# Controle MPC com Amortecimento Ativo Aplicado a um VSI com Filtro LCL Conectado à Rede

Anísio Peixoto Milani \* Pedro Machado de Almeida \*\* Pedro Gomes Barbosa \*\*\*

 \* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, MG, (e-mail: anisio.milani@engenharia.ufjf.br).
 \*\* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, MG, (e-mail: pedro.machado@engenharia.ufjf.br)
 \*\*\* Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Juiz de Fora, MG, (e-mail: pedro.gomes@engenharia.ufjf.br)

**Abstract:** The present work presents deal with a finite control set model predictive control (FCS-MPC) applied to a grid-connected converter with LCL filter. This control predicts the future behavior of the controlled variables and, with this information, chooses the best switching state according to a cost function optimization. However, before applying the FCS-MPC method it is necessary to develop the mathematical model of the system, where the state space method was used for later discretization. In order to avoid the intrinsic resonance of the LCL filter, a design of an active damping strategy based on virtual resistor (VR) is detailed, as well as the inclusion of this restriction in the cost function. Simulation results are used to validate the proposed method and to show its effectiveness.

**Resumo**: O presente trabalho apresenta a aplicação do controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC) a um conversor com filtro LCL conectado à rede. Este controle prevê o comportamento futuro das variáveis de controle e, com essa informação, escolhe o melhor estado de comutação do conversor de acordo com a minimização de uma função custo. No entanto, é necessário elaborar o modelo matemático do sistema, onde foi desenvolvido utilizando o método de espaço de estados e posteriormente discretizado. Para amortecer a ressonância intrínseca do filtro LCL, é detalhado o projeto de uma estratégia de amortecimento ativo baseada no resistor virtual (VR), bem como a inclusão dessa restrição na função custo. Resultados de simulação são utilizados para validar o método proposto e mostrar sua eficácia.

*Keywords:* Predictive control, power converters, active damping, virtual resistor, LCL filter. *Palavras-chaves:* Controle preditivo, conversor de potência, amortecimento ativo, resistor virtual, filtro LCL.

# 1. INTRODUÇÃO

A topologia do inversor fonte de tensão (do ingles, voltage source inverter) (VSI) com filtro de saída LCL conectado à rede elétrica, tem sido amplamente empregada para conexão de fontes renováveis ao sistema elétrico de potência (Scoltock et al., 2013b). O aumento da popularidade do uso do filtro LCL é dado por apresentar vantagens em relação aos filtros L e LC, como exemplo: peso, volume e custo reduzidos (Gomes et al., 2018; Monteiro, 2018); apresenta desempenho aprimorado em baixas frequências de comutação, sendo uma grande vantagem em aplicações de alta potência (Twining and Holmes, 2003; Lindgren and Svensson, 1998); melhor característica de filtragem (Scoltock et al., 2014). Por outro lado, os principais desafios quando se lida com filtros LCL são o aumento da complexidade do controle, o qual, torna mais difícil controlar diretamente as variáveis do lado da rede elétrica, e amortecer o pico de ressonância (Scoltock et al., 2013a,b).

A ressonância intrínseca do filtro precisa ser amortecida para não resultar em problemas de qualidade de energia e instabilidades. Assim, diversas pesquisas abordam esse conceito na literatura. Dentre elas, pode-se citar: i) estratégia de amortecimento passivo: É uma maneira direta e efetiva de reduzir os efeitos da ressonância. Entretanto, a inserção de elemento passivo no circuito reduz a eficiência do sistema pois introduz perdas (Gomes et al., 2018; Wang et al., 2003); ii) estratégia de amortecimento ativo baseado em filtros rejeita faixa: Este método pode causar instabilidades devido ao atraso introduzido, além de ter sua eficácia reduzida frente a variações paramétricas. Adicionalmente, sua implementação aumenta o esforço computacional (Gomes et al., 2018; Miranda et al., 2009); iii) estratégia de amortecimento ativo baseado em realimentação de corrente e/ou tensão do capacitor (Gomes et al., 2018); e *iv*) estratégia de amortecimento ativo baseado em VR: Este método emula a existência de uma resistência física no filtro mantendo a eficiência do sistema inalterada (Scoltock et al., 2013a,b, 2014; Dahono et al., 2001; Ferreira, 2016; Dahono, 2002). De acordo com o que foi exposto anteriormente, juntamente com a facilidade de sua inclusão no controle preditivo, a estratégia de amortecimento utilizado nesse trabalho será baseado em VR.

Para controlar as variáveis de estado do sistema, o controlador preditivo baseado em modelo (do inglês, model predictive control) (MPC) será utilizado devido a sua rápida resposta dinâmica e fácil implementação. Dentre os controladores preditivos, o FCS-MPC, vem se destacando por ser uma alternativa simples, intuitiva, poderosa e promissora para controlar sistemas modernos de conversão de energia de alto desempenho (Yaramasu and Wu, 2016). Além disso, oferece diversas vantagens que o torna adequado para controlar inversores de potência, como: grande flexibilidade para incorporar e controlar simultaneamente diferentes grandezas elétricas e as restrições de controle; otimiza o algoritmo do MPC, devido o fato de existir apenas um número finito de posições de comutação do inversor, o que torna as previsões limitadas; apresenta resposta dinâmica e flexibilidade de controle superior aos controladores clássicos, além de apresentar rastreamento de referência comparável em estado estacionário; as não linearidades e limitações do sistema podem ser incorporadas diretamente no modelo de planta; e por fim, o sistema a ser controlado se torna totalmente desacoplado (Rodríguez and Cortés, 2012; Rodríguez et al., 2012; Yaramasu and Wu, 2016; Rodríguez et al., 2007).

O presente trabalho está organizado da seguinte forma: Na seção 2 é detalhada a modelagem matemática do VSI com filtro de saída LCL. Na seção 3, apresenta-se o modelo do FCS-MPC. A estratégia de amortecimento ativo da ressonância é apresentada na seção 4. Já na seção 5 resultados simulados são apresentados e discutidos. Conclusões finais são feitas na seção 6.

#### 2. MODELAGEM DO VSI COM FILTRO LCL

Na Figura 1 é apresentado o circuito do VSI com filtro LCL de saída. Aplicando as leis de *kirchhoff* ao circuito da Figura 1 pode-se escrever

$$\begin{cases} \frac{di_{c,a}(t)}{dt} = \frac{v_{t,a}(t)}{L_c} - \frac{v_{c,a}(t)}{L_c} - \frac{r_c}{L_c} i_{c,a}(t) \\ \frac{di_{c,b}(t)}{dt} = \frac{v_{t,b}(t)}{L_c} - \frac{v_{c,b}(t)}{L_c} - \frac{r_c}{L_c} i_{c,b}(t) , \qquad (1) \\ \frac{di_{c,c}(t)}{dt} = \frac{v_{t,c}(t)}{L_c} - \frac{v_{c,c}(t)}{L_c} - \frac{r_c}{L_c} i_{c,c}(t) \\ \end{cases} \\\begin{cases} \frac{di_{g,a}(t)}{dt} = \frac{v_{c,a}(t)}{L_g} - \frac{v_{g,a}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} i_{g,a}(t) \\ \frac{di_{g,b}(t)}{dt} = \frac{v_{c,b}(t)}{L_g} - \frac{v_{g,b}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} i_{g,b}(t) , \qquad (2) \\ \frac{di_{g,c}(t)}{dt} = \frac{v_{c,c}(t)}{L_g} - \frac{v_{g,c}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g} i_{g,c}(t) \end{cases} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{dv_{c,a}(t)}{dt} = \frac{i_{c,a}(t)}{C_f} - \frac{i_{g,a}(t)}{C_f} \\ \frac{dv_{c,b}(t)}{dt} = \frac{i_{c,b}(t)}{C_f} - \frac{i_{g,b}(t)}{C_f}, \\ \frac{dv_{c,c}(t)}{dt} = \frac{i_{c,c}(t)}{C_f} - \frac{i_{g,c}(t)}{C_f} \end{cases}$$
(3)

onde  $i_{c,a}$ ,  $i_{c,b}$  e  $i_{c,c}$  são as correntes trifásicas através dos indutores  $L_c$ ;  $i_{g,a}$ ,  $i_{g,b}$  e  $i_{g,c}$  são as correntes trifásicas através dos indutores  $L_g$ ;  $v_{c,a}$ ,  $v_{c,b}$  e  $v_{c,c}$  são as tensões trifásicas sobre os capacitores  $C_f$ ;  $v_{t,a}$ ,  $v_{t,b}$  e  $v_{t,c}$  são as tensões trifásicas nos terminais de saída do inversor;  $v_{g,a}$ ,  $v_{g,b}$  e  $v_{g,c}$  são as tensões trifásicas do ponto de acoplamento comum com a rede (PAC).

As equações (1), (2) e (3) podem ser reescritas utilizando a seguinte notação vetorial

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{i}_{c}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{v}_{t}(t)}{L_{c}} - \frac{\mathbf{v}_{c}(t)}{L_{c}} - \frac{r_{c}}{L_{c}}\mathbf{i}_{c}(t) \\ \frac{d\mathbf{i}_{g}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{v}_{c}(t)}{L_{g}} - \frac{\mathbf{v}_{g}(t)}{L_{g}} - \frac{r_{g}}{L_{g}}\mathbf{i}_{g}(t), \\ \frac{d\mathbf{v}_{c}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{i}_{c}(t)}{C_{f}} - \frac{\mathbf{i}_{g}(t)}{C_{f}} \end{cases}$$
(4)

onde  $\mathbf{i}_c$ ,  $\mathbf{i}_g$ ,  $\mathbf{v}_c$ ,  $\mathbf{v}_t$ , e  $\mathbf{v}_g$  são os vetores trifásicos das respectivas grandezas.

A equação (4) pode ser decomposta em um sistema estacionário de coordenadas ortogonais  $\alpha\beta0$ , através da transformada de Clarke. Como o sistema é trifásico a três fios, as equações se reduzem a apenas componentes em  $\alpha\beta$ , conforme:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}(t)}{L_c} - \frac{\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)}{L_c} - \frac{r_c}{L_c}\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}(t) \\ \frac{d\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)}{L_g} - \frac{\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}(t)}{L_g} - \frac{r_g}{L_g}\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(t). \quad (5) \\ \frac{d\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}(t)}{C_f} - \frac{\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(t)}{C_f} \end{cases}$$

Devido ao desacoplamento entre os eixo (5) pode ser reescritas como dois sistemas independentes no espaço de estados como se segue

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{x}_k(t)}{dt} = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k(t) + \mathbf{B}_{u,k} \mathbf{v}_{t,k}(t) + \mathbf{B}_{w,k} \mathbf{v}_{g,k}(t), & (6)\\ \mathbf{y}_k(t) = \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k(t) \end{cases}$$

onde

$$\mathbf{A}_{k} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{c}}{L_{c}} & 0 & \frac{-1}{L_{c}} \\ 0 & -\frac{r_{g}}{L_{g}} & \frac{1}{L_{g}} \\ \frac{1}{C_{f}} & \frac{-1}{C_{f}} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{x}_{k}(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{c,k}(t) \\ \mathbf{i}_{g,k}(t) \\ \mathbf{v}_{c,k}(t) \end{bmatrix},$$

$$u_{k} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{c}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{w,k} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_{g}} \\ 0 \end{bmatrix}, e \mathbf{C}_{k} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$
(7)

sendo  $k \in \{\alpha, \beta\}$ .

B



Figura 1. VSI com filtro de saída LCL conectado a rede.

## 3. FCS-MPC

Devido ao tempo necessário para o processamento, existe um atraso entre a medição e a aplicação da ação de controle. Este atraso se não compensado pode levar a erros de estado estacionário e até a instabilidade. De forma a compensar esse atraso, é realizado a predição de duas amostras a frente no tempo. Na Figura 2 é apresentado o resumo das etapas do projeto que estão sucintamente descritos a seguir.



Figura 2. Diagrama de bloco do FCS-MPC.

(1) Cálculo das variáveis de referência: calcula-se a corrente de referência para a saída do inversor,  $\mathbf{i}^*_{c,\alpha\beta}(n)$ , e a tensão de referência no capacitor do filtro LCL,  $\mathbf{v}^*_{c,\alpha\beta}(n)$ , com base na corrente de referência a ser injetada na rede,  $\mathbf{i}^*_{g,\alpha\beta}(n)$ , e do modelo da planta. A corrente  $\mathbf{i}^*_{g,\alpha\beta}(n)$  foi gerado por fonte senoidal, no qual por simplicidade, é definida pelo usuário. A partir do modelo descrito em (5), pode obter (8) que relaciona a tensão do capacitor do filtro LCL,  $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}$ , a corrente de saída do filtro LCL,  $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$ , e a tensão do PAC com a rede elétrica,  $\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}$ , conforme:

$$\mathbf{v}_{c,\alpha\beta} = L_g \frac{d\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta} r_g + \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}.$$
 (8)

Logo, para obter a referência de tensão no capacitor, substitui-se em (8) a corrente  $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$  por sua referência

 $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^{*}$  definida pelo usuário, o que resulta na seguinte equação:

$$\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^* = L_g \frac{d\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*}{dt} + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^* r_g + \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}.$$
 (9)

Aplicando a definição da derivada na equação (9), no qual, é definida por:

$$\frac{d}{dt} = \frac{x(n) - x(n-1)}{T_s},$$
 (10)

onde  $T_s$  é o tempo de amostragem,  $x(n-1) \in x(n)$ são as variáveis controlada no instante de amostragem anterior e no instante atual, respectivamente. Tem-se

$$\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^{*}(n) = \frac{L_g}{T_s} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^{*}(n) - \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^{*}(n-1) \end{bmatrix} + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^{*}(n)r_g + \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}(n).$$
(11)

A última referência de controle é a corrente de saída do VSI. Readequando novamente o modelo da planta descrito em (5) obtém-se (12) que relaciona a corrente de saída do VSI,  $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$ , a tensão do capacitor do filtro LCL,  $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}$ , e a corrente de saída do filtro LCL,  $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$ .

$$\mathbf{i}_{c,\alpha\beta} = C_f \frac{d\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}.$$
 (12)

Logo, para obter a referência da corrente da saída do VSI,  $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^*$ , substitui-se em (12) a tensão  $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}$  por sua referência  $\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*$  obtido em (11) e a corrente  $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$  por sua referência  $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*$  definida pelo usuário, o que resulta na seguinte equação:

$$\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^* = C_f \frac{d\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^*}{dt} + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*,\tag{13}$$

que na sua forma discreta é dada por

$$\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^{*}(n) = \frac{C_f}{T_s} \left[ \mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^{*}(n) - \mathbf{v}_{c,\alpha\beta}^{*}(n-1) \right] + \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^{*}(n).$$
(14)

(2) Extrapolação das variáveis de referências: referências futuras não são conhecidas e, portanto, precisam ser estimadas. As referências das correntes  $\mathbf{i}^*_{c,\alpha\beta}(n)$ ,  $\mathbf{i}^*_{g,\alpha\beta}(n)$  e da tensão  $\mathbf{v}^*_{c,\alpha\beta}(n)$  são extrapoladas para duas amostras a frente, assim, obtém-se  $\mathbf{i}^*_{c,\alpha\beta}(n+2)$ ,  $\mathbf{i}^*_{g,\alpha\beta}(n+2)$  e  $\mathbf{\hat{v}}^*_{c,\alpha\beta}(n+2)$ . Ao extrapolar as variáveis de referências a duas amostras a frente, o sistema torna mais robusto, compensa o atraso das amostras gerado pela predição das variáveis de controle, além de reduzir os erros de cálculos proveniente do lapso temporal das plataformas digitais. Logo, foi aplicado a técnica de extrapolação de Lagrange de segunda ordem por se tratar de sistemas senoidais, no qual, apresenta uma abordagem mais simples para estimar os valores futuros da variável de controle com base em amostras presentes e passadas (Yaramasu and Wu, 2016), como se segue

$$\hat{\mathbf{x}}^*_{\alpha\beta}(n+2) = 6 \mathbf{x}^*_{\alpha\beta}(n) - 8 \mathbf{x}^*_{\alpha\beta}(n-1) + 3 \mathbf{x}^*_{\alpha\beta}(n-2).$$
 (15)

(3) Estados de comutação: o VSI de dois níveis possui oito combinações possíveis das suas chaves, sendo elas  $\mathbf{s}_0 = [000]$ ,  $\mathbf{s}_1 = [100]$ ,  $\mathbf{s}_2 = [110]$ ,  $\mathbf{s}_3 = [010]$ ,  $\mathbf{s}_4 = [011]$ ,  $\mathbf{s}_5 = [001]$ ,  $\mathbf{s}_6 = [101]$  e  $\mathbf{s}_7 = [111]$ . Através desses estados de comutação são gerados oito vetores de tensão nos terminais do VSI, dados pela equação

$$\mathbf{v}^{\mathbf{p}}_{t,\alpha\beta}(n) = V_{cc}(n) \Gamma_{abc/\alpha\beta} \mathbf{s}_x(n), \qquad (16)$$

sendo  $\Gamma_{abc/\alpha\beta}$  a matriz de transformação de Clarke, e  $\mathbf{s}_x(n)$  todas as possíveis combinações das chaves para  $x \in [0, 7]$ .

(4) Modelo para predição: para discretizar o modelo da planta, foi utilizado a aproximação Euler direto (do inglês, Forward Euler) devido à sua simplicidade, precisão e desempenho aceitáveis no FCS-MPC (Nejati Fard, 2013). Portanto, aplicando a aproximação em (6), obtém-se o seguinte modelo discreto

$$\mathbf{x}^{\mathbf{p}_{k}}(n+1) = \mathbf{A}_{d,k} \mathbf{x}_{k}(n) + \mathbf{B}_{du,k} \mathbf{v}^{\mathbf{p}_{t,k}}(n) + \mathbf{B}_{dw,k} \mathbf{v}_{g,k}(n), \quad (17)$$

onde

$$\mathbf{A}_{d,k} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{r_c T_s}{L_c}\right) & 0 & \frac{-T_s}{L_c} \\ 0 & \left(1 - \frac{r_g T_s}{L_g}\right) & \frac{T_s}{L_g} \\ \frac{T_s}{C_f} & \frac{-T_s}{C_f} & 1 \end{bmatrix}, \quad (18)$$
$$\mathbf{x}^{\mathbf{p}}_k(n+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{i}^{\mathbf{p}}_{c,k}(n+1) \\ \mathbf{i}^{\mathbf{p}}_{g,k}(n+1) \\ \mathbf{v}^{\mathbf{p}}_{c,k}(n+1) \end{bmatrix}, \quad (18)$$
$$\mathbf{B}_{du,k} = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_c} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \ \mathbf{B}_{dw,k} = \begin{bmatrix} 0 \\ -T_s \\ L_g \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

o sobrescrito **p** refere-se a variável prevista. Logo, como é levado em consideração o atraso de processamento, aplica-se no FCS-MPC a estratégia definida como estimativa+previsão (E+P)(Yaramasu and Wu, 2016). Essa estratégia resulta em uma pequena modificação no modelo da equação (17), conforme:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k}(n+1) = \mathbf{A}_{d,k} \mathbf{x}_{k}(n) + \mathbf{B}_{du,k} \mathbf{v}^{\mathbf{op}}_{t,k}(n) + \mathbf{B}_{dw,k} \mathbf{v}_{g,k}(n), \quad (19)$$

$$\mathbf{x}^{\mathbf{p}}_{k}(n+2) = \mathbf{A}_{d,k} \hat{\mathbf{x}}_{k}(n+1) + \mathbf{B}_{du,k} \mathbf{v}^{\mathbf{p}}_{t,k}(n+1) + \mathbf{B}_{dw,k} \mathbf{v}_{g,k}(n+1) ,$$
(20)

sendo  $\hat{\mathbf{x}}_k$ a variável estimada e $\mathbf{v^{op}}_{t,k}$ a tensão ótima na amostragem anterior que é usada para estimar as variáveis de controle,  $\hat{\mathbf{x}}_k(n+1)$ , no instante atual. No qual, é adicionado todas as combinações possíveis do estados de comutação do VSI do próximo instante,  $\mathbf{v^p}_{t,k}(n+1)$ , afim de prever as variáveis no instante de duas amostras a frente,  $\mathbf{x^p}_k(n+2)$ .

(5) Minimização da função custo: etapa na qual é definida a melhor ação de controle a ser implementada. A função custo é definida como

$$g(n) = \lambda_1 \begin{bmatrix} (i_{c,\alpha}^p(n+2) - \hat{i}_{c,\alpha}^*(n+2))^2 \\ + (i_{c,\beta}^p(n+2) - \hat{i}_{c,\beta}^*(n+2))^2 \end{bmatrix}, \quad (21)$$
$$+ \lambda_2 \begin{bmatrix} (v_{c,\alpha}^p(n+2) - \hat{v}_{c,\alpha}^*(n+2))^2 \\ + (v_{c,\beta}^p(n+2) - \hat{v}_{c,\beta}^*(n+2))^2 \end{bmatrix},$$

sendo os fatores de ponderação  $(\lambda_1 \in \lambda_2)$  escolhido empiricamente (Ferreira, 2016; Panten et al., 2015). Dessa forma, a função custo identifica o menor erro e a combinação de estado de comutação correspondente, e então é aplicado ao VSI. Todo o procedimento descrito é realizado durante a amostragem atual e o estado de comutação ideal é armazenado para ser aplicado no próximo instante da amostragem.

Na Figura 3 é mostrado o fluxograma utilizado para implementar o FCS-MPC em algoritmo, afim de simplificar os passos do projeto.

# 4. AMORTECIMENTO DA RESSONÂNCIA

O filtro LCL apresenta duas frequências de ressonância  $f_1 \in f_2$ . Para facilitar a análise foram desconsideradas as resistências intrínsecas dos indutores,  $r_c \in r_q$ , assim tem-se

$$f_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C_f L_g}} \ e \ f_2 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_c + L_g}{C_f L_c L_g}}, \qquad (22)$$

onde a frequência  $f_1$  corresponde a ressonância entre  $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$ e  $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}$ . Já a frequência  $f_2$  corresponde a ressonância entre  $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}$  e  $\mathbf{v}_{t,\alpha\beta}$ . Como a corrente de saída do filtro depende diretamente da corrente de saída do inversor, logo a frequência de ressonância  $f_1$  deve ser amortecida (Scoltock et al., 2013a,b, 2014).

O amortecimento é necessário, visto a existência de uma amplificação do sinal nas frequências que estão ao redor da frequência de ressonância. Ferreira (2016) destaca que essa amplificação deve ser amortecida para evitar oscilações durante a operação do conversor, principalmente em transitórios. Adicionalmente, o FCS-MPC produz uma frequência de chaveamento variável podendo gerar componentes com frequência em torno dessas duas ressonâncias, prejudicando o funcionamento do sistema devido à amplificação significativa destes componentes.

A estratégia adotada para amortecer o pico da ressonância é o amortecimento ativo baseado em VR. Essa estratégia emula o efeito do resistor físico no sistema modificando as referências de corrente do inversor, adicionando assim amortecimento virtual ao sistema (Scoltock et al., 2014). Segundo Dahono et al. (2001), Dahono (2002), Scoltock et al. (2013a,b), os resistores podem ser conectados em série ou paralelo como mostrado na Figura 4 referente ao circuito na coordenada  $\alpha$ .

A escolha de emular um VR em série ou paralelo baseiase na simplicidade de implementação. Segundo Dahono (2002) e Scoltock et al. (2013b), os resistores em paralelo com o capacitor e em série com os indutores são muito mais simples de implementar por não necessitar de diferenciação numérica, sendo necessário apenas o conhecimento das variáveis no instante atual. Desta forma, elimina o armazena-



Figura 3. Fluxograma das etapas do FCS-MPC.



Figura 4. Possíveis localizações dos resistores.

mento dos instantes passados. Adicionalmente problemas com sensibilidade a ruídos do diferenciador são evitados. Destaca-se também que dependendo da localização da resistência série, o filtro terá uma perda de atenuação na frequência de -20 db/década reduzindo sua eficácia (Beres et al., 2014; Hamza et al., 2015).

Devido as vantagens descritas anteriormente, optou-se pelo resistor em paralelo com o capacitor  $R_4$ . Portanto, basta adicionar a corrente que percorrer o VR, descrito em (23) na referência da corrente da saída do inversor,  $\mathbf{i}_{c,\alpha\beta}^*$ , e readequar o modelo com a inclusão do VR.

$$\mathbf{i}_{R_4,\alpha\beta}^*(t) = \frac{\mathbf{v}_{c,\alpha\beta}(t)}{R_4}.$$
(23)

O valor adequado para o VR pode ser obtido a partir do coeficiente de amortecimento ( $\zeta$ ) do sistema. A função de transferência correspondente a frequência de ressonância  $f_1$  na coordenada  $\alpha$  com a adição do VR é dado por

$$\frac{I_{g,\alpha}(s)}{I_{c,\alpha}(s)} = \frac{\frac{1}{C_f L_g}}{s^2 + \frac{1}{C_f R_4}s + \frac{1}{C_f L_g}},$$
(24)

destaca-se que para a coordenada  $\beta$  é equivalente. Comparando (24) com a forma canônica de segunda ordem, podese calcular o valor de  $R_4$  a partir do fator de amortecimento desejado ( $\zeta$ ) utilizando (25).

$$R_4 = \frac{1}{2\zeta} \sqrt{\frac{L_g}{C_f}}.$$
(25)

## 5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Os valores dos parâmetros utilizados na simulação estão apresentados na tabela 1. O resultado da simulação, no

Tabela 1. Valores dos parâmetros simulados.

Parâmetros	Valor
$L_c$	5,84 mH
$r_c$	$0, 2 \ \Omega$
$L_g$	$1,06 \ mH$
$r_g$	$0,17 \ \Omega$
$C_{f}$	$11,4 \ \mu F$
$V_{cc}$	500 V
$T_s$	$25 \ \mu s$
$V_g$	220 V

qual, não aborda o amortecimento da frequência de ressonância, o atraso de tempo e a extrapolação da referência é ilustrado na Figura 5. Para facilitar a análise, mostra-se apenas os resultados na coordenada  $\alpha$ . Percebe-se que o sistema segue as referências para uma referência inicial de 50 A. Entretanto, nota-se que as variáveis  $i_{g,\alpha}(t) \in v_{c,\alpha}(t)$ apresentam uma oscilação não amortecida proveniente da excitação da frequência de ressonância quando a referência muda em degrau para 15 A. Portanto, é necessário incluir a estratégia de amortecimento baseado em VR, afim de compensar essa oscilação.

Para o projeto do VR será analisada a resposta subamortecida e criticamente amortecida. A resposta subamortecida, no qual, o intervalo do coeficiente de amortecimento está entre  $0 < \zeta < 1$ , não amortece por completo a ressonância do sistema, no entanto, apresenta uma resposta transitória rápida. Por outro lado, a resposta criticamente amortecida em que  $\zeta = 1$ , amortece por completo a ressonância do



Figura 5. Rastreamento das referências.

sistema, porém, resulta uma resposta transitória lenta. Portanto, ao variar  $\zeta$  em (25), percebe-se que conforme o coeficiente de amortecimento aumenta, o lugar das raízes se desloca para a esquerda como mostrado na Figura 6, ou seja, adiciona amortecimento no sistema.



Figura 6. Lugar das raízes para variação de  $\zeta$ .

A princípio, é escolhido  $\zeta = 1$ , valor em que o pico de ressonância é completamente amortecido, resultando em  $R_4 = 4,8214\Omega$ . Na Figura 7 é apresentada a resposta em frequência do sistema, percebe-se que o pico da ressonância foi amortecido, eliminando por completo a ressonância. Quando a estratégia de amortecimento ativo é incluída, as variáveis não apresentam mais essa oscilação, como ilustrado na comparação feita na Figura 8. O amortecimento fica claro analisando-se o espectro harmônico mostrado a Figura 9, em que as componentes de alta frequência foram suprimidas.

Entretanto, ao considerar o atraso de tempo, o sistema torna-se instável como mostrado na Figura 10. Isto é devido o fato de não ter sido considerado na escolha do resistor a margem de fase. De forma a contornar esse problema, pode-se extrapolar as variáveis de referências o que compensa o atraso garantindo a estabilidade do sistema. Outra maneira de mitigar esse problema é levar a margem de fase no projeto do VR. Isto consequentemente



Figura 7. Comparação da Resposta em frequência do filtro LCL para  $\zeta = 1$ .



Figura 8. Comparação de performance com amortecimento (C/A) para  $\zeta = 1$  e sem amortecimento (S/A).



Figura 9. Comparação entre os espectros harmônicos com amortecimento (C/A) para  $\zeta = 1$  e sem amortecimento (S/A) da frequência  $f_1$ .

leva a uma escolha de uma fator de amortecimento obrigatoriamente menor que 1.



Figura 10. Resultado para rastreio das referências com amortecimento (C/A) para  $\zeta = 1$ .

A partir do exposto, a escolha do VR,  $R_4$ , deve levar em consideração o atraso de tempo e a margem de fase do sistema. O objetivo é selecionar um resistor que apresente bom amortecimento junto com boa margem de fase, afim, de tornar o sistema robusto e estável a variação de parâmetros relacionado ao atraso de processamento. Dessa forma, após realizar simulações computacionais, o coeficiente de amortecimento selecionado é  $\zeta = 0,7071$ , que resulta em um resistor  $R_4 = 6,8184\Omega$ . Na Figura 11 é mostrada a resposta em frequência para o caso em questão, percebese que o pico de ressonância também é satisfatoriamente atenuado.



Figura 11. Comparação da Resposta em frequência do filtro LCL para  $\zeta = 0,7071.$ 

Na Figura 12 é mostrado a resposta no tempo quando levase em consideração, o atraso de tempo e o amortecimento da frequência de ressonância no projeto, mas não aborda a extrapolação das referências. Percebe-se pela análise da Figura 10 que o sistema não se torna instável. Logo, conclui-se que o novo valor de VR é robusto ao atraso de processamento e atenuou a frequência de ressonância como pode ser visto no espectro harmônico ilustrado na Figura 13.



Figura 12. Comparação da resposta com amortecimento (C/A) para  $\zeta = 0,7071$  e sem amortecimento (S/A).



Figura 13. Espectro harmônico com amortecimento (C/A) para  $\zeta = 0,7071$  e sem amortecimento (S/A) da frequência  $f_1$ .

Por fim, foi adicionado a extrapolação das variáveis de referências, com a finalidade de reduzir os erros dos cálculos proveniente do atraso de processamento. Na Figura 14 é apresentado o resultado final considerando todos os aspectos da simulação. Pela análise da resposta no tempo nota-se que as referências foram rastreadas com erros desprezíveis em estado permanente e a ressonância completamente eliminada. Adicionalmente, obteve-se uma resposta no tempo rápida e sem sobressinais.

### 6. CONCLUSÕES

Este trabalho abordou o projeto de um controlador preditivo do tipo FCS-MPC aplicado a um conversor fonte de tensão de dois níveis conectado à rede. Com intuito de amortecer a ressonância intrínseca do filtro de saída LCL foi proposta a utilização de uma resistência virtual. O projeto do VR foi detalhado e alguns aspectos importantes relacionados a estabilidade foram analisados e discutidos. Resultados de simulação foram utilizados para mostrar o funcionamento da lei de controle, assim como sua eficácia no rastreamento das referências e amortecimento ativo da ressonância.



Figura 14. Formas de onda com o controlador completo.

## AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio financeiro em parte da CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil - Código de Financiamento 001, CNPq - Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico - Brasil, INERGE - Instituto Nacional de Energia Elétrica, e FAPEMIG - Fundação de Amparo à Pesquisa no Estado de Minas Gerais. Os autores também expressam sua gratitude pelo suporte educacional da UFJF.

### REFERÊNCIAS

- Beres, R., Wang, X., Blaabjerg, F., Bak, C.L., and Liserre, M. (2014). A review of passive filters for gridconnected voltage source converters. In 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014, 2208–2215. IEEE.
- Dahono, P.A. (2002). A control method to damp oscillation in the input lc filter. In 2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No. 02CH37289), volume 4, 1630–1635. IEEE.
- Dahono, P.A., Bahar, Y.R., Sato, Y., and Kataoka, T. (2001). Damping of transient oscillations on the output lc filter of pwm inverters by using a virtual resistor. In 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001-Indonesia. Proceedings (Cat. No. 01TH8594), volume 1, 403–407. IEEE.
- Ferreira, S.C. (2016). Controle Preditivo Baseado em Modelo na Compensação Dinâmica do Reativo com Filtro Híbrido. Ph.D. thesis, Universidade Federal de Itajubá.
- Gomes, C.C., Cupertino, A.F., and Pereira, H.A. (2018). Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on lcl filter: An overview. *Renewable* and Sustainable Energy Reviews, 81, 116–135.
- Hamza, K.A.E.W., Linda, H., and Cherif, L. (2015). Lcl filter design with passive damping for photovoltaic grid connected systems. In *IREC2015 The Sixth Internatio*nal Renewable Energy Congress, 1–4. IEEE.
- Lindgren, M. and Svensson, J. (1998). Control of a voltage-source converter connected to the grid through an lcl-filter-application to active filtering. In *PESC 98*

Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No. 98CH36196), volume 1, 229–235. IEEE.

- Miranda, H., Teodorescu, R., Rodríguez, P., and Helle, L. (2009). Model predictive current control for high-power grid-connected converters with output lcl filter. In 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 633–638. IEEE.
- Monteiro, K.M. (2018). Projeto de controladores robustos para conversores fonte de tensão conectados à rede elétrica a através de filtros LCL. Mestrado, Universidade Federal de Juiz de Fora.
- Nejati Fard, R. (2013). Finite Control Set Model Predictive Control in Power Converters. Master's thesis, Department of Electric Power Engineering Norwegian University of Science and Technology.
- Panten, N., Hoffmann, N., and Fuchs, F.W. (2015). Finite control set model predictive current control for gridconnected voltage-source converters with lcl filters: A study based on different state feedbacks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(7), 5189–5200.
- Rodríguez, J. and Cortés, P. (2012). Predictive control of power converters and electrical drives, volume 40. John Wiley & Sons.
- Rodríguez, J., Kazmierkowski, M.P., Espinoza, J.R., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., Young, H.A., and Rojas, C.A. (2012). State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions* on Industrial Informatics, 9(2), 1003–1016.
- Rodríguez, J., Pontt, J., Silva, C.A., Correa, P., Lezana, P., Cortés, P., and Ammann, U. (2007). Predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE transactions* on industrial electronics, 54(1), 495–503.
- Scoltock, J., Geyer, T., and Madawala, U. (2013a). Model predictive direct current control for a grid-connected converter: Lcl-filter versus l-filter. In 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 576–581. IEEE.
- Scoltock, J., Geyer, T., and Madawala, U. (2013b). Model predictive direct power control for a grid-connected converter with an lcl-filter. In 2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), 588–593. IEEE.
- Scoltock, J., Geyer, T., and Madawala, U.K. (2014). A model predictive direct current control strategy with predictive references for mv grid-connected converters with *lcl*-filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(10), 5926–5937.
- Twining, E. and Holmes, D.G. (2003). Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an lcl input filter. *IEEE transactions on power electronics*, 18(3), 888–895.
- Wang, T.C., Ye, Z., Sinha, G., and Yuan, X. (2003). Output filter design for a grid-interconnected threephase inverter. In *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC'03.*, volume 2, 779–784. IEEE.
- Yaramasu, V. and Wu, B. (2016). Model predictive control of wind energy conversion systems. John Wiley & Sons.