

## Modelos de Referência para Sintonia Baseada em Dados de Controlador Ressonante

G. de P. Beal\* V. G. C. Lorandi\* J. V. Flores\* L. Campestrini\*

\* Escola de Engenharia, Universidade Federal do Rio Grande do Sul  
(e-mails: guilherme.beal@ufrgs.br, vinicius.lorandi@ufrgs.br,  
jeferson.flores@ufrgs.br, luciola@ufrgs.br)

**Abstract:** The current literature has no specific guidelines for defining reference models for data-driven tuning of resonant controllers. This work analyzes three reference models, built from different pole placement strategies. For the models with complex poles, this work proposes a new formulation for their placement based on their magnitude. For analyzing the models, this work applies Virtual Reference Feedback Tuning of controllers for a power inverter.

**Resumo:** Atualmente a literatura não apresenta diretrizes específicas para a definição de modelos de referência para a sintonia baseada em dados de controladores ressonantes. Este trabalho analisa três modelos de referência baseados em diferentes estratégias de posicionamento de polos. Para os modelos com polos complexos, propõe-se uma nova maneira de posicioná-los a partir de suas magnitudes. Para análise dos modelos, considera-se a sintonia por *Virtual Reference Feedback Tuning* de controladores para um inversor de potência.

**Keywords:** Control Systems; Data-Driven Design; Reference Model; Resonant Controller; Virtual Reference Feedback Tuning.

**Palavras-chaves:** Sistemas de Controle; Projeto Baseado em Dados; Modelo de Referência; Controlador Ressonante; *Virtual Reference Feedback Tuning*.

### 1. INTRODUÇÃO

Métodos de controle baseados em dados vêm atraindo crescente interesse nos últimos anos (Bazanella et al., 2023). Diferente dos baseados em modelo, os métodos baseados em dados não requerem um modelo matemático do sistema a ser controlado, com a sintonia dos controladores realizada com base em um conjunto de dados coletados do sistema. Dentre as vantagens estão a dispensa de modelagem e identificação, e a possibilidade de capturar, através dos dados, dinâmicas eventualmente desprezadas na modelagem.

Dentre os métodos clássicos baseados em dados, o projeto por modelo de referência é amplamente difundido (Bazanella et al., 2023). Nessa abordagem, a performance desejada para o sistema em malha fechada é especificada através de uma função de transferência, denominada modelo de referência. O projeto do controlador então objetiva aproximar, por algum critério de otimização, a resposta efetivamente obtida com a do modelo de referência (Bazanella et al., 2011, 2023). Alguns métodos que aplicam tal abordagem são *Virtual Reference Feedback Tuning* (VRFT) (Campi et al., 2002), *Correlation-based Tuning* (CbT) (Karimi et al., 2004), e *Optimal Controller Identification* (OCI) (Campestrini et al., 2017).

No projeto por modelo de referência, a escolha do mesmo é crítica. Modelos inadequados podem levar a respostas inaceitáveis ou até a instabilidade em malha fechada (Gonçalves da Silva et al., 2019). Em geral, o projetista arbitra os polos dessa função de transferência de forma a obter um determinado comportamento transiente. Para seguimento de referências com erro nulo, a resposta em frequência da função deve ser unitária nas frequências que compõem esses sinais. Se o processo é de fase não mínima, os respectivos zeros devem estar presentes no modelo de referência. Finalmente, o grau relativo deve ser maior ou igual ao da planta (Bazanella et al., 2011).

Quando o objetivo é o seguimento de sinais senoidais, controladores ressonantes podem ser utilizados pois atendem o princípio do modelo interno. Nesse caso, a seleção do modelo de referência não é trivial, embora possibilidades tenham sido exploradas em Beal et al. (2023); Lourenca (2023). Este presente trabalho visa a expandir esse assunto, estudando propostas de modelos de referência.

Para tanto, considera-se uma versão simplificada do problema de controle em Beal et al. (2023), envolvendo o acionamento do inversor de uma fonte ininterrupta de energia (*Uninterruptible Power Supply*, UPS) para seguimento de tensão senoidal e rejeição de perturbações harmônicas. Assim como na referência citada, a sintonia é realizada com o método VRFT para malha em cascata (Remes et al., 2020). Com um modelo linear da UPS, os sistemas em malha fechada são comparados aos modelos de referência.

Três formatos de modelo de referência, construídos a partir de diferentes posicionamentos de polos, são analisados.

\* O presente trabalho foi realizado com apoios de: Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001; e Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) - PQ 305031/2021-0 e PQ 314926/2023-2.

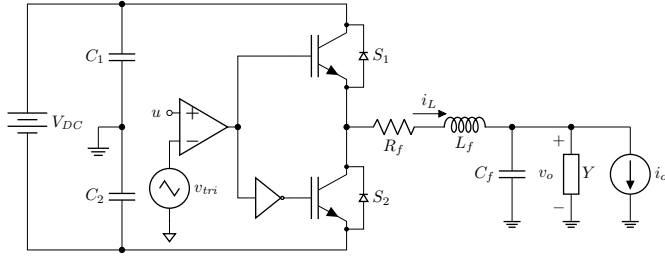


Figura 1. Circuito do estágio de saída da UPS.

No primeiro, os polos são sobrepostos no eixo real. No segundo, os polos são distribuídos no plano complexo de forma que suas frequências naturais estejam associadas às frequências de projeto, como se fossem uma versão amortecida dos polos do controlador ressonante. O terceiro caso é similar ao segundo, porém considerando as frequências amortecidas dos polos, assim como em Lourencena (2023). Nos dois últimos casos, o projetista tem liberdade na escolha do amortecimento do par de polos associado a cada frequência. Este trabalho propõe uma formulação alternativa em que todos os amortecimentos são determinados por uma única escolha, associada ao tempo de acomodação desejado. Ainda, considera-se a possibilidade de incrementar o grau relativo dos modelos pela inserção de polos na origem, a fim de compensar atrasos de transporte comumente encontrados em sistemas reais.

## 2. FONTE ININTERRUPTA DE ENERGIA

Este trabalho considera uma UPS monofásica de 3,5 kVA, a qual já foi empregada em publicações como as de Pereira et al. (2014); Bertoldi (2019); Beal et al. (2023), etc. O estágio de saída é apresentado na Figura 1. O inversor é acionado por modulação por largura de pulso (*Pulse-Width Modulation*, PWM), pela comparação do sinal modulante  $u$  com uma portadora triangular  $v_{tri}$ . O filtro de saída é composto pelo resistor  $R_f$ , indutor  $L_f$  e capacitor  $C_f$ . A tensão de saída  $v_o$  alimenta uma carga representada pela admitância  $Y$  e uma fonte de corrente  $i_o$ , a qual reproduz perturbações decorrentes de cargas não lineares.

A tensão de saída desejada é uma senoide com valor eficaz (*Root Mean Square*, RMS)  $V_{RMS} = 127\text{ V}$  e frequência  $f_r = 60\text{ Hz}$ . O conteúdo harmônico é medido em termos da distorção harmônica total (*Total Harmonic Distortion*, THD) e das distorções harmônicas individuais (*Individual Harmonic Distortions*, IHDs).

Considerando o modelo médio do inversor obtém-se um modelo linear (Pereira et al., 2014), descrito por

$$\frac{dx(t)}{dt} = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) + \mathbf{E}i_o(t), \quad (1)$$

em que  $t \in \mathbb{R}$  é a variável de tempo contínuo,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_o \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{Y}{C_f} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Os valores dos componentes são  $R_f = 15\text{ m}\Omega$ ,  $L_f = 1\text{ mH}$  e  $C_f = 300\text{ }\mu\text{F}$ . Neste trabalho, a admitância assume a carga máxima, com  $Y = 0,1519\text{ S}$ . O sistema é discretizado utilizando retentor de ordem zero e período de amostragem  $T_s = 79,365\text{ }\mu\text{s}$  para obter

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{\Phi}\mathbf{x}[k] + \mathbf{\Gamma}u[k] + \mathbf{\Psi}i_o[k], \quad (3)$$

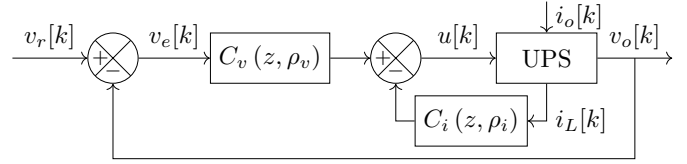


Figura 2. Topologia de controle.

em que  $k \in \mathbb{N}$  é a variável de tempo discreto,

$$\mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} 0,989 & -0,077 \\ 0,258 & 0,950 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} 0,079 \\ 0,010 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} 0,010 \\ -0,258 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Esse sistema pode ainda ser representado por matrizes de transferência, em que  $z$  é o operador de atraso discreto,

$$\mathbf{G}(z) = (z\mathbf{I} - \mathbf{\Phi})^{-1} \mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} G_1(z) \\ G_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0,0790(z-0,961)}{z^2-1,94z+0,960} \\ \frac{0,0103(z+0,986)}{z^2-1,94z+0,960} \end{bmatrix} \quad (5)$$

representa a transferência de  $u$  para  $x$ , e

$$\mathbf{H}(z) = (z\mathbf{I} - \mathbf{\Phi})^{-1} \mathbf{\Psi} = \begin{bmatrix} H_1(z) \\ H_2(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{0,0103(z+0,986)}{z^2-1,94z+0,960} \\ \frac{-0,258(z-0,999)}{z^2-1,94z+0,960} \end{bmatrix} \quad (6)$$

expressa a transferência de  $i_o$  para  $x$ .

Nesse modelo linear a corrente  $i_o$  é vista como uma perturbação exógena. Essa corrente representa a alimentação de cargas não lineares, com elevado conteúdo nas harmônicas ímpares. Neste trabalho, considera-se a formulação analítica desse sinal descrita em Bertoldi (2019).

Cabe ressaltar que o modelo é utilizado para geração dos dados e validação dos controladores. O conhecimento do mesmo não é necessário para a sintonia baseada em dados.

## 3. ESTRUTURA DE CONTROLE

O objetivo de controle é que a tensão de saída  $v_o$  siga uma referência senoidal

$$v_r[k] = \sqrt{2}V_{RMS} \sin(\Omega_r k), \quad (7)$$

em que  $\Omega_r = 2\pi f_r T_s$  é a frequência de referência discretizada. Além disso, deseja-se rejeitar perturbações providas da corrente  $i_o$ . O erro de seguimento é definido como

$$v_e[k] = v_r[k] - v_o[k]. \quad (8)$$

### 3.1 Topologia

Uma topologia de controle comumente aplicada à UPS é composta por um controlador proporcional-ressonante no erro  $v_e$ , juntamente à realimentação da corrente  $i_L$ . Assim,

$$u[k] = C_v(z, \rho_v) v_e[k] - C_i(z, \rho_i) i_L[k], \quad (9)$$

em que  $C_v(z, \rho_v)$  e  $C_i(z, \rho_i)$  são funções de transferência dos controladores e  $\rho_v$  e  $\rho_i$  são vetores de parâmetros a sintonizar. Essa topologia é exibida na Figura 2.

A partir de (5), (6), (8) e (9), a saída do sistema em malha fechada é obtida como

$$v_o[k] = T(z, \rho) v_r[k] + W(z, \rho) i_o[k], \quad (10)$$

em que as funções de transferência são

$$T(z, \rho) = \frac{C_v(z, \rho_v) G_2(z)}{1 + C_i(z, \rho_i) G_1(z) + C_v(z, \rho_v) G_2(z)}, \quad (11)$$

$$W(z, \rho) = \frac{H_2(z) + C_i(z, \rho_i) \left( \begin{matrix} G_1(z)H_2(z) + \\ -G_2(z)H_1(z) \end{matrix} \right)}{1 + C_i(z, \rho_i) G_1(z) + C_v(z, \rho_v) G_2(z)}, \quad (12)$$

e  $\rho^T = [\rho_i^T \ \rho_v^T]^T$  é o vetor combinado de parâmetros.

A condição para seguimento com erro nulo em regime permanente de uma senoide com frequência  $\Omega$  é

$$T(e^{j\Omega}, \rho) = 1. \quad (13)$$

Já para rejeição de perturbações de frequência  $\Omega$ , é

$$W(e^{j\Omega}, \rho) = 0. \quad (14)$$

Observe, através de (11) e (12), que as condições em (13) e (14) são simultaneamente satisfeitas se

$$C_v(e^{j\Omega}, \rho_v) = \infty, \quad (15)$$

isto é, se o controlador apresentar ressonância em  $\Omega$ .

### 3.2 Classe dos Controladores

Para a sintonia por VRFT, os controladores devem ser linearmente parametrizados. Assim,

$$C_i(z, \rho_i) = \rho_i^T \overline{C}_i(z), \quad C_v(z, \rho_v) = \rho_v^T \overline{C}_v(z), \quad (16)$$

em que  $\overline{C}_v(z)$  e  $\overline{C}_i(z)$  são vetores de funções de transferência. Os conjuntos de todos os possíveis controladores a partir de uma estrutura compõem as classes

$$\mathcal{C}_i = \{C_i(z, \rho_i) : \rho_i \in \mathcal{P}_i\}, \quad \mathcal{C}_v = \{C_v(z, \rho_v) : \rho_v \in \mathcal{P}_v\}, \quad (17)$$

em que  $\mathcal{P}_i$  e  $\mathcal{P}_v$  são valores admissíveis para os parâmetros.

A realimentação da corrente  $i_L$  objetiva melhorar o comportamento transitório. Tipicamente, esse controlador é proporcional, sendo linearmente parametrizado por

$$\rho_i = [K_P], \quad \overline{C}_i(z) = [1]. \quad (18)$$

Conforme Bertoldi (2019), um controlador ressonante atuando na frequência fundamental e terceira e quinta harmônicas é suficiente para atingir níveis adequados de THD e IHD. Assim, o controlador de tensão é parametrizado por

$$\rho_v = \begin{bmatrix} K_{PR} \\ K_{R11} \\ K_{R10} \\ K_{R31} \\ K_{R30} \\ K_{R51} \\ K_{R50} \end{bmatrix}, \quad \overline{C}_v(z) = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{z}{D_R(z, \Omega_1, \xi_1)} \\ \frac{1}{D_R(z, \Omega_1, \xi_1)} \\ \frac{z}{D_R(z, \Omega_3, \xi_3)} \\ \frac{1}{D_R(z, \Omega_3, \xi_3)} \\ \frac{z}{D_R(z, \Omega_5, \xi_5)} \\ \frac{1}{D_R(z, \Omega_5, \xi_5)} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

em que os denominadores são

$$D_R(z, \Omega, \xi) = z^2 - 2e^{-\xi\Omega} \cos(\sqrt{1 - \xi^2}\Omega)z + e^{-2\xi\Omega}, \quad (20)$$

$\Omega_n = n\Omega_r$  são as frequências discretizadas e  $\xi_n \in [0; 1)$  são coeficientes de amortecimento escolhidos pelo projetista.

Verifica-se por (19) e (20) que a condição em (15) é satisfeita para cada frequência  $\Omega_n$  se e somente se  $\xi_n = 0$ , isto é, se o controlador não é amortecido na respectiva frequência. No entanto, o acréscimo de um pequeno amortecimento reduz os ganhos obtidos e melhora a estabilidade em malha fechada, ao custo de erro de seguimento residual. Assim, esse amortecimento é especialmente relevante em aplicações práticas (Bertoldi, 2019).

## 4. SINTONIA POR MODELO DE REFERÊNCIA

Seja o comportamento desejado para o sistema em malha fechada expresso por uma função de transferência  $T_d(z)$ , denominada modelo de referência, de modo que a saída

desejada seja  $v_{od}[k] = T_d(z)v_r[k]$ . A sintonia por modelo de referência é então expressa por

$$\rho^* = \arg \min_{\rho} \left\{ \|(T(z, \rho) - T_d(z))v_r[k]\|_2^2 \right\}. \quad (21)$$

No entanto, por causa de (11), essa otimização depende de um modelo do sistema. Assim, os métodos clássicos baseados em dados otimizam diferentes funções de custo que aproximam a solução de (21) dependendo somente de dados coletados do sistema.

Para uma sintonia bem sucedida, o modelo de referência deve ser adequadamente selecionado (Bazanella et al., 2011). A escolha deve considerar as capacidades da classe do controlador e algum conhecimento sobre o processo, a fim de impor um desempenho realista. Ainda, o grau relativo do modelo de referência deve ser igual ou maior que o da planta, e zeros de fase não mínima da mesma devem constar no modelo (Bazanella et al., 2011).

### 4.1 Virtual Reference Feedback Tuning

O VRFT é um procedimento de sintonia baseado em dados não iterativo, originalmente formulado por Campi et al. (2002) para uma topologia com um único laço e estendido por Remes et al. (2020) para topologias em cascata, como aquela da Figura 2. Embora o VRFT seja voltado para o seguimento de referência, ao impor no modelo de referência a condição de seguimento nas frequências harmônicas obtém-se, por extensão, a rejeição das mesmas.

Considere um conjunto de dados suficientemente rico (Gevens et al., 2009) composto pelos sinais  $u$ ,  $v_o$  e  $i_L$ . Seja o erro virtual definido por

$$\tilde{v}_e[k] = (T_d^{-1}(z) - 1)v_o[k]. \quad (22)$$

A sintonia é então obtida por

$$\rho = \arg \min_{\rho} \left\{ \left\| L(z) \left( u[k] - \begin{pmatrix} C_v(z, \rho_v) \tilde{v}_e[k] + \\ - C_i(z, \rho_i) i_L[k] \end{pmatrix} \right) \right\|_2^2 \right\}, \quad (23)$$

em que  $L(z)$  é um filtro que visa a aproximar (23) de (21). Detalhes podem ser encontrados em Remes et al. (2020).

## 5. MODELOS DE REFERÊNCIA

Nesta seção são analisados modelos de referência construídos a partir de diferentes estratégias de posicionamento de polos. Os modelos são construídos de forma a satisfazer (13) para cada um dos três modos, isto é,

$$T_d(e^{j\Omega_n}) = 1, \quad n \in \{1; 3; 5\}. \quad (24)$$

Separando as partes reais e imaginárias de cada uma das três frequências, (24) se expande em seis equações. Para satisfazê-las, o numerador dos modelos é arbitrado como um polinômio de quinto grau, com seis coeficientes  $k_i$  livres. Para que o grau relativo seja maior ou igual a unidade, o denominador é composto por um polinômio  $D_{T_d}(z)$  de sexto grau, o qual determina o posicionamento dos polos. Além disso, o grau relativo  $d \in \mathbb{N}^+$  pode ser incrementado. Assim, os modelos são formatados como

$$T_d(z) = \frac{\sum_{i=0}^5 k_i z^i}{z^{d-1} D_{T_d}(z)}. \quad (25)$$

Cabe ressaltar que os modelos apresentados podem ser ajustados para atender diferentes modos ressonantes.

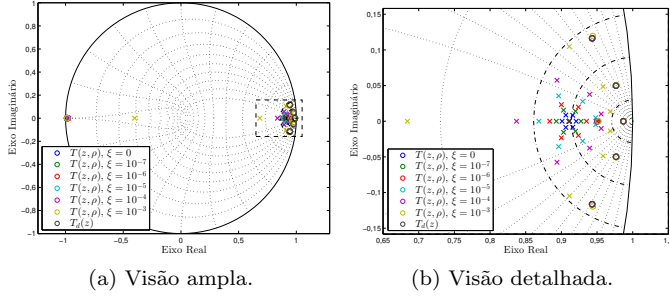


Figura 3. Mapa de polos e zeros de sintonias com  $\overline{C}_v(z)$  com  $\xi_1 = \xi_3 = \xi_5 = \xi$  variando e  $T_d(z)$  em (26) com  $d = 1$  e  $p = 0,911$ .

Todas as sintonias são realizadas com o mesmo conjunto de dados, obtidos de uma simulação em malha aberta. Nessa simulação, o sinal  $u$  aplicado é uma senoide idêntica à referência em (7) somada a uma sequência binária pseudo-aleatória (*PseudoRandom Binary Sequence*, PRBS) com 10% da amplitude da senoide e período de transição de 500  $\mu$ s. A senoide aproxima a condição usual de operação, enquanto o PRBS enriquece o espectro dos dados.

### 5.1 Modelo de Polos Reais Sobrepostos

A abordagem empregada em Beal et al. (2023) consiste em posicionar todos os polos sobrepostos no eixo real. Assim,

$$T_d(z) = \frac{\sum_{i=0}^5 k_i z^i}{z^{d-1} (z-p)^6}, \quad (26)$$

em que  $p \in \mathbb{R}$  é a posição dos polos. Essa proposta parte do princípio de que a magnitude dos polos está associada ao tempo de acomodação do sistema, e o posicionamento sobre o eixo real está relacionado a uma resposta ao salto sem sobrepasso.

Inicialmente, avalia-se, com esse modelo, o efeito dos amortecimentos no controlador. A Figura 3 mostra o mapa de polos e zeros dos sistemas em malha fechada obtidos de sintonias realizadas com um mesmo modelo de referência e diferentes amortecimentos no controlador.

Para valores de  $\xi$  maiores, os polos se aproximam das curvas que representam as frequências naturais associadas aos modos, demarcadas por linhas em traço-ponto na Figura 3. Verifica-se, ainda, que o caso em que o sistema mais se aproxima do modelo de referência é aquele com  $\xi = 0$ , ou seja, sem amortecimento no controlador; isso é condizente com o fato de que a condição de módulo em (13) só é satisfeita nesse caso. Finalmente, note que os sistemas em malha fechada apresentam um zero real negativo, proveniente do processo, conforme (5); o cancelamento desse zero através de um polo é tão melhor quanto menor é o valor de  $\xi$ .

### 5.2 Modelo Amortecido

Nesse modelo assume-se que os polos são uma versão amortecida dos polos do controlador. Assim,

$$T_d(z) = \frac{\sum_{i=0}^5 k_i z^i}{z^{d-1} \prod_{n \in \{1;3;5\}} D_R(z, \Omega_n, \zeta_n)}, \quad (27)$$

em que o denominador  $D_R$  é o mesmo que em (20) e  $\zeta_n \in [0; 1]$  são fatores de amortecimento escolhidos pelo

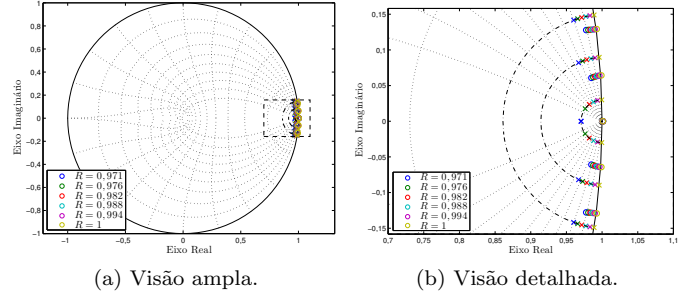


Figura 4. Mapa de polos e zeros de  $T_d(z)$  em (27) aplicando (28) com  $d = 1$  e  $R$  variando.

projetista. Note que esses amortecimentos não são os mesmos do controlador. A variação de cada amortecimento do modelo faz com que seus pares de polos movam-se sobre as respectivas curvas de frequência natural constante.

Para simplificar a escolha dos amortecimentos nas diferentes harmônicas, os valores de  $\zeta_n$  podem ser relacionados a um limitante superior do tempo de acomodação desejado através de uma restrição na magnitude dos polos. Para isso, é arbitrada uma circunferência de raio  $R \in [e^{-\Omega_1}, 1]$  centrada na origem do plano complexo, e os fatores de amortecimento são determinados por

$$\zeta_n = -\frac{\ln(R)}{\Omega_n}, \quad n \in \{1; 3; 5\}. \quad (28)$$

A Figura 4 mostra esse modelo de referência para diferentes valores de  $R$ . Note que os modelos apresentam zeros de fase não mínima. Exceto quando o processo a ser controlado também possui zeros de fase não mínima, eles prejudicam a sintonia pois tendem a aparecer no controlador (Bazanella et al., 2011). Assim, na maioria das aplicações, esse modelo não é indicado.

### 5.3 Modelo Radial

Como alternativa, propõe-se posicionar os polos mantendo-os com a frequência amortecida igual aos modos do projeto. Esse modelo já foi aplicado em Lourencena (2023) para sintonia de controladores ressonantes, e é descrito por

$$T_d(z) = \frac{\sum_{i=0}^5 k_i z^i}{z^{d-1} \prod_{n \in \{1;3;5\}} D_R\left(z, \frac{\Omega_n}{\sqrt{1-\zeta_n^2}}, \zeta_n\right)}. \quad (29)$$

A variação de cada amortecimento faz com que os respectivos pares de polos movam-se ao longo de semi-retas no plano complexo, entre a origem e a circunferência unitária. Novamente, os amortecimentos são relacionados à magnitude dos polos, sendo expressos por

$$\zeta_n = -\frac{\ln(R)}{\sqrt{\ln^2(R) + \Omega_n^2}}, \quad n \in \{1; 3; 5\}, \quad (30)$$

em que  $R \in (0; 1]$  é o raio da circunferência que determina a magnitude dos polos.

Em relação ao modelo anterior, esse não apresenta os zeros de fase não mínima. Assim, a seguir, avaliam-se individualmente as influências da magnitude  $R$  e do grau relativo  $d$  nas sintonias realizadas com esse modelo.

Tabela 1. Sintonias e resultados com  $\overline{C}_v(z)$  com  $\xi_1 = \xi_3 = \xi_5 = 10^{-3}$  e  $T_d(z)$  em (29) aplicando (30) com  $d = 1$  e  $R$  variando.

$R$	0,75	0,85	0,95
$K_P$	24,982	24,978	23,294
$K_{PR}$	144,366	86,564	26,972
$K_{R1_1}$	388,612	35,566	0,944
$K_{R1_0}$	-383,095	-35,382	-0,953
$K_{R3_1}$	-131,404	21,592	1,530
$K_{R3_0}$	169,365	-17,953	-1,566
$K_{R5_1}$	-162,364	-21,847	1,797
$K_{R5_0}$	144,906	23,991	-1,694
RMS (V)	127,007	127,025	127,171
THD (%)	0,860	1,966	6,129
IHD <sub>3</sub> (%)	0,000	0,001	0,039
IHD <sub>5</sub> (%)	0,000	0,003	0,039
IHD <sub>7</sub> (%)	0,259	1,220	5,593
IHD <sub>9</sub> (%)	0,289	0,905	2,020

Tabela 2. Sintonias e resultados com  $\overline{C}_v(z)$  com  $\xi_1 = \xi_3 = \xi_5 = 10^{-3}$  e  $T_d(z)$  em (29) aplicando (30) com  $d$  variando e  $R = 0,93$ .

$d$	1	3	5
$K_P$	24,410	6,201	3,012
$K_{PR}$	45,185	9,334	5,369
$K_{R1_1}$	3,388	0,652	0,288
$K_{R1_0}$	-3,401	-0,653	-0,290
$K_{R3_1}$	5,067	0,748	0,263
$K_{R3_0}$	-4,962	-0,709	-0,225
$K_{R5_1}$	2,062	0,352	0,139
$K_{R5_0}$	-1,393	-0,257	-0,100
RMS (V)	127,101	127,445	128,310
THD (%)	4,330	8,669	14,664
IHD <sub>3</sub> (%)	0,013	0,020	0,017
IHD <sub>5</sub> (%)	0,016	0,029	0,038
IHD <sub>7</sub> (%)	3,698	7,495	13,225
IHD <sub>9</sub> (%)	1,710	3,272	5,134

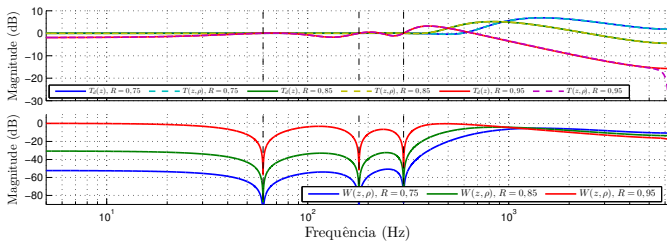


Figura 5. Resposta frequencial das sintonias na Tabela 1.

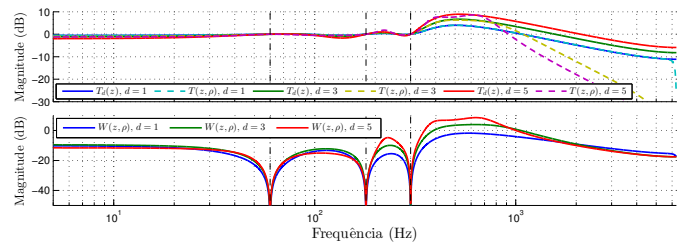


Figura 8. Resposta frequencial das sintonias na Tabela 2.

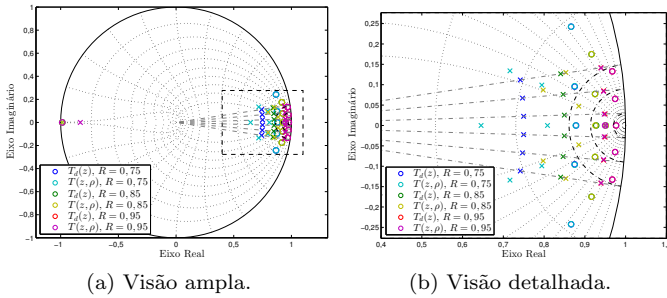


Figura 6. Mapa de polos e zeros das sintonias na Tabela 1.

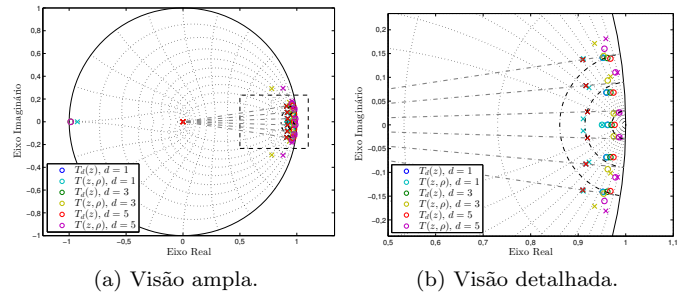


Figura 9. Mapa de polos e zeros das sintonias na Tabela 2.

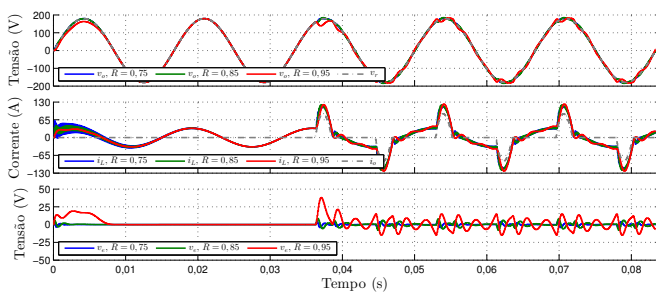


Figura 7. Sinais obtidos com as sintonias na Tabela 1.

**Variação da Magnitude** Para analisar a influência de  $R$ , mantêm-se fixos  $d$  e  $\xi$ . Três sintonias são apresentadas na Tabela 1. Note que os ganhos do controlador de tensão são maiores para valores de  $R$  menores. Isso se justifica pelo fato de que  $R$  menor resulta em modelos mais rápidos.

A Figura 5 mostra a resposta em frequência dos sistemas envolvidos, onde nota-se semelhança entre os modelos de referências e os respectivos sistemas obtidos em malha fechada. Além disso, a função de transferência da perturbação apresenta atenuação para grande parte do espectro.

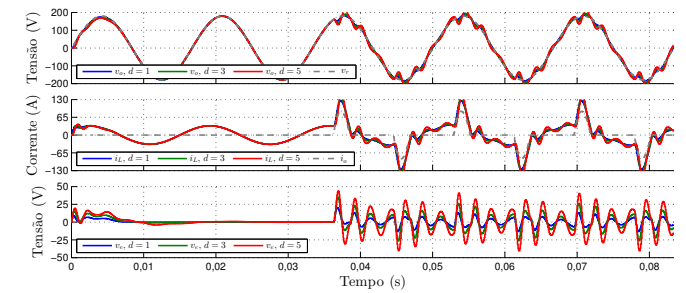


Figura 10. Sinais obtidos com as sintonias na Tabela 2.

A Figura 6 exibe o mapa de polos e zeros de  $T(z, \rho)$  e  $T_d(z)$ . Note que os polos em malha fechada são mais próximos aos dos modelos quanto maior é o valor de  $R$ .

A Figura 7 exibe os sinais no tempo, com perturbação de corrente  $i_o$  acrescentada após dois períodos da referência. Os sinais mostram a diferença no tempo de acomodação entre os sistemas e ilustram as informações da Tabela 1 acerca da rejeição da perturbação. Note que o aumento de  $R$  resulta em resposta mais lenta e piora do desempenho, expresso por um distanciamento da tensão eficaz desejada

e de um crescimento da THD e das IHDs. Note ainda que, nos três casos, as IHDs da terceira e quinta harmônica são muito menores que as outras, demonstrando a eficácia do controlador, projetado considerando essas frequências.

*Variação do Grau Relativo* Para analisar a influência de  $d$ , mantêm-se fixos  $R$  e  $\xi$ . O incremento de  $d$  equivale à inserção de atrasos. Esse ajuste é útil para compensar atrasos da planta, comuns em sistemas reais. Três sintonias são apresentadas na Tabela 2. Note que os ganhos dos controladores diminuem em módulo com o aumento de  $d$ . Isso é condizente com o fato de que o modelo com maior grau relativo representa uma resposta mais lenta.

Nas respostas em frequência da Figura 8 observa-se diferenças entre  $T(z, \rho)$  e  $T_d(z)$ , especialmente em altas frequências. É possível notar também o aumento do efeito colchão d'água, que é o aumento do ganho de  $W(z, \rho)$  nas frequências após à última harmônica considerada no projeto do controlador (Bertoldi, 2019).

A Figura 9 mostra o mapa de polos e zeros dos sistemas. Note que os polos de malha fechada tendem a se aproximar da circunferência unitária, resultando em sistemas mais lentos. Além disso, com menor grau relativo os polos de  $T(z, \rho)$  estão mais próximos aos de  $T_d(z)$ .

Analisando a Figura 10 nota-se que a resposta torna-se cada vez mais oscilatória com o aumento de  $d$ . Em contrapartida, em função do pequeno período de amostragem  $T_s$ , o aumento no tempo de acomodação é imperceptível. Quanto aos critérios de desempenho, nota-se uma degradação da rejeição de harmônicas com o aumento de  $d$ . Em particular, a THD mais que triplica com a variação de  $d$  de 1 para 5. Em todos os casos o controlador mostra-se eficaz na redução das IHDs da terceira e quinta harmônica.

## 6. ANÁLISE DE RESULTADOS

As sintonias iniciais, utilizando o modelo de referência com polos reais, mostram que, quando o controlador é amortecido, os polos do sistema em malha fechada tendem a se espalhar no plano complexo. Assim, é interessante incorporar os polos complexos no modelo de referência.

O primeiro modelo com polos complexos apresenta fase não mínima e, portanto, sua aplicação não é interessante na maioria dos casos. O segundo é de fase mínima, sendo então utilizado para sintonias avaliando seus parâmetros.

Observa-se que a escolha da magnitude dos polos está relacionada não só ao tempo de acomodação, mas também à magnitude dos ganhos e ao desempenho quanto à rejeição de perturbações harmônicas. Em particular, os modelos mais rápidos, com polos com menor magnitude, apresentam menores índices de distorção harmônica, ao custo de ganhos com magnitude elevada nos controladores.

Ainda, conclui-se que o aumento do grau relativo do modelo de referência degrada consideravelmente o desempenho, embora também seja favorável a reduzir a magnitude dos ganhos do controlador. Portanto, recomenda-se utilizar essa ferramenta somente quando é necessário compensar atrasos de sistemas reais.

## 7. CONCLUSÕES

Este trabalho analisou três modelos de referência diferentes para o projeto baseado em dados de controladores ressonantes. Os modelos, expressos por funções de transferência, diferem na estratégia de posicionamento de seus polos. Mostrou-se que os modelos com polos complexos são mais adequados para este projeto. Propôs-se que as posições desses polos podem ser determinadas pela escolha de uma só magnitude, ao invés de diversos coeficientes de amortecimento. Com isso, além de tornar-se mais simples, o modelo radial apresentou melhores resultados, considerando THD e IHDs, em especial quando o controlador ressonante é amortecido. No futuro, espera-se a aplicação prática de um método baseado em dados usando esse modelo de referência, em particular na UPS experimental.

## REFERÊNCIAS

- Bazanella, A.S., Campestrini, L., e Eckhard, D. (2011). *Data-driven controller design: the H2 approach*. Springer, Dordrecht, Países Baixos.
- Bazanella, A.S., Campestrini, L., e Eckhard, D. (2023). The data-driven approach to classical control theory. *Annual Reviews in Control*, 56.
- Beal, G. de P., Lorenzini, C., Flores, J.V., e Campestrini, L. (2023). Harmonic rejection on UPS through cascade VRFT of proportional-resonant controller. Em *IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA)*, 1083–1088. Bridgetown, Barbados.
- Bertoldi, R. (2019). *Controlador múltiplo-ressonante de ganho finito aplicado a fontes ininterruptas de energia*. Dissertação de Mestrado, UFRGS, Porto Alegre, Brasil.
- Campestrini, L., Eckhard, D., Bazanella, A.S., e Gevers, M. (2017). Data-driven model reference control design by prediction error identification. *Journal of the Franklin Institute*, 354(6).
- Campi, M.C., Lecchini, A., e Savaresi, S.M. (2002). Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers. *Automatica*, 38(8).
- Gevers, M., Bazanella, A.S., Bombois, X., e Miskovic, L. (2009). Identification and the information matrix: How to get just sufficiently rich? *IEEE Transactions on Automatic Control*, 54(12).
- Gonçalves da Silva, G.R., Bazanella, A.S., e Campestrini, L. (2019). On the choice of an appropriate reference model for control of multivariable plants. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 27(5).
- Karimi, A., Mišković, L., e Bonvin, D. (2004). Iterative correlation-based controller tuning. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 18(8).
- Lourencena, M.O. (2023). *Projeto de controle baseado em dados para regulação de velocidade de rotor e redução de esforços mecânicos em turbinas eólicas*. Dissertação de Mestrado, UFRGS, Porto Alegre, Brasil.
- Pereira, L.F.A., Flores, J.V., Bonan, G., Coutinho, D.F., e Gomes da Silva Jr, J.M. (2014). Multiple resonant controllers for uninterruptible power supplies – a systematic robust control design approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(3).
- Remes, C.L., Binz, R.E., Flores, J.V., e Campestrini, L. (2020). Virtual reference feedback tuning applied to cascade control. *IET Control Theory & Applications*, 14(20).