

# Controle Preditivo Baseado em Modelo para Fontes Ininterruptas de Energia: Estabilidade e Desempenho

Robert U. M. Viaro

*Grupo de Eletrônica de Potência e Controle  
Universidade Federal de Santa Maria  
Santa Maria, Brasil*

Everson Mattos

*Grupo de Eletrônica de Potência e Controle  
Universidade Federal de Santa Maria  
Santa Maria, Brasil*

Vinicius F. Montagner

*Grupo de Eletrônica de Potência e Controle  
Universidade Federal de Santa Maria  
Santa Maria, Brasil*

**Abstract**—Este artigo traz como contribuição um controlador preditivo baseado em modelo aplicado ao rastreamento de referências senoidais para uso em inversores empregados em fontes ininterruptas de energia. A estratégia proposta considera o atraso na implementação digital do sinal de controle e os limites de amplitude deste sinal em inversores. A função custo utilizada é dada por uma soma do erro de rastreamento ao quadrado e do sinal de controle ao quadrado, com horizonte de predição igual a dois e com apenas um fator de ponderação,  $\gamma$ , empregado para a sintonia do controlador. Um estudo de caso, baseado em parâmetros da literatura para uma fonte ininterrupta de energia, mostra como  $\gamma$  pode ser escolhido, utilizando como base os valores médios quadráticos do erro de rastreamento e do sinal de controle, em um ensaio de rastreamento de referência senoidal. Uma análise de baseada nos polos em função de  $\gamma$  demonstra a estabilidade do sistema em malha fechada e também limites de desempenho. Resultados de simulação ilustram a eficácia do controle proposto.

**Index Terms**—Fontes ininterruptas de energia, Controle preditivo baseado em modelo, Estabilidade, Desempenho

## I. INTRODUÇÃO

Um problema importante em fontes ininterruptas de energia (do inglês, *Uninterruptible Power Supplies* – UPS) é o controle da tensão de saída, a ser aplicada para alimentar a carga. Esta tensão deve ser sinusoidal, com baixa distorção harmônica, e rápida recuperação em transitórios. Portanto, o sistema de controle desta tensão deve ser capaz de seguir uma referência senoidal ao longo do tempo, com erro nulo em regime permanente. Outro ponto importante é a duração da carga das baterias que alimentam sistemas UPS, duração esta que pode ser aumentada por meio de um controle que minimize ou reduza a energia demandada da fonte primária. Uma das formas de abordar o problema é o projetista do controle tentar encontrar uma boa relação de compromisso entre a minimização da energia do erro de tensão e da energia demandada pelo sinal de controle (que impacta na duração da carga das baterias). Por exemplo, pode-se obter erros de rastreamento de tensão menores ao custo de um sinal de controle com maior energia, ou pode-se reduzir a energia do sinal de controle, relaxando a minimização do erro da tensão de saída [1]–[4].

Algumas técnicas de controle, como o regulador linear quadrático (do inglês, *Linear Quadratic Regulator* – LQR), permitem ao projetista escolher pesos em uma função custo que contém uma medida da energia dos estados e uma medida da energia do sinal de controle. Portanto, escolhendo adequadamente as matrizes de ponderação em um LQR, pode-se chegar em um bom compromisso entre rastreamento de referência e energia do sinal de controle. Entretanto, o problema das escolhas dos pesos da função custo de um LQR não é trivial, envolvendo simultaneamente a escolha de vários pesos, o que pode ser custoso ao projetista, demandando, por exemplo, uma etapa de tentativa e erro ou de busca exaustiva dos pesos. Além disso, para implementação digital do controlador em conversores de potência, em geral utiliza-se a solução de horizonte infinito de um LQR discreto, que leva a um ganho fixo de realimentação de estados, que é calculável *off-line*. Então, embora a lei de controle de um LQR discreto seja de simples implementação (ganhos calculados *off-line* e fixos, sem nenhuma necessidade de atualização *online* destes ganhos), frequentemente tem-se um desempenho dinâmico conservador para aplicações em sistemas UPS [5]–[8].

Mais recentemente, vem-se observando em Eletrônica de Potência um uso crescente de controle preditivo baseado em modelo (do inglês, *Model Predictive Control* – MPC), inclusive para aplicações em UPS. Estes controladores são conhecidos por fornecerem transitórios muito rápidos e regime permanente com baixos erros, além de agregar robustez contra incertezas paramétricas e distúrbios. Controladores MPC são fáceis de implementar, são ótimos no sentido de minimizar uma função custo que mede a qualidade da resposta do sistema, em um horizonte de predição escolhido pelo projetista. A função custo de um MPC pode utilizar termos com o erro de rastreamento da referência e o sinal de controle, por exemplo. No caso de MPCs de conjuntos de controle contínuo (do inglês, *Continuous Control Set* – CCS), ou seja, MPC-CCS, a solução do problema de otimização pode ser feita *off-line*, e o projetista pode testar, antes de implementar o

controle no conversor físico, várias ponderações entre a importância do erro de rastreamento e a importância do sinal de controle [9]–[12]. Entretanto, em muitos casos de MPCs, um número maior de parâmetros na função custo dificulta a sintonia.

Este artigo tem objetivo de contribuir com um controle MPC-CCS para a tensão de UPSs monofásicas, com inversor de ponte completa e filtro  $LC$  de saída. O controle MPC proposto utiliza uma função custo dada por uma soma ponderada do erro de rastreamento ao quadrado duas amostras à frente e do sinal de controle ao quadrado. Primeiramente, mostra-se que é necessário apenas um parâmetro de ponderação nesta função custo, o peso  $\gamma$ . Este único parâmetro de projeto é um escalar positivo que significa quantas vezes o sinal de controle é mais importante na otimização do que o erro de rastreamento. Valores de  $\gamma < 1$  indicam que minimizar o erro é mais importante que minimizar a energia do sinal de controle. Valores de  $\gamma > 1$  indicam que a prioridade passa a ser minimizar a energia do controle. Desta forma, fica mais simples para o projetista encontrar um valor de  $\gamma$  que permita uma boa relação de compromisso entre rastreamento de referência (i.e. minimização do erro) e economia da energia do atuador (i.e. minimização do sinal de controle). São utilizados parâmetros físicos, consultados na literatura, para caracterizar a dinâmica de uma UPS e ilustrar as análises de desempenho e estabilidade. Estas análises indicam como o sinal de erro e o sinal de controle, e também como os polos de malha fechada, evoluem para vários valores diferentes de  $\gamma$ , auxiliando o projetista na sintonia do MPC. Os resultados de simulação ilustram tensões de saída viáveis para implementação em UPSs.

Os resultados ilustram tensões de saída viáveis para implementação em UPSs.

## II. MODELO DE PREDIÇÃO DO ERRO

Considere o estágio de saída de uma UPS monofásica, mostrado na Figura 1. O objetivo aqui será controlar a tensão de saída (tensão sobre a carga  $R_L$ ), para que esta seja senoidal, com poucas distorções, a partir das medidas da corrente no indutor  $L_f$  e da tensão no capacitor  $C_f$ , utilizando uma lei de controle digital para gerar o sinal de tensão de saída do inversor  $u_{PWM}$ .

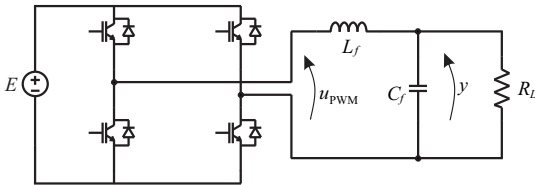


Figure 1. Estágio de saída de uma UPS monofásica.

Substituindo a fonte  $E$  e o inversor por uma fonte de tensão  $u$  que equivale à média do sinal modulado

em largura de pulso pelo inversor e utilizando as leis de Kirchhoff, tem-se o seguinte modelo da planta

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ y &= \mathbf{C}\mathbf{x}\end{aligned}\quad (1)$$

Neste modelo, as matrizes  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$ , o vetor de estados  $\mathbf{x}$  e a saída  $y$  são dados por

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_c &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_L C_f} & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L_f} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C} &= [1 \quad 0], \quad \mathbf{x} = [v \quad i]^T, \quad y = v\end{aligned}\quad (2)$$

Discretizando o modelo (1) com um período de amostragem  $T_s$ , utilizando um segurador de ordem zero, e inserindo um atraso de um período de amostragem na implementação do sinal de controle, tem-se o modelo

$$\begin{aligned}\mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d u(k-1), \\ y(k) &= \mathbf{C}_d \mathbf{x}(k)\end{aligned}\quad (3)$$

em que  $\mathbf{A}_d = e^{\mathbf{A}T_s}$ ,  $\mathbf{B}_d = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}\tau} \mathbf{B} d\tau$  e  $\mathbf{C}_d = \mathbf{C}$ .

O erro de rastreamento da referência senoidal, denotada por  $R(k)$ , é dado por

$$e(k) = R(k) - \mathbf{C}_d \mathbf{x}(k)\quad (4)$$

Utilizando o modelo (3), a predição do erro uma amostra à frente é dada por

$$e(k+1) = R(k+1) - \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) - \mathbf{C}_d \mathbf{B}_d u(k-1)\quad (5)$$

e a predição do erro duas amostras à frente é dada por

$$e(k+2) = R(k+2) - \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d^2 \mathbf{x}(k) - \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d \mathbf{B}_d u(k-1) - \mathbf{C}_d \mathbf{B}_d u(k)\quad (6)$$

Um dos objetivos do controle MPC, descrito na próxima seção, será encontrar o sinal de controle que minimize um custo quadrático sobre o erro como em (6), e permitindo reduzir também a energia do sinal de controle.

Para os estudos numéricos no decorrer do artigo, serão utilizados os parâmetros da Tabela I, provenientes de [6], adaptados aqui para potência nominal de 500 W.

Table I  
PARÂMETROS DA UPS.

Parâmetros	Valores
Tensão do barramento CC	240 V
Tensão de pico sobre a carga	120 V
Potência nominal de saída	500 W
Frequência de amostragem e comutação	20 kHz
Frequência da referência senoidal	60 Hz
Capacitância do filtro	100 $\mu$ F
Indutância do filtro	333 $\mu$ H
Resistência de carga nominal	14,4 $\Omega$

### III. MPC COM APENAS UM PARÂMETRO DE SINTONIA

Para o MPC, é necessário um modelo de predição da saída, dado na seção anterior, uma função custo, que caracteriza o desempenho do sistema, e uma otimização, para encontrar o sinal de controle ótimo a cada instante.

Para a função custo, considere primeiramente

$$J_1 = \gamma_1 e(k+2)^2 + \gamma_2 u(k)^2 \quad (7)$$

que é dada por uma soma ponderada da predição do erro duas amostras à frente, elevado ao quadrado, e do sinal de controle elevado ao quadrado.

Dividindo toda a expressão anterior por  $\gamma_1$ , tem-se

$$\frac{J_1}{\gamma_1} = e(k+2)^2 + \frac{\gamma_2}{\gamma_1} u(k)^2 \quad (8)$$

Esta expressão da função custo é equivalente à expressão (6), e pode ser reescrita como

$$J = e(k+2)^2 + \gamma u(k)^2 \quad (9)$$

sendo que (9) será utilizada como função custo neste trabalho. Observe que (9) utiliza apenas um parâmetro de projeto,  $\gamma$ , que é a razão entre  $\gamma_2$  e  $\gamma_1$ , tornando mais simples a sintonia deste MPC.

Observe que nesta função custo, se  $\gamma$  for escolhido como 0, a função custo leva em conta somente o erro quadrático, sem limitar a ação de controle. Quanto mais elevado for o valor de  $\gamma$ , maior será a penalização do sinal de controle na função custo, levando a ações que priorizam a redução do sinal de controle, em detrimento da redução do erro.

Substituindo (6) em (9), e resolvendo o problema de otimização irrestrita em relação a  $u(k)$ , tem-se que o sinal de controle do MPC proposto que minimiza a função custo é dado por

$$u(k) = \frac{(R(k+2) - \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d^2 \mathbf{x}(k) - \mathbf{C}_d \mathbf{A}_d \mathbf{B}_d u(k-1)) (\mathbf{C}_d \mathbf{B}_d)}{(\mathbf{C}_d \mathbf{B}_d)^2 + \gamma} \quad (10)$$

A expressão acima pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} u(k) &= N_r R(k+2) - \mathbf{N}_x \mathbf{x}(k) - N_u u(k-1) \\ N_r &= \frac{\mathbf{C}_d \mathbf{B}_d}{(\mathbf{C}_d \mathbf{B}_d)^2 + \gamma}, \quad \mathbf{N}_x = \frac{(\mathbf{C}_d \mathbf{A}_d^2) (\mathbf{C}_d \mathbf{B}_d)}{(\mathbf{C}_d \mathbf{B}_d)^2 + \gamma} \\ N_u &= \frac{(\mathbf{C}_d \mathbf{A}_d \mathbf{B}_d) (\mathbf{C}_d \mathbf{B}_d)}{(\mathbf{C}_d \mathbf{B}_d)^2 + \gamma} \end{aligned} \quad (11)$$

em que a lei de controle é vista como uma combinação de uma ação antecipatória da referência, uma realimentação dos estados e uma realimentação do controle atrasado.

#### A. Análise de estabilidade

Para análise de estabilidade com o MPC proposto, será obtida nesta seção a função de transferência da referência para a saída e, após, será feita a análise da posição dos polos de malha fechada em função do parâmetro  $\gamma$  de sintonia da função custo.

Aplicando a transformada  $\mathcal{Z}$  no sistema (3) com condições iniciais nulas, tem-se

$$z\mathbf{X}(z) = \mathbf{A}_d \mathbf{X}(z) + z^{-1} \mathbf{B}_d U(z) \quad (12)$$

Da mesma forma, aplicando a transformada  $\mathcal{Z}$  na equação do sinal de controle (12), tem-se

$$U(z) = z^2 N_r R(z) - \mathbf{N}_x \mathbf{X}(z) - z^{-1} N_u U(z) \quad (13)$$

Isolando a expressão de  $U(z)$ , tem-se

$$U(z) = \frac{z}{(z + N_u)} z^2 N_r R(z) - \frac{z}{(z + N_u)} \mathbf{N}_x \mathbf{X}(z) \quad (14)$$

Substituindo (14) em (12), pode-se escrever

$$\begin{aligned} z\mathbf{X}(z) &= \mathbf{A}_d \mathbf{X}(z) + z^{-1} \mathbf{B}_d \left( \frac{z}{(z + N_u)} z^2 N_r R(z) \right. \\ &\quad \left. - \frac{z}{(z + N_u)} \mathbf{N}_x \mathbf{X}(z) \right) \end{aligned} \quad (15)$$

Manipulando a expressão acima, obtém-se

$$\mathbf{X}(z) = \left( (z + N_u)(z\mathbf{I} - \mathbf{A}_d) + \mathbf{B}_d \mathbf{N}_x \right)^{-1} \mathbf{B}_d z^2 N_r R(z) \quad (16)$$

Finalmente, escrevendo a saída  $Y(z)$  em função da referência  $R(z)$ , tem-se a expressão da função de transferência de malha fechada com o MPC proposto:

$$\begin{aligned} Y(z) &= \mathbf{C}_d \mathbf{X}(z) \\ Y(z) &= \mathbf{C}_d \left( (z + N_u)(z\mathbf{I} - \mathbf{A}_d) + \mathbf{B}_d \mathbf{N}_x \right)^{-1} \mathbf{B}_d z^2 N_r R(z) \end{aligned} \quad (17)$$

### IV. RESULTADOS: DESEMPENHO E ESTABILIDADE

Esta seção mostra a influência da escolha do parâmetro  $\gamma$  da função custo no desempenho do controle da tensão da UPS e na estabilidade do sistema de controle em malha fechada com o MPC proposto.

Para todos os ensaios a seguir, foram utilizados os parâmetros da UPS na Tabela I, e foi utilizada uma referência de tensão de 120 V de pico, 60 Hz, que inicia com fase 0 graus, e, após um período e meio da senoide, a fase foi invertida em 180 graus, para ter um transitório desafiador para o rastreamento desta forma de onda.

Todas as figuras na sequência têm as variáveis de saída, referência e erro expressos em Volts.

Primeiramente, foi escolhido o valor de  $\gamma = 0,1$ . Os resultados são mostrados na Figura 2, indicando um bom rastreamento, com transitório rápido na variação da referência, mas com o sinal de controle de alto custo e inviável devido à alta frequência na partida e na variação de fase da referência.

Na sequência, em um processo iterativo, foi-se aumentando o valor de  $\gamma$  em potências de 10, para analisar diversas situações de sinal de erro de rastreamento e do sinal de controle em função do parâmetro de projeto.

Na Figura 3, tem-se os resultados para  $\gamma = 1$ , que significa que o peso do erro e do sinal de controle, na função custo, são os mesmos. Novamente, nota-se um bom rastreamento da referência na partida e na variação da referência, um sinal de erro pequeno nos transitórios e desprezível em regime permanente, mas ainda um sinal de controle com componentes de alta frequência, de difícil implementação prática por um inversor PWM. Entretanto, pode-se observar que o sinal de controle nesta simulação

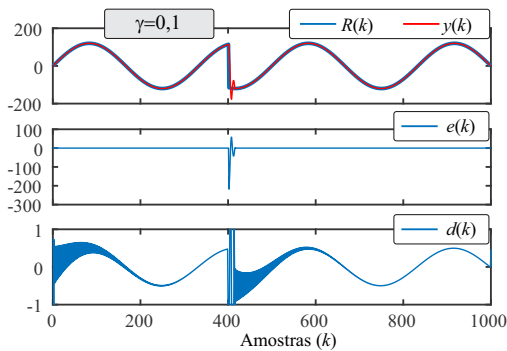


Figure 2. Resultados para  $\gamma = 0,1$  para um período de amostragem  $5 \mu\text{s}$ . Tensão de saída e respectiva referência (superior). Erro de rastreamento (intermediário). Razão cíclica (inferior).

tem menor energia do que o da simulação anterior, indicando a importância de usar também o termo  $u(k)^2$ , juntamente com  $e(k+2)^2$  na função custo.

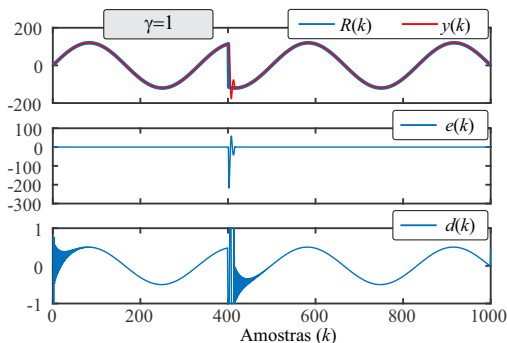


Figure 3. Resultados para  $\gamma = 1$  para um período de amostragem  $5 \mu\text{s}$ . Tensão de saída e respectiva referência (superior). Erro de rastreamento (intermediário). Razão cíclica (inferior).

Na Figura 4, tem-se os resultados para  $\gamma = 10$ , que significa que o peso do sinal de controle torna-se 10 vezes maior do que o sinal de erro. O rastreamento da referência continua bom, e o sinal de controle tem reduzidas componentes de alta frequência, facilitando sua implementação prática. Nota-se apenas a presença de componentes de alta frequência na partida do sinal de controle.

Continuando o aumento de  $\gamma$  em potências de 10, na Figura 5 são mostrados os resultados para  $\gamma = 100$ . Novamente, é possível notar bom desempenho em termos baixo erro de rastreamento, principalmente no transitório de variação de fase da referência, e um sinal de controle mais suave do que os anteriores, indicando que este valor de  $\gamma$  fornece uma boa relação de compromisso entre rastreamento de referência e energia do sinal de controle.

Finalmente, com o valor de  $\gamma = 1000$ , nota-se, na Figura 6, que o rastreamento da referência piora, devido à restrição da energia do sinal de controle, pois esta escolha de  $\gamma$  indica uma importância do sinal de controle 1000 vezes maior que a do sinal de erro na função custo. Desta

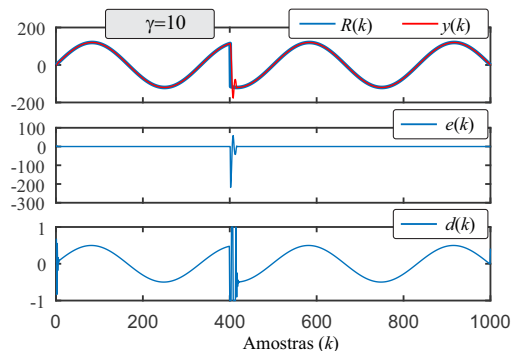


Figure 4. Resultados para  $\gamma = 10$  para um período de amostragem  $5 \mu\text{s}$ . Tensão de saída e respectiva referência (superior). Erro de rastreamento (intermediário). Razão cíclica (inferior).

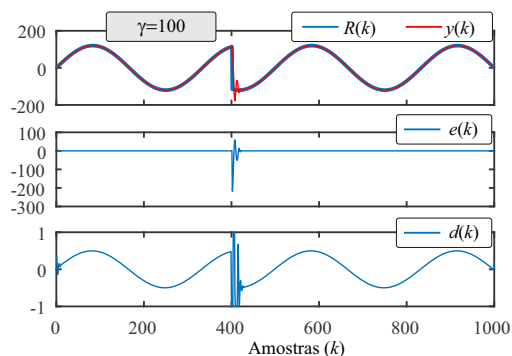


Figure 5. Resultados para  $\gamma = 100$  para um período de amostragem  $5 \mu\text{s}$ . Tensão de saída e respectiva referência (superior). Erro de rastreamento (intermediário). Razão cíclica (inferior).

forma, a otimização prioriza a redução da energia do sinal de controle, em detrimento do erro de rastreamento.

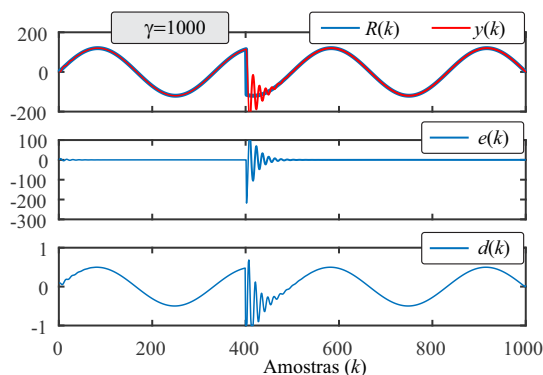


Figure 6. Resultados para  $\gamma = 1000$  para um período de amostragem  $5 \mu\text{s}$ . Tensão de saída e respectiva referência (superior). Erro de rastreamento (intermediário). Razão cíclica (inferior).

A Figura 7 consolida os resultados de simulação similares aos anteriores, de  $\gamma = 0$  até  $\gamma = 1000$ , aumentando 10 unidades entre cada simulação. Pode-se observar a grande variação do desempenho, em função do valor de  $\gamma$ , para o

de sinal de controle, e uma variação menor no desempenho, mas ainda perceptível, para o erro de rastreamento. Esta figura indica ao projetista que existem escolhas de  $\gamma$  que permitem uma melhor relação de compromisso entre erro de rastreamento e sinal de controle. Uma boa escolha neste cenário significa buscar um valor de  $\gamma$  que garanta baixo erro de rastreamento e não tenha sinal de controle proibitivo para implementação.

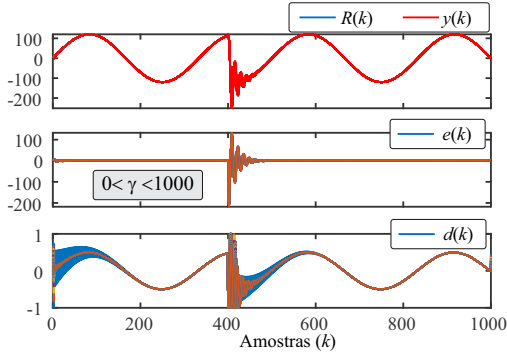


Figure 7. Resultados para  $\gamma = [0, 10, 20, \dots, 1000]$  para um período de amostragem  $5 \mu s$ . Tensões de saída e referência (superior). Erros de rastreamento (intermediário). Razões cíclicas (inferior).

Para um estudo mais sistemático do erro de rastreamento e do sinal de controle para toda a faixa de  $\gamma = 0$  até  $\gamma = 1000$ , para cada simulação mostrada na figura anterior, foram calculadas as raízes quadradas das médias quadráticas (do inglês, *Root Mean Square* – RMS) do erro de rastreamento e do sinal de controle. Estes valores RMS podem ser vistos como medida da energia dos sinais.

Para o cálculo destes valores RMS do erro e do sinal de controle, foi escolhida a janela que vai da amostra  $k = 400$  até a amostra  $k = 600$ , por conter o transitório mais rigoroso de variação de referência e o início do regime permanente consecutivo, sendo interessante para verificar a energia destes sinais. Portanto, os valores RMS do erro e do sinal de controle foram calculados como

$$e_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{201} \sum_{k=400}^{600} (r(k) - y(k))^2} \quad (18)$$

e

$$u_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{201} \sum_{k=400}^{600} u(k)^2} \quad (19)$$

Os resultados dos valores RMS do erro e do sinal de controle, em função de  $\gamma$ , são mostrados na Figura 8.

Uma análise da Figura 8 indica que a faixa de  $\gamma$  entre 0 e 10 não é indicada para a escolha de  $\gamma$ , devido aos maiores valores RMS do sinal de controle, associados às componentes de alta frequência verificadas nas simulações anteriores. A faixa de  $\gamma$  entre 10 e 100 é a mais favorável para a escolha de  $\gamma$ , porque garante os menores valores RMS de erro, com valores RMS relativamente baixos do sinal de controle. A faixa de  $\gamma = 100$  até  $\gamma = 300$  é

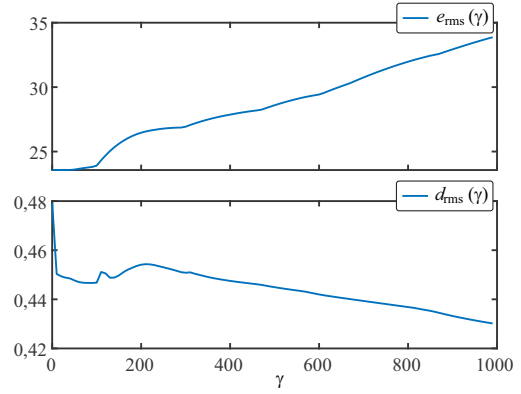


Figure 8. Valores RMS do erro de rastreamento (superior) e valores RMS da razão cíclica (inferior), para  $\gamma = [0, 10, 20, \dots, 1000]$ .

desfavorável porque escolhas de  $\gamma$  nesta faixa produzem valores RMS de erro maiores e valores RMS crescentes do sinal de controle. A faixa de  $\gamma$  entre 300 e 1000 também é desfavorável para escolhas de  $\gamma$ , devido ao aumento sucessivo dos valores RMS do erro, o que indica perda da qualidade do rastreamento da referência da tensão, que é requisito fundamental na operação da UPS.

Outra análise importante, que pode ser feita com base na Seção III.A, é a verificação da posição dos polos de malha fechada em função de  $\gamma$ . Neste sentido, a Figura 9 mostra os polos de malha fechada para 4 faixas de  $\gamma$ .

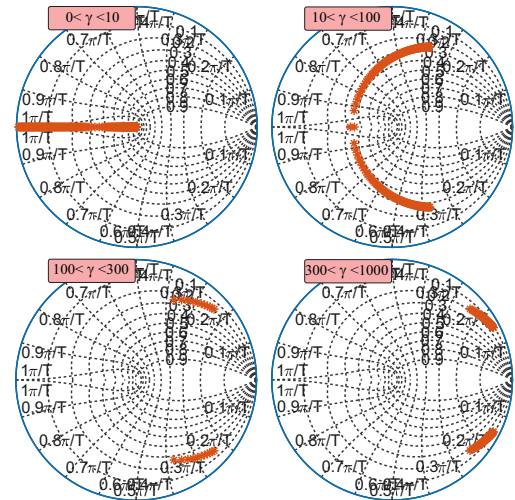


Figure 9. Polos de malha fechada para 4 faixas de valores de  $\gamma$ , cobrindo o intervalo de  $\gamma = 0$  até  $\gamma = 1000$ .

Portanto, seguindo a análise da Figura 8 e da Figura 9, a melhor faixa para a escolha de  $\gamma$  para este conjunto de dados da planta é de  $\gamma$  entre 10 e 100. Foi então escolhido especificamente o valor  $\gamma = 50$  como parâmetro de projeto, por garantir bons valores RMS para o erro e para o sinal de controle e polos com maior amortecimento.

Os resultados para  $\gamma = 50$  são dados na Figura 10, confirmando pequeno erro nos transitórios e em regime

permanente, e sinal de controle sem componentes de alta frequência, implementável modulado em largura de pulso (do inglês, *Pulse-Width Modulated* – PWM).

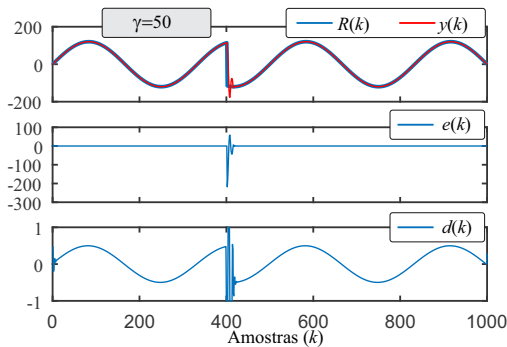


Figure 10. Resultados para  $\gamma = 50$ . Tensão de saída e respectiva referência (superior). Erro de rastreamento (intermediário). Razão cíclica (inferior).

A Figura 11 mostra a tensão de saída e a referência, o erro de rastreamento, e o sinal modulante da razão cíclica, que é comparado com uma portadora triangular e gera os sinais de comando para os interruptores do inversor, gerando a tensão na forma PWM na saída do inversor. Esta tensão é filtrada pelo filtro *LC* e chega à carga aproximadamente senoidal, com baixas ondulações, totalizando apenas 0,8 V pico a pico.

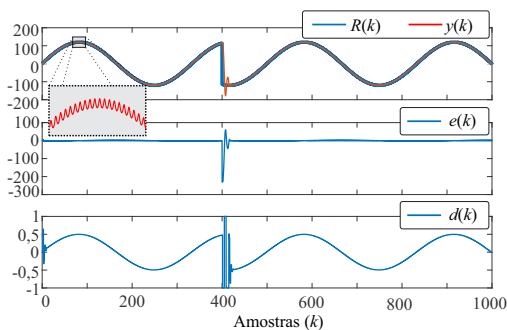


Figure 11. Resultados para  $\gamma = 50$ , com o sinal de controle PWM. Tensão de saída e respectiva referência (superior), com detalhamento mostrando ondulações devido ao sinal de controle PWM. Erro de rastreamento (intermediário). Razão cíclica (inferior).

A comparação entre a Figura 10 e a Figura 11 mostra a correspondência muito boa entre as formas de onda, tanto nos transitórios de partida e de variação de referência, como em regime permanente, dando mais um indicativo da viabilidade prática da abordagem MPC proposta.

## V. CONCLUSÃO

Este artigo propôs um MPC aplicado ao controle da tensão de saída de UPSs monofásicas. A função custo utilizada o erro quadrático de rastreamento da referência senoidal de tensão, duas amostras à frente, e o sinal de controle quadrático, e apenas um peso,  $\gamma$  a ser escolhido pelo projetista. Os resultados no artigo mostram que,

para o conjunto de dados da UPS investigado, um bom compromisso entre valor RMS do erro e valor RMS é obtido para  $10 \leq \gamma \leq 100$ . As figuras de mérito no artigo auxiliam o projetista a sintonizar o MPC proposto com base na estabilidade e no desempenho. Uma validação com o sinal de controle na forma PWM confirma a viabilidade da técnica proposta. Perspectivas de trabalhos futuros incluem testes com cargas não lineares e estudos do impacto de outros horizontes de predição nos resultados.

## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento e Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001, e com apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, Processo CNPq 303992/2022-0.

## REFERENCES

- [1] S. B. Bekiarov and A. Emadi, "Uninterruptible power supplies: classification, operation, dynamics, and control," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, vol. 1. IEEE, 2002, pp. 597–604.
- [2] W. Solter, "A new international ups classification by IEC 62040-3," in *24th Annual International Telecommunications Energy Conference*, 2002, pp. 541–545.
- [3] H. Deng, R. Oruganti, and D. Srinivasan, "Modeling and control of single-phase UPS inverters: A survey," in *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, vol. 2, 2005, pp. 848–853.
- [4] J. Gurrero, L. G. De Vicuna, and J. Uceda, "Uninterruptible power supply systems provide protection," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 1, no. 1, pp. 28–38, 2007.
- [5] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, and I. Queinnec, "Robust LQR control for PWM converters: An LMI approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2548–2558, July 2009.
- [6] L. Borin, C. Osorio, G. Koch, M. Nascimento, F. Bottega, and V. Montagner, "Particle swarm optimization for robust control tuning applied to uninterruptible power supplies," in *2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference-Latin America (ISGT Latin America)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.
- [7] R. Bimarta and K.-H. Kim, "A robust frequency-adaptive current control of a grid-connected inverter based on LMI-LQR under polytopic uncertainties," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 28 773–28 773, 2020.
- [8] H. Jank, W. A. Venturini, M. L. S. Martins, H. Pinheiro, and F. E. Bisogno, "Distributed hierarchical control with separation of concerns for parallel-connected UPSs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 1, pp. 234–248, 2022.
- [9] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodríguez, and R. M. Kennel, "Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of ptc and pcc methods," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671–681, 2015.
- [10] B. Stellato, T. Geyer, and P. J. Goulart, "High-speed finite control set model predictive control for power electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 4007–4020, 2017.
- [11] A. A. Ahmed, B. K. Koh, and Y. I. Lee, "A comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 14, no. 4, pp. 1334–1346, 2018.
- [12] X. Zhang, L. Zhang, and Y. Zhang, "Model predictive current control for pmsm drives with parameter robustness improvement," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1645–1657, 2019.