



IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLE DIGITAL POR REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS EM MICROCONTROLADOR STM FAMÍLIA G4 PARA ACIONAMENTO DE GERADOR EÓLICO EMULADO EM TYPHOON HIL

Gustavo Serenini, Arthur Garcia Bartsch, Rodrigo José Piontkewicz

Instituto Federal de Santa Catarina

Câmpus Jaraguá do Sul – Rau – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica

e-mail: gustavo.s18@aluno.ifsc.edu.br, arthur.bartsch@ifsc.edu.br, rodrigo.piontkewicz@ifsc.edu.br

Trabalho de Conclusão de Curso – 01 de julho de 2026

Resumo – Este trabalho apresenta a implementação e a otimização de uma estratégia de controle digital por realimentação de estados multivariável com ação integral para o acionamento de um Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes (PMSG) aplicado à microgeração eólica. O algoritmo foi embarcado no microcontrolador STM32G474RE e validado por meio da técnica Control Hardware-in-the-Loop (C-HIL). Para contornar a sobrecarga computacional inerente às transformadas para o referencial dq , necessárias para a execução do controlador e garantir determinismo temporal, o firmware explorou o Acesso Direto à Memória (DMA) na aquisição de sinais e o coprocessador CORDIC para a aceleração via hardware dos cálculos trigonométricos. Os resultados evidenciam uma redução de aproximadamente 80% no tempo de execução da rotina em comparação à implementação puramente em software, ocupando apenas 13,8 μs de uma janela de amostragem de 100 μs . Além disso, o controlador garantiu erro nulo em regime permanente, baixa distorção harmônica e elevada estabilidade dinâmica diante de variações de conjugado mecânico, tanto via realimentação digital por encoder quanto por aquisição analógica.

Palavras-chave – Controle por realimentação de estados, Hardware-in-the-Loop (HIL), Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes, STM32G4.

IMPLEMENTATION OF DIGITAL CONTROL USING STATE FEEDBACK IN AN STM G4 FAMILY MICROCONTROLLER FOR DRIVING A SIMULATED WIND TURBINE IN TYPHOON HIL

Abstract – This paper presents the implementation and optimization of a multivariable state feedback digital control strategy with integral action for driving a Permanent Magnet Synchronous Generator (PMSG) applied to small-scale wind power generation. The algorithm was embedded in the STM32G474RE microcontroller and validated using the Control Hardware-in-the-Loop (C-HIL) technique. To

circumvent the computational overhead inherent to the dq reference frame transformations, which are necessary for the controller execution and to ensure temporal determinism, the firmware leveraged Direct Memory Access (DMA) for signal acquisition and the CORDIC coprocessor for hardware acceleration of trigonometric calculations. Results show a reduction of approximately 80% in the routine's execution time compared to the software-only implementation, occupying only 13.8 μs of a 100 μs sampling window. Furthermore, the controller ensured zero steady-state error, low harmonic distortion, and high dynamic stability under mechanical torque variations, performing robustly with both digital encoder feedback and analog signal acquisition.

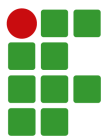
Keywords – State-Based Feedback Control, Hardware-in-the-Loop (HIL), Permanent Magnet Synchronous Generator, STM32G4.

I. INTRODUÇÃO

A crescente demanda por fontes de energia renovável tem impulsionado o desenvolvimento de sistemas de geração eólica cada vez mais eficientes e confiáveis [1], [2]. Segundo o *Global Wind Report 2026*, a capacidade eólica global instalada continua a quebrar recordes sucessivos de expansão, consolidando-se como uma das principais tecnologias de geração renovável em expansão [3].

Em sistemas eólicos, a energia cinética do vento é inicialmente convertida em energia mecânica pela turbina, resultando em conjugado aplicado ao eixo do gerador [4]. A conversão dessa energia mecânica em energia elétrica depende, portanto, da máquina elétrica acoplada ao eixo e da estratégia de controle associada ao conversor de potência. Em turbinas de velocidade variável, essa integração entre máquina, conversor e controle é essencial para regular o ponto de operação do sistema e permitir a extração adequada de energia em diferentes condições de vento [5], [6].

Entre as máquinas elétricas empregadas em sistemas de conversão de energia eólica, o Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes (*Permanent Magnet Synchronous Generator* –



PMSG) destaca-se por sua elevada densidade de potência, confiabilidade e ausência de escovas [7]. A aplicação de PMSGs é especialmente atrativa em turbinas eólicas de pequeno porte, pois sua capacidade de operar em baixas velocidades favorece o acionamento direto, reduzindo a necessidade de caixas de engrenagens e seus requisitos de manutenção [8].

Para extrair a máxima eficiência desses geradores em sistemas de velocidade variável, utilizam-se conversores estáticos de potência geridos por algoritmos de controle de alto desempenho. Dentre as estratégias consolidadas na literatura científica para maximizar o rastreamento de potência em turbinas eólicas, destaca-se o Controle Orientado pelo Campo (*Field Oriented Control* – FOC). Esse método é utilizado por sua capacidade de regular de forma autônoma e desacoplada o torque e o fluxo magnético da máquina, garantindo elevada resposta dinâmica e redução de ondulações [7], [9].

Em comparação a estratégias de geração eólica para pequenas turbinas (Small wind turbines – SWT), estudos experimentais indicam que a substituição de retificadores passivos a diodo por estratégias de retificação ativa (síncrona) pode aumentar a produção anual de energia (AEP) de pequenas turbinas eólicas em até 38%, o que evidencia os potenciais benefícios da implementação digital dessas malhas de controle [10]. A viabilidade desses sistemas eólicos depende não apenas desse controle otimizado da PMSG, mas também de que a energia gerada seja injetada adequadamente na rede elétrica [11]. Dessa forma, o estudo e a validação do controle no lado do gerador formam a base para a integração futura em conversores completos (*full-scale power converters*) que interagem diretamente com o sistema elétrico interligado [2], [11].

A aplicação de estratégias FOC depende do uso de transformações d_q , no referencial síncrono. Contudo, estas transformadas realizam cálculos trigonométricos que necessitam de alto custo computacional, ocupando um tempo considerável dentro do limite do período de amostragem.

A necessidade de transpor a barreira entre os controladores simulados em softwares de computação numérica e o controlador real encontra obstáculos nas restrições impostas pelo processamento computacional em tempo real. Essas barreiras frequentemente introduzem diferenças entre o desempenho previsto em simulação e o comportamento observado durante a implementação em hardware [12].

Diante desse cenário, este trabalho propõe a implementação embarcada e a otimização de lógicas de acionamento para um PMSG no microcontrolador STM32G474RE. Para contornar o esforço computacional, explorou-se a arquitetura de aceleradores dedicados de *hardware*, como o CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer) [13], [14], aliada ao uso do Acesso Direto à Memória (*Direct Memory Access* – DMA) e à adoção de acessos diretos aos periféricos nas operações críticas do *firmware*. A validação experimental foi conduzida em um ambiente *Control Hardware-in-the-Loop* (C-HIL), permitindo mitigar riscos, aferir a resiliência e os limites de latência do

controlador físico sob condições operacionais rigorosas, como transições abruptas de carga e alta exigência de processamento, de forma segura e determinística antes de futuras integrações em bancadas com inversores de potência reais.

O objetivo central deste projeto consiste em validar o *firmware* de um controle digital com alinhamento de campo para um PMSG utilizando a família de microcontroladores STM32G4. Para o cumprimento desta meta, o trabalho iniciou-se pela análise de estratégias de controle previamente validadas em ambiente Typhoon HIL por [15]. Assim, buscou-se desenvolver o algoritmo de controle por realimentação de estados com ação integral incorporado à estrutura FOC, otimizando-o para o processamento no STM32G474RE por meio do acelerador matemático CORDIC, utilizado para o cálculo das funções trigonométricas necessárias às transformações de Park e Park inversa. A interface do periférico CORDIC opera em 32 bits no formato de ponto fixo Q1.31, compatível com a resolução utilizada pelo módulo de hardware. Por esse motivo, as variáveis de entrada e saída do periférico são convertidas para esse formato apenas durante o acesso ao CORDIC. As demais operações da malha permanecem implementadas com variáveis em ponto flutuante.

Adicionalmente, tentou-se avaliar duas formas de obtenção das variáveis mecânicas utilizadas na realimentação da malha: a leitura por interface de *encoder* e a aquisição de sinais analógicos fornecidos pelo emulador. Por fim, procurou-se validar o funcionamento das lógicas de controle e avaliar os tempos de execução do *firmware* em ambiente C-HIL, garantindo a execução do código em uma fração segura do ciclo de PWM.

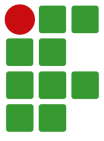
Para uma melhor compreensão, este trabalho está organizado da seguinte forma: A Seção II apresenta a modelagem do sistema estudado, abordando o modelo do PMSG, os conversores estáticos de potência, a modulação vetorial e a estrutura do Controle Orientado pelo Campo. A Seção III discute os aspectos de implementação embarcada no STM32G474RE, incluindo os recursos de processamento, aquisição de sinais, geração PWM e otimizações utilizadas no *firmware*. A Seção IV detalha a metodologia de desenvolvimento e validação experimental em ambiente C-HIL. A Seção V apresenta os resultados obtidos, com foco no desempenho computacional do microcontrolador e na resposta dinâmica do sistema de controle. Por fim, a Seção VI reúne as conclusões alcançadas e as perspectivas para trabalhos futuros.

II. MODELAGEM DO SISTEMA ESTUDADO

Esta seção apresenta os conceitos teóricos necessários para a modelagem, controle e implementação embarcada do sistema de acionamento proposto.

A. Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes

Os PMSGs são divididos em duas categorias principais em relação à fixação dos ímãs no rotor: ímãs superficiais (SPMSG – *Surface Permanent Magnet Synchronous Generator*) e ímãs



internos (IPMSG - *Interior Permanent Magnet Synchronous Generator*) [16]. No caso do SPMSG, o material magnético possui permeabilidade próxima à do ar, resultando em um entreferro efetivo uniforme e, consequentemente, indutâncias síncronas iguais nos eixos direto e em quadratura ($L_d \approx L_q$).

A modelagem do PMSG é desenvolvida no referencial síncrono dq , no qual as grandezas trifásicas do estator são representadas por componentes de eixo direto e em quadratura. Essa representação permite associar as componentes d e q às dinâmicas de fluxo e torque da máquina, respectivamente, simplificando a modelagem e o desenvolvimento da estratégia de controle [16], [17].

O referencial dq é obtido a partir das grandezas trifásicas do estator por meio das transformações de Clarke e Park. Neste trabalho, adota-se a mesma convenção de eixos no modelo da máquina e no *firmware*, garantindo consistência entre as equações do sistema e a implementação embarcada. As deduções completas das transformações utilizadas são apresentadas no Apêndice A.

A partir desse referencial desacoplado, as tensões estatóricas nos eixos direto (d) e em quadratura (q) são expressas por [16]

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q, \quad (1)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_m, \quad (2)$$

em que v_d e v_q são as tensões de estator, i_d e i_q as correntes, R_s a resistência do enrolamento estatórico, L_d e L_q as indutâncias de eixo direto e de quadratura respectivamente, ω_e a velocidade angular elétrica do rotor e ψ_m o fluxo magnético dos ímãs permanentes.

A interação entre os campos magnéticos do estator e do rotor produz o conjugado eletromagnético (T_e), expresso por

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q], \quad (3)$$

em que p representa o número de pares de polos do gerador. Observa-se que o torque é composto por duas parcelas: o torque de alinhamento (dependente do fluxo dos ímãs ψ_m) e o torque de relutância (dependente da assimetria magnética $L_d - L_q$). Como o escopo deste trabalho foca em um gerador de polos lisos (SPMSG), a parcela de relutância é nula, tornando o conjugado diretamente proporcional à corrente em quadratura i_q .

Para fechar o modelo dinâmico do sistema, faz-se necessária a equação mecânica do rotor, que descreve a variação da velocidade em função dos torques aplicados [17]

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m, \quad (4)$$

em que T_L é o torque de carga (o torque primário da turbina), J é o momento de inércia do eixo rotórico, B é o coeficiente de atrito viscoso e ω_m é a velocidade mecânica do rotor, que se relaciona

com a velocidade elétrica com $\omega_e = p \cdot \omega_m$.

B. Conversores Estáticos de Potência e Modulação Vetorial

Para que o controle de velocidade e torque do PMSG seja possível, faz-se necessário o uso de conversores estáticos de potência. O acionamento típico é realizado por um Retificador Trifásico Controlado, composto por seis chaves semicondutoras de potência (como IGBTs ou MOSFETs) dispostas em três braços, conforme ilustrado na Figura 1 [11], [18], [19].

Para viabilizar a operação segura e permitir o fluxo bidirecional de corrente, cada chave semicondutora possui um diodo conectado em antiparalelo, que também protege o dispositivo contra picos de tensão reversa [18]. Além disso, a operação do conversor baseia-se em uma lógica de comutação complementar: os interruptores eletrônicos superior e inferior de um mesmo braço nunca podem conduzir simultaneamente para evitar o curto-circuito direto do barramento CC. Na prática, isso demanda a inserção de tempos mortos (*dead-times*) entre as comutações [11], [18].

Para que a extração de torque e potência mecânica seja controlada pelo algoritmo FOC, o conversor opera de forma ativa, impondo tensões trifásicas calculadas nos terminais do gerador para regular as correntes estatóricas. Para sintetizar essas tensões de referência, adota-se a técnica de Modulação por Largura de Pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) [20].

No acionamento de máquinas elétricas, a estratégia mais elementar é a modulação senoidal (SPWM), que consiste na comparação contínua entre os sinais senoidais de tensão de referência, calculados pela malha de controle, e uma onda portadora triangular de alta frequência. As interseções entre a moduladora e a portadora definem os instantes de comutação das chaves do conversor, controlando a largura dos pulsos aplicados à máquina [21].

Para relacionar os estados de chaveamento com as tensões aplicadas à máquina, considera-se o conversor trifásico de dois níveis alimentado por um barramento CC de tensão V_{CC} , conforme a topologia apresentada na Figura 1. Desprezando os tempos mortos e as quedas de tensão nos semicondutores, definem-se q_a , q_b e q_c como os estados lógicos dos braços associados às fases a , b e c , respectivamente. Assim, $q_a = 1$ indica a condução da chave superior S_1 , enquanto $q_a = 0$ indica a condução da chave inferior complementar S_4 . De forma análoga, q_b está associado ao par S_3 – S_6 e q_c ao par S_5 – S_2 . As tensões de polo do conversor, medidas em relação ao terminal negativo do barramento CC, podem ser expressas por

$$v_{a0} = q_a V_{CC}, \quad v_{b0} = q_b V_{CC}, \quad v_{c0} = q_c V_{CC}. \quad (5)$$

Como a máquina trifásica é considerada com neutro isolado, as tensões efetivamente aplicadas aos enrolamentos são obtidas pela remoção da componente de modo comum. Dessa forma, as tensões de fase em relação ao ponto neutro da máquina são dadas por

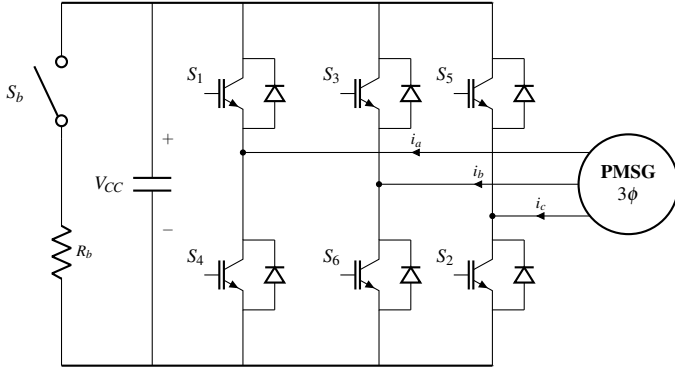


Fig. 1. Topologia clássica de um Conversor trifásico com chaves IGBT e diodos antiparalelos.

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{CC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix}. \quad (6)$$

De forma equivalente, as tensões de linha podem ser escritas como

$$v_{ab} = (q_a - q_b)V_{CC}, \quad v_{bc} = (q_b - q_c)V_{CC}, \quad v_{ca} = (q_c - q_a)V_{CC}. \quad (7)$$

Na operação PWM, os estados lógicos q_a , q_b e q_c continuam assumindo apenas valores binários, isto é, 0 ou 1, correspondentes à condução da chave inferior ou superior de cada braço do conversor. Entretanto, esses estados comutam ao longo do período de chaveamento, de modo que o tempo em que cada braço permanece no estado lógico alto é definido pelas razões cíclicas d_a , d_b e d_c , associadas às tensões de referência geradas pelo controlador. Assim, no valor médio ao longo de um período de chaveamento, as razões cíclicas podem ser interpretadas como os valores médios temporais dos estados de chaveamento, permitindo reescrever a relação (6) como:

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{CC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Essas expressões mostram como os comandos digitais de chaveamento do conversor resultam nas tensões sintetizadas nas fases da máquina. A chave S_b e a resistência R_b mostradas na Figura 1 pertencem ao circuito do barramento CC e não participam diretamente da síntese das tensões trifásicas. Sua função está associada à dissipação de energia no barramento CC quando necessário.

C. Controle Orientado pelo Campo e Realimentação de Estados

O Controle Orientado pelo Campo (*Field Oriented Control* – FOC) é uma estratégia amplamente utilizada no acionamento de máquinas de corrente alternada com exigência de alto desempenho dinâmico [16], [17]. Seu princípio consiste em utilizar as transformações de Clarke e Park para representar as

grandezas do estator em um referencial síncrono, permitindo o controle desacoplado das componentes de fluxo e torque da máquina [2].

No caso do PMSG de polos lisos considerado neste trabalho, a referência de corrente de eixo direto foi definida como $i_{d,ref} = 0$, enquanto a componente de eixo em quadratura é associada à produção de torque eletromagnético. Assim, a malha de controle atua sobre as variáveis no referencial (dq) e gera as tensões de referência v_d^* e v_q^* , que posteriormente são convertidas para v_α^* e v_β^* pela Transformada Inversa de Park apresentada em (25).

Para contornar as limitações de uma estrutura clássica baseada em controladores PI independentes e considerar o acoplamento entre as dinâmicas elétrica e mecânica, este trabalho adota a modelagem no espaço de estados associada à técnica de realimentação de estados com ação integral. A lei de controle discreta multivariável implementada no *firmware* é expressa por [22]

$$u(k) = -K_X x(k) + K_W w(k) + K_R r(k). \quad (9)$$

Nessa expressão, $u(k) = [v_q^*, v_d^*]^T$ representa o vetor de ações de controle de tensão geradas para o estator. O vetor de estados da planta é definido por $x(k) = [i_q, i_d, \omega_e]^T$, contendo as correntes no referencial síncrono e a velocidade angular elétrica. Para assegurar erro nulo em regime permanente frente a perturbações de torque e variações paramétricas, utiliza-se o vetor aumentado da ação integral $w(k) = [\Sigma e_\omega, \Sigma e_{id}]^T$, que acumula os erros de rastreamento ao longo do tempo. O vetor $r(k) = [\omega_{e,ref}, i_{d,ref}]^T$ define as referências externas da malha, adotando-se $i_{d,ref} = 0$.

As matrizes de ganho constante em (9), calculadas previamente por alocação de polos, exercem funções distintas na dinâmica de malha fechada:

- **Matriz K_X :** realimenta os estados instantâneos da planta, contribuindo para o amortecimento dos transitórios e para o desacoplamento dinâmico entre os eixos d e q ;
- **Matriz K_W :** define a dinâmica da ação integral, eliminando desvios em regime permanente;
- **Matriz K_R :** introduz uma ação associada à referência, contribuindo para a resposta transitória diante de variações no sinal de comando.

Durante os transitórios, as tensões de referência calculadas por (9) podem ultrapassar o limite físico imposto pelo barramento CC, definido como 750 V no modelo da planta. Para manter o conversor dentro da faixa de operação, as componentes v_q^* e v_d^* foram limitadas individualmente a $\pm V_{MAX}$, sendo $V_{MAX} = 430$ V, valor próximo à máxima tensão de pico de fase correspondente a $V_{CC}/\sqrt{3}$.

Quando uma das componentes ultrapassa o limite estabelecido, seu valor é saturado e o incremento integral calculado naquela amostra não é incorporado aos estados integrais. Dessa forma, preserva-se o valor acumulado anteriormente, evitando o crescimento dos integradores enquanto a ação de controle permanece saturada. Esse

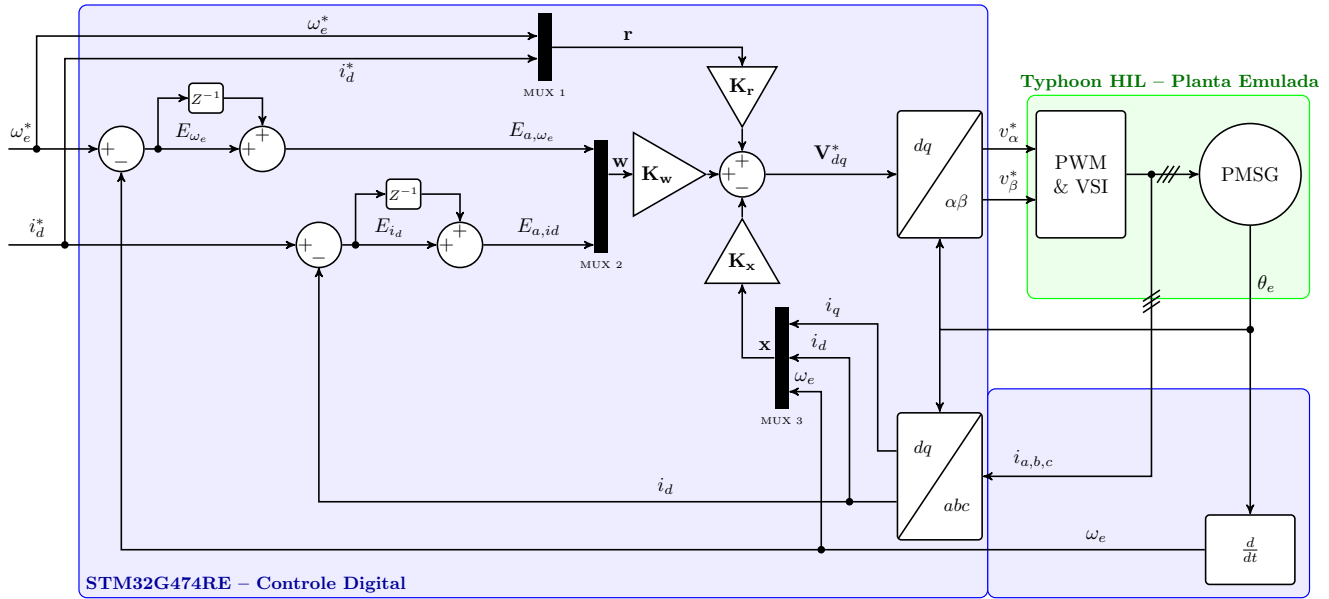
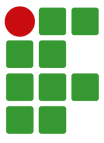


Fig. 2. Diagrama de blocos da estrutura do FOC, em que z^{-1} representa o operador de atraso unitário.

procedimento corresponde a uma estratégia de integração condicional.

A Figura 2 representa a estrutura implementada no ambiente C-HIL, destacando a separação entre a malha de controle executada no microcontrolador e a planta emulada no Typhoon HIL. No STM32G474RE são executadas as transformações de coordenadas, a realimentação de estados com ação integral e o cálculo das tensões de referência v_α^* e v_β^* . No Typhoon HIL são emulados o conversor estático, a modulação PWM, o PMSG e a dinâmica eletromecânica da planta.

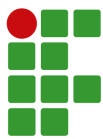
III. SISTEMAS EMBARCADOS PARA CONTROLE MOTOR

A implementação prática de algoritmos de controle complexos, como o FOC, exige uma arquitetura de *hardware* capaz de realizar aquisições rápidas e processamento matemático avançado dentro de curtas janelas de tempo, definidas pela frequência de chaveamento do inversor [23]. Para suprir essa demanda, este trabalho utiliza o microcontrolador STM32G474RE, pertencente à família de dispositivos da STMicroelectronics focada em controle de motores e eletrônica de potência [24].

Em aplicações de controle digital para eletrônica de potência, a escolha da plataforma de processamento deve ser compatível com a frequência de chaveamento, o tempo disponível para execução da malha e a complexidade do algoritmo implementado. Em sistemas que exigem frequências de chaveamento muito elevadas ou paralelismo de processamento, o uso de *Field Programmable Gate Arrays* (FPGAs) pode ser justificado. Entretanto, em aplicações de pequenas turbinas eólicas e conversores operando em frequências de

chaveamento mais usuais, como a faixa de 2 kHz a 20 kHz, microcontroladores e processadores digitais de sinais dedicados ao controle de motores tendem a apresentar melhor relação entre desempenho, custo e complexidade de desenvolvimento. Nesse contexto, este trabalho utiliza o microcontrolador STM32G474RE, da STMicroelectronics [24]. Esse dispositivo integra um núcleo ARM Cortex-M4 com unidade nativa de ponto flutuante (FPU), instruções DSP, conversores analógico-digitais de alta velocidade, temporizadores dedicados à geração de PWM e periféricos voltados ao processamento matemático. Entre esses recursos, destaca-se o coprocessador CORDIC, utilizado neste trabalho para acelerar o cálculo das funções trigonométricas necessárias às transformações de Park executando-as diretamente em *hardware*, reduzindo a carga de processamento da CPU principal.

No caso dos ADCs, a elevada taxa de conversão é relevante porque a rotina de controle opera com período de amostragem de 100 μ s. Assim, a sequência de conversões dos canais analógicos deve ser concluída em uma fração desse intervalo, permitindo que os resultados estejam disponíveis antes da execução da malha de controle. No *firmware* desenvolvido, seis canais foram adquiridos em sequência e transferidos para a memória por DMA, de modo que o tempo de aquisição permaneceu compatível com a frequência de operação de 10 kHz. Em relação ao PWM, a precisão está associada à resolução do temporizador responsável pela modulação. Essa resolução depende da frequência de *clock* aplicada ao TIM1 e do valor configurado no registrador de período, que define a quantidade de níveis disponíveis para representar o ciclo de trabalho. Dessa forma, quanto maior o número de contagens por período de chaveamento, menor é o incremento mínimo possível da razão



cíclica e mais precisa se torna a síntese das tensões de referência aplicadas ao conversor.

Em implementações físicas de conversores de potência, a aquisição das correntes costuma ser sincronizada com o período de chaveamento para garantir que as amostras sejam obtidas em instantes bem definidos e coerentes com a dinâmica da malha de controle. Essa sincronização é importante para que o controlador opere com um conjunto consistente de grandezas medidas e, em aplicações com sensores de corrente, também para evitar instantes inadequados de leitura associados às comutações do conversor.

Em sistemas de controle digital para eletrônica de potência, a aquisição das grandezas medidas deve ser compatível com o período de amostragem da malha. Em aplicações com múltiplos canais analógicos, o tempo total de conversão deve permanecer suficientemente menor que o período disponível, de modo que os sinais estejam disponíveis antes da execução do algoritmo de controle. Nesse contexto, o uso de conversores analógico-digitais de alta velocidade é relevante para reduzir a latência entre a medição das variáveis da planta e o cálculo da ação de controle.

O DMA é outro recurso importante em aplicações de tempo real, pois permite transferir os resultados das conversões para a memória sem que a CPU realize a leitura individual de cada canal. Ao final da sequência de aquisição, a rotina de controle pode ser executada a partir do conjunto de amostras já disponível em memória, reduzindo a carga de processamento associada à aquisição dos sinais.

Além dos periféricos de aquisição, a forma de acesso aos registradores também influencia o tempo de execução da malha. Bibliotecas de abstração de *hardware*, como a *Hardware Abstraction Layer* (HAL), facilitam a configuração inicial dos periféricos e tornam o desenvolvimento mais padronizado. Entretanto, em trechos executados a cada período de amostragem, o acesso direto a registradores pode reduzir a sobrecarga de chamadas genéricas, contribuindo para menor latência e maior previsibilidade temporal [24].

Um aspecto relevante na implementação embarcada é a representação numérica utilizada em cada etapa do algoritmo. No *firmware* desenvolvido, as correntes, as velocidades, os estados integrais, as matrizes de ganho, as tensões de referência e as operações algébricas das transformações de coordenadas são representadas em ponto flutuante.

O coprocessador CORDIC, por outro lado, utiliza o formato de ponto fixo Q1.31 em sua interface de entrada e saída [21], [24]. Dessa forma, antes da execução do cálculo trigonométrico, o ângulo elétrico, originalmente representado em ponto flutuante, é normalizado em relação a π e convertido para o formato Q1.31, conforme exigido pela interface do periférico CORDIC do STM32G474RE. A conversão implementada no *firmware* pode ser representada por

$$\theta_{Q31} = \text{int32_t} \left[\frac{\theta_e}{\pi} (2^{31} - 1) \right]. \quad (10)$$

```
1 void CORDIC_Calcula_Seno_Cosseno(float theta_e,
2 float *seno,
3 float *cosseno)
4 {
5     int32_t theta_q31 =
6         (int32_t)((theta_e / M_PI_F) * 2147483647.0f);
7     CORDIC->WDATA = theta_q31;
8     int32_t cos_q31 = CORDIC->RDATA;
9     int32_t sin_q31 = CORDIC->RDATA;
10    *cosseno = (float)cos_q31 / 2147483647.0f;
11    *seno = (float)sin_q31 / 2147483647.0f; }
```

Trecho de Código 1: Conversão do ângulo elétrico para Q1.31 e leitura dos resultados do CORDIC.

Após o processamento, os valores de seno e cosseno são reconvertidos para ponto flutuante de acordo com

$$\sin(\theta_e) = \frac{\sin_{Q31}}{2^{31} - 1}, \quad \cos(\theta_e) = \frac{\cos_{Q31}}{2^{31} - 1}. \quad (11)$$

Dessa forma, a implementação possui natureza híbrida: o formato Q1.31 é utilizado apenas na comunicação com o coprocessador CORDIC, enquanto a Transformada de Clarke, as operações algébricas das transformações de Park e Park inversa e a lei de controle por realimentação de estados permanecem implementadas com variáveis em ponto flutuante.

O Trecho de Código 1 apresenta a forma como essa conversão foi implementada no *firmware*. O ângulo elétrico é normalizado em relação a π , convertido para o formato Q1.31 e escrito diretamente no registrador de entrada do coprocessador. Em seguida, os valores de cosseno e seno são lidos dos registradores de saída e reconvertidos para ponto flutuante.

A inicialização completa do periférico CORDIC e as demais rotinas associadas ao controle vetorial encontram-se disponíveis no código-fonte completo indicado no Apêndice C.

Para o fechamento da malha, a posição e a velocidade do rotor foram obtidas por duas formas de realimentação, conforme a configuração avaliada: pela aquisição por *encoder* ou pelos sinais analógicos fornecidos pelo emulador Typhoon HIL.

IV. METODOLOGIA

A metodologia deste trabalho foi dividida em duas frentes principais: a otimização de baixo nível do *firmware* no microcontrolador e a validação em malha fechada no ambiente C-HIL. As subseções a seguir detalham cada uma destas etapas.

A. Caracterização do Sistema e Parâmetros do Gerador

O desenvolvimento deste trabalho partiu da utilização de um modelo de planta e de estratégias de controle previamente consolidados e validados em ambiente de simulação em tempo real, conforme apresentado em [15]. A partir destes estudos, foram extraídos os parâmetros elétricos do PMSG, mostrados na Tabela I, que serviram como planta de controle [16]. De forma análoga, as matrizes de ganho da realimentação de estados com ação integral foram obtidas a partir da validação prévia

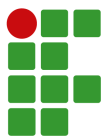


TABELA I

Parâmetros elétricos e mecânicos da PMSG

Parâmetro	Símbolo	Valor (Unidade)
Potência Nominal	P_{nom}	1200 W
Resistência do Estator	R_s	16 Ω
Indutância de Eixo Direto	L_d	18 mH
Indutância de Eixo em Quadratura	L_q	18 mH
Fluxo Magnético dos Ímãs	ψ_m	0,6366 Wb
Pares de Polos	p	18
Frequência Nominal	f_n	60 Hz

realizada no ambiente de simulação [15], servindo como base para a implementação do controlador no microcontrolador.

B. Desenvolvimento do Firmware e Arquitetura de Software

Considerando o limite de chaveamento admissível no ambiente Typhoon HIL utilizado [25], estabeleceu-se uma frequência de chaveamento de 10 kHz. Essa escolha definiu uma janela temporal de 100 μ s para a aquisição dos sinais, execução da malha do FOC e atualização das referências enviadas ao emulador. O ADC1 foi configurado com resolução de 12 bits e varredura sequencial de seis canais. As conversões não operam em modo contínuo nem são disparadas diretamente pelo temporizador responsável pela modulação PWM. A cada 100 μ s, uma interrupção gerada pelo TIM6 inicia por software uma nova sequência de conversões, resultando em uma frequência de aquisição de 10 kHz.

Os resultados das conversões são transferidos automaticamente para o vetor de aquisição por meio do DMA. Após o preenchimento completo desse vetor, a interrupção de conclusão da sequência ADC/DMA aciona a função de *callback* correspondente. Nesse ponto, as seis amostras já estão disponíveis em memória e a rotina de controle pode ser executada com o conjunto de dados atualizado.

O Trecho de Código 2 ilustra a estrutura utilizada para sincronizar a aquisição dos sinais com a execução da malha de controle. O ADC é iniciado com transferência via DMA, enquanto o TIM6 atua como base periódica de amostragem. Após a conclusão da sequência de conversões, o *callback* do ADC é responsável por iniciar a rotina de controle e atualizar as saídas analógicas.

O trecho apresentado resume a lógica de sincronização utilizada na execução em tempo real. As configurações completas do ADC, do DMA, do TIM6 e das interrupções associadas encontram-se no código-fonte indicado no Apêndice C.

O desenvolvimento do *firmware* adotou uma abordagem híbrida, caracterizada pelo uso combinado das bibliotecas HAL e do acesso direto aos registradores do microcontrolador. As bibliotecas HAL foram mantidas na inicialização e na configuração geral do microcontrolador, enquanto os acessos diretos aos registradores foram empregados nas operações

```

1 HAL_ADC_Start_DMA(&hadc1, (uint32_t*)vetor_adc_bruto, 6);
2 HAL_TIM_Base_Start_IT(&htim6);
3 void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim)
4 {
5     if (htim->Instance == TIM6)
6     {
7         ADC1->CR |= ADC_CR_ADSTART;
8     }
9 }
10 void HAL_ADC_ConvCpltCallback(ADC_HandleTypeDef *hadc)
11 {
12     if (hadc->Instance == ADC1)
13     {
14         Leitura_Sensores_HIL();
15         Executa_Rotina_Controlo();
16         Atualiza_Sinais_DAC(saidas_dac);
17     }
18 }

```

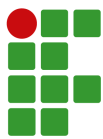
Trecho de Código 2: Disparo periódico da aquisição pelo TIM6 e execução da malha após conclusão do ADC/DMA.

críticas da execução *on-line*, como o início das conversões do ADC, a leitura do contador associado ao *encoder* e a comunicação com o coprocessador CORDIC. Essa estratégia buscou reduzir a sobrecarga das camadas de abstração nos trechos executados a cada período de amostragem, sem eliminar completamente a utilização da HAL. As variáveis da lei de controle, das transformações de coordenadas e dos estados integrais foram mantidas em ponto flutuante. O formato Q1.31 foi utilizado exclusivamente na interface com o coprocessador CORDIC.

Antes da operação trigonométrica, o ângulo elétrico é normalizado e convertido para Q1.31; após o cálculo, os valores de seno e cosseno são reconvertidos para ponto flutuante. O acelerador CORDIC foi configurado para calcular simultaneamente o seno e o cosseno do ângulo elétrico. Essas funções foram utilizadas nas transformações de Park e Park inversa. A Transformada de Clarke e as operações de soma e multiplicação das transformações de Park foram executadas pela CPU com variáveis em ponto flutuante. Portanto, o CORDIC foi empregado especificamente para reduzir o tempo associado aos cálculos trigonométricos.

Na implementação da Transformada de Clarke, foi utilizada a forma simplificada baseada nas correntes i_a e i_b . Sob a hipótese de sistema trifásico equilibrado, a terceira corrente pode ser obtida pela relação $i_c = -(i_a + i_b)$, de modo que apenas duas correntes são necessárias para o cálculo das componentes i_α e i_β . A dedução da transformação adotada é apresentada no Apêndice A.

O desenvolvimento deste *firmware* impôs também desafios críticos de arquitetura. O principal desafio associado a essa arquitetura consiste no aumento da carga de processamento decorrente do tratamento frequente das interrupções geradas pelo ADC durante as aquisições sucessivas. Nesse cenário adverso, a sinalização sucessiva de fim de conversão consumiria o tempo de CPU antes mesmo do término da malha de controle.



Para reduzir a sobrecarga associada à aquisição dos sinais, os resultados das seis conversões do ADC foram transferidos automaticamente para a memória por meio do DMA. Essa estratégia evita a leitura individual dos canais pela CPU. Ao término de cada sequência, uma única interrupção de conclusão é gerada, sendo utilizada para iniciar a execução da rotina de controle. Dessa forma, o DMA reduz a carga computacional da aquisição, embora não elimine completamente o uso de interrupções ou a participação da CPU.

Os trechos de *firmware* correspondentes à configuração do ADC em varredura sequencial, à transferência dos dados por DMA, ao disparo periódico das conversões pelo TIM6 e à execução da rotina de controle na interrupção de conclusão da aquisição estão disponíveis no código-fonte completo indicado no Apêndice C.

C. Interfaceamento e Configuração do Ambiente C-HIL

A validação experimental foi realizada na topologia *Control Hardware-in-the-Loop* (C-HIL), na qual o controlador físico é conectado a uma planta simulada em tempo real. Neste trabalho, o microcontrolador STM32G474RE executou o *firmware* de controle, enquanto o emulador Typhoon HIL 404 foi responsável por calcular a dinâmica elétrica e mecânica da PMSG, do conversor estático e da modulação PWM [25]. Essa abordagem permitiu validar a execução da malha de controle sem a necessidade de acionar inicialmente uma bancada física com conversor de potência, reduzindo os riscos associados a sobrecorrentes, sobretensões e falhas de comutação. O modelo da planta foi executado no Typhoon HIL com passo de simulação de 1 μ s, enquanto a rotina embarcada de controle operou com período de amostragem de 100 μ s, correspondente à frequência de 10 kHz.

Para viabilizar a comunicação entre o Typhoon HIL e o STM32G474RE, foram adotadas estratégias distintas para os sinais analógicos e digitais. No caso das saídas analógicas do emulador, que podem operar em uma faixa simétrica de ± 10 V, o escalonamento das grandezas foi realizado no próprio modelo de simulação. Foram configurados ganhos, deslocamentos e limites de saturação para mapear as variáveis da planta para a faixa de 0 a 3,3 V suportada pelos conversores analógico-digitais do microcontrolador. O valor de 1,65 V foi utilizado como ponto médio do *range* de 0 a 3,3 V para representar grandezas com amplitudes positivas e negativas. Para os sinais digitais utilizados na interface de encoder, foi empregado um circuito de limitação externo, constituído por resistores e diodos Zener. Este circuito limita os sinais digitais de 5 V provenientes da Typhoon HIL, que chegam ao microcontrolador em 3,3 V.

Nesta configuração, o microcontrolador executa a lógica de controle e envia ao Typhoon HIL as tensões estatísticas de referência (v_α^* e v_β^*) por meio dos conversores digital-analógico (DACs). Esses sinais são lidos pelas entradas analógicas do emulador, que realizam internamente a modulação PWM e o acionamento das chaves virtuais do conversor.

O modelo implementado no Typhoon HIL também inclui

uma resistência conectada ao barramento CC, acionada por uma chave controlada. Essa resistência atua como elemento de dissipação quando a tensão do barramento ultrapassa o valor nominal configurado. O barramento CC, a resistência de dissipação e a lógica de chaveamento associada podem ser observados no esquemático do modelo apresentado no Apêndice B.

A realimentação das variáveis mecânicas foi avaliada em duas configurações. Na primeira, a posição e a velocidade do rotor foram obtidas por meio da interface de *encoder*. Na segunda, essas grandezas foram fornecidas pelo Typhoon HIL como sinais analógicos, condicionadas para a faixa de 0 a 3,3 V e digitalizadas pelos ADCs do STM32G474RE. As correntes estatísticas também foram fornecidas pelo emulador por meio das entradas analógicas. Dessa forma, foi possível comparar o comportamento da malha de controle diante das duas formas de aquisição das variáveis mecânicas.

A comunicação analógica exigiu o escalonamento das grandezas entre o intervalo físico dos conversores e as unidades utilizadas pelo algoritmo. Os resultados brutos dos ADCs, representados entre 0 e 4095, foram inicialmente convertidos em tensão considerando o valor calibrado de $V_{DDA} = 3,282$ V. Em seguida, aplicaram-se os ganhos e deslocamentos correspondentes a cada grandeza para obter velocidade, posição e correntes em unidades físicas. Essas variáveis permaneceram representadas em ponto flutuante durante a execução da malha de controle. Nas saídas, as tensões de referência v_α^* e v_β^* foram normalizadas em relação ao limite V_{MAX} e mapeadas para a faixa de 12 bits dos DACs. O valor central de 2048 representou a condição de tensão nula, enquanto os valores entre 0 e 4095 representaram as amplitudes negativas e positivas enviadas ao Typhoon HIL. O formato Q1.31 foi utilizado apenas internamente na comunicação com o CORDIC para o cálculo de seno e cosseno, não sendo empregado diretamente na aquisição pelos ADCs nem na geração das saídas dos DACs.

Para complementar a descrição da arquitetura experimental, a Figura 3 apresenta a bancada utilizada na validação em ambiente C-HIL. A montagem integra o microcontrolador STM32G474RE, o emulador Typhoon HIL 404, o circuito de limitação dos níveis digitais e as conexões responsáveis pela transferência dos sinais analógicos e digitais entre o controlador físico e a planta emulada.

O esquemático completo da planta implementada no ambiente Typhoon HIL é apresentado no Apêndice B, permitindo visualizar com maior detalhe os componentes do modelo e as interfaces utilizadas na comunicação com o microcontrolador.

D. Protocolo de Validação Modular do Hardware

Previamente à integração com o simulador Typhoon HIL, estabeleceu-se um protocolo de validação isolada dos periféricos críticos do microcontrolador. Esta etapa visou garantir a integridade da cadeia de processamento matemático e a fidelidade das saídas analógicas.

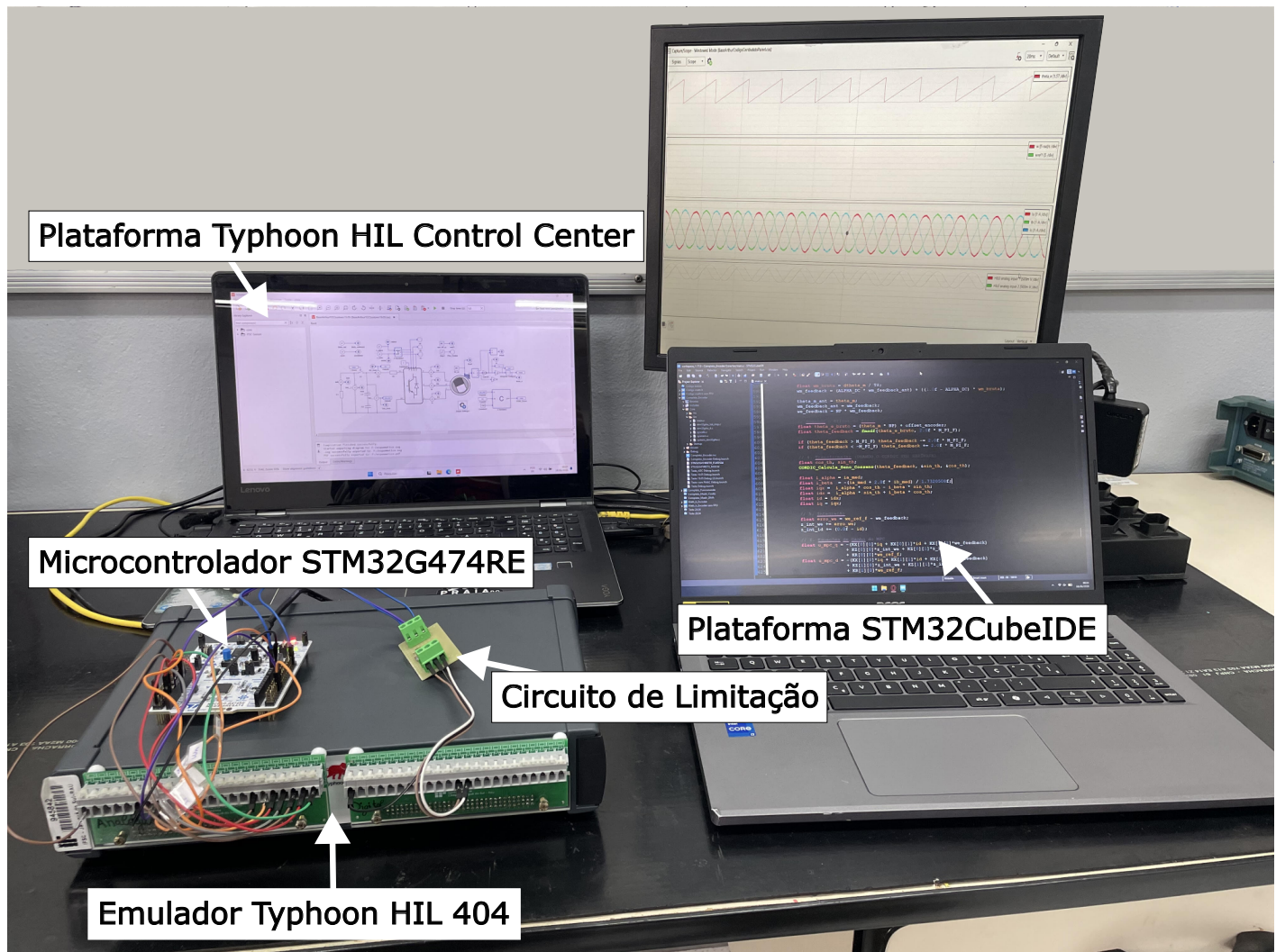
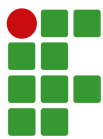


Fig. 3. Bancada experimental, composta pelo microcontrolador STM32G474RE, pelo emulador Typhoon HIL 404, pelo circuito de limitação dos níveis digitais e pelas respectivas conexões de interfaceamento.

Utilizou-se o TIM6 configurado para gerar eventos periódicos a 10 kHz, reproduzindo a frequência de amostragem do controle FOC [24]. Dentro desta rotina, implementou-se um gerador de sinais sintéticos para validar:

- **Coprocessador CORDIC:** verificação da geração simultânea das funções seno e cosseno utilizadas nas transformações de Park e Park inversa.
- **Conversor Digital-Analógico (DAC):** Validação das saídas físicas nos pinos PA4 e PA6, utilizando o modo XY do osciloscópio para comprovar a quadratura dos sinais (geração de círculo unitário).

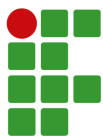
E. Processamento do Encoder

A realimentação por encoder foi implementada utilizando o temporizador TIM3 no modo encoder do STM32G474RE. Nesse modo, os canais de entrada do temporizador são

associados aos sinais em quadratura do encoder. A partir da defasagem entre esses sinais, o hardware do temporizador incrementa ou decrementa automaticamente o registrador de contagem, permitindo obter a posição do rotor sem a necessidade de tratar cada borda por interrupção [24]. No *firmware*, o contador do TIM3 foi configurado com período de 4095, correspondente a 4096 posições por volta. A leitura do registrador de contagem foi realizada diretamente durante a rotina de controle. O valor obtido foi convertido em ângulo mecânico por

$$\theta_m = \frac{N_{enc}}{4096} 2\pi, \quad (12)$$

em que N_{enc} representa a contagem instantânea do encoder após o ajuste de orientação adotado no código. A velocidade mecânica foi calculada a partir da diferença entre o ângulo



```
1 uint32_t pulsos_encoder = 4095 - TIM3->CNT;  
2  
3 // Converso da contagem do encoder para ngulo mecnico  
4 float theta_m =  
5     ((float)pulsos_encoder / 4096.0f) * (2.0f * M_PI_F);  
6  
7 // Diferena angular entre a amostra atual e a anterior  
8 float dtheta_m = theta_m - theta_m_ant;  
9  
10 // Correo da descontinuidade angular em 0 e 2*pi  
11 if (dtheta_m > M_PI_F) dtheta_m -= 2.0f * M_PI_F;  
12 if (dtheta_m < -M_PI_F) dtheta_m += 2.0f * M_PI_F;  
13  
14 // Clculo da velocidade mecnica e filtragem digital  
15 float wm_bruta = dtheta_m / TS;  
16 wm_feedback = (ALPHA_DC * wm_feedback_ant) +  
17     ((1.0f - ALPHA_DC) * wm_bruta);  
18  
19 // Atualizao das variveis para a prxima amostra  
20 theta_m_ant = theta_m;  
21 wm_feedback_ant = wm_feedback;  
22  
23 // Converso da velocidade mecnica para velocidade eltrica  
24 we_feedback = NP * wm_feedback;
```

Trecho de Código 3: Leitura do encoder e cálculo da posição e velocidade mecânica.

mecânico atual e o ângulo da amostra anterior. Para evitar descontinuidades no cálculo quando a posição ultrapassa os limites de 0 e 2π , aplicou-se uma correção de transbordamento angular antes da divisão pelo período de amostragem:

$$\omega_m = \frac{\Delta\theta_m}{T_s}. \quad (13)$$

Em seguida, essa velocidade foi aplicada em um filtro digital de primeira ordem, reduzindo oscilações associadas à quantização da posição. A velocidade elétrica foi obtida pela relação de polos previamente discutida. O ângulo elétrico utilizado nas transformações de Park foi calculado a partir do ângulo mecânico medido pelo encoder, multiplicado pelo número de pares de polos e somado a um deslocamento de alinhamento. Esse deslocamento representa a diferença entre a referência mecânica do encoder e a referência elétrica da planta emulada. Durante o modo de espera, o contador do encoder é reinicializado e esse deslocamento é atualizado com base no ângulo elétrico fornecido pelo Typhoon HIL, permitindo alinhar a referência angular antes da habilitação da malha de controle.

O Trecho de Código 3 exemplifica a leitura do contador do TIM3 em modo *encoder*. A posição mecânica é obtida a partir da contagem do temporizador e a velocidade é estimada pela diferença angular entre duas amostras consecutivas. A correção de transbordamento evita descontinuidades quando a posição atravessa os limites de uma volta mecânica.

A configuração completa do TIM3 em modo *encoder*, bem como as rotinas auxiliares de alinhamento angular e filtragem de velocidade, encontram-se disponíveis no código-fonte completo indicado no Apêndice C.

F. Definição dos Cenários de Teste

A etapa de validação foi estruturada em duas fases metodológicas, garantindo o isolamento de falhas. A primeira fase consistiu na verificação da modulação e do hardware em malha aberta com o auxílio de um osciloscópio digital. O objetivo foi confirmar a estabilidade da frequência de chaveamento e a medição do tempo total de processamento computacional da rotina de controle. Além disso, planejou-se uma etapa de calibração cruzada do ganho dos ADCs operando em regime de alto desempenho, visando compensar possíveis quedas de tensão no pino de referência (*VDDA*) e assegurar a exatidão das variáveis medidas.

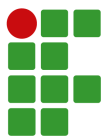
A segunda fase contemplou a validação do acionamento vetorial em malha fechada. Inicialmente, aplicou-se o mesmo perfil de ensaio a cada uma das seis configurações de processamento avaliadas. Nesse caso, foi utilizado um conjugado mecânico de -60 Nm, correspondente à condição nominal do gerador, e uma referência de velocidade mecânica de 20 rad/s.

Para permitir a observação do comportamento da planta antes e depois da atuação do controlador, a habilitação da malha de controle foi atrasada em 500 ms no modelo implementado no Typhoon HIL. Esse atraso foi realizado por meio de um sinal lógico de habilitação, gerado no próprio modelo de simulação, que mantém o controlador desabilitado no intervalo inicial do ensaio. Durante esse período, o conjugado mecânico já permanece aplicado ao eixo do gerador, fazendo com que o rotor acelere sem a atuação da malha de velocidade. Após $t = 500$ ms, o sinal de habilitação é acionado e o controlador passa a regular a velocidade em torno da referência estabelecida.

A partir do ensaio nominal, foram avaliados o comportamento do gerador antes e depois da habilitação do controle, o rastreamento em regime permanente, as formas de realimentação por encoder e por aquisição analógica e a síntese das moduladoras com o auxílio do coprocessador CORDIC.

Em complemento, a configuração final do *firmware* com realimentação por encoder foi submetida a diferentes níveis de conjugado mecânico. Foram avaliados os valores de -10 , -30 , -60 , -90 e -120 Nm, mantendo-se a referência de velocidade em 20 rad/s e o instante de habilitação do controle em 500 ms. Os valores de -10 e -30 Nm representam condições inferiores ao conjugado nominal, enquanto -90 e -120 Nm representam condições superiores. Optou-se por utilizar a realimentação por encoder nesses ensaios para isolar a influência do conjugado mecânico sobre a resposta dinâmica, evitando que eventuais diferenças da cadeia de aquisição analógica interferissem na comparação.

Com o objetivo de favorecer a reprodutibilidade dos procedimentos, os códigos-fonte do *firmware*, os arquivos dos projetos de simulação desenvolvidos na plataforma Typhoon HIL e os materiais auxiliares utilizados nos ensaios foram disponibilizados em um repositório público [26]. A organização e o conteúdo desse repositório são descritos no Apêndice C.



V. RESULTADOS

Os resultados obtidos neste trabalho são apresentados com foco na avaliação do desempenho computacional do microcontrolador e na resposta dinâmica do sistema de controle implementado em ambiente de simulação em tempo real.

A. Validação e Calibração do Hardware de Aquisição

Durante a fase inicial de testes integrados, os diagnósticos evidenciaram a importância de calibrar o microcontrolador físico para as condições operacionais de alto desempenho. Observou-se um erro de rastreamento em regime permanente de aproximadamente $+0,7$ rad/s, o qual manifestou-se exclusivamente no cenário de maior exigência computacional (realimentação via *encoder* aliada ao processamento simultâneo do CORDIC e do DMA).

Nas topologias analógicas, tanto a referência quanto a medição de velocidade eram lidas via ADC, sofrendo a mesma variação de escala e anulando o erro matematicamente. No entanto, com o uso do *encoder*, a referência de velocidade (ω_{ref}) era convertida do meio analógico, enquanto a realimentação (ω_{med}) originava-se de um meio puramente digital, expondo um desvio físico da placa.

Para investigar a anomalia, a referência de velocidade no emulador Typhoon HIL foi fixada em $10,0$ rad/s. Os valores teórico e medido da tensão nos terminais foram iguais a $1,8150$ V. Sob condições nominais de projeto, onde a tensão de referência analógica (V_{DDA}) mapeada na inicialização do periférico corresponde a $3,3000$ V, o valor digitalizado ideal para a resolução de 12 bits, com códigos digitais entre 0 e 4095 seria:

$$ADC_{ideal} = \frac{V_{in} \cdot 4095}{V_{DDA}} = \frac{1,8150 \cdot 4095}{3,3000} \approx 2252. \quad (14)$$

Contudo, a leitura real capturada nos registradores de dados do STM32 oscilava em torno de 2265. Aplicando a lógica de conversão reversa para isolar a variável de *hardware*, deduziu-se a tensão efetiva de alimentação do periférico analógico:

$$V_{DDA_{real}} = \frac{V_{in} \cdot 4095}{ADC_{real}} = \frac{1,8150 \cdot 4095}{2265} \approx 3,282 \text{ V}. \quad (15)$$

A raiz do problema residia na interação elétrica da placa: embora o pino externo de alimentação apresentasse $3,30$ V, o circuito interno de filtragem de ruído (composto por *Ferrite Bead* e capacitores) do pino V_{DDA} sofria uma queda de tensão. Uma possível explicação para o comportamento observado está associada às condições de alimentação do circuito analógico durante os ensaios realizados.

Ao processar a conversão assumindo o ganho ideal de $3,3$ V, o *firmware* inflava o valor elétrico lido para

$$V_{calculado} = \frac{2265}{4095} \cdot 3,3 = 1,8253 \text{ V}. \quad (16)$$

Considerando o centro de escala do emulador fixado em

$1,65$ V, a diferença de potencial assimilada pelo algoritmo foi de $0,1753$ V. Multiplicando-se esse valor pelo ganho de transdução ($60,60$ rad/s/V), a referência interpretada pela CPU resultou em $10,624$ rad/s, refletindo matematicamente o erro medido de velocidade do gerador.

A solução implementada consistiu em realinhar o ganho de conversão em *software* estritamente para a tensão física dinâmica de $3,282$ V. Esta calibração mitigou o erro sistêmico, garantindo a precisão do rastreamento vetorial em todos os ensaios subsequentes deste trabalho.

B. Desempenho Computacional do Firmware e Análise de Otimização

A avaliação do desempenho computacional foi realizada mediante a técnica de *profiling* por instrumentação de *hardware*. Pinos de propósito geral (GPIO) do microcontrolador foram comutados no início e no término dos blocos críticos do código, e o tempo transcorrido foi mensurado utilizando um osciloscópio digital Tektronix, modelo TDS 1001B, com largura de banda de 40 MHz.

Inicialmente, avaliou-se a parcela temporal associada à etapa de aquisição dos sinais analógicos. Para isso, mediu-se o intervalo entre o disparo da aquisição pelo TIM6 e a entrada na interrupção de conclusão do ADC. Em seguida, mediu-se também o ciclo completo de execução, definido como o intervalo entre o disparo da aquisição pelo TIM6 e a atualização das saídas DAC com as novas referências de tensão calculadas pela malha de controle.

A Figura 4 apresenta a comparação entre o tempo de aquisição ADC/DMA e os ciclos completos de execução das implementações avaliadas. As curvas de aquisição, obtidas para as versões com *math.h* e CORDIC, apresentaram duração de aproximadamente $17,4$ μ s em ambos os casos. Esse resultado indica que a aquisição dos seis canais analógicos, a transferência por DMA e a latência até o início do *callback* do ADC constituem uma parcela comum da arquitetura experimental, independente do método utilizado para o cálculo das funções trigonométricas.

Com a malha de controle habilitada, o ciclo completo medido foi de $91,2$ μ s para a implementação sem FPU, $35,6$ μ s para a implementação com *math.h* e $28,9$ μ s para a implementação com CORDIC. Esses valores incluem a etapa de aquisição, a entrada na interrupção de conclusão do ADC, a leitura e conversão das grandezas, o processamento da realimentação por *encoder*, as transformações de coordenadas, o cálculo da ação de controle e a atualização das saídas DAC. Dessa forma, a Figura 4 permite verificar a latência total entre o início do ciclo de amostragem e a disponibilização da ação de controle nas saídas do microcontrolador.

A curva da implementação sem FPU foi incluída como referência de pior caso, evidenciando o impacto da execução das operações matemáticas em *software* sem o uso dos recursos de aceleração disponíveis no microcontrolador. Observa-se que o ciclo completo dessa versão ocupa $91,2\%$ do período

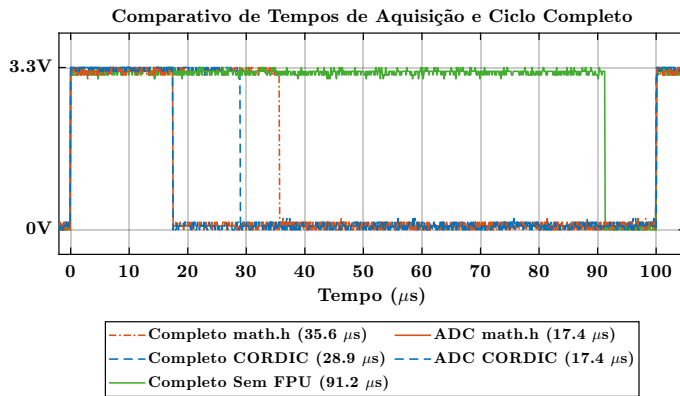
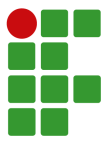


Fig. 4. Comparação experimental entre o tempo de aquisição ADC/DMA e o ciclo completo de execução para as implementações com *encoder*.

de amostragem de 100 μs, margem muito reduzida para interrupções, comunicação, supervisão ou expansões futuras do *firmware*. Em comparação, a versão com *math.h* reduziu o ciclo completo para 35,6 μs, enquanto a versão com CORDIC reduziu esse valor para 28,9 μs.

Como a parcela de aquisição ADC/DMA é praticamente igual nas versões otimizadas, a diferença entre os ciclos completos com *math.h* e CORDIC está associada principalmente ao método utilizado para o cálculo das funções seno e cosseno. A substituição da biblioteca *math.h* pelo coprocessador CORDIC reduziu a latência total de 35,6 μs para 28,9 μs, resultando em uma redução de 18,8% no ciclo completo. Em relação à implementação sem FPU, a versão com CORDIC reduziu a latência completa em aproximadamente 68,3%. Essa análise mostra que a combinação entre FPU, DMA, acesso direto aos periféricos e CORDIC foi determinante para manter a execução dentro da janela temporal definida pelo período de amostragem.

Para isolar o impacto computacional das diferentes estratégias de cálculo, realizou-se também a medição do tempo da rotina de controle propriamente dita, desconsiderando a parcela de aquisição ADC/DMA.

A Figura 5 apresenta os tempos de execução medidos para as diferentes implementações avaliadas. Na configuração com *encoder*, a implementação sem FPU apresentou tempo de execução de 72,0 μs, enquanto a versão com *math.h* reduziu esse valor para 21,5 μs. Com a substituição das funções trigonométricas em software pelo coprocessador CORDIC, o tempo foi reduzido para 13,8 μs, correspondendo a uma redução de aproximadamente 35,8% em relação à versão com *math.h* e de aproximadamente 80,8% em relação à implementação sem FPU.

Na implementação com CORDIC, apenas o ângulo elétrico e os resultados das funções seno e cosseno são representados temporariamente no formato Q1.31. Após a leitura do periférico, esses resultados são reconvertidos para ponto flutuante e utilizados nas operações algébricas das transformações de Park. A Transformada de Clarke, a realimentação de estados e a

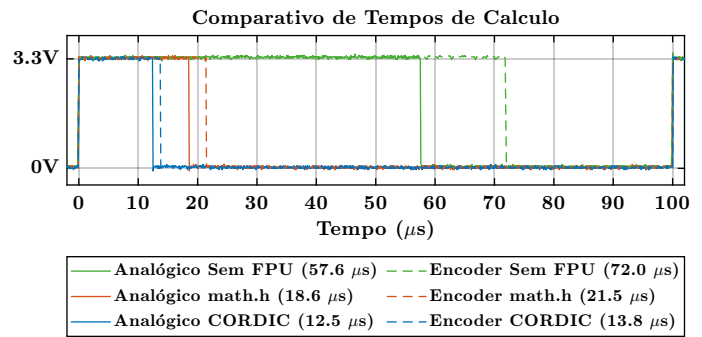


Fig. 5. Comparativo do tempo de processamento da rotina de controle, desconsiderando a etapa de aquisição ADC/DMA.

ação integral também permanecem implementadas em ponto flutuante. Dessa forma, a redução observada não corresponde à conversão integral da malha para aritmética de ponto fixo, mas principalmente à substituição dos cálculos trigonométricos executados em software pelo processamento dedicado do CORDIC.

Considerando o período de amostragem de 100 μs, a rotina otimizada com *encoder* e CORDIC ocupou 13,8% desse intervalo. Considerando a latência completa desde o disparo do TIM6 até a atualização das saídas DAC, o ciclo ocupou 28,9% do período de amostragem. Esse resultado evidencia que, mesmo incluindo a aquisição ADC/DMA e a atualização das saídas, a implementação final permanece dentro da janela temporal de 100 μs, mantendo margem para futuras expansões do *firmware*, como funções de supervisão, comunicação e controle de estágios adicionais de conversão de energia.

C. Validação do Acionamento em Ambiente C-HIL

Para demonstrar que as otimizações de *hardware* não degradaram o cálculo da ação de controle, o desempenho do sistema em malha fechada foi validado através do controle da planta simulada em tempo real (RTS – Real Time Simulator) na Typhoon HIL 404. O passo de simulação utilizado internamente no RTS foi de 1 μs.

A avaliação eletromecânica foi realizada por meio de um ensaio padronizado, repetido para cada uma das configurações de processamento avaliadas. Para complementar a análise da velocidade, também foram observadas variáveis internas da malha FOC no ensaio nominal. A Figura 6 apresenta a resposta de velocidade, a ação de controle convertida para o referencial síncrono (dq) e a corrente de eixo direto i_d em relação à referência $i_{d,ref} = 0$.

Conforme definido no protocolo de ensaio, o controlador permaneceu desabilitado até $t = 500$ ms. Nesse período, o conjugado mecânico equivalente à ação do vento já estava aplicado ao eixo, fazendo com que o rotor acelerasse livremente até atingir um patamar próximo de 5 rad/s. Portanto, esse valor inicial não corresponde à atuação da malha de velocidade, mas ao movimento produzido pelo conjugado mecânico antes da habilitação do controle.

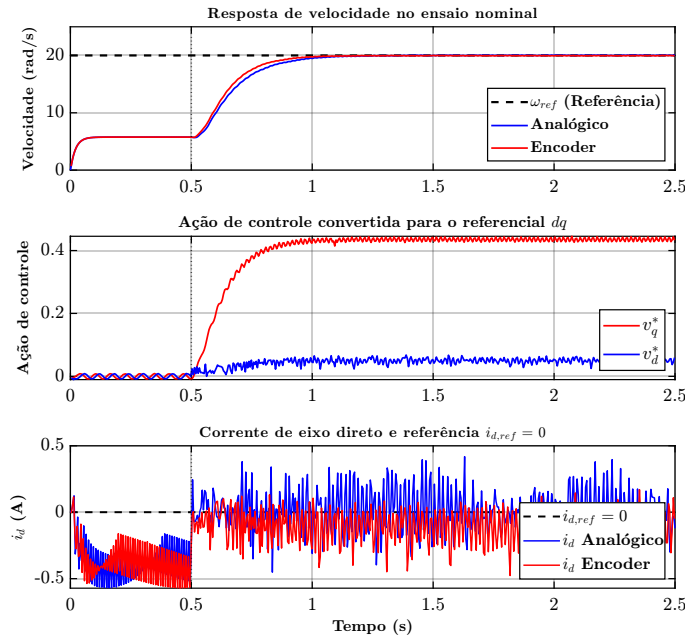
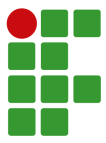


Fig. 6. Resposta da malha de controle frente à inicialização sob condições nominais (20 rad/s e -60 Nm).

Em $t = 500$ ms, a malha foi habilitada com referência de 20 rad/s. A partir desse instante, a velocidade convergiu para o valor de regime em aproximadamente 500 ms. A comparação entre a realimentação por *encoder* e a aquisição analógica revelou pequenas diferenças durante o transitório, sem oscilações relevantes ou perda de estabilidade. Embora a aquisição analógica dependa do escalonamento para 0 a 3,3 V, da conversão ADC, da quantização e da calibração de V_{DDA} , o *encoder* fornece sinais digitais processados diretamente pelo temporizador, sendo menos sensível a desvios de ganho e offset. Por isso, nas condições avaliadas, a resposta com *encoder* apresentou desempenho ligeiramente superior.

Como a ação de controle é originalmente disponibilizada no referencial estacionário, por meio das componentes v_α^* e v_β^* , esses sinais foram convertidos para o referencial síncrono (dq) para facilitar a visualização. Após a habilitação da malha, observa-se o crescimento da componente v_q^* , associada principalmente à produção de torque e ao rastreamento da velocidade. A componente v_d^* permaneceu significativamente menor, o que é coerente com a estratégia adotada de operação com $i_{d,ref} = 0$.

A corrente de eixo direto também foi analisada para verificar se a malha manteve a referência nula no eixo d . Antes da habilitação do controle, essa corrente não é regulada pela malha. Após $t = 500$ ms, entretanto, i_d passa a oscilar em torno da referência $i_{d,ref} = 0$. Em regime permanente, a corrente apresentou valor médio de -0,0014 A na aquisição analógica e de -0,1211 A na realimentação por *encoder*. Os valores eficazes foram, respectivamente, 0,1624 A e 0,1783 A. Esses resultados indicam que a componente de eixo direto foi mantida

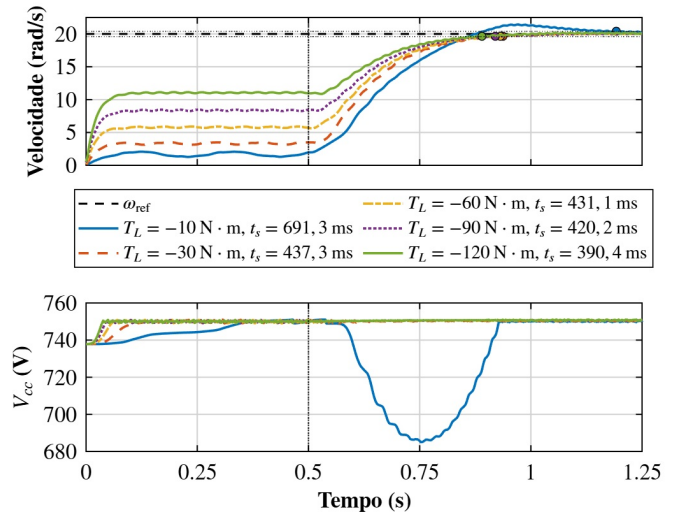


Fig. 7. Resposta da velocidade mecânica e tensão do barramento CC para diferentes níveis de conjugado, com referência de 20 rad/s.

próxima da referência nula nas duas configurações avaliadas. Entretanto, em termos de valor médio, a aquisição analógica apresentou desempenho superior, com desvio praticamente nulo em relação a $i_{d,ref} = 0$, enquanto a realimentação por *encoder* apresentou um desvio médio de aproximadamente -0,1211 A. Por outro lado, os valores eficazes permaneceram próximos entre si, indicando níveis semelhantes de oscilação em torno da referência.

1) Resposta sob diferentes níveis de conjugado mecânico: Para avaliar o comportamento da malha em condições distintas da operação nominal, foram realizados ensaios adicionais com conjugados mecânicos de -10, -30, -60, -90 e -120 Nm. Em todos os casos, manteve-se a referência de velocidade em 20 rad/s e a habilitação do controlador em $t = 500$ ms. A Figura 7 apresenta as respostas de velocidade obtidas com a configuração final baseada em realimentação por *encoder*, juntamente com a tensão do barramento CC para cada condição de conjugado.

Antes da habilitação do controle, o aumento do módulo do conjugado mecânico resultou em velocidades iniciais mais elevadas. Esse comportamento ocorre porque, durante os primeiros 500 ms, o eixo permanece submetido ao conjugado aplicado sem a atuação da malha de velocidade. Por esse motivo, o ensaio com -120 Nm atingiu uma velocidade superior à observada com -10 Nm antes da habilitação do controlador.

Após $t = 500$ ms, todas as respostas convergiram para a referência de 20 rad/s. A partir dos tempos de acomodação indicados na legenda da Figura 7, observa-se que o ensaio com menor módulo de conjugado, -10 Nm, apresentou o maior tempo de acomodação, cerca de 60% superior ao caso nominal de -60 Nm. Por outro lado, o ensaio com -120 Nm apresentou tempo aproximadamente 9% inferior ao caso nominal e cerca de 44% inferior ao caso de -10 Nm. A convergência das curvas,

sem oscilações crescentes ou perda de estabilidade, indica que a malha manteve a capacidade de rastreamento diante dos níveis de conjugado avaliados.

O maior tempo observado na condição de -10 Nm está associado à menor velocidade alcançada antes da habilitação do controle, exigindo maior variação até a referência. Além disso, a análise da tensão do barramento CC mostra uma queda temporária de V_{cc} de aproximadamente 8,66% durante o transitório. Esse comportamento sugere que, devido ao menor conjugado mecânico disponível no eixo, o conversor demandou energia do barramento para acelerar a máquina até a referência. Nos demais ensaios, a maior energia mecânica disponível reduziu essa solicitação sobre o barramento, mantendo V_{cc} mais próximo do valor nominal durante a acomodação.

Os resultados mostram que o controlador permaneceu estável nas condições representadas pelo modelo C-HIL. Entretanto, esses ensaios caracterizam a resposta transitória de partida sob diferentes níveis de carregamento, não representando, isoladamente, a operação contínua do gerador acima de sua potência nominal. Em particular, os conjugados de -90 e -120 Nm correspondem, em 20 rad/s, a potências mecânicas de aproximadamente 1800 e 2400 W, respectivamente, valores superiores à potência nominal de 1200 W.

2) *Balço energético e síntese PWM*: Após a estabilização da velocidade em torno de 20 rad/s e a aplicação do conjugado de -60 Nm, a potência mecânica nominal esperada no eixo, considerada em módulo, pode ser estimada por

$$P_{mec,nom} = |T_L| \omega_m = 60 \cdot 20 = 1200 \text{ W.} \quad (17)$$

Esse valor representa a condição nominal teórica do ensaio. Entretanto, a potência mecânica registrada no modelo HIL apresenta pequenas oscilações em torno desse ponto de operação, permanecendo em torno de 1172 W no intervalo analisado. Essa diferença está associada às variações instantâneas das grandezas mecânicas simuladas e ao fato de a curva representar o sinal medido no modelo, e não apenas o produto direto entre os valores nominais de conjugado e velocidade.

Conforme apresentado no gráfico inferior da Figura 8, a potência mecânica permaneceu próxima de 1200 W, enquanto a potência elétrica no resistor do barramento CC estabilizou-se em aproximadamente 918 W. Essa potência não corresponde à potência elétrica medida nos terminais de fase da PMSG, mas sim à potência no resistor conectado ao barramento CC. O barramento CC, a chave de acionamento e a resistência de dissipação podem ser visualizados no esquemático do Apêndice B.

A principal diferença entre a potência mecânica aplicada e a potência dissipada no barramento pode ser explicada pelas perdas ôhmicas nos enrolamentos da PMSG. Considerando a resistência estatórica por fase $R_s = 16 \Omega$ e uma corrente de pico aproximada de 3,5 A em regime permanente, tem-se

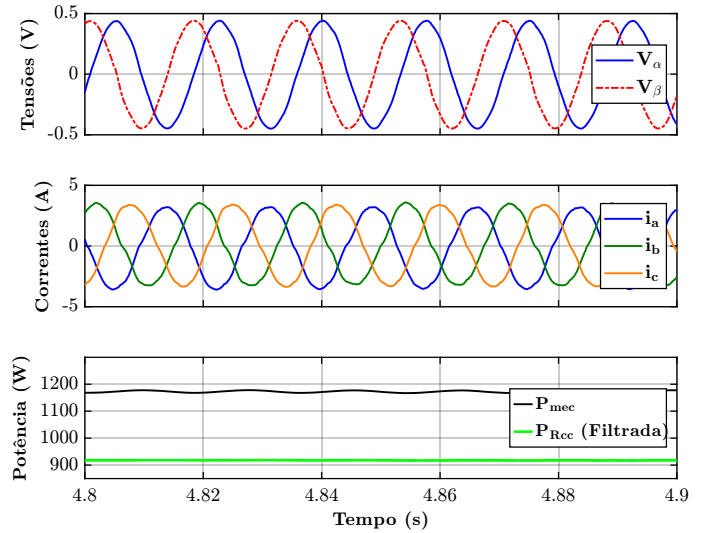


Fig. 8. Desempenho eletromecânico e balanço energético da conversão em regime permanente em 20 rad/s e -60 Nm (condição nominal).

$$I_{rms} = \frac{3,5}{\sqrt{2}} \approx 2,47 \text{ A.} \quad (18)$$

Assim, as perdas trifásicas nos enrolamentos são

$$P_{cu} = 3R_s I_{rms}^2 = 3 \cdot 16 \cdot \left(\frac{3,5}{\sqrt{2}} \right)^2 \approx 294 \text{ W.} \quad (19)$$

Descontando essa perda da potência mecânica aplicada ao eixo, obtém-se aproximadamente 906 W, valor próximo aos 918 W observados no resistor do barramento CC. A diferença entre esses valores é pequena frente aos níveis de potência envolvidos e não altera a interpretação do balanço energético. Dessa forma, a diferença entre a potência medida no barramento e a potência mecânica aplicada não deve ser atribuída à estratégia de controle, mas principalmente às perdas associadas ao próprio modelo elétrico da PMSG.

3) *Comparação da aquisição da posição angular*: A Figura 9 compara o ângulo elétrico de referência da planta emulada com os ângulos obtidos pela aquisição analógica e pela leitura do encoder no STM32G474RE. Observa-se proximidade entre as curvas durante o intervalo analisado. Esse resultado indica que tanto a cadeia de aquisição analógica quanto a leitura digital em quadratura preservaram a informação de posição angular necessária às transformadas de Park nas condições avaliadas.

D. Qualidade dos Sinais de Controle e Distorção Harmônica

Para verificar se a substituição das funções trigonométricas da biblioteca math.h pelo coprocessador CORDIC influencia a geração dos sinais de controle, realizou-se a análise harmônica das tensões de referência v_α^* e v_β^* em regime permanente. Essa avaliação permite comparar diretamente os sinais produzidos pelo controlador antes da aplicação ao modelo do conversor,

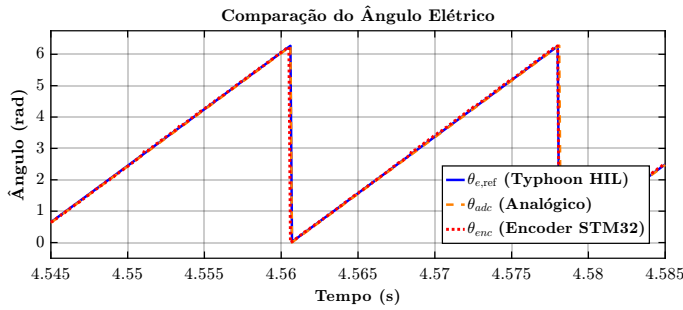
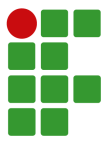


Fig. 9. Comparação entre o ângulo elétrico de referência da planta emulada e os ângulos obtidos por aquisição analógica e por *encoder*

isolando melhor o efeito do método de cálculo matemático empregado.

Conforme indicado na Figura 10, a componente v_{α}^* apresentou pequena elevação de THD com o uso do CORDIC, enquanto v_{β}^* apresentou redução em relação à implementação com *math.h*. Assim, a substituição das funções trigonométricas em *software* pelo CORDIC não comprometeu a qualidade dos sinais de referência gerados pelo controlador.

Complementarmente, analisou-se o espectro harmônico da corrente estatórica i_c em regime permanente. Conforme apresentado na Figura 10, os espectros obtidos para as implementações com *math.h* e CORDIC apresentaram comportamento semelhante, com concentração dominante na componente fundamental e baixos níveis relativos nas demais componentes harmônicas.

Os resultados indicam que a redução do tempo de processamento obtida com o CORDIC não comprometeu a qualidade dos sinais de controle nem a forma de onda da corrente estatórica. Nas condições avaliadas, a implementação otimizada apresentou menor tempo de execução e uma pequena redução da THD média das tensões de referência, de 1,9785% para 1,8617%.

A Tabela II sintetiza os principais resultados obtidos. Observa-se que a utilização do CORDIC reduziu o tempo de processamento de 21,5 μ s para 13,8 μ s e também apresentou uma pequena redução na THD média dos sinais de controle, de 1,9785% para 1,8617%. Essa análise é relevante porque avalia diretamente a ação de controle gerada pelo microcontrolador, permitindo verificar a influência do método de cálculo matemático na qualidade das tensões de referência v_{α}^* e v_{β}^* . Além disso, a comparação do espectro da corrente estatórica

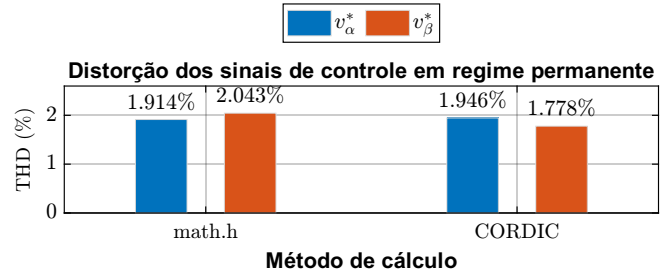
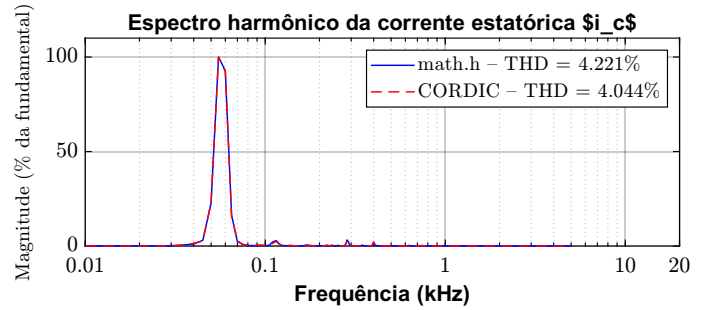


Fig. 10. Comparação entre as implementações com *math.h* e CORDIC.

i_c indicou que a menor distorção média observada nos sinais de controle com CORDIC também foi acompanhada por menor distorção na corrente da máquina. Dessa forma, os resultados sugerem que o CORDIC não apenas aumentou a velocidade de processamento da malha, mas também manteve, e ligeiramente melhorou, a consistência numérica da geração dos sinais de controle em regime permanente.

E. Perspectivas de Aplicação e Impactos do Projeto

1) *Maior Capacidade de Processamento e Redução de Custos:* A redução de 35,6% no tempo de execução, alcançada com o uso do DMA e do CORDIC, deixa a CPU livre para executar outras tarefas. O *Global Wind Report 2026* [3] projeta adições de capacidade eólica em escala global para os próximos anos. Para viabilizar esse crescimento sustentável, a indústria necessita de soluções que reduzam o Custo Nivelado de Energia (LCOE).

Ao mostrar que a CPU permaneceu com tempo ocioso suficiente, este trabalho sugere a exploração em trabalhos futuros para a inclusão de funções adicionais, como estratégias de rastreamento de máxima potência (MPPT), supervisão do sistema ou controle de estágios adicionais de conversão. No entanto, a execução simultânea dessas funcionalidades deve ser avaliada experimentalmente, considerando a carga computacional, as interrupções, a comunicação e as demais rotinas necessárias à operação completa do conversor.

Conforme apresentado na Tabela II, a implementação com CORDIC reduziu o consumo de memória Flash de 36,07 KB para 33,52 KB, ao custo de um aumento de aproximadamente 0,10 KB na utilização da memória RAM. Embora essas diferenças sejam pequenas em relação à capacidade total do dispositivo, os resultados mostram que a otimização temporal não exigiu aumento relevante dos recursos de memória.

TABELA II

Resumo comparativo dos resultados obtidos

Parâmetro	<i>math.h</i>	CORDIC
Ciclo completo	35,6 μ s	28,9 μ s
Rotina de controle (<i>encoder</i>)	21,5 μ s	13,8 μ s
THD de v_{α}^*	1,9136%	1,9458%
THD de v_{β}^*	2,0433%	1,7775%
Memória Flash	36,07 KB	33,52 KB
Memória RAM	2,70 KB	2,80 KB



2) *Preparo para Novas Tecnologias de Chaveamento (SiC e GaN)*: A eletrônica de potência contemporânea busca aumentar as frequências de chaveamento para diminuir o tamanho e o peso dos filtros passivos. Como a rotina vetorial implementada demanda apenas 13,8 μ s, o *firmware* encontra-se estruturalmente preparado para o acionamento de inversores de altíssima eficiência baseados em Carbetto de Silício (SiC) e Nitreto de Gálio (GaN). Enquanto inversores de silício (IGBTs) operam tipicamente na faixa de 2 kHz a 20 kHz, a margem garantida pelo CORDIC viabiliza a elevação da frequência de amostragem. Entretanto, a utilização em frequências mais altas deve ser avaliada experimentalmente, considerando também o tempo de aquisição, as latências de interrupção, a atualização dos periféricos e as demais tarefas executadas pelo microcontrolador.

3) *Qualidade da Energia e Redução de Desgaste Mecânico*: Os resultados de THD indicaram que a utilização do CORDIC para os cálculos trigonométricos não comprometeu a qualidade das correntes obtidas no ambiente C-HIL. Embora a relação direta entre o método computacional e a redução do desgaste mecânico não tenha sido avaliada experimentalmente neste trabalho, a manutenção de baixos níveis de distorção constitui um resultado relevante para futuras validações em bancada.

4) *Segurança e agilidade no desenvolvimento com HIL*: A utilização do ambiente C-HIL permitiu avaliar a malha de controle em diferentes condições de conjugado sem expor uma bancada física aos riscos associados a sobrecorrentes, sobretensões ou falhas de comutação. Além da condição nominal de -60 Nm, foram realizados ensaios com conjugados entre -10 e -120 Nm.

Os resultados mostraram que o controlador convergiu para a referência de velocidade em todas as condições avaliadas. A possibilidade de aplicar condições superiores ao valor nominal de forma controlada constitui uma das principais vantagens da validação C-HIL, permitindo investigar os limites transitórios do *firmware* antes de sua utilização em um conversor de potência real.

VI. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou a implementação, a otimização e a validação de um *firmware* de controle vetorial por realimentação de estados com ação integral aplicado a um PMSG, utilizando o microcontrolador STM32G474RE. A validação foi realizada em ambiente C-HIL, integrando o controlador físico à planta emulada no Typhoon HIL. Avaliou-se o desempenho computacional da rotina embarcada e o comportamento dinâmico da malha de controle em diferentes condições de operação.

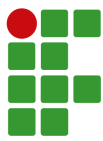
Os resultados mostraram que a utilização do DMA, de acessos diretos aos registradores e do coprocessador CORDIC reduziu significativamente o tempo de execução da rotina de controle.

No cenário com *encoder*, a versão otimizada reduziu o tempo da rotina em aproximadamente 80,8% em relação à implementação sequencial sem FPU, ocupando apenas 13,8% da janela de amostragem disponível. Além disso, a calibração da cadeia de aquisição eliminou o erro em regime permanente, e os ensaios com diferentes níveis de conjugado indicaram convergência para a referência de velocidade sem perda de estabilidade. A análise harmônica também indicou que a otimização com CORDIC não comprometeu a qualidade dos sinais de controle nem das correntes estatísticas em regime permanente.

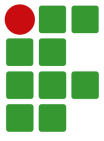
Dessa forma, os resultados demonstram a viabilidade da execução do controle vetorial proposto no STM32G474RE, mostrando que os recursos de aceleração disponíveis no microcontrolador podem reduzir a carga computacional sem prejudicar o desempenho dinâmico da malha. Como continuidade, recomenda-se a validação do *firmware* em bancada física com conversor de potência, sensores e circuitos reais de condicionamento, além da futura integração com estratégias MPPT e com o estágio de conexão à rede.

REFERÊNCIAS

- [1] E. A. A. Cunha, J. A. C. Siqueira, C. Nogueira, A. Diniz, “Aspectos históricos da energia eólica no Brasil e no mundo”, *Revista Brasileira de Energias Renováveis*, vol. 8, no. 4, 2019.
- [2] E. Moura, *Desenvolvimento de modelos hardware-in-the-loop para avaliação e testes de firmware para motores síncronos de ímãs permanentes aplicados em sistemas de refrigeração*, Dissertação (mestrado em engenharia elétrica), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), Santa Maria, 2024, URL: https://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/32641/DIS_PPGE_2024_MOURA_EMMANUEL.pdf, acessado em: 14 abr. 2026.
- [3] Global Wind Energy Council, *Global Wind Report 2026*, GWEC, Brussels, 2026, URL: <https://www.gwec.net/reports/globalwindreport>, 27 maio 2026.
- [4] A. Torres-Tinoco, R. Tapia-Sánchez, A. Medina-Ríos, “Direct-Drive Wind Turbine Model: A Bond Graph Approach”, *IEEE Access*, vol. 13, pp. 119050–119062, 2025, doi:10.1109/ACCESS.2025.3587092.
- [5] A. Prévost, V. Léchappé, R. Delpoux, X. Brun, “A Robust Mechanical Sensorless Control Strategy for Active Rectification of Small Wind Turbines”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 34, no. 2, pp. 747–758, 2026, doi:10.1109/TCST.2025.3640708.
- [6] A. J. Balbino, B. d. S. Nora, T. B. Lazzarin, “An Improved Mechanical Sensorless Maximum Power Point Tracking Method for Permanent-Magnet Synchronous Generator-Based Small Wind Turbines Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 5, pp. 4765–4775, 2022, doi:10.1109/TIE.2021.3084176.



- [7] V. Yaramasu, A. Dekka, M. J. Durán, S. Kouro, B. Wu, “PMSG-based wind energy conversion systems: survey on power converters and controls”, *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 6, 2017, URL: <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/full/10.1049/iet-epa.2016.0799>.
- [8] E. Mousarezade, A. Polat, L. T. Ergene, “Wind Turbine Emulator Based on Small-Scale PMSG by Fuzzy FOC”, in *2020 IEEE International Conference*, IEEE, 2020.
- [9] M. A. Mossa, R. A. Mohamed, “Performance Enhancement of a Grid Connected Wind Turbine-Based PMSG Using Effective Predictive Control Algorithm”, *IEEE Access*, 2025, URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10947720>.
- [10] A. Prévost, K. Latoufis, V. Léchappé, R. Delpoux, X. Brun, “Experimental Comparison of Passive and Synchronous Rectification on a Locally Manufactured Small Wind Turbine”, in *2023 6th International Conference on Renewable Energy for Developing Countries (REDEC)*, IEEE, 2023, doi:10.1109/REDEC58286.2023.10208175.
- [11] D. S. de Castro, *Modelagem de Conversores de Potência para Implementação em Hardware-in-the-Loop com MCUs de Alto Desempenho*, Dissertação (mestrado em ciências - sistemas dinâmicos), Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo (EESC-USP), São Carlos, 2021, URL: <https://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/18/18153/tde-01122021-153027/publico/DissertCastroDanielSilvadeCorrig.pdf>, acessado em: 14 abr. 2026.
- [12] S. Buso, P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, 2 ed., Morgan & Claypool Publishers, 2015.
- [13] STMicroelectronics, *AN5325: Application note - How to use the CORDIC to perform mathematical functions on STM32 MCUs*, 2019, URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5325-how-to-use-the-cordic-to-perform-mathematical-functions-on-stm32-mcus-stmicroelectronics.pdf, acessado em: 05 maio 2026.
- [14] X. Zhao, *et al.*, “Software and Hardware Collaborative Design of PMSM FOC System Based on CORDIC Algorithm Improvement”, in *2023 IEEE International Conference on Electrical Engineering*, IEEE, 2023.
- [15] A. G. Bartsch, R. Trentini, D. Greff, “Dual sensorless approach for wind energy distributed generation”, in *International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, IEEE, 2026.
- [16] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, CRC Press, Boca Raton, 2017.
- [17] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr, S. D. Umans, *Máquinas Elétricas*, 7 ed., AMGH Editora, Porto Alegre, 2014.
- [18] R. Krishnan, *Electric motor drives: modeling, analysis, and control*, Prentice Hall, New Jersey, 2001.
- [19] E. Dueñas-Reyes, O. A. Jaramillo, E. C. Mercado, E. Hernández-Mayoral, D. Pacheco-Bautista, “Enhancing the Reliability of Back-to-Back Converters in Small Wind Turbines: A Comprehensive Robust Stability Study of NL-PI Control Under Extreme Operating Gusts”, *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol. 6, pp. 2027–2039, 2025, doi:10.1109/OJPEL.2025.3633563.
- [20] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, “Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 1112–1122, 2006, doi:10.1109/TIA.2006.877737.
- [21] B. Akin, M. Bhardwaj, *Sensorless Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors*, Texas Instruments, 2013, URL: <https://www.ti.com/lit/an/sprabq8/sprabq8.pdf>.
- [22] A. G. Bartsch, R. Trentini, A. Nied, J. de Oliveira, F. Fernandes, S. F. d. Agnolo, M. S. M. Cavalca, “Design Guide for Integral CCS-MPC Applied to a Surface Permanent Magnet Synchronous Motor with HiL Implementation”, *Eletrônica de Potência*, vol. 30, p. e202517, Feb. 2025, doi:10.18618/REP.e202517, URL: <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/1003>.
- [23] P. I. A. R. Jr., “Controle Vetorial (Fasorial) de um Motor Assíncrono Trifásico usando DSP’S”, *Revista Liberato*, vol. 7, no. 7, 2013, URL: <https://revista.liberato.com.br/index.php/revista/article/view/76>, acessado em: 15 abr. 2026.
- [24] STMicroelectronics, *RM0440 Reference manual: STM32G4 Series advanced Arm-based 32-bit MCUs*, 2024, URL: https://www.st.com/resource/en/reference_manual/rm0440-stm32g4-series-advanced-armbased-32bit-mcus-stmicroelectronics.pdf, acessado em: 24 fev. 2026.
- [25] Typhoon HIL Inc., *Typhoon HIL Hardware User Guide*, 2023, URL: <https://www.typhoon-hil.com/documentation/typhoon-hil-hardware-manual/>, acessado em: 24 fev. 2026.
- [26] G. Serenini, “Códigos-fonte e arquivos de simulação do controle digital de uma PMSG em ambiente C-HIL”, Repositório GitHub, 2026, URL: <https://github.com/gutoserenini-cloud/STM32G474RE>.
- [27] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, vol. 2, Wiley Online Library, 2002.



APÊNDICE A - TRANSFORMAÇÕES DE COORDENADAS

A modelagem e o controle de máquinas trifásicas podem ser realizados por meio de transformações de coordenadas, que permitem representar as grandezas elétricas em referenciais mais adequados à análise e ao controle. No caso de sistemas equilibrados, as variáveis trifásicas do estator podem ser inicialmente projetadas em um referencial bifásico estacionário (α, β) e, posteriormente, em um referencial síncrono rotativo (d, q) , alinhado à posição elétrica do rotor [16], [21].

A Transformada de Clarke converte o sistema trifásico estacionário (a, b, c) em um sistema bifásico ortogonal estacionário (α, β) . Considerando a invariância de amplitude e a convenção de eixos adotada neste trabalho, que inverte a orientação do eixo β em relação à convenção usualmente aplicada em eletrônica de potência [27], a transformação é expressa por

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Para um sistema trifásico equilibrado,

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad (21)$$

de modo que

$$i_c = -(i_a + i_b). \quad (22)$$

Substituindo essa relação em (20), obtém-se a forma simplificada utilizada no *firmware*:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Essa forma permite calcular as componentes i_α e i_β a partir de apenas duas correntes medidas, dispensando a medição independente de i_c sob a hipótese de sistema trifásico equilibrado.

Na sequência, a Transformada de Park converte as coordenadas estacionárias (α, β) para o referencial síncrono rotativo (d, q) , definido a partir da posição elétrica do rotor θ_e [21]. Considerando a convenção de eixos utilizada neste trabalho, a transformação implementada é dada por

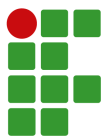
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (24)$$

Sob o alinhamento do referencial síncrono com o campo do rotor, grandezas senoidais no referencial estacionário passam a ser representadas por componentes aproximadamente constantes em regime permanente. Essa característica facilita a modelagem da máquina e a implementação das estratégias de controle no referencial dq .

As tensões de referência calculadas no referencial síncrono são posteriormente convertidas para o referencial estacionário por meio da Transformada Inversa de Park. Para a convenção adotada, tem-se

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \\ \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix}. \quad (25)$$

As componentes v_α^* e v_β^* constituem as referências de tensão no referencial estacionário e são utilizadas posteriormente na interface entre o controlador embarcado e o conversor emulado.



APÊNDICE B - ESQUEMÁTICO IMPLEMENTADO NA PLATAFORMA TYPHOON HIL

A Figura 11 apresenta o esquemático completo desenvolvido na plataforma Typhoon HIL para a validação do sistema em ambiente C-HIL. O modelo contempla a PMSG, o conversor estático de potência, a modulação PWM e os blocos responsáveis pelo condicionamento e pela transferência dos sinais entre a planta emulada e o microcontrolador STM32G474RE.

As entradas analógicas do emulador recebem as tensões de referência v_{α}^* e v_{β}^* produzidas pelos conversores digital-analógico do microcontrolador. Em sentido oposto, o Typhoon HIL fornece as correntes estatóricas, a referência de velocidade e as variáveis mecânicas utilizadas nas configurações de realimentação por *encoder* e por aquisição analógica.

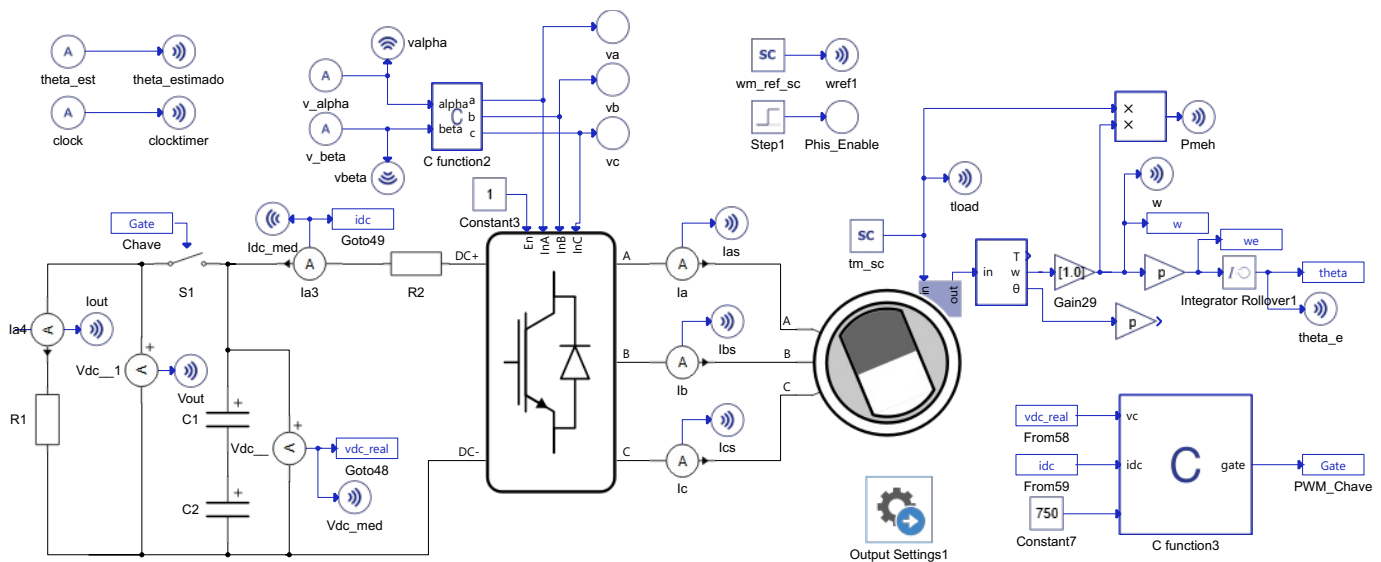


Fig. 11. Esquemático completo da planta implementada na plataforma Typhoon HIL para a validação do sistema de controle em ambiente C-HIL.



APÊNDICE C - REPOSITÓRIO DOS CÓDIGOS E ARQUIVOS DE SIMULAÇÃO

Os arquivos desenvolvidos durante este trabalho foram disponibilizados em um repositório público na plataforma GitHub, acessível pelo endereço:

<https://github.com/gutoserenini-cloud/STM32G474RE>

O repositório reúne os códigos-fonte utilizados no microcontrolador STM32G474RE, incluindo as diferentes configurações avaliadas para o cálculo das funções trigonométricas e para a aquisição das variáveis de realimentação. Também estão disponíveis os arquivos dos modelos desenvolvidos na plataforma Typhoon HIL, os parâmetros empregados nas simulações e os materiais auxiliares utilizados na geração e na análise dos resultados.

A versão dos arquivos corresponde aos resultados apresentados neste trabalho. Alterações posteriores no repositório podem não corresponder integralmente às configurações utilizadas nos ensaios descritos neste documento.