

CONTROLE MULTI-MALHA POR MODELO DE REFERÊNCIA COM AMORTECIMENTO ATIVO PARA FILTROS LCL

Haiglan Frank Batista Plotzki

Bolsista de IC do curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Pampa
haiglanplotzki@gmail.com

Marcelo Hahn Durgante

Mestrando do curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Pampa
marcelodurgante@gmail.com

Prof. Márcio Stefanello

Grupo de Pesquisa em Sistemas Eletrônicos, Universidade Federal do Pampa
marciostefanello@unipampa.edu.br

Resumo. Este artigo apresenta uma técnica de controle de corrente multi malhas com amortecimento ativo para conversores conectados na rede elétrica através de um filtro LCL. Enquanto que uma malha interna é projetada para o amortecimento, a malha externa é projetada para rastreamento de referência. Resultados de simulação demonstram o desempenho satisfatório do sistema em malha fechada.

Palavras-chave: Controle de conversores, Filtro LCL, Eletrônica de potência.

1. INTRODUÇÃO

Conversores eletrônicos de potência alimentados em tensão estão cada vez mais presentes no sistema de distribuição. Neste cenário, várias questões passaram a ser o foco de pesquisas, tais como as relativas à estabilidade do sistema, injeção de harmônicas de alta frequência oriundas do PWM, projeto de filtros e controle.

Neste artigo é apresentada uma estratégia de Controle por Modelo de Referência (CMR) para rastreamento da corrente injetada pelo conversor com filtro do tipo LCL, enquanto que uma malha interna com um controlador Proporcional com realimentação da corrente do capacitor do filtro é utilizada para amortecimento ativo. Para o projeto dos ganhos do CMR foi

utilizado um algoritmo adaptativo do tipo Gradiente. Após o sistema convergir para uma solução tal que o erro é aproximadamente zero, os ganhos obtidos foram fixados e utilizados no controlador.

Este artigo é estruturado de modo a apresentar a modelagem (Seção 2), onde são apresentadas as equações utilizadas para a modelagem do circuito em coordenadas $\alpha\beta$; o projeto do controlador (Seção 3), seção responsável por apresentar o controlador utilizado para a malha interna (Seção 3.1) e para a malha externa (Seção 3.2); e os resultados de simulação (Seção 4), sendo apresentando a resposta do controlador.

2. MODELAGEM

Em geral, conversores eletrônicos são conectados na rede elétrica como mostrado na Fig. 1, o estágio de saída é formado por filtro tipo L ou LCL, onde a única diferença entre eles é a presença do banco de capacitores, observados na Fig. 2.

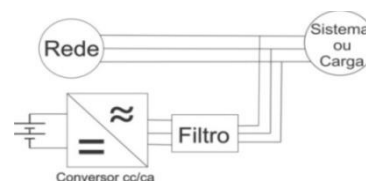


Figura 1. Modelo genérico de conexão do conversor na rede elétrica

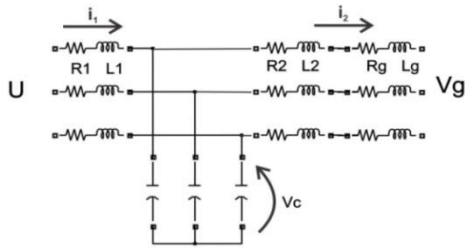


Figura 2. Representação da topologia de um filtro passivo do tipo LCL.

A modelagem em $\alpha\beta$ é utilizada para a representação de modelos de sistemas trifásicos, sendo obtida por meio da transformação linear da Eq. (1) sobre as variáveis elétricas de fase no sistema abc . Posteriormente aos cálculos, utiliza-se da Eq. (2) para retornar os valores de coordenadas $\alpha\beta$ para o sistema abc .

$$\begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \alpha \\ \beta \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2)$$

Para fins de controle de conversores, sistemas trifásicos podem ser modelados a partir da aplicação da transformação de coordenadas $abc \rightarrow \alpha\beta$ (Teodorescu et al., 2011).

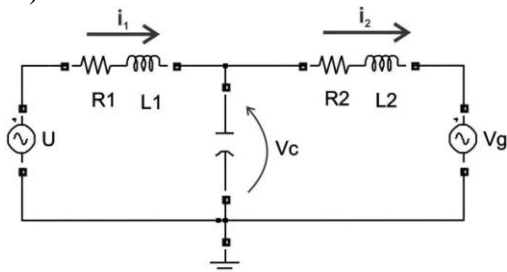


Figura 3. Circuito equivalente monofásico obtido a partir das figuras 1 e 2.

Pode-se obter assim o modelo dado de Eq. (3) – Eq. (5) a partir do circuito equivalente monofásico da Fig. 3.

$$\dot{X} = AX + B, Y = CX$$

Onde

$$X = [i_{1\alpha} \quad i_{1\beta} \quad V_{c\alpha} \quad V_{c\beta} \quad i_{2\alpha} \quad i_{2\beta}]^T, \quad Y = [i_{2\alpha} \quad i_{2\beta}]^T \quad (3)$$

$$B = \left(\frac{V_{dc}}{L_2+L_g} \quad \frac{V_{dc}}{L_2+L_g} \quad 0 \quad 0 \quad -\frac{e_\alpha}{L_1} \quad -\frac{e_\beta}{L_1} \right)^T \quad (4)$$

$$A = - \begin{pmatrix} \frac{R_1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_1}{L_1} & 0 & \frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_2+L_g} & 0 & \frac{R_2+R_g}{L_2+L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2+L_g} & 0 & \frac{R_2+R_g}{L_2+L_g} \end{pmatrix} \quad (5)$$

A Fig. 4 mostra o sistema completo de controle completo, incluindo as transformações de coordenadas e os controladores Proporcional, para amortecimento ativo, e o CMR, para rastreamento de referência.

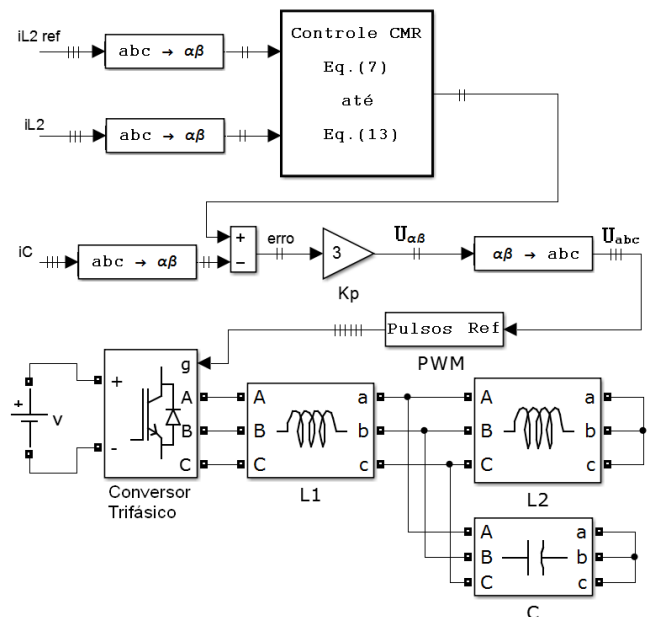


Figura 4. Esquemático de blocos para simulação

3. PROJETO DO CONTROLADOR

Amortecimento Ativo é um método de controle que consiste em realizar o amortecimento das ressonâncias entre as indutâncias do filtro e da rede a partir da utilização de alguma variável do circuito, geralmente a corrente do capacitor.

Para o rastreamento das correntes i_{L2} será utilizado o CMR calculado de acordo com a Eq. (13) com parâmetros θ fixos e calculados por meio de um algoritmo de adaptação paramétrica do tipo Gradiente (Tao, 2003) (ver equações (10) e (11)).

3.1 Projeto do controlador Proporcional (malha interna)

Os parâmetros utilizados para exemplificar o projeto são mostrados na Tabela 1, sendo as resistências dos indutores desprezadas.

Tabela 1. Parâmetros utilizados na segunda simulação do circuito.

Elemento	Valor adotado	Elemento	Valor adotado
L_1	1 mH	γ	0,1
L_2	1 mH	γ_d	0,1
L_g	0 H	Sign [k_p]	1
R_b	5 Ω	k_p	0,0443
C	40 μF		

A partir destes parâmetros pode-se modelar o circuito da Fig. 3 como:

$$G_i(s) = \frac{I_c(s)}{U(s)} = \frac{s}{L_1 \left(s^2 + \frac{L_1 + L_2 + L_g}{C L_1} (L_2 + L_g) \right)} \quad (6)$$

De posse da função de transferência, o ganho proporcional é obtido pelo traçado do Lugar das Raízes conforme mostrado na Fig. 5, de onde se pode selecionar o ganho proporcional $k_p = 0,0443$.

3.2 Projeto do CMR (malha externa)

Para o rastreamento da corrente do indutor sintonizam-se os parâmetros

utilizando um controlador adaptativo implementado a partir das equações (7) - (12), sendo que a Eq. (13) é a equação da ação de controle obtida. Esta ação de controle serve de referência para a malha interna, ou seja, para as correntes do capacitor.

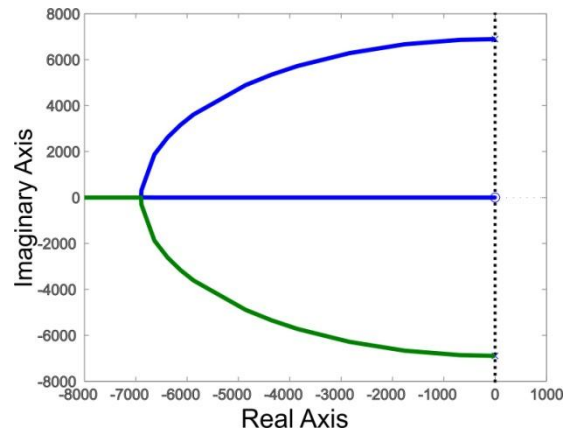


Figura 5. Diagrama do Lugar das Raízes para o projeto da malha interna

$$e(t) = y(t) - W_m(s) i_{2ref}(t) \quad (7)$$

$$\epsilon(t) = e(t) + \rho(t) \xi(t) \quad (8)$$

$$\xi(t) = \theta^T(t) \omega(t - n^*) - \theta^T(t - n^*) \omega(t - n^*) \quad (9)$$

$$\theta(t + 1) = \theta(t) - \frac{\text{sign}[k_p] \Gamma \epsilon(t) \omega(t - n^*)}{m^2(t)} \quad (10)$$

Sendo $0 < \Gamma = \Gamma^T < (2/k_p^0) I_2$,

$$\rho(t + 1) = \rho(t) - \frac{\gamma \epsilon(t) \xi(t)}{m^2(t)} \quad (11)$$

$$m(t) = \sqrt{(1 + \omega^T(t - n^*) \omega(t - n^*) + \xi^2(t))} \quad (12)$$

$$i_{cref} = \theta_1^T \omega_1 + \theta_2^T \omega_2 + \theta_3 y + \theta_4 \quad (13)$$

Onde θ_1 e $\theta_2 \in \mathcal{R}^n$ e são parâmetros do controlador, e θ_3 e $\theta_4 \in \mathcal{R}^1$, i_2 e i_{2ref} representam a corrente do lado da rede e a referência, respectivamente. Sendo que n representa o número de pólos e m o número de zeros do sistema formado pelo filtro LCL com amortecimento ativo. Para $G_0 = I_2/I_c$ e

discretizando o sistema resulta no sistema em malha fechada dado pela Eq. (15) onde $n=4$, $m=1$.

$$G_{mf}(s) = \frac{I_2(s)}{I_{Cref}(s)} = \frac{k_p G_i(s)}{1+k_p G_i(s)} G_0(s) \quad (15)$$

4. RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

Para verificar o desempenho do controlador, simulou-se o circuito da Fig. 6 no programa PSIM juntamente com as equações que definem o controlador CMR. Em um primeiro momento implementou-se o controlador com adaptação dos parâmetros θ e ρ a fim de se obter os seus valores após o erro tender a zero. Posteriormente, os ganhos finais θ foram mantidos fixos e implementados na lei de controle do CMR (Eq. 13). Foram obtidas as formas de onda das figuras 6 e 7, que representam, respectivamente, as correntes de saída do filtro LCL e as tensões sintetizadas pelo conversor.

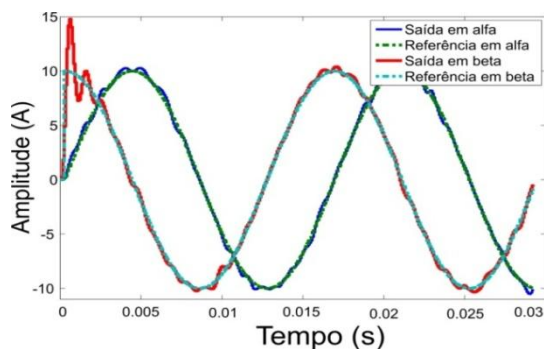


Figura 6. Formas de onda de referência e da corrente do lado da rede (i_{L2}).

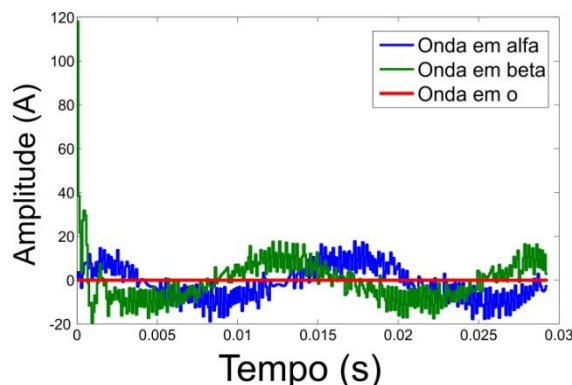


Figura 7. Tensões u_α , u_β e u_0 sintetizadas pelo conversor.

5. CONCLUSÃO

O controlador CMR apresentado neste artigo foi capaz de garantir rastreamento de referências de corrente. A grande vantagem do método é a simplicidade e o fato de que os ganhos do controlador são calculados automaticamente por um algoritmo adaptativo e posteriormente mantidos fixos a fim diminuir o tempo de processamento em implementações digitais.

Agradecimentos

Os autores agradecem a FAPERGS pelo apoio financeiro.

2. REFERÊNCIAS

Parker, S., McGrath, B., and Holmes, D. (2012). Regions of active damping control for LCL filters. In: **Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, 2012 IEEE, pages 53–60. IEEE.

Tao, G. (2003). Adaptive control design and analysis, volume 37. Wiley-IEEE Press.

Teodorescu, R., Liserre, M., et al. (2011). Grid converters for photovoltaic and wind power systems, volume 29. Wiley- IEEE press.