

Proposta de Sistema Aumentado para Controle Preditivo Baseado em Modelo de Inversor Trifásico com Filtro LC

Felipe R. A. Deus* Victor C. S. Campos* Gabriel A. Fogli*

* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - Universidade Federal de Minas Gerais - Av. Antônio Carlos 6627, 31270-901, Belo Horizonte, MG, Brasil (e-mail: felipe-rigottia@ufmg.br; kozttah@ufmg.br; gabrielfogli@ufmg.br).

Abstract: The use of an inverter with a LC output filter allows the generation of sinusoidal voltages with low harmful distortion, suitable for uninterruptible power supply systems. However, the design of the driver becomes more difficult. This article presents a predictive control method, designed without sync reference, for a two-level converter voltage. For the design of the controller we consider an augmented state space, considering that the reference and the integral error are also system states. Therefore, the controller uses the model to predict, at each sampling interval, the behavior of the output voltage and currents in the inductor for a finite prediction horizon. Then, a quadratic cost function, subject to the problem constraints, is optimized to generate signals that are compared with a carrier wave originated the sinusoidal PWM for the semiconductor switches. The proposed strategy is demonstrated in detail and validated with simulations for different load scenarios.

Resumo: O uso de inversor com filtro de saída LC permite a geração de tensões senoidais com baixa distorção harmônica, adequada para sistemas de fonte de alimentação ininterrupta. No entanto, o projeto do controlador se torna mais difícil para sistemas deste tipo. Este artigo apresenta a formulação de um esquema de controle preditivo, projetado no referencial síncrono, para a tensão de um conversor de dois níveis. Para o projeto do controlador o modelo em espaço de estados é aumentado considerando que a referência e o erro integral também são estados do sistema. Assim sendo, o controlador usa o modelo para prever, em cada intervalo de amostragem, o comportamento da tensão de saída e das correntes no indutor para um horizonte de predição finito. Em seguida, uma função de custo quadrática, sujeita as restrições do problema, é otimizada gerando os sinais que são comparados com uma onda portadora originando o PWM senoidal para as chaves semicondutoras. A estratégia proposta é demonstrada em detalhes e validada com simulações para diferentes cenários de carga.

Keywords: Predictive control, MPC, VSC converter, LC Filter, sinusoidal PWM.

Palavras-chaves: Controle preditivo, MPC, conversor VSC, Filtro LC, PWM senoidal.

1. INTRODUÇÃO

Inversores de tensão, monofásicos ou trifásicos, geralmente são usados para transferir potência de uma fonte CC para uma carga CA. Em aplicações que exigem que a tensão CA fornecida tenha boa qualidade, filtros de saída LC ou LCL são usados para reduzir a taxa de distorção harmônica do sinal. Tais aplicações incluem geração distribuída (GD), sistemas de armazenamento de energia, aplicações isoladas de energia renovável e sistemas ininterruptos de energia (do inglês, *Uninterruptible Power Supply*) (UPS). Nas aplicações listadas, é desejado, principalmente para UPS, obter boa regulação de tensão com qualquer tipo de carga, sendo importante que a funcionalidade do sistema não seja afetada sob cargas não lineares, como retificadores de diodo (Cortés et al., 2009; Nauman and Hasan, 2016; Liu et al., 2013).

No campo da eletrônica de potência existem inúmeras topologias de conversores para aplicações em baixa, média e alta potência. Como algumas delas são eletronicamente controláveis, as técnicas de controle continuam sendo um tópico atrativo para pesquisas, mesmo com o constante desenvolvimento (Kouro et al., 2008).

Na literatura, uma gama de trabalhos sobre estratégias de controle para inversores trifásicos com filtro LC foram desenvolvidos. Métodos clássicos de controle por realimentação (Abdel-Rahim and Quaicoe, 1996; Yazdani and Iravani, 2010), métodos robustos, como controle por modos deslizante (Fogli et al., 2015) e controle adaptativo (Do et al., 2012), métodos de controle preditivo (Cortés et al., 2009; Guimarães et al., 2019), métodos baseados em teoria de controle não linear H_2/H_∞ , como apresentado em (Li et al., 2017) e métodos de controle multivariável baseados no regulador quadrático linear (de Souza et al., 2019). Os métodos clássicos de controle por realimentação geral-

* Agradecimento a CAPES pelo suporte financeiro.

mente usam uma estrutura de controle em cascata com um circuito de controle de corrente (interno) e um circuito de controle de tensão (externo). O loop externo é usado para remover o erro de rastreamento de tensão em estado estacionário normalmente com técnicas proporcional-integral (PI), enquanto o loop interno é usado para aprimorar o desempenho da malha fechada com várias estratégias de controle. Esses métodos são simples e computacionalmente baratos, mas seu desempenho de controle depende da seleção dos ganhos e eles podem não garantir a estabilidade do circuito em malha fechada ou otimizar os desempenhos ao considerar as restrições de entrada. O controle por modos deslizante (do inglês, *Sliding Mode Control*) (SMC) e o controle adaptativo são robustos a variações de parâmetros e distúrbios de carga. No entanto, os esquemas SMC enfrentam dificuldades para definir as superfícies deslizantes e outras desvantagens são a taxa de amostragem limitada e os fenômenos de vibração com rastreamento de referência variável. Os esquemas de controle adaptativo também são robustos para incompatibilidades de parâmetros do sistema, mas possuem grande complexidade computacional (Nguyen et al., 2017).

O controle preditivo baseado em modelo (do inglês, *Model Predictive Control*) (MPC) é uma metodologia promissora para pesquisas e aplicações, como consequência disso teve grande desenvolvimento nas última décadas, especialmente na área de controle de processos (Lee, 2011). Para eletrônica de potência, existem duas abordagens principais: conjunto de controle finito (do inglês, *Finite Control Set*) (FCS) e conjunto de controle contínuo (do inglês, *Continuous Control Set*) (CCS). O FCS-MPC considera o modelo a eventos discretos dos conversores para a implementação da estratégia de controle. Dessa forma, encontrar a solução para o problema de otimização é reduzido em se avaliar a função de custo apenas para a previsão do comportamento do sistema para os possíveis estados de comutação. Esse método possui vantagens, como a não necessidade de moduladores, a implementação simples e o algoritmo de entendimento intuitivo. Por ter frequência de comutação variável, as flutuações da resposta do sistema e o erro em estado estacionário são considerados como desvantagem. Por outro lado, no CCS-MPC, a otimização de uma função de custo gera um sinal de referência que é usado nos moduladores adequados considerando a topologia do conversor em questão. Como vantagens do CCS-MPC podem ser listadas: a frequência constante de comutação, a possibilidade de eliminar o erro de estado estacionário e alto grau de robustez que pode variar de acordo com o tamanho do horizonte de previsão escolhido (Vazquez et al., 2014).

Este artigo propõe um esquema CCS-MPC, baseado na solução via *Batch Approach* proposta em (Borrelli et al., 2017), para um conversor fonte de tensão (do inglês, *Voltage Source Converter*) (VSC) com filtro *LC* de saída. A partir do modelo do sistema, o controlador prevê o comportamento da corrente no indutor do filtro e tensão na carga, em seguida uma função de custo quadrática é otimizada, para gerar os sinais modulantes para o PWM senoidal. São apresentados de forma detalhada os passos para a formulação do problema de otimização a ser solucionado e os resultados das simulação para diversos cenários de carga.

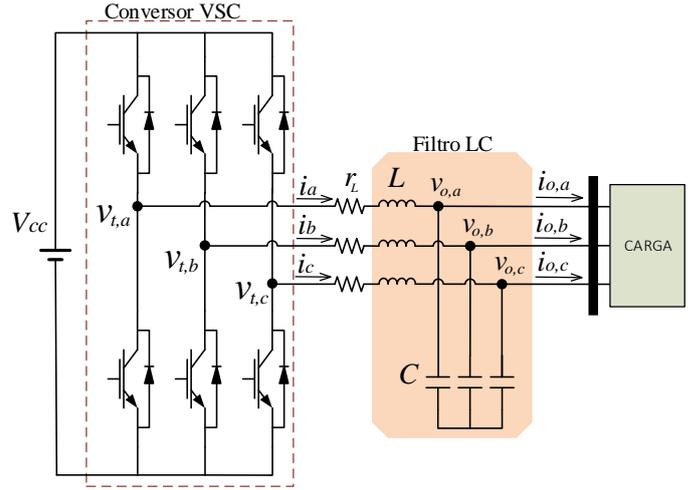


Figura 1. VSC Trifásico com Filtro de saída *LC*.

2. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

O sistema investigado consiste em um VSC trifásico, operando ilhado, conectado a uma carga através de um filtro de saída *LC*, como mostra a Figura 1, em que L e r_L são a indutância e a resistência do indutor do filtro e C é a capacitância. Além disso, $v_{t,a}$, $v_{t,b}$ e $v_{t,c}$ são as tensões de saída do inversor e $v_{o,a}$, $v_{o,b}$ e $v_{o,c}$ são as tensões no ponto de acoplamento comum (PAC).

Aplicando as leis de Kirchhoff no filtro, o circuito do inversor pode ser expresso pelas seguintes equações no referencial de rotação síncrona

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_d + \omega i_q + \frac{m_d v_{cc}}{2L} - \frac{v_{o,d}}{2L} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{r_L}{L}i_q - \omega i_d + \frac{m_q v_{cc}}{2L} - \frac{v_{L,q}}{2L} \\ \frac{dv_{o,d}}{dt} = \frac{i_d}{C} + \omega v_{o,q} - \frac{i_{o,d}}{C} \\ \frac{dv_{o,q}}{dt} = \frac{i_q}{C} - \omega v_{o,d} - \frac{i_{o,q}}{C} \end{cases} \quad (1)$$

em que os subscritos *d* e *q* representam os componentes dos eixos *d* – *q* das variáveis correspondentes e ω é a frequência fundamental das tensões formadas (Yazdani and Iravani, 2010).

Como se nota em (1), o sistema de equações é linear e sua representação em espaço de estados é dada por

$$\dot{x} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & \omega & -1 & 0 \\ -\omega & -\frac{r_L}{L} & 0 & -1 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & \omega \\ 0 & \frac{1}{C} & -\omega & 0 \end{bmatrix}}_A x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{v_{cc}}{2L} & 0 \\ 0 & \frac{v_{cc}}{2L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_u} u + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{C} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix}}_{B_w} w \quad (2)$$

onde $x = [i_d \ i_q \ v_{o,d} \ v_{o,q}]^T$ é o vetor de estados, $u = [m_d \ m_q]^T$ é o vetor de entradas e $w = [i_{o,d} \ i_{o,q}]^T$ é o vetor de distúrbio. As matrizes **A**, **B_u** e **B_w** são chamadas de

matriz dinâmica, matriz de controle e matriz de perturbação, respectivamente (de Souza et al., 2019).

3. CONTROLE MPC E OTIMIZAÇÃO

3.1 Controle MPC

O MPC, corresponde a uma estratégia de controle na qual a ação de controle atual é obtida através da solução online de um problema ótimo de controle com um horizonte finito, a cada instante de amostragem, utilizando o estado atual da planta/processo como estado inicial. Esse problema de otimização produz uma sequência de controle ótima, da qual somente o primeiro elemento é aplicado à planta (Mayne et al., 2000).

Além disso, o MPC envolve também a definição de uma função custo, que é utilizada para expressar o objetivo do controle, ou seja, quais as variáveis mais relevantes para o problema em questão, de modo que as mesmas possam ser minimizadas para obtenção da sequência de controle ótima.

De maneira resumida, as etapas do MPC podem ser descritas da seguinte forma:

- (1) Definição de uma função custo que expresse o objetivo do controle;
- (2) A cada instante de amostragem, medir os estados da planta/processo sendo controlado;
- (3) Computar a sequência de ações futuras utilizando a função custo desenvolvida;
- (4) Aplicar a primeira ação da sequência de controle ótimo obtida no passo anterior;
- (5) Repetir os itens 2, 3 e 4 a cada novo instante de amostragem.

De maneira geral, a minimização da função custo envolve a otimização de um problema de programação quadrática (do inglês, *Quadratic Programming*) (QP) que é resolvido a cada instante de amostragem.

O MPC calcula uma sequência de variáveis de controle, denominada U . Cada elemento dessa sequência corresponde a uma ação de controle futura que será aplicada em cada instante de amostragem, sendo o número total de ações futuras utilizadas para determinação das ações de controle um parâmetro denominado horizonte de predição, aqui representado por N . Portanto, a cada instante de amostragem, o MPC calcula uma sequência de N ações futuras de controle e armazena cada uma no vetor U

$$U_k = \begin{bmatrix} u_k \\ u_{k+1} \\ \vdots \\ u_{k+N-1} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(N, n_u)} \quad (3)$$

onde n_u refere-se ao número de variáveis do sistema e o índice k ao instante de amostragem atual do sistema.

De maneira análoga, o sistema define uma sequência de estados calculada ao longo do horizonte de predição, denominada χ

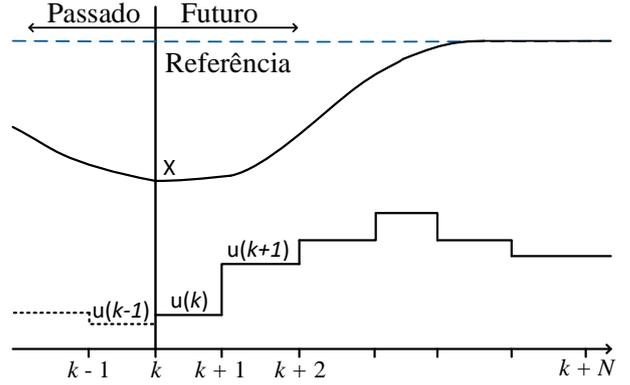


Figura 2. Mapa de predição.

$$\chi = \begin{bmatrix} x_k \\ x_{k+1} \\ \vdots \\ x_{k+N} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{(N+1, n_x)} \quad (4)$$

onde n_x refere-se ao número de estados do sistema.

Com as definições de U e χ , é possível estabelecer um mapa de predição de N passos a frente: para cada sequência de controle U calculada, é possível obter a trajetória correspondente do sistema, ou seja, das variáveis estados considerando o seu estado atual. O mapa de predição descrito é apresentado na Figura 2.

Uma característica importante do MPC é que o mesmo calcula variáveis de controle referentes a N ações futuras, mas aplica somente a(s) primeira(s) variável(is) de controle da sequência. Isso ocorre porque, a cada instante de amostragem, o sistema está sujeito a novos tipos de interferência e/ou perturbações que não foram levadas em consideração no cálculo anterior. Assim, aplicando somente o primeiro elemento da sequência do sistema, aumenta-se a robustez do controlador contra esse tipo de situação. Pode-se pensar que isso gera um cálculo desnecessário, já que são computadas várias ações de controle que não serão aplicadas ao sistema, mas quanto mais ações futuras o MPC tem acesso (ou seja, quanto maior o valor de N), maiores as chances de estabilidade no cálculo das variáveis de controle. Em outras palavras, quanto mais informação o MPC possui para tomar as decisões de controle que minimizam a função custo do problema, melhor será a solução encontrada. Entretanto, mesmo que horizontes de predição maiores auxiliem na estabilidade do sistema, quanto maior o valor de N , maiores as dimensões do problema e maior é a demanda computacional exigida para a implementação do MPC (Camacho and Alba, 2013).

A próxima etapa corresponde à formulação da função custo do problema de controle. Essa função deve retornar um escalar, que permita ao algoritmo de controle comparar as diferentes sequências de ações futuras que podem ser executadas e possuir um parâmetro para realizar uma escolha, ou seja, selecionar qual ação futura minimiza os objetivos de controle expressos na função custo.

Uma função de custo muito utilizada para a regulação de sistemas lineares é da forma

$$J = \sum_{i=0}^N x_i^T Q x_i + u_i^T R u_i \quad (5)$$

em que considera-se, sem perda de generalidade, que o instante atual é representado por x_0 para que a notação fique menos carregada.

Porém o intuito do controlador para o caso em questão é seguir um determinado valor de *set-point*, e a equação passa a ser descrita em função do erro

$$J = \sum_{i=0}^N (x_i - r_i)^T Q (x_i - r_i) + u_i^T R u_i \quad (6)$$

Vale mencionar que Q é uma matriz quadrada positiva definida ou positiva semi-definida. A matriz R é uma matriz positiva definida. Essas matrizes tem a função de ponderar a importância das variáveis de estado e variável de entrada no controle do sistema (Kumar et al., 2014).

3.2 QuadProg

No *Matlab*, existe uma série de funções que podem ser utilizadas para a otimização de problemas, dentre elas tem-se a *quadprog* que é um *solver* para funções objetivo quadráticas com restrições lineares.

Ela encontra um mínimo para problemas do tipo

$$\text{minimizar } 0.5x^T H x + f^T x \quad (7)$$

sujeito a

$$H x \leq g \quad (8)$$

que é uma forma padrão de se representar problemas de QP.

Com a modelagem do sistema, apresentada a seguir, foi possível formular o problema de otimização colocando-o na forma necessária para utilização de *quadprog*, ou qualquer outro *solver* de QP, encontrando a ação de controle ótima para cada amostragem realizada pelo sistema.

4. PROPOSTA DO CONTROLE PREDITIVO

4.1 Formulação do Problema de Otimização

Em Borrelli et al. (2017) são propostas duas alternativas para solução do problema (6), conhecidas por aproximação em lote (*Bath Approach*) e aproximação recursiva usando programação dinâmica.

Para a solução do problema segundo a aproximação em lote, as restrições de igualdade são explicitadas a fim de expressar todos os estados futuros x_1, x_2, \dots em função das entradas u_1, u_2, \dots . Isso é possível, pois todos estados intermediários podem ser obtidos por substituições sucessivas, de forma que

$$\underbrace{\begin{bmatrix} x_0 \\ x_1 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix}}_x = \underbrace{\begin{bmatrix} I \\ A \\ \vdots \\ A^N \end{bmatrix}}_{\bar{A}} x_0 + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & 0 \\ B & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A^{N-1}B & \dots & \dots & B \end{bmatrix}}_{\bar{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} u_0 \\ \vdots \\ \vdots \\ u_{N-1} \end{bmatrix}}_U \quad (9)$$

Como os estados futuros são funções explícitas do estado presente e das entradas de controle futuras, podemos reescrever a expressão em uma forma compacta

$$\chi = \bar{A}x_0 + \bar{B}U. \quad (10)$$

Usando a mesma notação apresentada anteriormente, a função objetivo (6) pode ser escrita como

$$J = (\chi^T - \bar{R}^T)\tilde{Q}(\chi - \bar{R}) + U^T \bar{R}U \\ = \chi^T \tilde{Q} \chi - 2\chi^T \tilde{Q} \bar{R} + \bar{R}^T \tilde{Q} \bar{R} + U^T \bar{R}U \quad (11)$$

onde $\tilde{Q} = \text{diag}\{Q, \dots, Q\}$, $\tilde{Q} \succeq 0$, $\bar{R} = \text{diag}\{R, \dots, R\}$, $\bar{R} \succ 0$, e $\bar{R} = [r(0), r(1), \dots, r(N)]^T$ é o vetor de referências para todo o horizonte de predição. Substituindo (10) em (11) encontra-se

$$J = (x_0^T \bar{A}^T + U^T \bar{B}^T)\tilde{Q}(\bar{A}x_0 + \bar{B}U) \\ - 2(x_0^T \bar{A}^T + U^T \bar{B}^T)\tilde{Q}\bar{R} + \bar{R}^T \tilde{Q} \bar{R} + U^T \bar{R}U. \quad (12)$$

Fazendo as operações de multiplicação em (12) a seguinte função de custo, em termo das variáveis de estado e entradas, é encontrada

$$J = \underbrace{x_0^T \bar{A}^T \tilde{Q} \bar{A} x_0 - 2x_0^T \bar{A}^T \tilde{Q} \bar{R} + \bar{R}^T \tilde{Q} \bar{R}}_{\vartheta} \\ + 2U^T \bar{B}^T \tilde{Q} \bar{A} x_0 + U^T \bar{B}^T \tilde{Q} \bar{B} U - 2U^T \bar{B}^T \tilde{Q} \bar{R} \\ + U^T \bar{R} U. \quad (13)$$

Como a otimização da função de custo é feita considerando as entradas do sistema, somar ou subtrair termos que independem das entradas do sistema a função de custo não tem efeito sobre a otimização. Posto isto, as parcelas de ϑ em (13) podem ser suprimidas, pois não são dependes das entradas U , gerando a seguinte função de custo a ser otimizada

$$\bar{J} = U^T (\bar{R} + \bar{B}^T \tilde{Q} \bar{B}) U + (2x(0)^T \bar{A} \tilde{Q} \bar{B} - 2\bar{R}^T \tilde{Q} \bar{B}) U, \quad (14)$$

sujeita as restrições

$$\begin{cases} x_{min} & \leq x & \leq x_{max}; \\ ref_{min} & \leq ref & \leq ref_{max}; \\ erro_{min} & \leq erro & \leq erro_{max}. \end{cases} \quad (15)$$

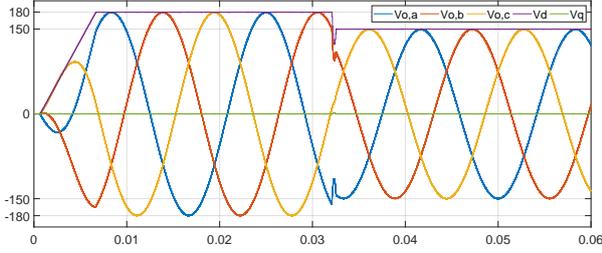
De (14) são retiradas as equações que serão otimizadas, sendo elas

$$H = 2(\bar{R} + \bar{B}^T \tilde{Q} \bar{B}); \quad (16)$$

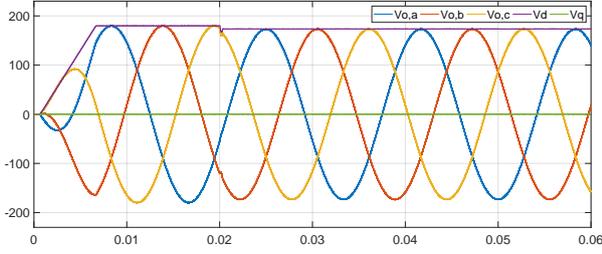
$$F = \bar{B}^T \tilde{Q} (2\bar{A}x(0) - 2\bar{R}). \quad (17)$$

4.2 Sistema Aumentado

A Figura 3 apresenta as tensões de saída do inversor cujos parâmetros são apresentados na Tabela 1, controlado pelo MPC, projetado considerando apenas tensões e correntes nos eixos d - q como estados, operando em circuito aberto variando a referência de amplitude de 180 V para 150 V no instante 0.032s e sofrendo um degrau de carga trifásica resistiva equilibrada em 0.02s.



(a) Operação em circuito aberto variando a amplitude



(b) Degrau de carga resistiva trifásica.

Figura 3. Tensões para o VSC sendo controlado pelo MPC.

Para ambos casos, a referência de tensão inicial foi uma rampa de 0,007s e amplitude 180 V. Operando sem carga, o inversor apresentou desempenho satisfatório formando tensões trifásicas com amplitude desejada e comportamento senoidal e respondendo rapidamente ao decremento feito na referência. Mas na operação com carga resistiva nota-se que o controlador não foi capaz de restabelecer a tensão V_d para referência de 180 V.

Em Miranda et al. (2018), é apresentado um controlador preditivo explícito que visa controlar a temperatura em uma câmara termoelétrica. Considerando apenas os estados da planta, a variável controlada não apresentou erro nulo em regime estacionário. Sendo assim, o controlador foi projetado considerando um modelo aumentado do sistema, em que foi feita a inclusão da referência e ação integral do erro como estados do sistema.

O desenvolvimento matemático foi realizado da seguinte forma. Supondo que a referência desejada não muda durante o horizonte de predição, o modelo aumentado do sistema em questão é dado por

$$\tilde{x}_{k+1} = \begin{bmatrix} x_{k+1} \\ r_{k+1} \\ \ell_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ C & -I & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ r_k \\ \ell_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_u \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_k \quad (18)$$

$$\tilde{y}_k = \begin{bmatrix} C & -I & \lambda I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ r_k \\ \ell_k \end{bmatrix}, \quad (19)$$

em que $\tilde{x} \in \mathbb{R}^{n+2n_y}$ é o estado aumentado do sistema, $\tilde{y} \in \mathbb{R}^{n_y}$ é a saída controlada do sistema aumentado, $r \in \mathbb{R}^{n_y}$ representa o sinal de referência e $\ell \in \mathbb{R}^{n_y}$ a ação integral do erro entre a saída controlada e a referência.

Considerando o erro entre a saída controlada, y , e o sinal de referência, r , como

$$e_k = y_k - r_k \quad (20)$$

pode-se representar a saída do sistema aumentado por

$$\tilde{y}_k = e_k + \lambda \ell_k. \quad (21)$$

Expandindo a última linha de (18), e manipulando-a, pode-se representar ℓ_k em termos do erro por meio de

$$\begin{aligned} \ell_{k+1} &= Cx_k - r_k + \ell_k, \\ \ell_{k+1} &= e_k + \ell_k, \\ e_k &= \ell_{k+1} - \ell_k. \end{aligned} \quad (22)$$

Nessa configuração em espaço de estados, desejamos levar a saída \tilde{y}_k para zero. Isso implica que $e_k + \lambda \ell_k = 0, \forall k > \tau$, sendo τ um grande período de tempo, e que, no instante $k + 1$ teremos uma equação similar. Representando o que foi descrito de forma matemática

$$\begin{aligned} \tilde{y}_{k+1} - \tilde{y}_k &= 0, \\ e_{k+1} + \lambda \ell_{k+1} - e_k - \lambda \ell_k &= 0, \\ e_{k+1} - e_k + \lambda(\ell_{k+1} - \ell_k) &= 0. \end{aligned} \quad (23)$$

Relacionando (22) e (23) obtém-se uma equação que representa a dinâmica do erro em termos de λ

$$e_{k+1} = (1 - \lambda)e_k, \quad (24)$$

assim sendo, λ é um parâmetro variável, e pode ser ajustado para que o erro tenha um comportamento dinâmico desejado.

De forma a se adotar essa nova formulação para o controlador preditivo, consideramos um custo da forma

$$J = \sum_{i=0}^N \tilde{y}_i^T Q \tilde{y}_i + u_i^T \bar{R} u_i \quad (25)$$

que pode ser resolvida segundo o desenvolvimento apresentado anteriormente considerando-se o sistema aumentado no lugar do sistema original. E adotando as seguintes matrizes

$$Q = [C \ -I \ \lambda I]^T \bar{Q} [C \ -I \ \lambda I] \quad (26)$$

e

$$\bar{R} = 0 \quad (27)$$

como matrizes de ponderação das variáveis de estado e entrada, respectivamente.

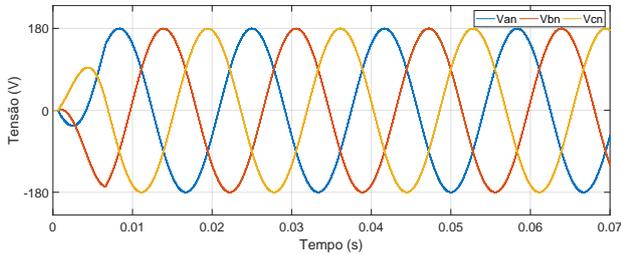
5. RESULTADOS EM SIMULAÇÃO

A estratégia de controle preditivo proposta foi simulada no software *Simulink/Matlab*, usando o pacote *Simscape Electrical*, e a análise das ondas foram feitas levando-se em conta a amplitude e THD da tensão. Os parâmetros do sistema estão listados na Tabela 1.

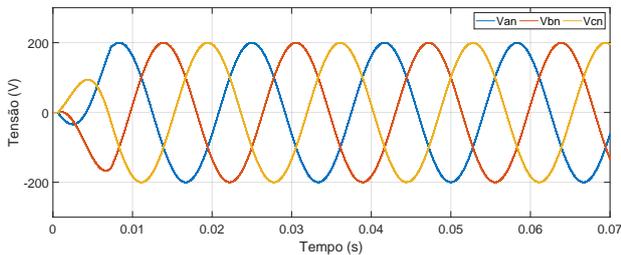
Tabela 1. Parâmetros do Sistema e Controlador.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão do barramento CC	V_{cc}	420V
Indutância do filtro	L	1,25mH
Resistência da indutância do filtro	R	0.33Ω
Capacitância do filtro	C	40μF
Frequência de amostragem e comutação	f_s	20kHz
Frequência fundamental	f_1	60Hz
λ	λ	0.005
Horizonte de Predição	N	5

Inicialmente a proposta de controle foi avaliada com o sistema operando em circuito aberto. A Figura 4 apresenta as tensões trifásicas considerando como referência de tensão V_d rampa de 180V e 200V com assentamento próximo a 0.007s. Em ambos casos as tensões de saída são senoidais, com baixa distorção e amplitude próximas da referência.



(a) Referência 180V. THD tensão 0.14%.



(b) Referência 200V. THD tensão 0.17%.

Figura 4. Tensão de saída operação em circuito aberto.

Como visto anteriormente, operando em circuito aberto o controle MPC formulado sem considerar a referência e ação integral do erro como estados também apresentou resultado satisfatório. Porém, em eletrônica de potência, para que o desempenho de um controlador seja satisfatório, o sistema deve manter boa performance considerando operação com qualquer tipo de carga. Dessa forma, o funcionamento do controlador proposto foi avaliado operando

sob as condições de cargas apresentadas na Figura 5 que são acopladas ao sistema em 0.03s.

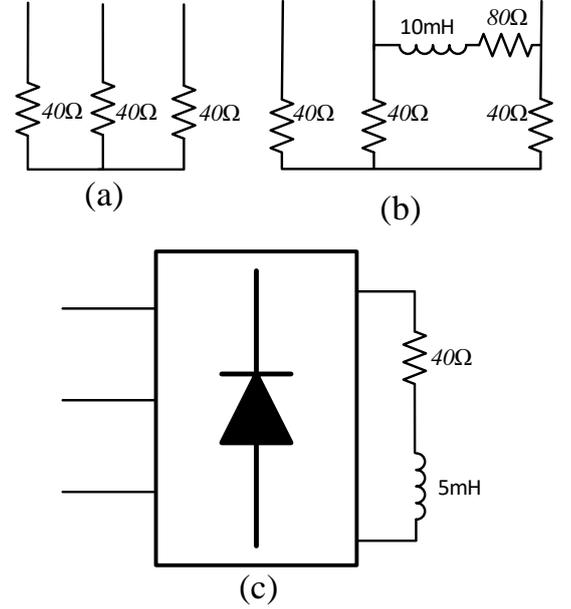


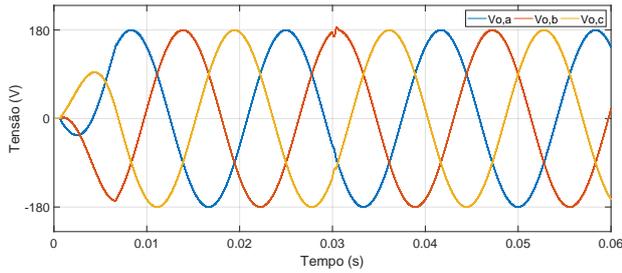
Figura 5. Cargas.

As Figuras 6, 7 e 8 apresentam o comportamento do sistema considerando as configurações de carga vistas nas Figuras 5(a), 5(b), 5(c), respectivamente.

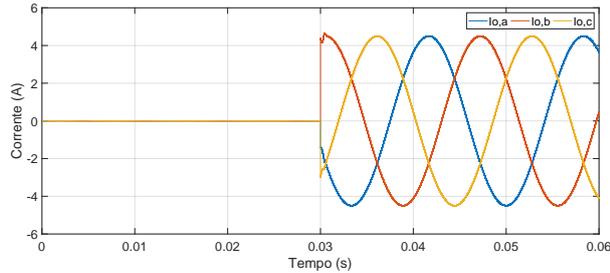
A carga resistiva equilibrada, é o cenário mais simples para se testar o desempenho do controlador. Nota-se na Figura 6(a) que as tensões em regime estacionário tem amplitude desejada, são senoidais e não apresentam grandes distorções, proporcionando baixa THD. Em contrapartida, cargas não lineares e/ou desbalanceadas são os piores cenários para o controlador atuar. Porém, analisando as Figuras 7 e 8 nota-se que mesmo para esses cenários a tensão de saída no conversor é equilibrada, com a amplitude desejada e também não apresenta grandes distorções.

A necessidade do filtro LC também pode ser analisada para este cenário. Na Figura 6, além das tensões, a corrente na carga e no filtro são apresentadas. Como a carga é puramente resistiva a corrente de carga é proporcional à tensão de saída, enquanto a corrente medida na saída do conversor, apresenta harmônicos de alta frequência que são atenuados pelo filtro.

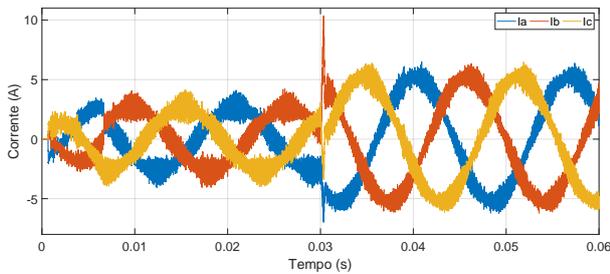
Por fim, o sistema é analisado operando sob a condição de alteração de carga em instantes pré-determinados. Entre 0s e 0.25s cargas linear, não linear, balanceadas e desbalanceadas são conectadas e desconectadas do inversor. Inicialmente, foi conectada uma carga RL trifásica ao sistema e desconectada em 0.05s, um retificador ponte completa, com carga resistiva nos terminais CC foi conectado em 0.065s nas fases B e C, e desconectado em 0.115s. Entre 0.116s e 0.165s foi conectada carga resistiva desbalanceada ao sistema e por fim, entre os instantes 0.1651s e 0.215s



(a) Referência 180V. THD = 0.15%



(b) Corrente na carga.



(c) Corrente no filtro.

Figura 6. Cenário de carga 5(a).

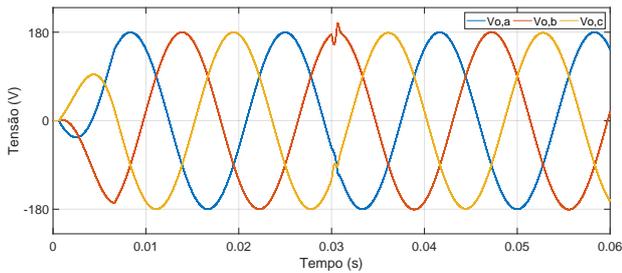


Figura 7. Cenário de carga 5(b). Referência 180V. THD = 0.15%.

um retificador trifásico com carga RL nos terminais CC foi conectado ao sistema.

A Figura 9 apresenta o regime transitório e estacionário das tensões e correntes, no referencial síncrono, do sistema operando no cenário descrito. A tensão de saída no referencial $d-q$ estão apresentadas em 9(b) e 9(c) e as correntes podem ser vistas na Figura 9(a). Podemos observar que independente da transição de carga a tensão de saída do inversor não apresentou grandes distorções e acompanhou ou estabilizou em torno do valor de referência escolhido. Os picos de tensão no regime transitório ocorrem devido aos picos de corrente comuns em sistemas que variam a carga

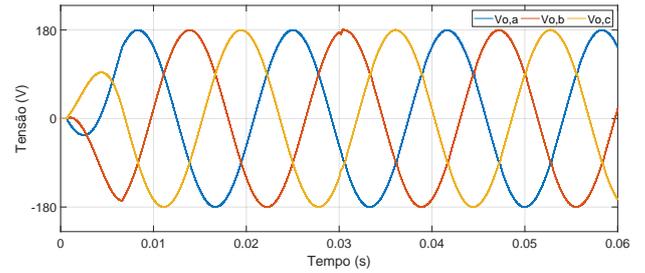
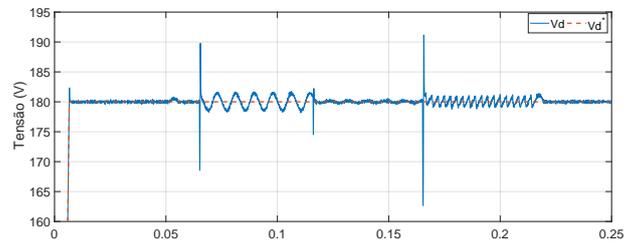
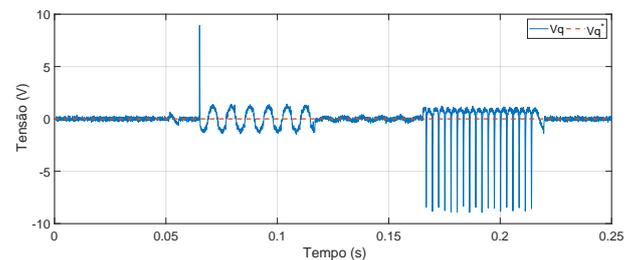


Figura 8. Cenário de carga 5(c). Referência 180V. THD = 0.65%.

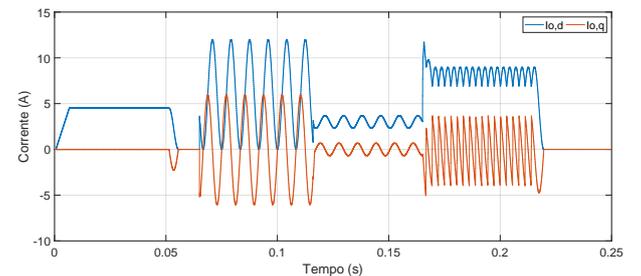
quando estão em funcionamento. Outra análise realizada é em relação ao tempo de acomodação que variou conforme as alterações de carga. O maior tempo de acomodação das variáveis controladas foi de 0.1ms, constatado na conexão do retificador trifásico ao sistema.



(a) Tensão de saída eixo-d.



(b) Tensão de saída eixo-q.



(c) Corrente de carga no referencial $d-q$.

Figura 9. Tensão e corrente de carga considerando condições de carga distintas.

6. CONCLUSÃO

Neste artigo, foi apresentado um esquema de controle para um inversor trifásico com filtro de saída LC . A viabilidade do controlador preditivo proposto foi demonstrada em simulação e os resultados mostram que o esquema alcança

uma boa regulação de tensão e baixa THD conectado a cargas lineares ou não lineares, estando elas equilibradas ou não. Se comparado com outras técnicas da literatura, os resultados validam que a formulação proposta é um controle promissor para ser implementado de forma experimental. Para continuar a investigação do controlador e sua implementação em um ambiente embarcado, estratégias de controle preditivo explícitos propostas em Borrelli et al. (2017) também podem ser aplicadas e testadas em simulação.

Como o MPC projetado não foi capaz de apresentar erro nulo no regime estacionário para operação com carga, um modelo aumentado do sistema foi proposto e o controlador reprojetoado sobre ele. Nesse esquema de controle, a tensão de saída é controlada diretamente, sem o uso de uma estrutura em cascata, com um circuito interno de controle de corrente. Isso permite uma resposta dinâmica rápida do controle de tensão. No modelo do sistema a corrente de carga não foi incluída, mas ainda assim o controlador apresentou bom desempenho, comprovando a robustez do controlador contra eventuais distúrbios.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com o apoio financeiro da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) - Brasil - Código de Financiamento 001, Processo : 88882.381135/2019-01, do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e da Fundação de Amparo à Pesquisa de Minas Gerais (FAPEMIG). Agradecemos também a UFMG pelo apoio financeiro e institucional.

REFERÊNCIAS

- Abdel-Rahim, N.M. and Quaicoe, J.E. (1996). Analysis and design of a multiple feedback loop control strategy for single-phase voltage-source ups inverters. *IEEE Transactions on power electronics*, 11(4), 532–541.
- Borrelli, F., Bemporad, A., and Morari, M. (2017). *Predictive Control for Linear and Hybrid Systems*. Cambridge University Press, USA, 1st edition.
- Camacho, E.F. and Alba, C.B. (2013). *Model predictive control*. Springer Science & Business Media.
- Cortés, P., Ortiz, G., Yuz, J.I., Rodríguez, J., Vazquez, S., and Franquelo, L.G. (2009). Model predictive control of an inverter with output *lc* filter for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 1875–1883.
- de Souza, I.D., Fogli, G.A., Fernandes, M.C., Júnior, A.S., Barbosa, P.G., and de Almeida, P.M. (2019). Multivariable control of a grid forming system based on back-to-back topology. In *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 1–6. IEEE.
- Do, T.D., Leu, V.Q., Choi, Y.S., Choi, H.H., and Jung, J.W. (2012). An adaptive voltage control strategy of three-phase inverter for stand-alone distributed generation systems. *IEEE Transactions on industrial Electronics*, 60(12), 5660–5672.
- Fogli, G.A., Furtado, P.C.d.S., de Almeida, P.M., Barbosa, P.G., and de Oliveira, J.G. (2015). Grid connected pv system with load power compensation capability using sliding mode control. In *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 693–698. IEEE.
- Guimarães, R., Viana, S., Ferreira, S., Pacheco, V., Pedroso, J., Ribeiro, J., Viana, O., and Leite, D. (2019). Controle preditivo baseado em modelo para conversores formadores de rede com operação ilhada. doi:10.17648/sbai-2019-111536.
- Kouro, S., Cortés, P., Vargas, R., Ammann, U., and Rodríguez, J. (2008). Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 56(6), 1826–1838.
- Kumar, E.V., Jerome, J., and Srikanth, K. (2014). Algebraic approach for selecting the weighting matrices of linear quadratic regulator. In *2014 international conference on green computing communication and electrical engineering (ICGCCEE)*, 1–6. IEEE.
- Lee, J.H. (2011). Model predictive control: Review of the three decades of development. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 9(3), 415.
- Li, Z., Zang, C., Zeng, P., Yu, H., Li, S., and Bian, J. (2017). Control of a grid-forming inverter based on sliding-mode and mixed h_2/h_∞ control. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS*, 64(5).
- Liu, Q., Tao, Y., Liu, X., Deng, Y., and He, X. (2013). Voltage unbalance and harmonics compensation for islanded microgrid inverters. *IET Power Electronics*, 7(5), 1055–1063.
- Mayne, D.Q., Rawlings, J.B., Rao, C.V., and Sokaert, P.O. (2000). Constrained model predictive control: Stability and optimality. *Automatica*, 36(6), 789–814.
- Miranda, V.d.P.L., dos Santos, J.R., Bastos, R.F., and da Silva Campos, V.C. (2018). Controle preditivo explícito aplicada a uma \hat{c} amara termoeletricamente controlada.
- Nauman, M. and Hasan, A. (2016). Efficient implicit model-predictive control of a three-phase inverter with an output *lc* filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(9), 6075–6078.
- Nguyen, H.T., Kim, E.K., Kim, I.P., Choi, H.H., and Jung, J.W. (2017). Model predictive control with modulated optimal vector for a three-phase inverter with an *lc* filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(3), 2690–2703.
- Vazquez, S., Leon, J.I., Franquelo, L.G., Rodriguez, J., Young, H.A., Marquez, A., and Zanchetta, P. (2014). Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE industrial electronics magazine*, 8(1), 16–31.
- Yazdani, A. and Iravani, R. (2010). *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. John Wiley & Sons.