aplicado o degrau de carga, o nível de ondulação aumenta para  $43,8\text{ RPM}$ , no entanto, o valor de frequência é o mesmo. O valor do vale para quando é aplicado o degrau

de carga é de  $578 \text{ RPM}$ , e o de pico para quando é retirado a carga é de  $802,5 \text{ RPM}$ . O tempo de acomodação para variação de carga é de  $650 \text{ ms}$ .

Na Figura 7(b) é apresentado o resultado das correntes de eixo direto, em vermelho, e de eixo de quadratura, em azul. Novamente, ambas as correntes tem um formato pulsado a partir do momento em que a perda do interruptor. A Figura 7(c) apresenta uma ampliação do resultado de corrente para poder ser observado a forma de onda das correntes e suas referências. A partir da figura é possível verificar que a corrente de eixo direto, em vermelho, consegue seguir sua referência, em amarelo, no entanto, a corrente de eixo de quadratura tem um atraso em seguir a sua referência quando operando dentro do modo *II* de operação, como visto anteriormente para corrente. No entanto, para os outros dois modos o controlador consegue seguir corretamente sua referência. Na Figura 7(d) está apresentado o torque durante todo período de operação. Como pode ser visto o torque é pulsado a partir do momento em que há perda de fase. O valor de ondulação para quando o degrau está aplicado é de  $77,3 \text{ Nm}$ , com valor de pico a pico de  $72,6 \text{ Nm}$  quando o torque estabiliza, e com valor médio de  $29,8 \text{ Nm}$ .

## V. CONCLUSÃO

Este trabalho apresenta um controlador tolerante a falha com algoritmo de MTPA para motores IPM utilizando como acionamento o inversor trifásico de tensão de dois níveis. Foram discutidos e validados os modelos de torque para operação em perda de fase e interruptor em aberto. Também foi apresentado o controlador proposto, e desenvolvido a predição de tensão e corrente, além de apresentado o algoritmo de máximo torque por ampere utilizado. Foi provado o funcionamento do controlador proposto a partir da simulação do tipo PIL.

A partir dos resultados obtidos nas simulações com a máquina operando com falha é possível verificar que o controlador proposto é eficaz em manter o sistema estável, sendo necessário reduzir a velocidade do rotor ou o torque de carga para manter uma potência que não necessite de uma corrente maior que o valor máximo escolhido, após uma falha. É interessante verificar que para quando o controlador é mais veloz em voltar a referência quando a falha do que quando a um degrau de carga. Portanto, é possível concluir que este tipo de controle não é feito para manter a máquina em operação por muito tempo, mas sim como uma forma de se manter o funcionamento até que seja feita uma parada segura do veículo para manutenção necessária.

## CONTRIBUIÇÕES DOS AUTORES

**NETO, J.B.V.:** Conceitualização Curadoria de dados Análise de dados Pesquisa Metodologia Administração do projeto Desenvolvimento, implementação e teste de software Validação de dados e experimentos Design da apresentação de dados Redação do manuscrito original Redação - revisão e edição. **RIES, V.H.K.:** Conceitualização Curadoria de

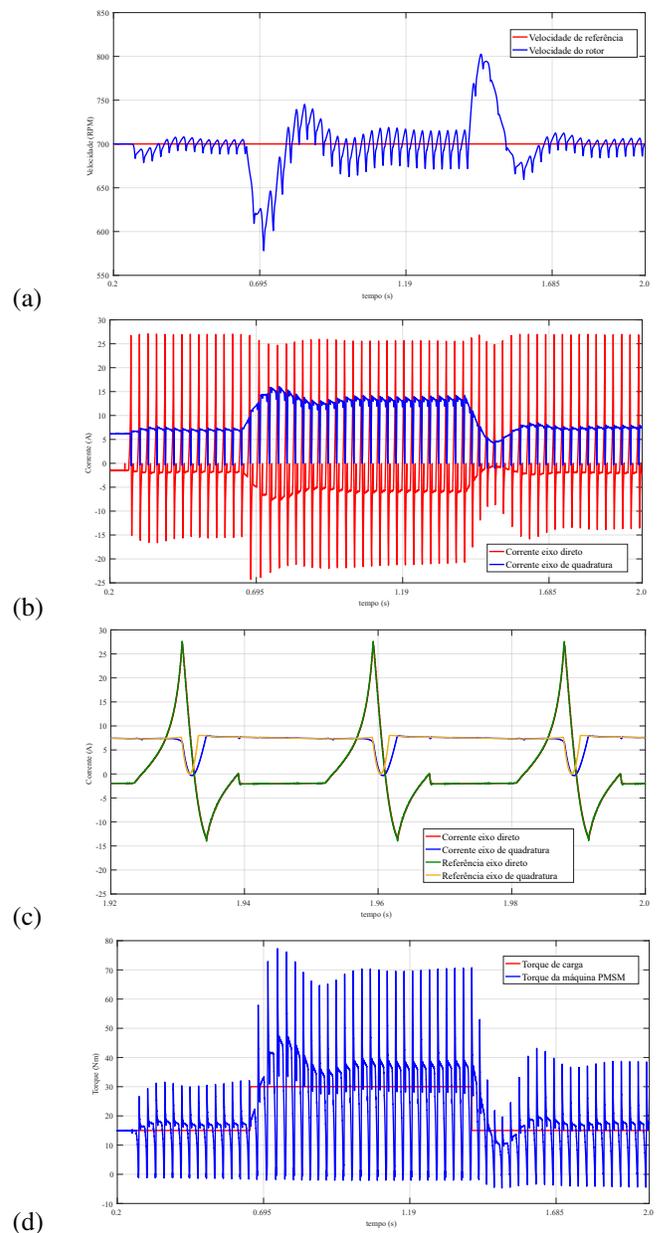


FIGURA 8. Resultado de simulação para operação durante a perda da fase "a" com controlador proposto: (a) Velocidade do eixo do rotor (azul) e valor de referência (vermelho), (b) corrente eixo direto (vermelho), corrente de eixo de quadratura (azul), (c) Corrente de eixo direto (vermelho), corrente de eixo de quadratura (azul), referência de eixo direto (verde), e referência de eixo de quadratura (amarelo), e (d) torque desenvolvido pela máquina (azul) e torque de carga (vermelho).

dados Análise de dados Pesquisa Metodologia Desenvolvimento, implementação e teste de software Validação de dados e experimentos. **WALTRICH, G.:** Conceitualização Recebimento de financiamento Pesquisa Administração do projeto Disponibilização de ferramentas Desenvolvimento, implementação e teste de software Supervisão Redação - revisão e edição.

## PLÁGIO E SIMILARIDADE

O artigo foi submetido para verificação de similaridade no sistema Crossref Similarity Check (iThenticate).

## REFERÊNCIAS

- [1] IEA, “Global EV data Explorer”, <https://www.iea.org/data-and-statistics/data-tools/global-ev-data-explorer>, acessado em: 26 de maio de 2024., 2023.
- [2] E. Sperling, S. Rambo, “Reliability Becomes The Top Concern In Automotive”, <https://semiengineering.com/reliability-becomes-the-top-concern-in-automotive/>, acessado em: 26 de maio de 2024, 2019.
- [3] Q. Huang, Q. Huang, H. Guo, J. Cao, “Design and research of permanent magnet synchronous motor controller for electric vehicle”, *Energy Science & Engineering*, vol. 11, no. 1, pp. 112–126, 2023, doi:<https://doi.org/10.1002/ese3.1316>.
- [4] X. Wang, Z. Wang, M. Gu, B. Wang, W. Wang, M. Cheng, “Current Optimization-Based Fault-Tolerant Control of Standard Three-Phase PMSM Drives”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 2, pp. 1023–1035, 2021, doi:[10.1109/TEC.2020.3036041](https://doi.org/10.1109/TEC.2020.3036041).
- [5] B. Cai, Y. Zhao, H. Liu, M. Xie, “A Data-Driven Fault Diagnosis Methodology in Three-Phase Inverters for PMSM Drive Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 7, pp. 5590–5600, 2017, doi:[10.1109/TPEL.2016.2608842](https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2608842).
- [6] Y. Song, B. Wang, “Survey on Reliability of Power Electronic Systems”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 591–604, 2013, doi:[10.1109/TPEL.2012.2192503](https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2192503).
- [7] H. Hamza, J. Song-Manguelle, P. M. Lingom, J. Nyobe-Yome, M. L. Doumbia, “A Review of Fault-Tolerant Control Methods for Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters”, in *2023 IEEE 14th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 1–7, 2023, doi:[10.1109/PEDS57185.2023.10246759](https://doi.org/10.1109/PEDS57185.2023.10246759).
- [8] K. D. Hoang, Z. Q. Zhu, M. P. Foster, D. A. Stone, “Comparative study of current vector control performance of alternate fault tolerant inverter topologies for three-phase PM brushless ac machine with one phase open - circuit fault”, in *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, pp. 1–6, 2010, doi:[10.1049/cp.2010.0052](https://doi.org/10.1049/cp.2010.0052).
- [9] P. Lezana, G. Ortiz, “Extended Operation of Cascade Multicell Converters Under Fault Condition”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2697–2703, 2009, doi:[10.1109/TIE.2009.2019771](https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2019771).
- [10] J. Andreu, I. Kortabarria, E. Ibarra, I. M. de Alegría, E. Robles, “A new hardware solution for a fault tolerant matrix converter”, in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 4469–4474, 2009, doi:[10.1109/IECON.2009.5414858](https://doi.org/10.1109/IECON.2009.5414858).
- [11] Y. Song, B. Wang, “A hybrid electric vehicle powertrain with fault-tolerant capability”, in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 951–956, 2012, doi:[10.1109/APEC.2012.6165933](https://doi.org/10.1109/APEC.2012.6165933).
- [12] A. L. Julian, G. Oriti, “A Comparison of Redundant Inverter Topologies to Improve Voltage Source Inverter Reliability”, in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference*, pp. 1674–1678, 2006, doi:[10.1109/IAS.2006.256761](https://doi.org/10.1109/IAS.2006.256761).
- [13] S. Ceballos, J. Pou, J. Zaragoza, J. L. Martin, E. Robles, I. Gabiola, “Efficient Modulation Technique for a Four-Leg Fault-Tolerant Neutral-Point-Clamped Inverter”, in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, pp. 2090–2095, 2006, doi:[10.1109/IECON.2006.348023](https://doi.org/10.1109/IECON.2006.348023).
- [14] A. Kontarček, P. Bajec, M. Nemeč, V. Ambrožič, D. Nedeljković, “Cost-Effective Three-Phase PMSM Drive Tolerant to Open-Phase Fault”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 11, pp. 6708–6718, 2015, doi:[10.1109/TIE.2015.2437357](https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2437357).
- [15] R. C. Dorf, R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, Pearson Prentice Hall, 2005.
- [16] S. Buso, P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, Springer, 2015.
- [17] S. Bolognani, R. Petrella, A. Prearo, L. Sgarbossa, “Automatic tracking of MTPA trajectory in IPM motor drives based on AC current injection”, in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2340–2346, 2009, doi:[10.1109/ECCE.2009.5316066](https://doi.org/10.1109/ECCE.2009.5316066).
- [18] B. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, Upper Saddle River, N.J., 2002.
- [19] J. Mina, Z. Flores, E. López, A. Pérez, J.-H. Calleja, “Processor-in-the-loop and hardware-in-the-loop simulation of electric systems based in FPGA”, in *2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP)*, pp. 172–177, 2016, doi:[10.1109/CIEP.2016.7530751](https://doi.org/10.1109/CIEP.2016.7530751).

## DADOS BIOGRÁFICOS

**João Batista Viana Neto** Nascido em Tubarão, Santa Catarina, Brasil. Possui graduação pela Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, em 2017, e possui mestrado pela Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis 2024. Atualmente é Engenheiro de desenvolvimento sênior na Nidec Drives atuando no desenvolvimento de acionadores de motores trifásicos.

**Victor Hugo Kittel Ries** Nascido em Florianópolis, Santa Catarina, Brasil. Possui graduação em Engenharia Elétrica (2017) pela Universidade Federal de Santa Catarina, campus Florianópolis e atualmente (2024) mestrando no Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

**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. Também é membro da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência (SOBRAEP).