

# Conversor Formador de Rede Controlado por FCS-MPC com Função Custo Multivariável

Rayane Aparecida Guimarães\* Sílvia Costa Ferreira\*  
 João Paulo de Carvalho Pedroso\* Vinícius Miranda Pacheco\*  
 Overlan Silva Viana\*

\* *Departamento de Automática, Universidade Federal de Lavras, MG,  
 (e-mail: rayane.ap@outlook.com; silvia.ferreira@ufla.br).*

**Abstract:** Grid-forming converters are responsible for proper operation of the microgrid, especially in islanded mode. Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) is one among several control techniques applied for grid-forming voltage control. This technique has been standing out due to its ability to handle multivariable situations. It predicts the future behavior of the system and chooses the best semiconductor switching state in order to minimize a cost function. This work evaluates the FCS-MPC performance with multivariable cost function. The developed system is simulated in MATLAB / Simulink and tested in a prototype. Validation is performed with linear and nonlinear loads. It is also analysed the performance of this system under voltage reference variations. The results show the proposed algorithm performs voltage regulation from the reference with small oscillations and low harmonic distortion even with nonlinear loads.

**Resumo:** Os conversores formadores de rede são os responsáveis por manter o funcionamento adequado da microrrede, principalmente quando operam em modo ilhado. Existem várias técnicas de controle de tensão para conversores eletrônicos, uma delas é o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC). Esta técnica prevê o comportamento futuro do sistema e escolhe o melhor estado de chaveamento dos semicondutores de acordo com a minimização de uma função custo. Esse trabalho avalia o desempenho do algoritmo de controle FCS-MPC com uma função custo multivariável. O sistema desenvolvido é simulado em *software* MATLAB/*Simulink* e testado em protótipo. A validação ocorre com cargas lineares e não lineares conectadas ao conversor. Também é analisado o desempenho desse sistema na presença de variações na referência de tensão. Os resultados obtidos mostram que o algoritmo de controle realiza a regulação de tensão a partir da referência com baixas oscilações e baixa distorção harmônica mesmo quando o CFR está alimentando cargas não lineares.

*Keywords:* Grid-Forming Converters; Model Predictive Control; Multivariable Cost Function.

*Palavras-chaves:* Conversor Formador de Rede; Controle Preditivo Baseado em Modelo; Função Custo Multivariável.

## 1. INTRODUÇÃO

O conversor formador de rede (CFR) desempenha um papel primordial na operação de microrredes, principalmente quando estas operam em modo ilhado. Nesse modo de operação são necessários conversores eletrônicos específicos ou geradores síncronos capazes de fornecer uma referência de tensão estável para os demais conversores conectados a microrrede. O CFR desempenha esse papel definindo a amplitude de tensão e a frequência da rede local (Rocabert et al., 2012; Patrao et al., 2017).

O método de controle tradicional e mais utilizado em conversores de potência é o controlador linear PI (proporcional-integral) no sistema de referência síncrona. Existem vários outros tipos, como: *fuzzy*, adaptativo, modo deslizante e preditivos, visto que esse último vem ganhando espaço em aplicações que envolvam o controle em conversores de potência. O controle preditivo é bastante útil, principal-

mente em situações onde o sistema a ser controlado possui restrições e não linearidades (Kouro et al., 2009).

O controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (*Finite Control Set Model Predictive Control -FCS-MPC*) vem sendo amplamente utilizado nessas aplicações devido a sua capacidade de lidar com situações multivariáveis de forma simples. Entretanto, o desempenho do FCS-MPC está diretamente relacionado a definição de uma função custo adequada (Cortes et al., 2008). Esse é um dos principais desafios relacionados a sua implementação e ainda pode ser bastante explorado.

Alguns autores como Dragičević (2018), Ferreira et al. (2018) e Panten et al. (2016) mostram que o uso da função custo convencional pode não ser uma opção satisfatória para conversores com filtros LC e LCL devido ao atraso causado no modelo de predição pela presença do capacitor. Dragičević (2018) demonstra que ao utilizar apenas a tensão de saída do filtro como variável de controle, o erro

mínimo encontrado pela função custo em um dado instante pode colocar a tensão em uma trajetória que a afasta de sua referência. Esse efeito causa desvios muito grandes da tensão nos pontos entre amostras e resulta no aumento da distorção harmônica. Como solução é proposta a inclusão da derivada da tensão visando melhorar o rastreamento da trajetória e evitando a escolha de estados que apresentem altas derivadas. Entretanto, cabe ressaltar que o cálculo da derivada pode ser bastante problemático em ambientes cujas medições possuem ruídos.

Buscando evitar o uso da derivada da tensão ou aumentar o horizonte de predição esse trabalho propõe um controle multivariável de tensão e corrente. Ferreira et al. (2018) e Panten et al. (2016) já haviam comprovado que o controle multivariável aumenta a estabilidade do sistema e evita oscilações na corrente de saída de conversores com filtros LCL. A proposta deste trabalho é adaptar e validar esse conceito para CRFs com filtro LC visando evitar oscilações na tensão de saída.

Dessa forma, esse trabalho propõe o uso de uma função custo multivariável com restrição de frequência de chaveamento mínima a fim de evitar os estados que possam causar ressonâncias ou desvios da referência. Para comprovar a aplicabilidade do método, o controle FCS-MPC é implementado em um CFR operando em modo ilhado, e é avaliado por meio de simulações e por implementação prática em protótipo monofásico de 500 VA. Os resultados mostram a eficácia da função custo multivariável na diminuição da taxa de distorção harmônica da tensão, mantendo as vantagens de rápida resposta dinâmica do FCS-MPC com função custo tradicional.

## 2. CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO - MPC

Qualquer algoritmo que utilize um modelo do sistema para prever seu comportamento futuro e selecionar a ação de controle mais apropriada com base em um critério de otimização pode ser considerado como controle preditivo baseado em modelo - MPC (*Model Predictive Control*) (Kouro et al., 2009). Esse tipo de controle é aplicado em vários tipos de sistemas e permite que restrições e não linearidades sejam consideradas (Cortes et al., 2008). Outra vantagem do FCS-MPC é a aplicação direta da ação de controle ao conversor, sem a necessidade de um estágio de modulação. Entretanto, essa característica leva o conversor a trabalhar com frequências de chaveamento variáveis, dificultando a tarefa posterior de filtragem.

Existem vários tipos de controle preditivo baseado em modelo, um deles é o FCS-MPC (*Finite Control Set Model Predictive Control*), controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito. Nessa técnica, os cálculos do MPC e o tempo de processamento são reduzidos devido ao aproveitamento da natureza discreta dos conversores. Como há um número finito de comutações das chaves de um conversor, o procedimento de previsão será limitado apenas a esses estados e ao final um deles deve ser selecionado por minimizar uma dada função custo (Fard, 2013; Kouro et al., 2009).

Basicamente, para implementar o FCS-MPC, o modelo do sistema deve ser derivado e discretizado de acordo com

a variável controlada que pode ser corrente e/ou tensão. Uma função custo também deve ser definida de acordo com o comportamento desejado do sistema. Em resumo, o FCS-MPC pode ser implementado seguindo as seguintes etapas:

- Obter o modelo discreto do sistema de acordo com as variáveis a serem controladas, possibilitando prevê-las;
- Identificar todos os possíveis estados de comutação para o conversor e sua relação com as outras variáveis;
- Definir uma função custo que otimiza a variável de controle e que represente as não linearidades e restrições do sistema.

## 3. FCS-MPC APLICADO AO CONVERSOR FORMADOR DE REDE

### 3.1 Topologia do Conversor Formador de Rede

A topologia escolhida para esse trabalho foi o conversor monofásico em ponte H, devido a sua facilidade de implementação e ao acesso aos componentes para a construção do protótipo. Além disso, esse modelo também pode ser aplicado a um sistema trifásico, fazendo a compensação individual por fase. O conversor monofásico em ponte H pode ser utilizado em sistemas de baixa potência e em microrredes monofásicas.

Os Conversores Formadores de Rede (CFR) funcionam como uma fonte de tensão e são responsáveis por fornecer referência de amplitude e frequência da tensão em uma microrrede operando ilhada (Rocabert et al., 2012). A Figura 1 apresenta o CFR monofásico em ponte H, o qual é alimentado a partir do barramento CC. Nesse circuito,  $i_i$  é a corrente de saída do conversor,  $i_f$  a corrente que passa pelo capacitor e  $i_o$  é a corrente de saída do filtro. As tensões do barramento CC ( $v_{CC}$ ), de saída do conversor ( $v_i$ ) e do filtro ( $v_f$ ) também são retratadas nesta figura.

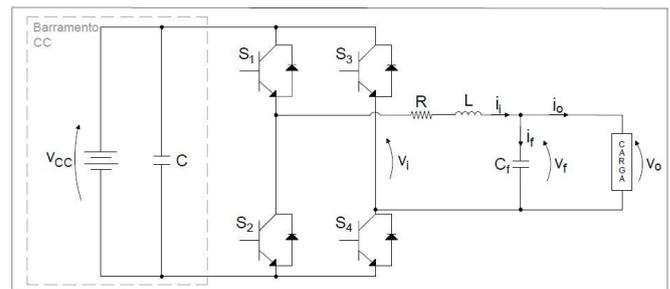


Figura 1. Topologia do CFR com filtro LC.

O filtro LC na saída do conversor tem por objetivo filtrar o chaveamento, e é composto por uma indutância ( $L$ ) e sua resistência interna ( $R$ ) e um capacitor ( $C_f$ ). Os CFR podem alimentar cargas na ausência de outras fontes de geração distribuída, ou apenas fornecer a referência de tensão para outros conversores conectados em paralelo.

### 3.2 Modelo Discreto do CFR

A partir da topologia do conversor é possível obter o modelo discreto do sistema. Para representar esse modelo em espaço de estados é considerado que  $i_i(t)$  e  $v_f(t)$  são as

variáveis de estado e  $v_i(t)$  e  $i_o(t)$  são as de controle. Sendo assim, o sistema discretizado, resulta em:

$$\begin{bmatrix} i_i(k+1) \\ v_f(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(1 - \frac{T_s R}{L}\right) & \frac{-T_s}{L} \\ \frac{T_s}{C_f} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_i(k) \\ v_f(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-T_s}{C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_i(k) \\ i_o(k) \end{bmatrix} \quad (1)$$

onde,  $T_s$  é a frequência de amostragem.

### 3.3 Inclusão de amortecimento da ressonância no modelo

Um das principais desvantagens do FCS-MPC é fato de não possuir frequência de chaveamento fixa, o que pode levar a excitação das frequências de ressonância do filtro LC. Para amortecer esses efeitos é comum fazer o uso de resistores virtuais para amortecimento ativo da ressonância. Esses resistores trabalham como resistores físicos para amortecer a ressonância nas referências de tensão e corrente utilizadas na função custo. De acordo com Dragičević (2018) e Panten et al. (2016) a inserção de uma resistência virtual em série com o filtro LC é eficiente para evitar problemas de ressonância e controlar o fluxo de potência entre fontes. Seguindo este conceito, nesse trabalho é utilizada uma resistência virtual ( $R_V$ ) em série com o filtro LC, como apresentado na Figura 2.

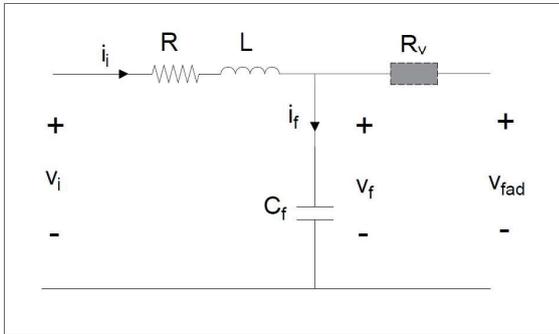


Figura 2. Circuito correspondente ao filtro LC com a inserção da resistência virtual.

A resistência virtual para amortecimento ativo deve ser implementada apenas para as componentes harmônicas. Para tanto, é preciso retirar a componente fundamental ( $i_{o1}$ ) da corrente da carga ( $i_o$ ) e utilizar apenas as frequências harmônicas ( $i_{oh}$ ) para evitar as perdas na frequência fundamental. Para extração de  $i_{oh}$  foi utilizado um filtro adaptativo sintonizado. Esse filtro possui um estimador de frequência utilizado para adequar a frequência de sintonia de acordo com a frequência da rede elétrica. Trata-se de um filtro de segunda ordem com fator de amortecimento  $\zeta = 1,2$  e coeficiente de adaptação  $\Gamma = 1$ . Detalhes de implementação do mesmo estão em Ferreira et al. (2018).

Dessa forma, para amortecer as frequências de ressonância o termo  $R_V \cdot i_{oh}$  é somado a tensão de referência ( $v_f^*$ ) fornecida. Então a nova referência de tensão ( $v_{fad}^*$ ) é descrita por:

$$v_{fad}^* = v_f^* + R_V \cdot i_{oh} \quad (2)$$

### 3.4 Definição da função custo

A definição dessa função custo acontece a partir da variável de controle, ou seja, é necessário conhecer a variável a ser controlada. As não linearidades e restrições do sistema de controle podem ser consideradas utilizando termos adicionais na função custo. Essa função apresenta pelo menos uma variável de referência, seja ela, tensão, corrente, velocidade, entre outras.

O objetivo de utilizar uma função custo no FCS-MPC é buscar o menor erro entre a tensão prevista ( $v_f^P$ ) e a tensão de referência ( $v_f^*$ ). Sua função é definir o melhor estado de chaveamento a ser aplicado, de forma que a tensão do conversor seja igual a referência.

A função custo convencional utilizada para conversores com filtro de saída LC leva em consideração apenas a tensão de saída  $v_f$  e a tensão  $v_f^P$  prevista pelo modelo para cada estado de chaveamento (Equação 1), e é dada por:

$$J_1 = (v_f^* - v_f^P)^2 \quad (3)$$

Para acrescentar o efeito do amortecimento ativo de ressonâncias, a função custo é reescrita da seguinte maneira:

$$J_2 = (v_{fad}^* - v_f^P)^2 \quad (4)$$

Esse trabalho propõe a inclusão do controle de mais uma das variáveis de estado na função custo, a corrente ( $i_i$ ). Para tanto, a função custo proposta é dada por:

$$J_3 = (v_{fad}^* - v_f^P)^2 + \lambda (i_i^* - i_i^P)^2 \quad (5)$$

onde,  $\lambda$  é o fator de ponderação para o termo da corrente, o qual é definido empiricamente;  $i_i^*$  e  $i_i^P$  são os valores de corrente de saída do conversor de referência e previstos pelo modelo, respectivamente.

### 3.5 Restrições aplicadas na função custo

Uma das principais vantagens do FCS-MPC é a possibilidade de inclusão de restrições e não-linearidades diretamente na função custo. Visando melhorar o desempenho do CFR esse trabalho propõe a utilização de uma restrição para evitar que o mesmo estado de chaveamento seja escolhido por várias amostras consecutivas. Como o FCS-MPC escolhe o melhor estado de chaveamento, há a possibilidade do mesmo estado ser escolhido repetidas vezes. Na prática, essa condição resulta em uma frequência de chaveamento muito baixa, mantendo os semicondutores em um mesmo estado por um longo período. Frequências de chaveamento muito baixas podem coincidir com a frequência de ressonância do filtro LC. Para implementação desta restrição, adiciona-se um termo  $k_e$  à função custo que possui a seguinte característica:

$$k_e = \begin{cases} \infty & S_e \geq W \\ 0 & S_e < W \end{cases} \quad (6)$$

A variável  $S$  representa o número de vezes consecutivas que um dado estado é aplicado, e  $W$  o limite máximo permitido para  $S$ . A Equação 7 representa a função custo, com a restrição de frequência de chaveamento proposta.

$$J = (v_f^* - v_f^P)^2 + \lambda(i_i^* - i_i^P)^2 + k_e \quad (7)$$

Vale ressaltar que o uso da corrente do inversor na função custo elimina a necessidade do limitador de corrente.

### 3.6 Obtenção das Referências $v_f^*$ e $i_i^*$

Por se tratar de um conversor operando em modo ilhado a referência  $v_f^*$  deve ser gerada internamente no algoritmo de controle a partir de um seno. Essa tensão de referência é somada ao termo  $R_V i_{oh}$  para o amortecimento de ressonâncias, resultando em:

$$v_{fad}^* = \underbrace{V^* \text{sen}(2\pi f^* t)}_{v_f^*} + R_V i_{oh} \quad (8)$$

onde,  $V^*$  e  $f^*$  são as referências de amplitude e frequência da tensão do conversor formador de rede.

A corrente de referência  $i_i^*$ , por sua vez, é obtida a partir do modelo do sistema e dos valores de tensão de referência definidos anteriormente. A partir da análise do circuito da Figura 1 tem-se:

$$i_f^* = i_i^* - i_o \quad (9)$$

Sabendo que,  $i_f^* = \frac{v_f^*}{jX_C}$ , tem-se:

$$\frac{v_f^*}{jX_C} = i_i^* - i_o \quad (10)$$

Rearranjando (10) e substituindo a reatância capacitiva ( $X_C$ ) por  $\frac{1}{2\pi f^* C_f}$  tem-se a corrente de referência:

$$i_i^* = i_o - j(v_f^*)(2\pi f^* C_f) \quad (11)$$

onde, a componente imaginária  $-j(v_f^*)$  é dada por:

$$-j(v_f^*) = V \cos(2\pi f^* t) \quad (12)$$

Da mesma forma que para a obtenção da referência de tensão, o cosseno é gerado internamente no algoritmo.

## 4. RESULTADOS

A validação desse sistema é feita a partir de simulações no *software* MATLAB/*Simulink* e testes em protótipo construído em laboratório (FIGURA 3). Sendo assim, para o CFR operando em modo ilhado utilizando como técnica de controle o FCS-MPC são utilizados os parâmetros apresentados na Tabela 1.

O inversor monofásico ponte H é composto por quatro IGBTs IRGP 4650D. A tensão de saída do inversor é filtrada a partir do filtro LC, onde o indutor do filtro

Tabela 1. Parâmetros utilizados para os testes.

Variável	Descrição	Valor
$v_f^*$	Tensão RMS de referência	100 V
$V_{CC}$	Tensão no barramento CC	180 V
$f^*$	Frequência de referência	60 Hz
$S_n$	Potência aparente do CFR	500 VA
$L$	Indutância do filtro	2,5 mH
$R$	Resistência interna do indutor	1,3 $\Omega$
$C_f$	Capacitância do filtro	40 $\mu F$
$T_s$	Tempo de amostragem	50 $\mu s$
$W$	Limite máximo de repetição de estados	15
$\lambda$	Fator de ponderação	1
$R_V$	Resistência virtual	2 $\Omega$

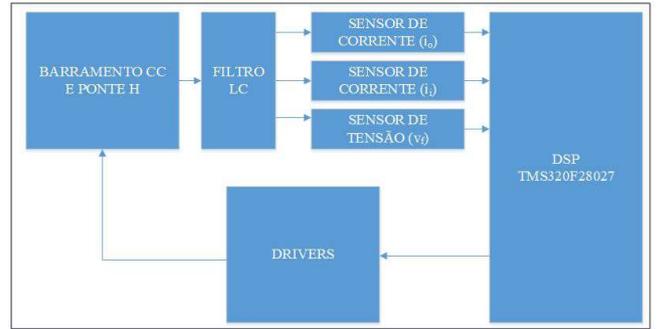


Figura 3. Esquemático do CFR construído para os testes.

é composto de núcleo de ferrite para suportar as altas frequências de chaveamento.

Para medir as variáveis são utilizados três sensores, dois de corrente e um de tensão. Tanto os sensores de corrente quanto o de tensão são de efeito *hall*, sendo o de corrente do modelo do modelo LTS-15NP e o de tensão do modelo LV25-P. As saídas desses sensores passam por circuitos de condicionamento e são conduzidas até as entradas do microcontrolador DSP (*Digital Signal Processor*) TMS320F28027.

O algoritmo do FCS-MPC é implementado no DSP, o qual envia o estado de chaveamento escolhido para os *drivers* que aplicam esse estado no gatilho de cada IGBT da Ponte H. Os *drivers* utilizados nesse projeto são do modelo IR2110.

### 4.1 Validação da função custo multivariável

A Figura 4 apresenta as formas de onda da tensão do filtro e da corrente da carga (carga RL potência 200 VA) para a função custo convencional ( $R_V = 0$  e  $\lambda = 0$ ) e para a função custo proposta ( $R_V = 2$  e  $\lambda = 1$ ).

Como pode ser observado, o uso da resistência virtual ( $R_V$ ) e a inclusão da corrente ( $i_i$ ) na função custo melhoraram significativamente a resposta do FCS-MPC. O THD (*Total Harmonic Distortion*) caiu de 8,3% para 2,3% após a modificação da função custo. Isso mostra que o sistema proposto melhora a eficiência da técnica de controle.

### 4.2 Carga não linear

Nesse caso o CFR alimenta uma carga não linear, simulada por um retificador conectado a uma carga RL, com

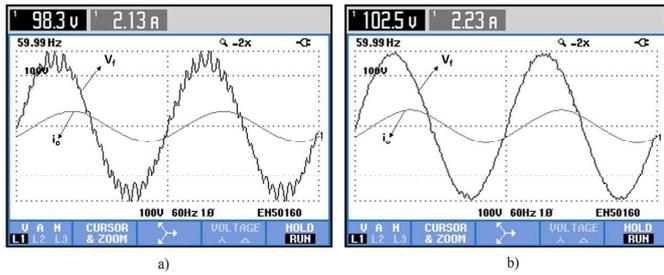


Figura 4. Tensão no filtro ( $v_f$ ) e corrente da carga ( $i_o$ ): a)  $R_V = 0$  e  $\lambda = 0$ ; b)  $R_V = 2$  e  $\lambda = 1$ .

resistência de  $20 \Omega$  e indutância de  $100 \text{ mH}$ . Sabe-se que é difícil manter a tensão puramente senoidal quando uma carga não linear é conectada ao conversor, devido aos harmônicos presentes na corrente. A circulação de componentes harmônicos de corrente podem causar ressonâncias e aumentar o THD da tensão. Porém, o CFR com FCS-MPC consegue em simulação um resultado satisfatório, regulando a tensão em  $142 \text{ V}$  de pico, como pode ser observado na Figura 5.

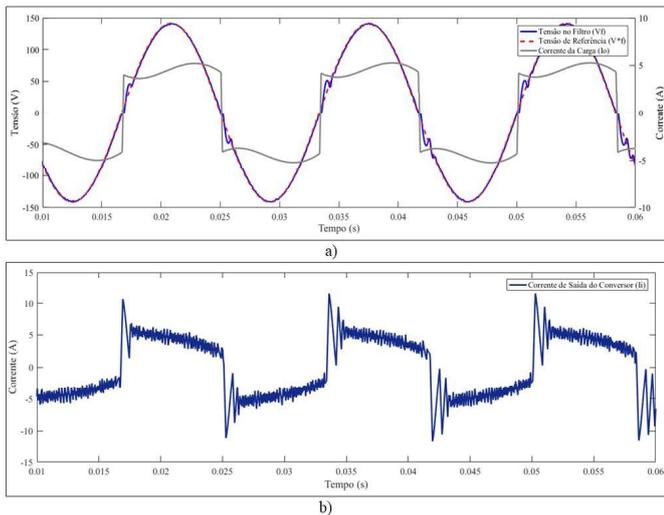


Figura 5. Simulação com o CFR com carga não linear: a) Tensão de referência ( $v_f^*$ ), tensão do filtro ( $v_f$ ) e corrente da carga ( $i_o$ ); b) Corrente de saída do conversor ( $i_i$ ).

Com o CFR alimentando uma carga com  $THD_I$  de  $42,67\%$  o algoritmo de controle manteve a distorção harmônica da tensão na ordem de  $2,56\%$ . Esse resultado valida uma das vantagens do controle FCS-MPC em relação ao controlador PI clássico, que é a capacidade de rejeição harmônica sem a necessidade de malhas de controle adicionais para estas frequências. Portanto, o FCS-MPC é capaz de manter uma tensão senoidal mesmo alimentando uma carga altamente distorcida.

A Figura 6 mostra os resultados práticos para o CFR alimentando uma carga não-linear de  $408 \text{ VA}$ . As referências  $v_f^*$  e  $i_i^*$  foram seguidas adequadamente. Também foi possível observar o cálculo adequado de  $i_i^*$  mesmo para carga não lineares.

Na Figura 7 é possível analisar que mesmo a corrente da carga sendo distorcida a componente fundamental da

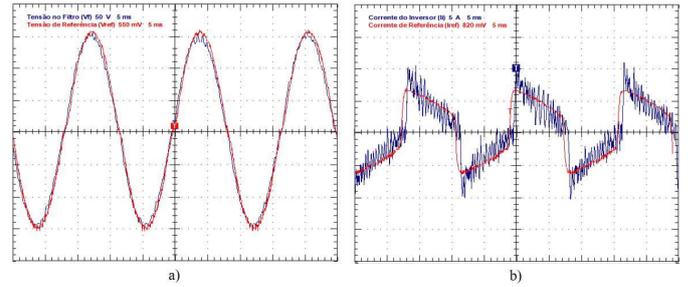


Figura 6. Teste experimental com o CFR com carga não linear: a) Tensão no filtro ( $v_f$ ) e tensão de referência ( $v_f^*$ ); b) Corrente do conversor ( $i_i$ ) e a corrente de referência ( $i_i^*$ ).

tensão é pouco afetada, se mantendo regulada próxima de  $100 \text{ V}$  e com frequência de  $60 \text{ Hz}$ .

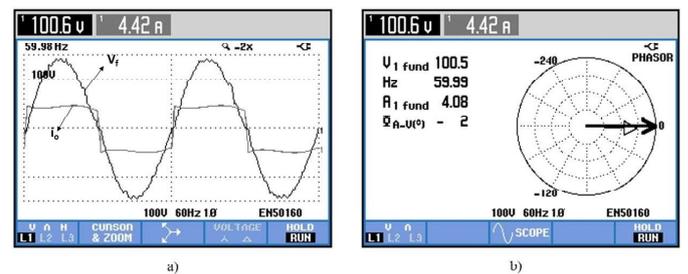


Figura 7. Teste experimental com o CFR com carga não linear: a) Tensão no filtro ( $v_f$ ) e corrente da carga ( $i_o$ ); b) Diagrama fasorial.

Devido a presença da carga não linear o  $THD_V$  foi de  $3,7\%$ . Dessa forma, para um  $THD_I$  de  $41,7\%$  a tensão se manteve com  $THD_V$  baixo, dentro dos limites considerados aceitáveis neste trabalho. Até esse ponto é possível notar que o FCS-MPC operou de forma satisfatória tanto para cargas lineares quanto para as não lineares, em regime permanente.

#### 4.3 Degrau na referência de amplitude

Na simulação foi aplicado um degrau na referência de tensão, de  $50 \text{ V}_{RMS}$  para  $100 \text{ V}_{RMS}$ . A Figura 8 apresenta os sinais de tensão de referência ( $v_f^*$ ), a tensão filtrada ( $v_f$ ) e a corrente da carga ( $i_o$ ), antes e após a aplicação do degrau de tensão.

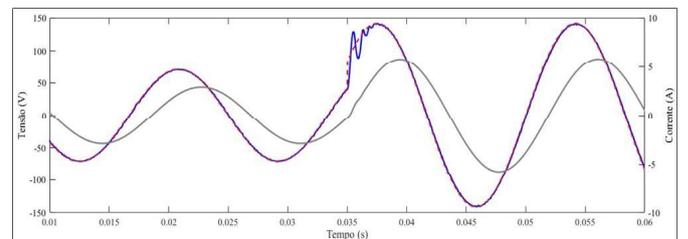


Figura 8. Simulação do degrau na referência de tensão: Tensão de referência ( $v_f^*$ ), tensão do filtro ( $v_f$ ) e corrente da carga ( $i_o$ ).

Nesse caso, o degrau de referência foi aplicado com o CFR alimentando uma carga RL de  $400 \text{ VA}$  para condições

nominais de tensão. O degrau ocorreu em um instante aleatório e o tempo de acomodação medido foi de aproximadamente 2,86 ms. Nota-se que mesmo alterando a referência o FCS-MPC foi capaz de acompanhar a mudança e seguir a nova referência com resposta dinâmica rápida e com pouca oscilação (*overshoot*).

Para o teste em protótipo, a referência dada ao FCS-MPC foi iniciada em  $50 V_{RMS}$  e em certo instante essa referência é alterada para  $100 V_{RMS}$ .

A Figura 9 apresenta  $v_f$ ,  $v_f^*$  e  $i_o$  no instante do degrau. Como pode ser observado, o tempo de acomodação do FCS-MPC foi de 1,17 ms. Com isso, é possível notar que essa técnica de controle respondeu de forma satisfatória ao degrau.

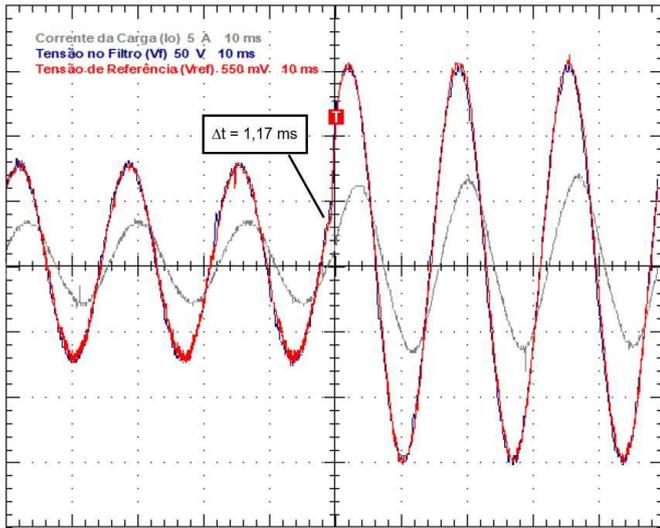


Figura 9. Tensão no filtro ( $v_f$ ), tensão de referência ( $v_f^*$ ) e corrente da carga ( $i_o$ ) para o teste experimental de degrau na referência de tensão.

#### 4.4 Variação de carga

Essa simulação utilizou uma carga RL inicial de aproximadamente 200 VA e em certo instante essa foi variada para 400 VA. A Figura 10 apresenta os sinais de tensão de referência ( $v_f^*$ ), tensão no filtro ( $v_f$ ), corrente na carga ( $i_o$ ), a corrente de saída do conversor ( $i_i$ ) e a corrente de saída do conversor ( $i_i$ ). Nota-se que mesmo com a variação de carga a tensão  $v_f$  não foi afetada, mostrando que o controle conseguiu atuar como um regulador de tensão.

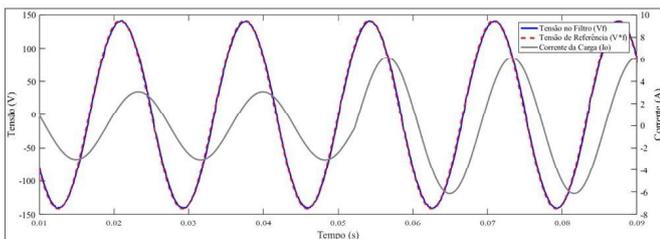


Figura 10. Simulação de variação de carga: a) Tensão de referência ( $v_f^*$ ), tensão do filtro ( $v_f$ ) e corrente da carga ( $i_o$ ); b) Corrente de saída do conversor ( $i_i$ ).

Para os testes experimentais, o sistema foi iniciado com uma carga de 218 VA e após certo tempo foi inserida outra carga RL de 195 VA, somando assim 413 VA de potência aparente. Mesmo com a variação de carga a frequência foi mantida, porém houve uma pequena queda na tensão do filtro, de 100 V para 99,6 V.

Como pode ser observado na Figura 11 a corrente da carga ( $i_o$ ) sofre uma alteração na amplitude, mas as formas de onda das tensões não sofrem alterações. Ainda é possível notar que as referências são seguidas pelo FCS-MPC de forma satisfatória.

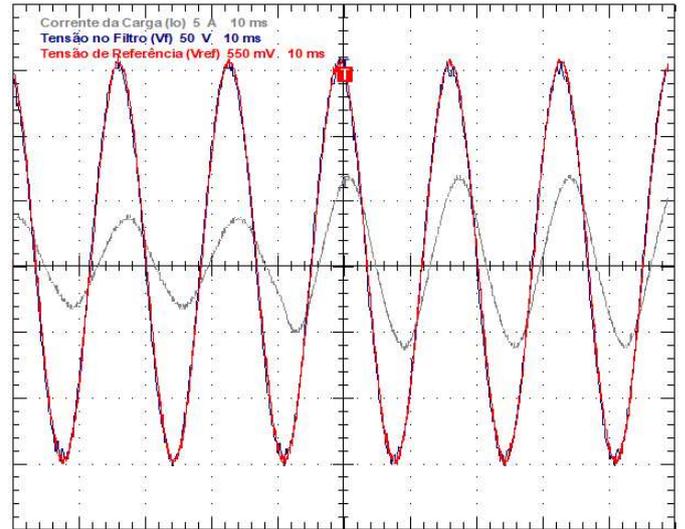


Figura 11. Tensão do filtro ( $v_f$ ), tensão de referência ( $v_f^*$ ) e corrente da carga ( $i_o$ ) para o teste experimental de variação de carga.

## 5. CONCLUSÃO

Esse trabalho propôs a utilização de uma função custo que considerou além da tensão do filtro ( $v_f$ ), como no FCS-MPC convencional, a corrente do inversor ( $i_i$ ). Dessa forma, o controle multivariável proposto por Panten et al. (2016) para conversores com filtro LCL, foi validado para o CFR com filtro LC. Em Dragičević (2018) o autor já havia identificado a dificuldade em evitar oscilações na tensão com uma função custo que leva em consideração apenas a tensão ( $v_f$ ). O autor propôs a inserção da derivada da tensão na função custo. Cortes et al. (2009), por sua vez, alcançaram resultados satisfatórios acrescentando um estimador de estados para a corrente ( $i_o$ ). Ambos apresentam resultados semelhantes ao deste trabalho, entretanto com maior custo computacional devido a necessidade cálculo da derivada da tensão de referência e implementação do observador de estados.

Este trabalho também utilizou uma resistência virtual ( $R_V$ ) implementada para amortecimento da ressonância. Essa resistência contribuiu para a diminuição do THD da tensão e para evitar estados de chaveamento que poderiam causar ressonâncias. Foi possível observar que mesmo com a utilização de um filtro sintonizado para extração das componentes harmônicas, não houve prejuízo para a resposta dinâmica do FCS-MPC.

Diante dos testes foi possível observar o funcionamento adequado do FCS-MPC operando no CFR conectado a cargas não lineares. Observou-se que o FCS-MPC foi capaz de rejeitar os distúrbios ocorridos quando a sua referência de tensão foi alterada. Nesse teste o FCS-MPC respondeu rapidamente aos distúrbios e não deixou que eles influenciassem significativamente na resposta do sistema. Por fim, notou-se que ao variar a carga conectada ao CFR o algoritmo permaneceu seguindo a referência dada a ele e a alteração ocorrida na corrente da carga não foi sentida pela tensão do filtro.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a UFLA, ao Departamento de Automática, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Sistemas e Automação e a CAPES pelo financiamento.

## REFERÊNCIAS

- Cortes, P., Kazmierkowski, M.P., Kennel, R.M., Quevedo, D.E., and Rodriguez, J. (2008). Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12), 4312–4324.
- Cortes, P., Ortiz, G., Yuz, J.I., Rodriguez, 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.
- Dragičević, T. (2018). Model predictive control of power converters for robust and fast operation of ac microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(7), 6304–6317.
- Fard, R.N. (2013). *Finite Control Set Model Predictive Control in Power Converters*. Master’s thesis, PhD Thesis of Norwegian University of Science and Technology.
- Ferreira, S.C., Gonzatti, R.B., Pereira, R.R., da Silva, C.H., da Silva, L.E.B., and Lambert-Torres, G. (2018). Finite control set model predictive control for dynamic reactive power compensation with hybrid active power filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(3), 2608–2617.
- Kouro, S., Cortes, P., Vargas, R., Ammann, U., and Rodriguez, J. (2009). Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6), 1826–1838.
- Panten, N., Hoffmann, N., and Fuchs, F.W. (2016). Finite control set model predictive current control for grid-connected voltage-source converters with lcl filters: A study based on different state feedbacks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(7), 5189–5200.
- Patrao, I., González-Medina, R., Marzal, S., Garcerá, G., and Figueres, E. (2017). Synchronization of power inverters in islanded microgrids using an fm-modulated signal. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 8(1), 503–510.
- Rocabert, J., Luna, A., Blaabjerg, F., and Rodríguez, P. (2012). Control of power converters in ac microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11), 4734–4749.