

# UMA AVALIAÇÃO DE MÉTODOS DE CONTROLE PREDITIVO APLICADOS A UM MOTOR DE INDUÇÃO

Adjair Ferreira B. Filho, Francisco Elvis C. Souza, Luciano Pereira S. Júnior, José Soares B. Lopes,  
Andrés O. Salazar, Werbeth Luiz A. Silva

Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN), Natal - RN, Brasil  
e-mail: adjair.filho@ifrn.edu.br, elvis.carvalho@ifrn.edu, luciano.junior@ifrn.edu, jose.soares@ifrn.edu,  
andres@dca.ufrn.br, werbethluizz@hotmail.com

**Resumo** – Este artigo apresenta uma análise comparativa em relação ao desempenho dinâmico, entre os controladores preditivos bilinear compensado, preditivo bilinear, preditivo linear e um PI clássico aplicados a uma planta não linear constituída por um motor de indução. O sistema é composto por um motor de indução trifásico de 2,2 kW, 4 polos, 60 Hz com o rotor em gaiola, acionado por uma bancada de testes localizada no Laboratório de Acionamento de Máquinas da UFRN. São apresentados resultados dinâmicos para uma variação de  $\pm 5\%$  do valor da velocidade mecânica e para uma variação de  $\pm 10\%$ , no valor da carga nominal aplicada ao motor. Os resultados comprovaram que os controladores preditivos bilineares, com destaque para o bilinear compensado, produziram uma melhor dinâmica e foram mais representativos, quando comparados com os controladores lineares em análise, isto é, o PI e o controlador preditivo linear.

**Palavras-Chave** – Análise Dinâmica de Controladores, Controle Preditivo Bilinear, Controle Preditivo Generalizado, Controle Vetorial, Motor de Indução.

## BILINEAR PREDICTIVE CONTROLLERS APPLIED IN AN INDUCTION MOTOR

**Abstract** – This paper presents a comparative analysis of the dynamic performance between bilinear predictive controller compensated, bilinear predictive, linear predictive and a classical PI applied to a nonlinear plant constituted by an induction motor. The system consists of a 2.2 kW, 4-pole, 60 Hz three-phase induction motor with cage rotor, driven by a test bench located at the Machine Drive Laboratory of UFRN. Dynamic results are presented for a variation of  $\pm 5\%$  of the mechanical speed value and for a variation of  $\pm 10\%$  in the value of the nominal load applied to the motor. The results showed that the bilinear predictive controllers with the bilinear compensated as a highlight, produced better dynamics and were more representative when compared to the linear controllers under analysis, that is, the PI and the linear predictive controller.

**Keywords** – Bilinear Predictive Control, Dynamic Analysis of Controllers, Generalized Predictive Control, Induction Motor, Vector Control.

Artigo submetido em 01/09/2016. Primeira revisão em 24/10/2016. Aceito para publicação em 30/12/2016 por recomendação do Editor Marcelo Cabral Cavalcanti.

## I. INTRODUÇÃO

Os controladores preditivos caracterizam-se por utilizar previsões do comportamento futuro de variáveis controladas de um dado sistema para realizar o cálculo da lei ótima de controle. Estes se baseiam em modelos que descrevem a dinâmica do sistema, considerando também a influência do ruído e de determinadas perturbações. A diferença entre as classes distintas de controladores preditivos está basicamente no tipo de modelo adotado. Essa técnica de controle, conhecida como “Model Predictive Control” (MPC) é hoje reconhecida como uma das principais estratégias de controle no ambiente industrial por sua capacidade de tratar restrições, além de trabalhar com sistemas multivariáveis [1]-[3].

Apesar da grande maioria dos processos industriais serem essencialmente não lineares, o projeto de controladores para estes processos em sua maioria é baseado em modelos lineares. Isto, evidentemente, gera uma limitação no controle desses processos quando as não linearidades presentes interferem significativamente no desempenho do controlador afetando o comportamento do sistema. Em alguns casos chega a ser crucial para a estabilidade em malha fechada. Segundo [4], [5] pesquisas comprovam que alguns processos que apresentam alto grau de não linearidade são insuficientemente representados e controlados por algoritmos de controle preditivo quando utilizam modelos lineares. Essa condição fez com que o estudo de controladores preditivos não lineares fosse cada vez mais aprofundado e diversos trabalhos [6]-[9] tenham sido propostos com o objetivo de tornar os controladores mais robustos no tratamento das não linearidades.

De acordo com [10], o MPC vem se desenvolvendo nos últimos trinta anos. Durante a primeira década, a metodologia foi desenvolvida e adotada pela indústria, na segunda década, os avanços foram guiados por um maior entendimento matemático e, conseqüentemente, houve a melhora da técnica, já na terceira década, os esforços concentraram-se em fazer o Controle Preditivo mais ágil em termos de tempo. Durante essas décadas, o campo de ação do MPC tem sido ampliado, passou a ser usado em aplicações mecânicas e sistemas eletroeletrônicos.

Na maior parte dos processos industriais, um modelo bilinear é uma forma natural de representar as não linearidades destes, tornando a representação mais realística [11]. Por exemplo, a modelagem de motores de indução que possuem um comportamento essencialmente não linear, sendo, em especial, o modelo bilinear é uma forma natural de representação deste [12].

Dentre as técnicas de controle de velocidade do motor de indução [13], aquela descrita em [14] foi escolhida para o presente trabalho uma abordagem de controle preditivo baseado em modelos bilineares. Devido à estrutura não linear dos motores de indução, a modelagem se torna mais complexa, de forma que sua simplificação para um modelo linear requer algumas aproximações e restrições. Dessa forma, um modelo linear para representação de processos não lineares tem uma deficiência destacada, tendo em vista que modelos simples são frequentemente inadequados e uma aproximação mais realista é necessária [15]. O controlador preditivo não linear, que utiliza um modelo não linear, mais realista, é frequentemente mais complexo, sacrificando a simplicidade associada às técnicas lineares, de forma a alcançar um melhor desempenho.

## II. CONTROLADOR PREDITIVO BASEADO EM MODELOS BILINEARES

Para o desenvolvimento do controlador preditivo baseado em sistemas bilineares, foi analisado o caso do sistema monovariável - SISO (Simple Input, Simple Output). A extensão da estrutura do modelo padrão linear, autoregressivo, média móvel, integral, com sinal exógeno ARIMAX (Autoregressive Integrated Moving Average with Exogenous Input) com a adição do termo bilinear conduz à representação não linear ARIMAX ou NARIMAX (Autoregressivo não Linear Integrado de Média Móvel com Entradas Exógenas), diferentemente da apresentada por [16]. Essas representações não lineares, conhecidas como representação polinomial de sistemas bilineares, têm a seguinte forma:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k-1) + \sum_{i=1}^{n_a} \sum_{j=1}^m d_{(i-d)j} u(k-j-i+1)y(k-1) + \frac{C(q^{-1})}{\Delta(q^{-1})} e(k) \quad (1)$$

em que:  $d_{l,j} = 0$  para  $\forall l < 0$ ;  $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$ ;  $u(k), y(k)$  e  $e(k) \in \mathcal{R}$  são, respectivamente, as sequências da entrada, da saída e do ruído branco;  $d \geq 1$  é o retardo do sistema expresso como um múltiplo inteiro do período de amostragem. E ainda:

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \\ C(q^{-1}) &= 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} + \dots + c_{n_c} q^{-n_c} \end{aligned} \quad (2)$$

com  $b_0 \neq 0$  e os zeros de  $C(q^{-1})$ , por hipótese, assumidos que estão no interior do círculo unitário.

Assim, em [17] foi apresentada a extensão para o caso bilinear do Controlador de Variância Mínima, desenvolvido por [18], para o caso linear. Neste, o modelo bilinear adotado apresenta limitações por utilizar uma estrutura particular, a qual possibilita à obtenção do preditor e, conseqüentemente, a determinação de uma expressão analítica da lei de controle. Assim, na análise da função objetivo e seu reflexo nas

propriedades da lei de controle obtida na otimização, o controlador de variância mínima não foi adequado para resolver o problema servo, sendo de fato um regulador de variância mínima. Além disso, o sinal de controle gerado por este, em alguns casos, é grande, e esse controlador não é adequado a plantas de fase não mínimas. No entanto, deve-se observar que este é o algoritmo implicitamente mais simples e constitui a base para os controladores preditivos mais gerais.

Em [19] é apresentado o algoritmo de controle denominado Controlador de Variância Mínima Generalizado. Esse algoritmo mantém a característica de regulador de variância mínima e apresenta ainda a capacidade de rastreamento. Sobre o caminho deste desenvolvimento [20] apresentou uma versão para o caso bilinear, enfatizando a importância e as vantagens de tal representação na indústria. O autor destaca que a bilinearidade aparece principalmente em virtude da escolha de fluxos como variáveis manipuladas e da temperatura e concentração como variáveis controladas do processo. No balanço de massa e de energia, essas variáveis aparecem na forma de produto. No entanto, o autor, no desenvolvimento do controlador proposto, utilizou um modelo bilinear que não contempla esse caso. De fato, a bilinearidade considerada envolve o produto da variável de saída referente a instantes distintos e também iguais. Embora esse modelo tenha capacidade de representar sistemas não lineares, não representa a bilinearidade mais frequente acima citada e, de fato, muito importante.

Em 1987, no mesmo ano em que Clarke desenvolveu o Controle Preditivo Generalizado GPC (Generalized Predictive Control), [21] apresentou um controlador preditivo baseado em modelos bilineares. À época, os pesquisadores estavam motivados pelo desenvolvimento da base teórica do controle preditivo, tendo em vista o sucesso apresentado pelos Controladores Algorítmicos baseado em Modelo MAC (Model Algorithm Control) e controlador preditivo por matriz dinâmica DMC (Dynamic Matrix Controller), os quais foram desenvolvidos de forma heurística. Em sua proposta, o modelo bilinear adotado, por hipótese, não representa o distúrbio, sendo este estimado no instante  $k$  e ainda, por hipótese, considerado constante ao longo do horizonte de predição, semelhantemente ao DMC. Ainda com relação ao modelo bilinear adotado, este considera o termo bilinear na forma:

$$y(k-1)u(k-i-d) \quad (3)$$

com  $i \geq 1$  e  $d \geq 1$ .

Observa-se, assim, que a bilinearidade considerada dá-se com o produto da variável controlada e da variável manipulada somente em instantes distintos. Isso, evidentemente, não é o caso geral. Com relação à característica do controlador preditivo proposto, este foi desenvolvido para o caso especial em que o horizonte de predição é igual ao horizonte de controle, sendo obtido explicitamente somente o sinal de controle no instante  $k$ . Observa-se ainda que nenhuma abordagem formal para a identificação do modelo utilizado no citado trabalho é apresentada, e a solução do problema de otimização

resultante requer ainda o desenvolvimento de técnicas de programação não lineares para o caso.

Em [22] foi apresentada uma extensão do controlador preditivo generalizado para uma classe de sistemas não lineares. Embora os autores afirmem que esse controlador apresenta bom desempenho em controle de processos com não linearidades do tipo bilinear, isso não se verifica de fato. Pode-se fazer essa afirmação, tendo em vista que o modelo não linear utilizado na predição, a qual é utilizada na minimização da função objetivo para obtenção da Lei de Controle, não apresenta qualquer característica bilinear. Consequentemente, essa lei não será eficiente em controle de processos com não linearidades dominantes do tipo bilinear.

De fato, a obtenção de uma lei de controle explícita que minimize um critério quadrático sujeito a um modelo bilinear é um problema de otimização não linear e uma solução analítica para o problema não pode ser obtida. Em essência, existem dois métodos representativos adotados na solução de controle preditivo não linear. Um dos métodos é o da abordagem da programação não linear que utiliza um algoritmo de otimização não linear, tal como o Gradiente Reduzido Generalizado - Generalized Reduced Gradient (GRG) e a Programação Quadrática Sucessiva - Sequential Quadratic Programming (PQS). Neste contexto, [23] apresentou um controlador preditivo baseado em sistemas bilineares. O outro método é o que utiliza técnicas distintas de linearização, destacando-se a utilização de séries de Volterra, a linearização através de realimentação de saída e a utilização do modelo "timestep quasilinear". A abordagem da linearização através da realimentação de saída foi apresentada por [24].

### III. MODELAGEM MATEMÁTICA DO MOTOR DE INDUÇÃO

Para o motor de corrente alternada trifásico, o modelo trifásico convencional tem suas grandezas de estator referidas a um referencial estacionário enquanto as grandezas do rotor a um referencial girante. Isso torna as indutâncias mútuas entre estator e rotor dependentes da posição deste, fazendo-as parâmetros variáveis, o que dificulta bastante a resolução das equações dinâmicas da máquina. Devido a essa característica, o modelo trifásico não é utilizado para o estudo dinâmico da máquina de indução.

Para simplificar o modelo aplicam-se transformações nas variáveis da máquina (fluxo, corrente e tensão) de forma que todas sejam representadas em um único referencial. Se este girar sincronizado com o campo girante da máquina, as indutâncias passam a ser invariantes no tempo.

A partir desse conceito, surgiram muitas técnicas de controle, das quais destaca-se o controle por campo orientado amplamente estudado em [25]-[27], que consiste em fixar no eixo direto do sistema de coordenadas síncronas um dos fluxos magnéticos: o de estator, o de rotor ou o de entreferro.

De acordo com [28], o referencial no fluxo do rotor tem preferência quando se deseja simplificar a implementação prática e minimizar o esforço computacional do sistema. O controle de campo orientado tem emergido como uma importante aproximação para o controle de máquinas de

corrente alternada a ser discutido e desenvolvido na literatura.

A modelagem matemática não será descrita, pois essa já foi desenvolvida em [25], [27], [28]. Assim será apresentada de forma sucinta e direta, abordando os pontos mais importantes.

#### A. Controle Indireto por Orientação Segundo o Fluxo do Rotor

A técnica de orientação de campo possibilita um desacoplamento entre o torque e o fluxo na máquina de corrente alternada, semelhante ao que ocorre na máquina de corrente contínua com excitação independente. Essa possibilidade permite a melhoria das suas características dinâmicas.

A orientação pelo fluxo do rotor consiste em fixar o eixo direto do sistema de coordenadas síncronas com o fluxo do rotor. Logo, não se tem a componente em quadratura ( $\phi_{rq}=0$ ) e o fluxo do rotor é a própria componente de eixo direto.

$$\vec{\phi}_{rdq} = \phi_{rd} = \phi_r \cdot \quad (4)$$

Expressando as equações do modelo matemático da máquina em função dos vetores espaciais fluxo de rotor e corrente de estator e fazendo algumas manipulações matemáticas, chega-se à seguinte equação para o fluxo do rotor [28]:

$$\frac{d\phi_r}{dt} + \frac{1}{\tau_r} \phi_r = \frac{L_m}{\tau_r} i_{sd} \quad (5)$$

$$\omega_2 = \frac{L_m}{\phi_r \tau_r} i_{sq} \quad (6)$$

em que  $\phi_r$  é o fluxo de rotor;  $L_m$  é a indutância de magnetização;  $\tau_r$  é a constante de tempo do rotor, que pode ser calculada por  $\tau_r = L_r/R_r$ , sendo  $L_r$  a indutância própria de rotor e  $R_r$  a resistência elétrica do rotor;  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  são, respectivamente, as componentes de eixos direto e em quadratura da corrente de estator. A equação (6) calcula a frequência de escorregamento  $\omega_2$ .

O torque eletromagnético ( $T_{em}$ ) desenvolvido nesse sistema de referência é dado por:

$$T_{em} = \frac{3}{4} p \frac{L_m}{L_r} \phi_r i_{sq} \quad (7)$$

em que  $p$  é o número de pares de polos.

Observa-se em (5) e (7) que o fluxo do rotor é função apenas de  $i_{sd}$ , enquanto que se o fluxo permanecer constante o torque eletromagnético depende apenas de  $i_{sq}$ . Isso caracteriza um desacoplamento no controle do fluxo em relação ao controle do conjugado. Tal fato leva uma analogia com a máquina de corrente contínua: a corrente  $i_{sd}$  é análoga à corrente de campo associada ao controle do fluxo, já a corrente  $i_{sq}$  é análoga à corrente de armadura associada ao controle do torque.

A equação mecânica é dada por:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_{em} - T_l \quad (8)$$

onde  $T_l$  é o torque de carga e  $\omega_m$  é a velocidade angular mecânica do rotor, que está relacionada com a velocidade angular elétrica do rotor  $\omega_e$  por meio do número de pares de polos:

$$\omega_e = p\omega_m. \quad (9)$$

Assim, (5)-(8) formam o modelo matemático para o motor de indução alimentado por um inversor fonte de corrente. O diagrama de blocos correspondente está na Figura 1.

No diagrama, foi acrescentado o bloco de transformação das correntes do estator do sistema estacionário  $\alpha\beta$  para o sistema síncrono  $dq$ , a partir do conhecimento da posição espacial do fluxo do rotor  $\delta_r$ . A transformação  $dq - \alpha\beta$  é obtida tomando-se o produto:

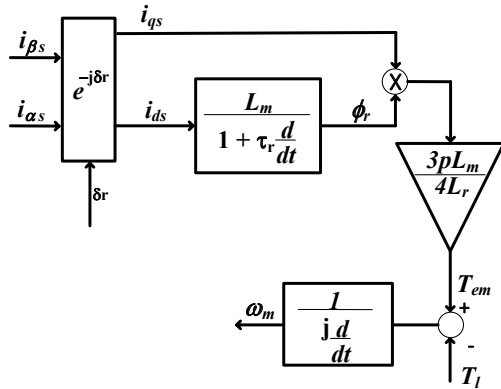


Fig. 1. Diagrama de blocos do modelo matemático do motor de indução em coordenadas de campo do rotor.

$$\vec{i}_{sdq} = e^{-j\delta_r} \vec{i}_{s\alpha\beta}. \quad (10)$$

Essa transformação em coordenadas cartesianas e na forma matricial é:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta_r & -\text{sen} \delta_r \\ \text{sen} \delta_r & \cos \delta_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

A determinação da posição espacial do fluxo do rotor é essencial para implementação do controle por orientação do fluxo do rotor.

Uma forma de determinar a posição espacial do fluxo de rotor é fazendo-se a soma de sua posição em relação à estrutura física de rotor  $\theta_2$  com a posição espacial do rotor  $\theta_r$ , isto é:

$$\delta_r = \theta_2 + \theta_r, \quad (12)$$

ou

$$\delta_r = \int_0^t \omega_2(\tau) d\tau + \int_0^t p\omega_m(\tau) d\tau. \quad (13)$$

O  $\omega_2$  é a frequência de escorregamento dado por (6) e  $\omega_m$  é a frequência angular do rotor obtida por um transdutor.

Segundo [28], uma alternativa para se determinar a frequência de escorregamento é através da seguinte expressão:

$$\omega_2 = \frac{1}{\tau_r} \frac{I_{sq}^*}{I_{sd}^*} \quad (14)$$

onde  $I_{sd}^*$  e  $I_{sq}^*$  são os valores de referência para as componentes da corrente de estator.

### B. Identificação dos Modelos Matemáticos

A planta utilizada foi um motor de indução trifásico, cujos dados são apresentados na Tabela I. Para a implementação dos controladores foi adotado um período de amostragem de 0,25 milissegundos, o que corresponde a uma frequência de chaveamento de 4 kHz. Para identificação dos modelos, foi utilizado o método dos mínimos quadrados recursivo. Foram aplicados degraus de +5% e +10% do ponto de operação para todos os controladores e gerados os dados suficientes para a estimação dos parâmetros.

TABELA I  
Dados do Motor de Indução

Variável	Valor
Potência	2,2 kW
Velocidade	1700 RPM
Polos	4
Tensão	380 V
Frequência	60 Hz

### C. Modelo Linear Clássico (PI)

Foi utilizado o método de identificação dos mínimos quadrados recursivo para obtenção da equação de diferenças para o sistema linear:

$$y(k) = 0,9531y(k-1) + 0,00083u(k-1). \quad (15)$$

O ajuste do controlador PI foi realizado utilizando o método de Ziegler e Nichols [29]. A partir do modelo obtido pelo método de identificação conforme (15), simulações em malha fechada foram realizadas com um controlador PI, a fim de testar diferentes sintonias até alcançar um desempenho satisfatório. A Figura 2 mostra o desempenho para três diferentes sintonias chamadas de PI1, PI2 e PI3. Conforme visto na Figura 2, verificou-se que o PI3 apresentou melhor desempenho em relação aos demais, sendo escolhido para ser aplicado ao sistema. O controlador PI escolhido é representado por (16):

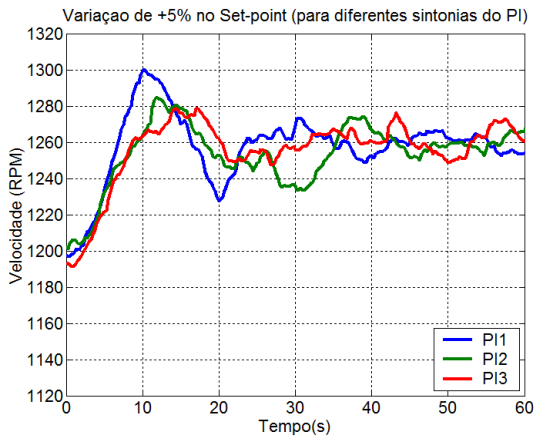


Fig. 2. Comparação entre três diferentes sintonias para o controlador PI.

$$c(z) = 0,0002 \left( \frac{z - 0,93}{z - 1} \right). \quad (16)$$

Assim, foi obtida a seguinte equação de diferenças:

$$u(k) = 0,0002e(k) - 0,000186e(k-1) + u(k-1). \quad (17)$$

#### D. Modelos Preditivos

Após cálculos realizados na obtenção dos modelos utilizando a técnica dos mínimos quadrados recursivo, chegou-se aos seguintes modelos para os controladores preditivos:

A equação (18) representa o controlador preditivo linear:

$$(1 - 0,9531q^{-1})y(k) = 0,00083u(k-1) + e(k). \quad (18)$$

A equação (19) representa o controlador GPC bilinear (quase linear por degrau de tempo):

$$\begin{aligned} (1 - 0,9531q^{-1})y(k) &= 0,2u(k-1) \\ -0,0000005u(k-1)y(k-1) &+ e(k) \end{aligned} \quad (19)$$

No caso do controlador bilinear, a aproximação utilizada (quase linear por degrau de tempo), produz um erro de predição. Este erro aumenta a medida que o horizonte de predição aumenta, o que evidentemente pode degradar o desempenho do controlador. Em função disto, [30] propôs o controlador GPC bilinear compensado (quase linear por degrau de tempo) descrito por:

$$\begin{aligned} (1 - 0,9531q^{-1})y(k+i) &= (L_i(q^{-1}) + 0,2) \\ \cdot y(k-1+i) &+ e(k+i) \end{aligned} \quad (20)$$

O termo de compensação  $L_i(q^{-1})$  referente ao horizonte  $i$  é adicionado ao modelo quasilinear, objetivando corrigir a predição realizada no instante  $k$  por este modelo, para um dado horizonte  $i$ . O termo de compensação é um polinômio cuja estrutura é descrita em [30].

A sintonia do controlador preditivo bilinear, principalmente do horizonte de predição, foi baseada na

característica da resposta ao degrau do motor de indução em malha aberta. Para os controladores preditivos, foi adotado um horizonte de predição  $N=4$  e os termos de ponderação  $\lambda=36$  e  $\delta=1$ , em suas funções objetivos.

#### IV. DESCRIÇÃO DA BANCADA DE TESTES

A Figura 3 mostra a configuração da bancada de testes, os circuitos de força e de comando, o diagrama de blocos do sistema. O inversor de frequência foi parametrizado de forma a trabalhar em malha aberta, possibilitando a implementação de um controlador externo utilizando os blocos mais importantes do inversor.

Um circuito de comando e força foi desenvolvido em um gabinete, tornando o circuito mais otimizado e eficaz em termos de acionamento e proteção para o inversor adotado. A alimentação do circuito de comando é monofásica (220 V).

Sinalizações do tipo ligado e erros do tipo sobre tensão, sobre corrente e falta de fase, que podem acarretar problemas para o inversor, foram dispostas no quadro de comando para uma melhor visualização do sistema.

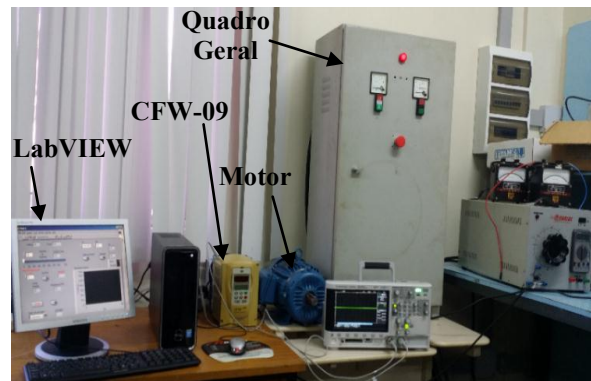


Fig. 3. Configuração da bancada de testes.

#### A. Utilização do Inversor CFW-09

O inversor possui uma grande versatilidade, porém foram utilizadas apenas algumas partes do seu módulo de controle. O inversor foi configurado para o controle vetorial sem sensor, o qual faz a estimativa dos parâmetros necessários para a implementação do controle. Essa estimativa é realizada através do ensaio do motor, feita pelo próprio inversor. Foi desabilitado o controlador PI do inversor (Modelo de Fábrica) através de uma entrada digital de forma que ele operasse em malha aberta, funcionando todo o restante do circuito do inversor, inclusive o controle vetorial, que é importante para o nosso propósito. Isso nos permitiu a utilização de um controlador externo de forma bastante eficaz, utilizando um computador e um software adequado para a implementação do controlador e fechamento da malha com o inversor. Este é aproveitado de forma a simplificar todo o processo, uma vez que, para a implementação de um controlador, seria necessária uma grande quantidade de circuitos e instrumentação, o que torna a sua implementação muito onerosa e sujeita a erros sistemáticos, além de outros. A bancada adotada torna possível a implementação de vários tipos de controladores de forma muito mais simples e versátil. O diagrama da Figura 4 mostra a configuração de fábrica do inversor.

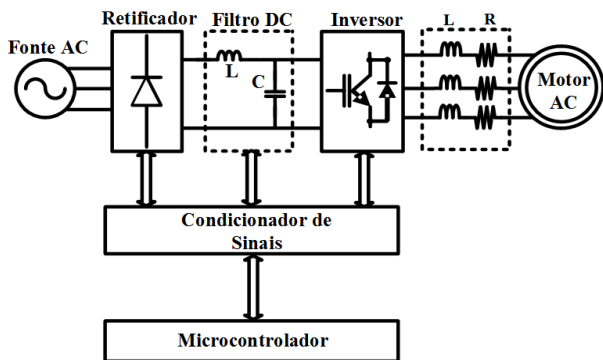


Fig. 4. Configuração do inversor.

A Figura 4 mostra que o inversor de frequência não se resume apenas a um único módulo do inversor, e sim a um conjunto de módulos. Com a bancada em funcionamento, o usuário apenas envia um sinal de referência para o controle microprocessado, que enviará em forma de sinais PWM o controle da frequência do sinal de saída.

O controle vetorial garante que o usuário possa efetuar uma estratégia de controle que garanta o controle do torque do motor, ou seja, a bancada foi configurada de tal forma que as estratégias de controle possam garantir não somente o controle de velocidade como também o controle da carga aplicada ao motor. A Figura 5 mostra o diagrama de blocos do sistema.

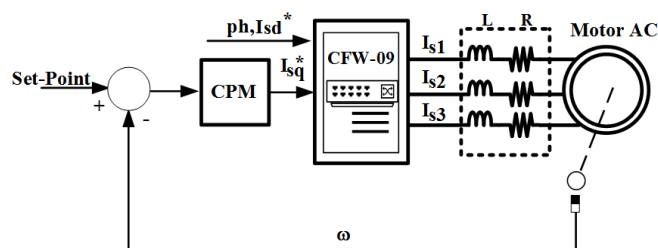


Fig. 5. Diagrama de blocos do sistema.

### B. Software Utilizado (Labview®)

O Labview foi utilizado na programação gráfica. A linguagem gráfica é uma linguagem de alto nível, baseada no fluxo de dados através de um diagrama de blocos, sendo dispensado qualquer tipo de formalismo sintático típico das linguagens de programação convencional e sequencial para a construção do código fonte facilitando bastante o trabalho do programador [31].

## V. RESULTADOS PRÁTICOS

Nesta seção, serão mostrados os resultados práticos, por meio da análise dos desempenhos dinâmicos dos controladores em relação ao tempo de resposta e ao esforço do controle do sistema e uma comparação entre eles.

Os testes dividem-se em variação no valor do set-point, aplicando-se um de degrau de +5% e variação do valor da carga nominal aplicada ao eixo do motor em +10% e -10%, Figuras 6 e 7 respectivamente. Todos os resultados foram obtidos comparando-se a dinâmica do controlador linear clássico PI, do preditivo linear, do preditivo bilinear e do preditivo bilinear compensado, submetendo-os a situações

que envolvem a variação de +5% velocidade mecânica de 1200 RPM e variações +10% e -10% no valor da carga acoplada ao eixo do motor e, assim, verificando a melhor sintonia para todos os controladores em análise. São apresentados através de gráficos, as respostas dos controladores, a partir das quais são comparados os desempenhos de cada um deles para diferentes situações de carga e variação na velocidade mecânica.

Provocando-se uma variação de +5% no valor do set-point de 1200 RPM para 1260 RPM, verifica-se na Figura 6 que os controladores preditivos bilineares possuem melhor desempenho comparados aos modelos lineares, em relação ao tempo de resposta do sistema, com destaque para o Controlador Bilinear Compensado, que apresentou menor overshoot. Foi adotado para os modelos preditivos  $\lambda=37$ , mantendo-se sempre o controlador PI com a melhor sintonia.

A Figura 7 mostra o comportamento do sinal de controle para este mesmo experimento. Onde foi constatado que os controladores bilineares possuem um menor esforço de controle, quando comparados aos modelos lineares. Isso significa que os controladores bilineares apresentam respostas mais rápidas aplicando menos energia ao sistema, com destaque importante para o Bilinear Compensado.

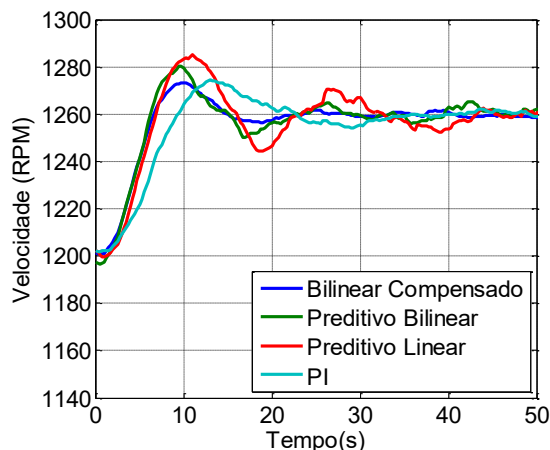


Fig. 6. Resposta à variação de +5% no valor do set-point.

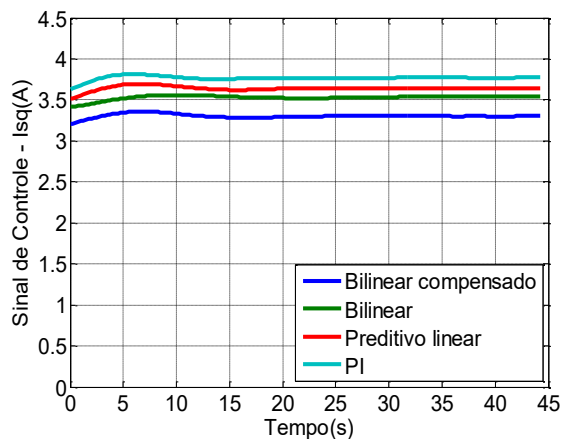


Fig. 7. Sinal de controle para uma variação de +5% no valor do set-point.

Foram realizados testes comparativos com os controladores variando-se o valor da carga nominal aplicada ao motor em +10% e -10% do seu valor nominal. Os testes também foram realizados com um fator de ponderação  $\lambda=37$  para os controladores preditivos. O modelo clássico PI é mantido na sua melhor sintonia.

A Figura 8 mostra o desempenho dos controladores quando submetidos a uma variação de +10% no valor da carga nominal aplicada ao eixo do motor. Verifica-se que o Controlador Bilinear Compensado mostrou melhor desempenho no tempo de resposta. Também foi observado que todos os controladores preditivos superaram o controlador PI.

Com relação ao sinal de controle, a Figura 9 mostra que os modelos bilineares possuem um menor esforço de controle quando comparados aos modelos lineares.

A Figura 10 mostra o desempenho dos controladores quando submetidos a uma variação de -10% no valor da carga nominal aplicada ao eixo do motor. Neste caso, destacamos um melhor desempenho no tempo de resposta para o modelo Bilinear Compensado.

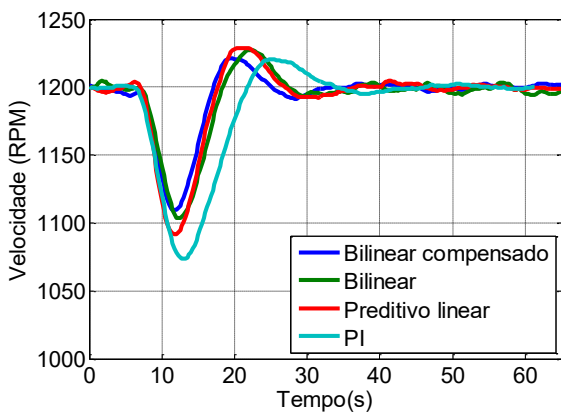


Fig. 8. Resposta para uma variação de +10% no valor da carga.

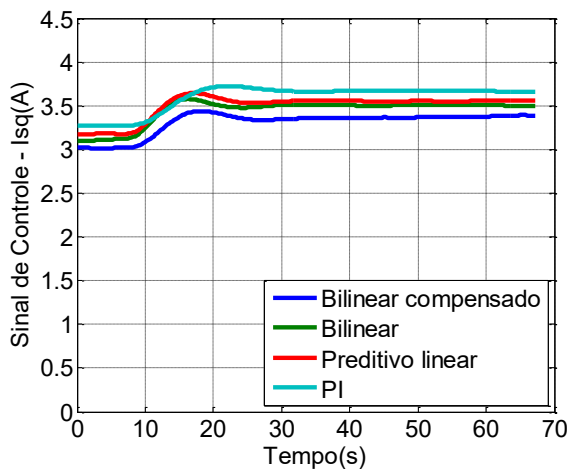


Fig. 9. Sinal de controle para uma variação de +10% no valor da carga.

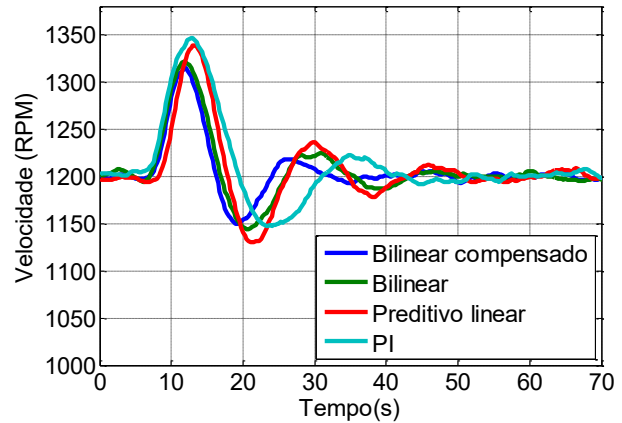


Fig. 10. Resposta para uma variação de -10% no valor da carga.

Com relação ao sinal de controle, percebe-se, na Figura 11, que os modelos preditivos apresentam comportamento parecido no que diz respeito ao esforço de controle, no entanto, ainda melhores que o apresentado pelo controlador PI.

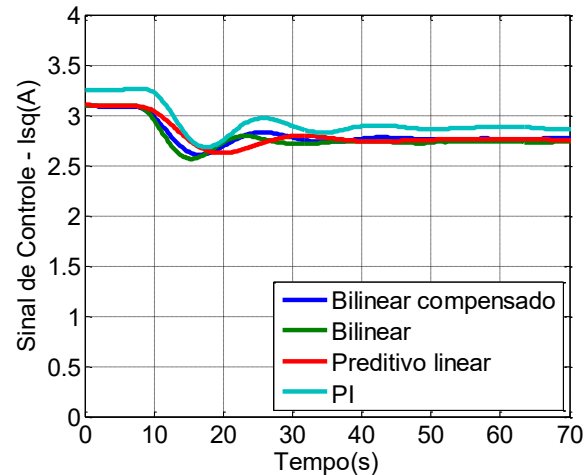


Fig. 11. Sinal de controle para uma variação de -10% no valor da carga.

## VI. CONCLUSÕES

O trabalho apresentou uma avaliação comparativa entre controladores preditivos baseados em modelos bilineares no controle de velocidade de um motor de indução. Neste, o desempenho do controlador GPC bilinear compensado é avaliado em relação aos controladores preditivo bilinear, preditivo linear e um PI clássico. Para isso, montou-se uma bancada de testes capaz de ser utilizada na implementação de vários tipos de controladores. A construção da bancada de testes teve seus êxitos comprovados, tornando-se uma poderosa aliada na implementação de diversos controladores para motores de indução. Facilitando, tanto do ponto de vista econômico quanto do ponto de vista da implementação desses projetos. A bancada de testes também pode ser utilizada em aulas práticas para a implementação de controladores de uma forma bastante dinâmica e eficaz.

Os resultados mostraram que o controlador preditivo bilinear compensado, apresentou um desempenho melhor tanto do ponto de vista da resposta do processo como do esforço de controle, quando comparado com os demais controladores analisados.

Os resultados também mostram que os dois controladores bilineares em geral apresentaram melhor resposta do que os controladores lineares, um indício de que o sistema que é não linear foi melhor representado por modelos bilineares.

É importante observar que a abordagem bilinear é aplicável a uma grande faixa de sistemas não lineares em que a bilinearidade local possa ser assumida.

As diferenças nos valores das correntes  $I_{sq}$  das figuras 7, 9 e 11 se deve ao procedimento manual para ajustar a carga no eixo do motor. Esta carga é representada por um gerador síncrono acoplado ao eixo do rotor do motor de indução, em cuja saída foi conectado um resistor variável de ajuste manual. Assim quando se desejava variar esta carga, alterava-se o valor da resistência do resistor. Em cada experimento ajustava-se a resistência para o valor definido como carga inicial, depois do transitório a resistência era aumentada ou diminuída manualmente em 10%. Este procedimento manual apresenta baixa precisão, o que torna difícil repetir precisamente o mesmo valor.

#### REFERÊNCIAS

- [1] E. F. Camacho, C. Bordons, *Model Predictive Control in the Process Industry*, Springer-Verlag, London limited, 1995.
- [2] M. O. S. Sobrinho, A. B. Fontes, C. E. T. Dórea, "Bilinear Compensated Predictive Controller: A State Variables Approach", in *19th Mediterranean Conference on Control and Automation*, pp. 801-806, 2011.
- [3] E. F. Camacho, C. Bordons, *Model Predictive Control*, Springer-Verlag, London limited, 2007.
- [4] A. Ladino, D. Patino, "On the stability of predictive controllers for linear systems with variable time delays", in *American Control Conference (ACC)*, pp. 3254-3259, 2013.
- [5] P. R. C. Mendes, J. E. Normey-Rico, V. J. Junior, "A Bilinear FSP-SPC in a Solar Desalination Plant Collector Field", in *The 5th International Renewable Energy Congress IREC*, pp. 1-6, 2014.
- [6] A. B. Fontes, A. A. Duarte, "Identificação de um Modelo Bilinear de uma Coluna de Destilação de Tolueno", in *II Seminário Nacional de Controle e Automação (SNCA)*, 2001.
- [7] A. L. O. Cavalcanti, A. B. Fontes, A. L. Maitelli, "phase margin metric for multi-model multivariable MPC", in *Proceedings of 16th IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation*, pp. 1874-1879, 2008.
- [8] Y. Fang, A. Armaou, "Nonlinear Model Predictive Control Using a Bilinear Carleman linearization-based Formulation for Chemical Processes", in *American Control Conference*, pp. 5629-5634, 2015.
- [9] H. Yang, K. Zhang, H. Liu, "Online Regulation of High Speed Train Trajectory Control Based on T-S Fuzzy Bilinear Model", *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, vol. 17, n. 6, June, 2016.
- [10] J. H. Lee, "Model Predictive Control: Review of the tree decades of development". *International Journal of Control, Automation and Systems*, v. 9, n. 3, pp. 415-424, June 2011.
- [11] A. B. Fontes, C. E. T. Dórea, Garcia, R. S. Marcio, "Um Algoritmo Iterativo para MPC com Restrições e Estabilidade de Sistemas Bilineares", in *XVII Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 0-5, 2008.
- [12] G. Figalli, L. M. Cava, L. Tomas, "An Optimal Feedback Control for a Bilinear Model of Induction Motor Drives", *Int. J. Control*: vol. 39, nº. 5, pp. 1007-1016, May, 1984.
- [13] W. Leonhard, *Control of electrical drives*, New York: Springer, 2001.
- [14] J. Rodriguez, P. Cortes, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, Wiley-IEEE, First Edition, United Kingdom, 2012.
- [15] F. J. Doyle, B. A. Ogunnaike, R. K. Pearson, "Nonlinear model-based control using second-order Volterra models", *Automatica*, Vol. 31, n. 5, pp. 697-714, 1995.
- [16] S. G. Goodhart, K. J. Burnham and D. J. G. James, "Bilinear self-tuning control of a high temperature heat treatment plant", *IEEE Proceedings - Control Theory and Applications*, vol. 141, n. 1, pp. 12-18, Jan. 1994.
- [17] S. Svoronos, G. Stephanopoulos, "On Bilinear Estimation and Control", *Int. J. Control*: Vol. 34, n. 4, pp. 651-684, March 1981.
- [18] K. J. Åström, B. Wittenmak, *Adaptive Control*, Addison-Wesley Publishing Company, 1995.
- [19] D. W. Clarke, C. Mohtadi, P. S. Tuffs, "Generalized Predictive Control" – Parts 1 and 2, *Automatica*, vol. 23, pp. 137-160, March, 1987.
- [20] L. An-Chen, "Minimum-Variance Controller for a Class of Non-Linear Systems", *Int. J. Systems Sci.*: Vol. 21, n. 11, pp. 2091-2101, November 1990.
- [21] Y. K. Yeo, D. C. Williams, "Bilinear model Predictive control", *Ind. Eng. Chem. Res.*, Vol. 26, pp. 2267-2274, November, 1987.
- [22] E. Kantende, A. Jutan, "Nonlinear Predictive Control of Complex Processes", *Ind. Eng. Chem. Res.*, Vol. 35, nº 10, pp. 3539-3546, October, 1996.
- [23] R. R. Mohler, R. R. Zakrzewski, "Nonlinear Control Algorithms and Power System Application", *Applied Mathematics and Computation*, Vol 78, n. 1-2, pp. 197-207, September, 1996.
- [24] L. del Re, J. Chapuis, V. Nevistic, "Predictive Control with Embedded Feedback Linearization for Bilinear Plants with Input Constraints", in *Proceeding of 32nd IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 2984-2989, 1993.
- [25] B. Felix, *The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines*, Adjustable Speed AC Drive Systems. IEEE Press, 1980.
- [26] V. Jain, "Simulation and Modeling of Feedback Field Oriented Control of Asynchronous Machines", in *IEEE International Conference on Recent Advances and*



*Innovations in Engineering (ICRAIE-2014)*, pp. 1-7, 2014.

- [27] C. C. de Azevedo, C. B. Jacobina, L. A. S. Ribeiro, A. M. N. Lima, A. C. Oliveira, "Indirect field orientation for induction motors without speed sensor," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 809-814, 2002.
- [28] E. Bim, *Máquinas Elétricas e Acionamentos*, Elsevier, 3ª Edição, 2014.
- [29] K. Ogata, *Engenharia de Controle Moderno*, Pearson Education, 5ª Edição, 2011.
- [30] A. B. Fontes, *Desenvolvimento e Avaliação de Controladores Preditivos Baseados em Modelos Bilineares*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio Grande do Norte, Natal, Rio Grande do Norte, Brasil, 2002.
- [31] H. Zhang, M. Wang, H. Li, X. Shi, "Shaft orbit analysis Based on LabVIEW for Fault Diagnosis of Rotating Machinery", in 11th International Conference on Computer Science & Education (ICCSE 2016), pp. 972-975, 2016.

#### DADOS BIOGRÁFICOS

**Adjair Ferreira Barros Filho**, nasceu na cidade de Natal, Rio Grande do Norte, em 1966. Recebeu o título de Bacharel e Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN), Natal, Brasil, em 1989 e 2002, respectivamente. É aluno de doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN), Natal, Brasil, tem sido professor do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte (IFRN) desde de 1991 e suas pesquisas se concentram na área sistemas de potência, eletrônica de potência, acionamento de máquinas e automação industrial.

**Francisco Elvis Carvalho Souza**, nascido na cidade de Apodi, Rio Grande do Norte, em 1978, possui graduação e mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN), Natal, Brasil, em (2004) e (2006) respectivamente. Atualmente é aluno de doutorado em Engenharia Elétrica pela (UFRN). É professor do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte (IFRN), Mossoró, Brasil. Suas pesquisas se concentram nas áreas de acionamento de máquinas Elétricas, Eletrônica de Potência, Sistemas de controle e lógica nebulosa aplicada a controle.

**Luciano Pereira dos Santos Júnior**, nasceu na cidade de Aracaju, Sergipe, Brasil, em 1977. Recebeu o título de Bacharel em Engenharia Elétrica pela Universidade Pio Décimo (2004), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte (2009). É aluno de doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Atualmente é professor do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte (IFRN), Natal, Brasil. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Eletrônica de Potência, atuando principalmente nos seguintes temas: conversores PWM trifásicos, PFC,

inversores, acionamento de máquinas, microcontroladores e processadores aplicados em eletrônica de potência.

**José Soares Batista Lopes**, possui graduação em Engenharia da Computação pela Universidade Potiguar (2004), mestrado e doutorado em Engenharia Elétrica e Computação pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte (UFRN), Natal, Brasil, em (2011) e (2016), respectivamente. Atualmente é professor do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande do Norte (IFRN), Natal, Brasil. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Automação Eletrônica de Processos Elétricos e Industriais, atuando principalmente nos seguintes temas: Inteligência Artificial, DSPs, Controle Regulatório, Robótica e Máquinas sem Mancais.

**Andrés Ortiz Salazar**, possui graduação em Engenharia Eletônica - Universidad Nacional de Ingenieria (1981), mestrado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio de Janeiro (1989) e doutorado em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal do Rio de Janeiro (1994). Atualmente é professor titular da Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Tem experiência na área de Engenharia Elétrica, com ênfase em Automação Eletrônica de Processos Elétricos e Industriais, atuando principalmente nos seguintes temas: instrumentação, automação industrial, eletrônica de potência, acionamento de máquinas e automação.

**Werbeth Luiz Almeida da Silva**, Bacharel em Ciências e Tecnologia (2014) e Engenheiro Mecatrônico (2015) pela Universidade Federal do Rio Grande do Norte. Atualmente é aluno do curso de Mestrado em Engenharia Elétrica e Computação pela mesma universidade, atuando na área de automação e controle de máquinas elétricas com mancais magnéticos.