

# MODELAGEM E CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM GERADOR A ETANOL OPERANDO COM VELOCIDADE VARIÁVEL

HENRIQUE S. MAGNAGO\*, JONAS R. TIBOLA\*, MACKLINI D. NORA\*, MARIO E. S. MARTINS\*,  
HUMBERTO PINHEIRO\*

\**Santa Maria, RS, Brasil*

Emails: hsmagnago@gmail.com, jrtibola@gmail.com, mack@gepoc.ufsm.br,  
mario@mecanica.ufsm.br, humberto.ctlab.ufsm.br@gmail.com

**Abstract**— This paper develops a mean value model for internal combustion engines suitable for designing the speed controller of ethanol variable speed power generators. A nonlinear dynamic model, on the crankshaft domain, is derived where the nonlinear functions parameters are obtained from experimental data. The advantages of this strategy is that the model can be obtained without introducing any additional sensors to the Genset. Additional bench experiments to determine individual parameters are not required, neither fuel injection and spark timings. The proposed controller is a linear quadratic regulator (LQR) with integral tracking error state. A non-linear feed forward action is also included to improve transient response and compensate load torque disturbances. Extensive experimental tests were performed to validate the theoretical development and to demonstrate the very good response of the controller under a wide range of operating points.

**Keywords**— Mean value Model, Variable Speed Genset, Internal Combustion Engine

**Resumo**— Este artigo desenvolve um modelo médio de um motor a combustão interna (MCI), adequado para projetar o controlador de velocidade de Geradores de Energia (Genset) de velocidade variável a etanol. Um modelo dinâmico não-linear é derivado, no domínio do virabrequim, onde os parâmetros das funções não-lineares são obtidos a partir de dados experimentais. As vantagens desta estratégia é que o modelo pode ser obtido sem a introdução de sensores adicionais no Genset, sem executar experimentos adicionais para determinar parâmetros individuais, bem como, sem o conhecimento da injeção de combustível e do tempo do avanço de ignição. O controlador de velocidade proposto é um LQR com estado adicional da integral do erro de rastreamento. Uma ação *feedforward* não-linear também é incluída para melhorar a resposta transitória e compensar distúrbios de torque de carga. Testes experimentais extensivos validam o desenvolvimento teórico e demonstram a excelente resposta do controlador em uma ampla gama de pontos de operação.

**Palavras-chave**— Modelo médio, Gerador de velocidade variável, Motor a Combustão Interna

## 1 Introdução

A demanda por energia elétrica cresceu significativamente nos últimos anos e os dispositivos de eletrônica de potência estão se tornando mais acessíveis, o que favoreceu a integração de geração distribuída à rede elétrica. Aplicações que requerem uma fonte de energia confiável ou não possuem acesso à rede de energia elétrica, geralmente utilizam Gensets. Eles também podem ser usados para aumentar a autonomia e a confiabilidade de fontes de energia renováveis, como a energia solar fotovoltaica (Thirugnanam et al., 2018) e eólica. Algumas cargas sensíveis ainda exigem o uso de fontes de alimentação ininterruptas (UPS), como centros de dados e hospitais (Tibola et al., 2015), sendo possível aumentar a autonomia e reduzir o banco de baterias adicionando-se um Genset.

Os geradores a diesel são frequentemente usados para essas aplicações, devido à sua confiabilidade, economia e densidade de energia do combustível. Devido a sua simplicidade, Gensets geralmente operam a velocidades fixas, definidas pela frequência da rede elétrica. Para rejeitar distúrbios de carga e manter a frequência de saída próxima de seu valor nominal, o motor a combustão interna (MCI) geralmente é superdimensionado. Aliado a isto, a operação em velocidade fixa faz com que o MCI não opere em um ponto ótimo de

eficiência para toda a faixa de carga.

Uma possível solução para estes problemas é a operação do Genset em velocidade variável em conjunto com elemento armazenador de energia (Lee et al., 2008). Sendo assim, o MCI pode operar em um ponto de maior eficiência para uma determinada potência de saída ( $P_{out}$ ). O etanol é um combustível renovável que pode ser utilizado em Gensets, emitindo menos óxidos de nitrogênio (NOx) e material particulado (PM) que motores Diesel, além de ser produzido em larga escala do Brasil. A operação em velocidade variável pode ser obtida utilizando um conversor retificador/inversor, o qual desacopla a frequência do MCI da rede elétrica, também possibilitando reduzir o tamanho do MCI, aumentando a eficiência do conjunto (Ryan and Lorenz, 2000) e melhorando a qualidade da energia elétrica (Al-Khayat et al., 2002; Koczara, 2007).

O controle de velocidade do MCI é um ponto de fundamental importância para a operação do Genset. Algumas das estratégias de controle encontradas na literatura são: Controle adaptativo (Feng and Jiao, 2017; Yildiz et al., 2011; Zhang and Shen, 2009), Controlador ótimo  $l_1$  (Butts et al., 1999), *feedback* não-linear baseado na teoria de Lyapunov (Jiangyan et al., 2007), PI com ganho variável e ação *feedforward* (Tibola

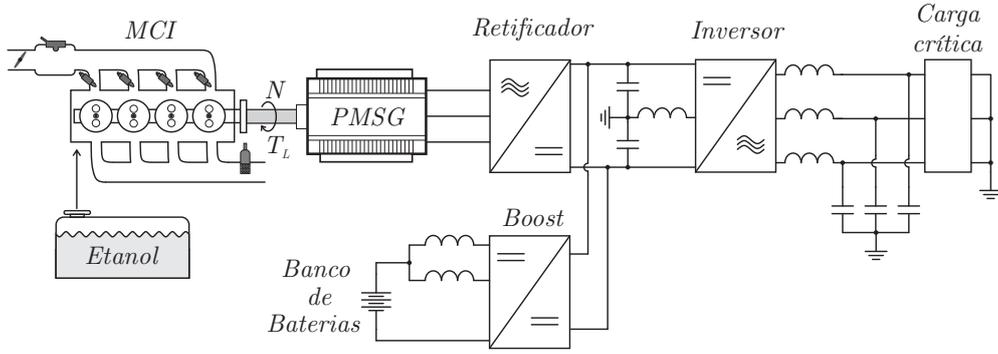


Figura 1: Esquemático da UPS Híbrida quando conectada ao MCI. O MCI é desacoplado da carga via um conversor retificador/inversor, onde o barramento CC é regulado pelo conversor *Boost*, absorvendo os transitórios de carga. Uma malha de controle externa define a potência que o MCI deve produzir para suprir Potência de Saída ( $P_{out}$ ) e da Bateria ( $P_{bat}$ ), definindo a Velocidade de Referência ( $N^*$ ) e o Torque do Gerador ( $T_L$ ).

et al., 2015), controlador *backstepping* não-linear com observador não-linear (Wagner et al., 2003), lógica fuzzy, LQR (Yurkovich and Simpson, 1997) e controlador por modos deslizantes (Yurkovich and Li, 2005).

Para desenvolver um controlador de velocidade, inicialmente é usual desenvolver um modelo que represente as dinâmicas dominantes do MCI para todos os pontos de operação. Os modelos de motores podem ser muito complexos e com muitas variáveis que dependem do ponto de operação (Christopher and Guzzella, 2010; Heywood, 1988). A criação de um modelo detalhado de um MCI requer uma grande quantidade de ensaios experimentais e equipamentos específicos. Já o modelo médio é uma abordagem muito comum para fins de controle de velocidade. Este tipo de modelo considera apenas a influência média da abertura e fechamento das válvulas e da pulsação de torque dos cilindros.

Portanto, este artigo propõe um modelo médio simplificado e um conjunto de ensaios necessários para obtenção dos parâmetros, válidos para toda a faixa de operação. Todos os dados necessários para criar o modelo podem ser obtidos operando o Genset com diferentes cargas e velocidades, eliminando assim necessidade de realizar testes de bancada para determinar parâmetros individuais. Este artigo considera o uso de uma UPS híbrida, onde o retificador pode ser conectado à rede ou ao MCI, sendo que o barramento CC está conectado a um banco de bateria através de um conversor *boost* intercalado. Figura 1 mostra o sistema quando ele está conectado ao MCI.

## 2 Modelo do Motor

Um modelo médio do MCI é usado para representar as dinâmicas mais relevantes do sistema. Duas equações dinâmicas são usadas para descrever o comportamento do motor: dinâmica da pressão do coletor de admissão (MAP) e a dinâmica rotacional. A Injeção de Combustível (FI) e o Avanço

de Ignição (SA) são fixados para diferentes velocidades do motor ( $N$ ) e aberturas da borboleta ( $\varphi$ ), sendo controlados pela Unidade de Controle do Motor (ECU).

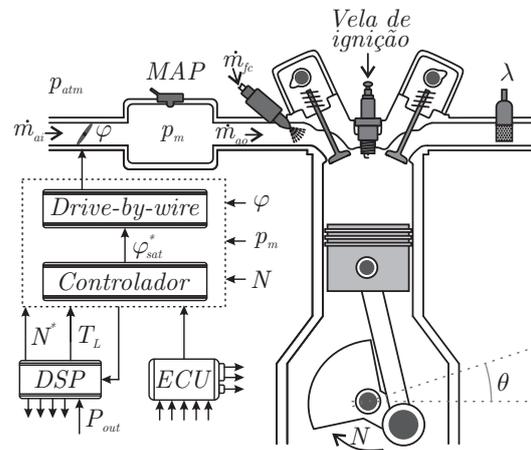


Figura 2: Representação simplificada de um cilindro do MCI e suas principais variáveis. A ECU gerencia o funcionamento do motor, exceto  $\varphi$ , e fornece informações sobre a operação do MCI para o controlador de velocidade. O Processador Digital de Sinais (DSP) gerencia o funcionamento dos conversores de potência, recebe informações importantes sobre o estado do MCI e transmite  $N^*$  e  $T_L$  para o controlador de velocidade. O controlador de velocidade lê dados do motor ( $\varphi$ ,  $p_m$  e  $N$ ), controla  $N$  através de  $\varphi^*$  (regulada pela malha interna, conhecida como *Drive-by-wire*) e garante o funcionamento seguro do MCI.

A Figura 2 representa um cilindro do motor, bem como as principais variáveis associadas ao funcionamento do MCI. O fluxo de massa de ar da admissão pode ser expressa em função de  $\varphi$ , MAP ( $p_m$ ), taxa de fluxo de massa de ar máximo ( $M_{ai}$ ) e da pressão atmosférica ( $p_{atm}$ ), mostrado na Equação 1 (Cho and Hedrick, 1989). O valor de  $\varphi$  é representado em percentual da posição da borboleta, onde 0% significa totalmente fechada e 100% totalmente aberta.

$$\dot{m}_{ai} = M_{ai} TC(\varphi) \Psi(p_{atm}, p_m) \quad (1)$$

Uma possível representação da característica

normalizada da borboleta (TC) (Christopher and Guzzella, 2010; Carlsson, 2007) é mostrada na Equação 2, onde  $A$  é a área de abertura da borboleta,  $c_d$  é o coeficiente de descarga e  $R$  é a constante ideal dos gases.

$$TC(\varphi) = c_d A(\varphi) \frac{p_{atm}}{\sqrt{RT_{atm}}} \quad (2)$$

A área de abertura de válvulas circulares, desconsiderando o eixo e a espessura do disco, pode ser calculada através da Equação 3 (Carlsson, 2007).

$$A(\varphi) = \frac{\pi D^2}{4} \left( 1 - \frac{\cos(\varphi)}{\cos(\varphi_0)} \right) \quad (3)$$

A influência normalizada da pressão ( $\Psi$ ) pode ser descrita como uma função descontínua, quando o fluxo atinge as condições sônicas (Christopher and Guzzella, 2010; J. Moskwa and Karl Hedrick, 1987; Powell and Cook, 1987). Já a Equação 4 é uma aproximação, onde  $C_p$  é uma constante e pode ser escolhida como  $C_p = 9$  (Wagner et al., 2003; Cho and Hedrick, 1989; Heywood, 1988).

$$\Psi(p_{atm}, p_m) = 1 - e^{C_p \left( \frac{p_m}{p_{atm}} - 1 \right)} \quad (4)$$

Para avaliar a vazão mássica de ar que entra no cilindro ( $\dot{m}_{ao}$ ), o motor pode ser descrito como uma bomba de ar, onde  $\eta_v$  é a eficiência volumétrica,  $T_m$  é a temperatura do ar no colector e  $V_d$  é o volume do cilindro deslocado (Kang and Shen, 2014).

$$\dot{m}_{ao} = \frac{\eta_v V_d}{4\pi R T_m} p_m \omega \quad (5)$$

A taxa de variação da pressão do colector de admissão ( $\dot{p}_m$ ) é proporcional à diferença entre a taxa de massa de ar que entra e sai do colector (Yildiz et al., 2011; Kang and Shen, 2014; Stotsky et al., 1999). A Equação 6 representa a dinâmica do MAP, onde  $\rho = RT_m/V_m$  e  $V_m$  é o volume do colector.

$$\dot{p}_m(t) = \rho (\dot{m}_{ai} - \dot{m}_{ao}) \quad (6)$$

A Equação 7 descreve o torque gerado pelo motor (Feng and Jiao, 2017), onde  $\rho_{atm}$  é a densidade do ar atmosférico,  $Q$  é a liberação de calor a partir de uma combustão completa e  $c_f$  é a eficiência de conversão. A influência do SA no torque é modelada pela função  $f_\delta(SA)$  e a influência da relação ar/combustível no torque é modelada pela função  $f_\lambda(\lambda)$ , maiores detalhes sobre estas funções podem se encontradas em (Cho and Hedrick, 1989).

$$T_e = \frac{\rho_{atm} \eta_v V_d c_f Q}{4\pi p_{atm}} p_m (t - \tau_d) f_\delta(u_\delta) f_\lambda(\lambda) \quad (7)$$

Este estudo utiliza um motor de quatro cilindros com ignição por centelha elétrica, onde uma

combustão ocorre a cada 180° de rotação do virabrequim. Considerando apenas um cilindro, a cada 720° uma amostra de ar é admitida e após 360° a combustão ocorre. Este fenômeno é conhecido como *Induction-to-power-stroke delay* ( $\tau_d$ ) e pode ser expresso, em segundos, como função da velocidade do motor:

$$\tau_d = \frac{60}{N} \quad (8)$$

A Equação 9 representa a dinâmica rotacional do motor, onde  $J$  é o momento de inércia do Genset,  $T_L$  é o torque de carga aplicado pelo gerador e  $T_{fr}$  é o torque de atrito. O torque de atrito pode ser aproximado por  $T_{fr} = b\omega + C$ , onde  $b$  é o coeficiente de atrito do Genset e  $C$  é a componente de atrito independente da rotação (Stotsky, 2007).

$$J\dot{\omega} = T_e - T_{fr} - T_L \quad (9)$$

Para simplificar o modelo,  $\tau_d$  não é considerado. O modelo final no domínio do tempo é apresentado na Equação 10.

$$\begin{cases} J\dot{\omega}(t) = T_e - T_{fr} - T_L \\ \dot{p}_m(t) = \rho(\dot{m}_{ai} - \dot{m}_{ao}) \end{cases} \quad (10)$$

Como muitos dos eventos importantes do MCI estão relacionados ao ângulo da virabrequim ( $\theta$ ), representar o sistema neste domínio apresenta algumas vantagens (Butts et al., 1999; Tibola et al., 2015), tais como:  $\tau_d$  torna-se constante;  $\dot{m}_{ao}$  é uma função aproximadamente linear de  $p_m$ ; os dados amostrados e a ação de controle podem ser sincronizados com os eventos do motor. Além disso, de uma forma geral as dinâmicas do MCI apresentam menor variação no domínio do ângulo com relação ao modelo no domínio do tempo (Yurkovich and Simpson, 1997). A mudança de domínio de uma variável fictícia  $x$  pode ser obtida utilizando a Equação 11.

$$\frac{dx}{d\theta} = \frac{dx}{dt} \frac{30}{\pi N} \quad (11)$$

### 3 Identificação do Modelo

Algumas simplificações no modelo foram feitas para identificá-lo com mais facilidade: A Equação 2 é aproximada por uma função polinomial de segunda ordem em relação  $\varphi$ , como mostrada na Equação 12.

$$TC_s(\varphi) = \varphi^2 + a_1\varphi + a_2 \quad (12)$$

Já as variáveis  $T_e$  e  $\dot{m}_{ao}$  são considerados proporcionais ao MAP:  $T_e = c_1 p_m$  e  $\dot{m}_{ao} = c_2 p_m \omega$ ; as temperaturas e  $p_{atm} = 101 kPa$  são consideradas constantes. Além disso, a velocidade é representada em RPM, onde  $1 \text{ RPM} = \pi/30 \text{ rad/s}$ .

O modelo simplificado no domínio do ângulo do virabrequim é mostrado na Equação 13, onde  $\rho_M = \rho M_{ai}$  e  $c_3 = c_2/M_{ai}$ .

$$\frac{dN}{d\theta} = \frac{900}{J\pi^2 N} (c_1 p_m - T_L - C) - \frac{30}{J\pi} b \quad (13a)$$

$$\frac{dp_m}{d\theta} = \rho_M \left( \frac{30}{\pi N} TC_s(\varphi) \Psi(p_m) - c_3 p_m \right) \quad (13b)$$

Para estimar as constantes do modelo, são necessários dois conjuntos de experimentos: experimentos em regime permanente e dinâmicos. Inicialmente, o sistema é considerado em regime permanente, ou seja, as derivadas são nulas,  $\frac{dN}{d\theta} = 0$  e  $\frac{dp_m}{d\theta} = 0$ . Portanto, é possível isolar  $p_m$  na Equação 13a e  $N$  na Equação 13b, como mostrado na Equação 14b e 14a, respectivamente.

$$N = \frac{30}{\pi c_3 p_m} (\varphi^2 + a_1 \varphi + a_2) \left( 1 - e^{9 \left( \frac{p_m}{p_{atm}} - 1 \right)} \right) \quad (14a)$$

$$p_m = \frac{\pi b}{30 c_1} N + \frac{1}{c_1} C + \frac{1}{c_1} T_L \quad (14b)$$

As constantes  $b$ ,  $c_1$  e  $C$  são encontradas pela interpolação dos dados experimentais de regime permanente de  $p_m$  em função de  $N$  e  $T_L$  na Equação 14b. A Figura 3 mostra os dados experimentais e a função interpolada. É possível perceber pelo gráfico que  $p_m$  possui uma relação linear com  $N$  e  $T_L$ , e sofre maior variação com  $T_L$ .

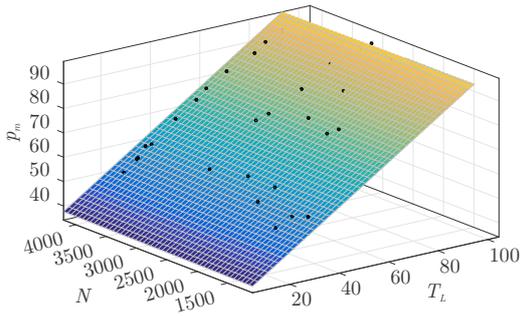


Figura 3: Dados experimentais (ponto) e gráfico da interpolação dos dados de regime, mostrando a relação entre  $T_L$ ,  $N$  e  $p_m$  ( $R^2 = 0.9801$ ).

Já as constantes  $c_3$ ,  $a_1$  e  $a_2$  são encontradas pela interpolação dos dados experimentais de regime permanente de  $N$  em função de  $p_m$  e  $\varphi$  na Equação 14a. A Figura 4 mostra os dados experimentais e a função interpolada. Como já esperado pela Equação 14a a velocidade  $N$  possui um comportamento não-linear em relação a  $p_m$  e  $\varphi$ .

Analisando a Equação 13 é possível verificar que para encontrar as constantes  $J$  e  $\rho_M$  o sistema não pode estar em regime. Desta forma, dados dinâmicos amostrados uma vez por revolução são usados ( $T_s = 2\pi$ ). A equação dinâmica discreta no domínio do virabrequim, usada para identificar essas variáveis, é mostrada na Equação 15.

Os valores de  $\rho_M$  e  $J$  são identificados de forma que o comportamento dinâmico do modelo seja semelhante aos dados obtidos, como mostrado na Figura 5. Os valores obtidos para o modelo são mostrados na Tabela 1.

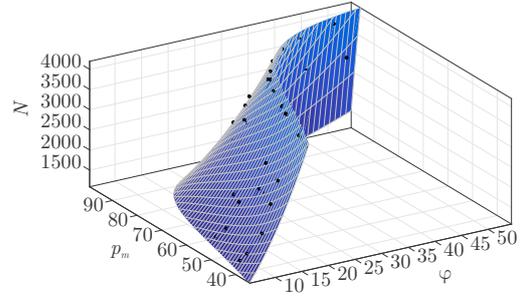


Figura 4: Interpolação de dados de regime, mostrando a relação entre  $p_m$ ,  $\varphi$  e  $N$  ( $R^2 = 0.9882$ ).

Tabela 1: Valores do Modelo

Variável	Valor
$T_s$	$2\pi$
$\rho_M$	$53 \times 10^{-2}$
$J$	$91 \times 10^{-2}$
$b$	$37,11 \times 10^{-4}$
$C$	47,6
$a_1$	11,97
$a_2$	43,33
$c_1$	1,437
$c_3$	$33,45 \times 10^{-4}$

#### 4 Modelo Linearizado

Para projetar um controlador utilizando ferramentas de controle linear, é necessário obter um modelo linearizado. O sistema é representado na forma de Espaço de Estado como mostrado na Equação 16, onde os estados são  $\mathbf{x} = [N \ p_m]^T$ , a entrada é  $u = \varphi$ , distúrbio de torque é  $w = T_L$ , e a saída do sistema é  $y = N$ , então  $\mathbf{C} = [1 \ 0]$ .

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}}{d\theta} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{F}w \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (16)$$

Usando a linearização jacobiana, é possível encontrar os elementos das matrizes  $\mathbf{A}$  e  $\mathbf{B}$ , mostrados na Equação 17. As variáveis  $T_{L0}$ ,  $N_0$ ,  $p_{m0}$  e  $\varphi_0$  são os valores em regime de  $T_L$ ,  $N$ ,  $p_m$  e  $\varphi$ , respectivamente.

$$\begin{aligned} a_{11} &= -\frac{900}{J\pi^2 N_0^2} (c_1 p_{m0} - T_{L0} - C) \\ a_{12} &= \frac{900}{J\pi^2 N_0} c_1 \\ a_{21} &= -\frac{30\rho_M}{\pi N_0^2} TC_s(\varphi_0) \Psi(p_{m0}) \\ a_{22} &= -\rho_M \left( \frac{270e^{-9}}{\pi N_0 p_{atm}} TC_s(\varphi_0) e^{9 \frac{p_{m0}}{p_{atm}}} - c_3 \right) \\ b_1 &= 0 \\ b_2 &= \frac{\rho_M \Psi(p_{m0}) 30}{\pi N_0} (2\varphi_0 + a_1) \\ f_1 &= -\frac{900}{J\pi^2 N_0} \\ f_0 &= 0 \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{cases} N(k+1) = N(k) + \frac{T_s 900}{N(k) J \pi^2} \left( c_1 p_m(k) - T_L(k) - \frac{\pi}{30} b N(k) - C \right) \\ p_m(k+1) = p_m(k) + \frac{T_s 30 \rho_M}{\pi} \left( \frac{T C_s(\varphi(k)) \Psi(p_{atm}, p_m(k))}{N(k)} - \frac{c_3 p_m(k) \pi}{30} \right) \end{cases} \quad (15)$$

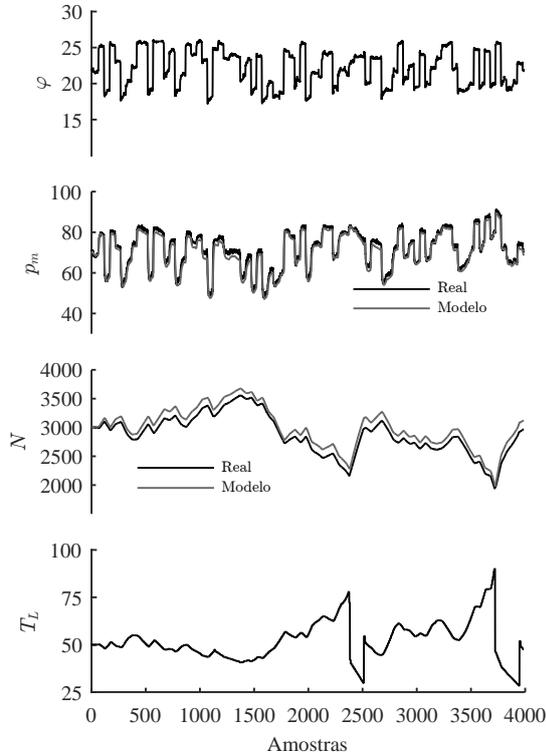


Figura 5: Validação do modelo, com resposta em malha aberta, usando  $\varphi^*$  randômico e  $P_{out}$  constante. Mudanças em  $P_{out}$  foram feitas para prevenir que o motor parasse ou atingisse velocidades elevadas.

Para um dado valor de  $T_{L0}$  e  $\varphi_0$ , é possível encontrar  $p_{m0}$  e  $N_0$  a partir das Equações 14b e 14a.

## 5 Controlador

Como  $p_m$ ,  $N$  e  $T_L$  são medidos, um controlador por retroação de estados com ação *feed forward* é escolhido. Com o objetivo de reduzir o esforço da ação de controle, os ganho da retroação de estados são projetados através da técnica LQR. Um estado adicional ( $\sigma$ ) composto pela integral do erro de rastreamento de velocidade é adicionado ao controlador, como mostrado na Equação 18. Segundo o princípio do modelo interno, este estado adicional permite zerar o erro de rastreamento para referências constantes.

$$\sigma = \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (18)$$

A Equação 18 pode ser reescrita na forma de espaço de estados, como mostrado na Equação 19,

onde  $N^*$  corresponde a velocidade de referência, em RPM.

$$\dot{\sigma} = e(t) = N^* - N = N^* - \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (19)$$

O modelo de espaço de estado estendido, usado para calcular o controlador de velocidade, é mostrado na Equação 20, onde ação de controle da retroação de estados é dada por  $u = -\mathbf{K}[\mathbf{x} \ \sigma]^T$  e o ganho é dado por  $\mathbf{K} = [K_n \ K_p \ K_\sigma]^T$ .

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{dx}{dt} \\ \frac{d\sigma}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \sigma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \mathbf{F} & \mathbf{0} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_L \\ N^* \end{bmatrix} \\ y &= \begin{bmatrix} \mathbf{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \sigma \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

O controlador é projetado utilizando o modelo linearizado para o ponto de operação mais crítico, que é em baixa velocidade e carga ( $N = 1500$  e  $T_L = 10$ ). Este ponto é escolhido visto que possui o ganho da planta mais elevado para toda a faixa de operação. Os ganhos são calculados através da estratégia LQR, onde as matrizes  $\mathbf{Q}$  e  $\mathbf{R}$  são escolhidas para alcançar uma boa resposta com uma ação de controle conservadora, priorizando a minimização de  $\sigma$  e  $\varphi$ . A Equação 21 mostra a equação custo  $J_c$  que é minimizada, onde  $\mathbf{Q} = \text{diag} [0.1 \ 0.1 \ 100]$  e  $\mathbf{R} = \mathbf{10}^6$ , resultando em  $K = [0, 44369 \ 0, 83166 \ -0, 01]^T$ .

$$J_c = \int_0^\infty (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) d\theta \quad (21)$$

Para compensar distúrbios em  $T_L$  e algumas das não linearidades de  $p_m$ , a ação *feed forward* ( $\varphi_{ff}$ ), apresentada em Equação 22, é adicionada a ação de controle  $u$ . Esta equação é a solução mais positiva para  $\varphi$  da combinação das Equações 14a e 14b em regime permanente.

$$\varphi_{ff} = \frac{-a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4a_2 + 4c_3 \frac{\pi}{30} \frac{N^* p_m}{\Psi(p_m)}}}{2} \quad (22)$$

A Figura 6 mostra graficamente a comparação da Equação 22 com os dados experimentais da ação de controle em regime permanente.

A Equação 23 mostra a ação de controle composta pela retroação de estados e pela ação *feed forward*,

$$\begin{aligned} \varphi_c[k] &= -K_n N[k] - K_p p_m[k] - K_\sigma \sigma[k] \\ &\quad + \varphi_{ff}(N^*[k], T_L[k]) \end{aligned} \quad (23)$$

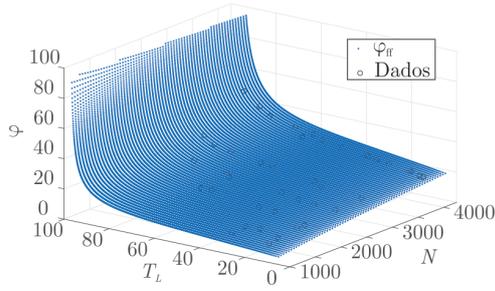


Figura 6: Comparação entre  $\varphi_{ff}$  com os dados experimentais da ação de controle em regime permanente.

Já na Equação 24 é mostrada o calculo de  $\sigma$  em sua forma discreta. Para evitar a saturação da ação de controle é adicionado uma estratégia *Anti Wind-Up*, onde uma constante  $K_{aw}$  é multiplicada pela diferença entre a ação de controle calculada ( $\varphi_c$ ) e ação de controle saturada de saída ( $\varphi$ ). A ação de controle é saturada em seus valores mínimos  $\varphi_{MIN} = 0\%$  e máximos  $\varphi_{MAX} = 100\%$ .

$$\sigma[k+1] = \sigma[k] + T_s(N^*[k] - N[k]) + K_{aw}(\varphi_c[k] - \varphi[k]) \quad (24)$$

O ganho  $K_{aw}$  é escolhido de forma que durante a saturação o sistema se mantenha estável. Isto é obtido através de uma alocação de polos em malha fechada, maiores detalhes em (Tibola, 2017). A saturação da ação de controle calculada é obtida pela Equação 25.

$$\varphi[k] = \begin{cases} \varphi_{MIN} & \varphi_c[k] \leq \varphi_{MIN} \\ \varphi_{MAX} & \varphi_c[k] \geq \varphi_{MAX} \\ \varphi_c[k] & \text{Caso contrário} \end{cases} \quad (25)$$

O diagrama completo do controlador é mostrado na Figura 7. Onde  $\varphi$  é enviada para a malha de controle da borboleta, conhecida como *Drive-by-wire*.

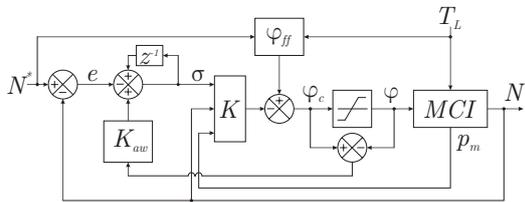


Figura 7: Controlador completo, composto pelo controlador de retroação de estados, ação *feed forward* e *anti wind-up*.

Para avaliar a estabilidade de malha fechada, o controlador é testado com o modelo linearizado para vários pontos de operação. A Figura 8 mostra os polos do sistema de malha fechada para diferentes combinações de  $T_L$  e  $N$ . Como todos os pontos de operação possuem polos com parte real negativa, o controlador pode estabilizar o sistema em qualquer ponto de operação.

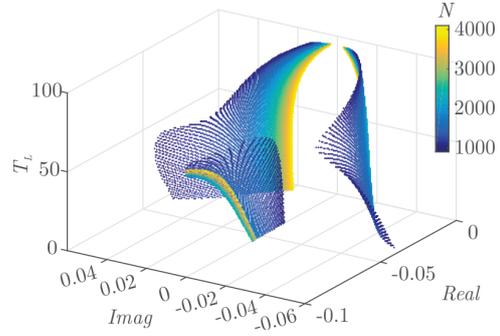


Figura 8: Polos de malha fechada para vários pontos de operação.

## 6 Resultados experimentais

Os resultados foram obtidos utilizando um motor ciclo Otto a etanol de quatro cilindros de  $1400 \text{ cm}^3$  de volume deslocado, com injeção de combustível no coletor de admissão e potência nominal de  $64 \text{ kW}$  a  $5750 \text{ rpm}$ . O *setup* também é composto por um Gerador Síncrono de Ímãs Permanentes (PMSG) de  $75 \text{ kW}$  a  $3600 \text{ rpm}$ , conectado a um conversor retificador/inversor a 4 fios de  $50 \text{ kW}$ , onde o barramento CC está acoplado a 35 baterias de chumbo ácido de  $12 \text{ V}$  e  $45 \text{ Ah}$  por meio de um conversor *boost* intercalado. O Genset é mostrada na Figura 9. O motor é controlado pela ECU Motec M400 e a borboleta é controlada por um microcontrolador de 8 bits de  $16 \text{ Mhz}$  (ATmega1280), que também executa o controle de velocidade proposto.

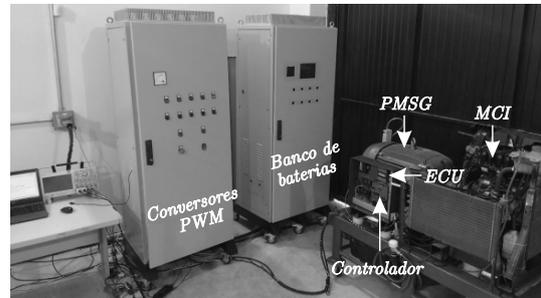


Figura 9: Genset, composto pelo retificador/inversor e *boost* intercalado (presente nos Conversores PWM de  $50 \text{ kW}$ ), banco de baterias (35 baterias de chumbo ácido de  $12 \text{ V}$  e  $45 \text{ Ah}$  conectadas em série), PMSG ( $75 \text{ kW}$  a  $3600 \text{ rpm}$ ) e MCI de  $1400 \text{ cm}^3$  ( $64 \text{ kW}$  a  $5750 \text{ rpm}$ ).

A Figura 10 mostra a resposta do sistema para degraus em  $T_L$  em diferentes velocidades. O erro de rastreamento é semelhante para todos os casos e a referência de velocidade é seguida. Como esperado,  $p_m$  é independente da velocidade e proporcional a  $T_L$ ,  $\varphi$  é não-linear e varia com  $T_L$  e  $N$ . Neste caso, o compensador *feed forward* melhora significativamente a resposta dinâmica do sistema.

A Figura 11 mostra a resposta do sistema para degraus em  $N^*$  para diferentes valores de  $T_L$ . É possível notar que o valor em regime de  $p_m$  é praticamente o mesmo para a mesma carga

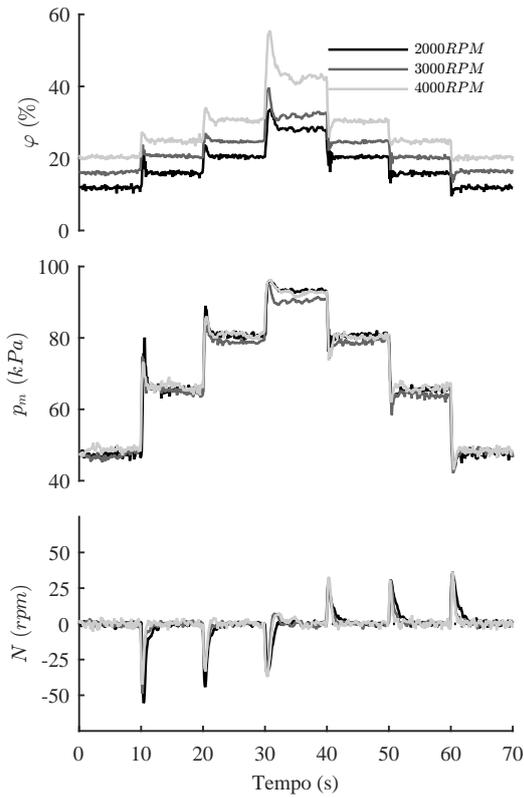


Figura 10: Degraus de torque em diferentes velocidades:  $t = 0s \rightarrow T_L = 20Nm$ ;  $t = 10s \rightarrow T_L = 40Nm$ ;  $t = 20s \rightarrow T_L = 60Nm$ ;  $t = 30s \rightarrow T_L = 80Nm$ ;  $t = 40s \rightarrow T_L = 60Nm$ ;  $t = 50s \rightarrow T_L = 40Nm$ ;  $t = 60s \rightarrow T_L = 20Nm$ .

e velocidades diferentes, como esperado do modelo. Também é notável a diferença entre a resposta dinâmica do sistema com diferentes cargas, quando a velocidade está aumentando, especialmente com cargas elevadas. Isso acontece porque  $T_L$  é próximo ao torque máximo do motor, o que faz o Genset acelerar lentamente. Neste caso, a ação *anti wind-up* melhora significativamente a resposta transitória do sistema, principalmente em altas cargas. Por outro lado, quando a velocidade está diminuindo, a resposta dinâmica é muito semelhante.

## 7 Conclusão

Este artigo apresentou um modelo de valor médio simplificado de um MCI ciclo Otto a etanol e a metodologia para obter os parâmetros do modelo, adequado para o projeto do controlador de velocidade variável do Genset. Além disto, o controlador proposto mostrou-se capaz de rastrear a velocidade de referência para diferentes pontos de operação e rejeitar distúrbios de carga.

A utilização de  $p_m$  como um estado intermediário para controlar a velocidade do MCI possibilitou melhorar a resposta dinâmica do sistema, já que  $p_m$  está fortemente relacionado com o torque produzido pelo MCI e sua dinâmica é mais rápida

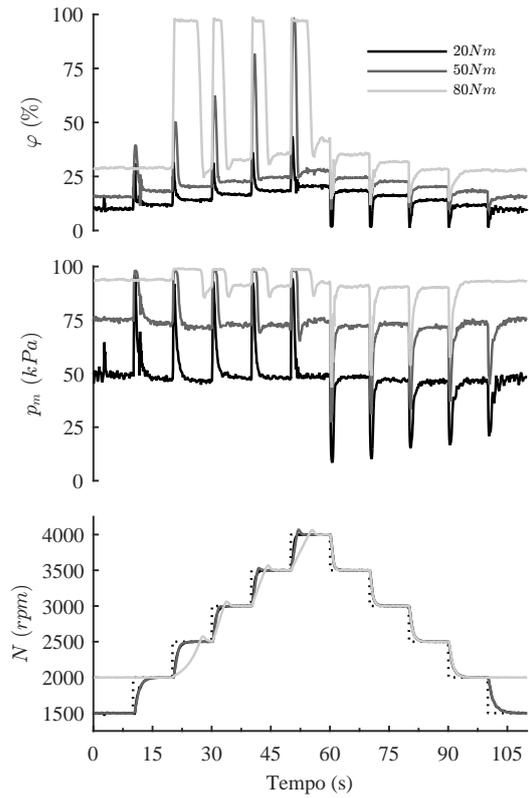


Figura 11: Degraus de velocidade de referência com diferentes cargas. O MCI não possui é operado com 80Nm abaixo 2000 rpm devido à vibrações.

do que a de  $N$ . A utilização da ação *feedforward* mostrou-se uma estratégia adequada para rejeitar distúrbios em  $T_L$  e para compensar algumas das não linearidades do comportamento do MCI. A ação *antiwind-up* se mostrou muito eficaz quando há saturação na ação de controle, principalmente com cargas elevadas, evitando sobre elevações indesejadas.

O modelo simplificado, o conjunto de dados experimentais e a estratégia de obtenção dos parâmetros do modelo mostraram ser um método eficiente para a obtenção de bom modelo para desenvolver o controlador de velocidade.

## Agradecimentos

Os autores gostariam de agradecer à CAPES, ao CNPq, à FATEC e ao INCT pelo suporte financeiro.

## Referências

- Al-Khayat, N., Seliga, R., Koczara2, W., Krasnobeski12, A. and Kaminski, B. (2002). Dsp control of variable speed integrated generator, *Industrial Electronics* **3**: 970–974 vol.3.
- Butts, K. R., Sivashankar, N. and Sun, J. (1999). Application of l1 optimal control to the

- engine idle speed control problem, *IEEE Transactions on Control Systems Technology* **7**(2): 258–270.
- Carlsson, P. (2007). *Flow Through a Throttle Body A Comparative Study of Heat Transfer, Wall Surface Roughness and Discharge Coefficient*, Institutionen för ekonomisk och industriell utveckling.
- Cho, D. and Hedrick, J. K. (1989). Automotive powertrain modeling for control, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* pp. 568–576.
- Christopher, O. and Guzzella, L. (2010). *Introduction to Modeling and Control of Internal Combustion Engine Systems*, Springer.
- Feng, M. and Jiao, X. (2017). Double closed-loop control with adaptive strategy for automotive engine speed tracking system, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* **31**(11): 1623–1635.
- Heywood, J. (1988). *Internal Combustion Engine Fundamentals*, New York: McGraw-Hill.
- J. Moskwa, J. and Karl Hedrick, J. (1987). Automotive engine modeling for real time control application, *Proceedings of the American Control Conference* pp. 341 – 346.
- Jiangyan, Z., Tielong, S., Kako, J. and Xiaohong, J. (2007). Nonlinear feedback speed control of internal combustion engines, *Chinese Control Conference* pp. 618–622.
- Kang, M. and Shen, T. (2014). Nonlinear model predictive torque control for ic engines, *Proceeding of the 11th World Congress on Intelligent Control and Automation* pp. 804–809.
- Koczara, W. (2007). Adjustable speed generator systems an emerging technology for efficient electrical energy generation, *7th International Conference on Power Electronics* pp. 43–52.
- Lee, J. H., Lee, S. H. and Sul, S. K. (2008). Variable speed engine generator with supercapacitor; isolated power generation system and fuel efficiency, *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting* pp. 1–5.
- Powell, B. K. and Cook, J. A. (1987). Nonlinear low frequency phenomenological engine modeling and analysis, *1987 American Control Conference* pp. 332–340.
- Ryan, M. J. and Lorenz, R. D. (2000). A power-mapping variable-speed control technique for a constant-frequency conversion system powered by a ic engine and pm generator, *IEEE Industry Applications Conference* **4**: 2376–2382 vol.4.
- Stotsky, A. (2007). Adaptive estimation of the engine friction torque, *European Journal of Control* pp. 618 – 624.
- Stotsky, A., Egardt, B. and Eriksson, S. (1999). Variable structure control of engine idle speed with estimation of unmeasurable disturbances, *38th IEEE Conference on Decision and Control* **1**: 322–327 vol.1.
- Thirugnanam, K., Kerk, S. K., Yuen, C., Liu, N. and Zhang, M. (2018). Energy management for renewable micro-grid in reducing diesel generators usage with multiple types of battery, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **PP**(99): 1–1.
- Tibola, J. (2017). *Controle e Supervisão de Fonte Ininterrupta de Energia Híbrida*, UFSM.
- Tibola, J. R., Lanzanova, T. D. M., Martins, M. E. S., Gründling, H. A. and Pinheiro, H. (2015). Modeling and speed control design of an ethanol engine for variable speed gensets, *Control Engineering Practice* **35**: 54 – 66.
- Wagner, J. R., Dawson, D. M. and Zeyu, L. (2003). Nonlinear air-to-fuel ratio and engine speed control for hybrid vehicles, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **52**(1): 184–195.
- Yildiz, Y., Annaswamy, A. M., Yanakiev, D. and Kolmanovsky, I. (2011). Spark-ignition-engine idle speed control: An adaptive control approach, *IEEE Transactions on Control Systems Technology* **19**(5): 990–1002.
- Yurkovich, S. and Li, X. (2005). 10 - sliding-mode control methodologies for regulating idle speed in internal combustion engines, *The Electrical Engineering Handbook* pp. 1115 – 1129.
- Yurkovich, S. and Simpson, M. (1997). Comparative analysis for idle speed control: a crank-angle domain viewpoint, *Proceedings of the 1997 American Control Conference* **1**: 278–283 vol.1.
- Zhang, J. and Shen, T. (2009). Adaptive feedback design for speed control of gasoline engines with intake-to-power delay, *2009 7th Asian Control Conference* pp. 33–38.