

Métodos de Projeto de Controladores de Tensão Aplicados a Fonte Ininterrupta de Energia *

Macon de Miranda * Elieser P. Bastos * Fábio E. Bisogno *

* Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, Universidade Federal de Santa Maria, RS, Brasil (e-mail: maicondemiranda@hotmail.com, doprado84@gmail.com, fbisogno@gepoc.ufsm.br)

Abstract: This work proposes different design methodologies for resonant controllers applied to static power converters focusing on an uninterrupted power supply. Three methods of resonant control are analyzed, the first is considering the internal model, the second is through state feedback and the third is applying the DQ transform. The performance of each controller is tested considering load variation, certifying the robustness against parametric uncertainties. All methods presented satisfactory results, and the internal model resonant controller obtained the best error tracking.

Resumo: Este trabalho propõe diferentes metodologias de projeto de controladores ressonantes aplicados a conversores estáticos de potência tendo como foco uma fonte ininterrupta de energia. São analisados três métodos de controle ressonante, o primeiro é considerando o modelo interno, o segundo é através da realimentação de estados e o terceiro é aplicando a transformada DQ. O desempenho de cada controlador é testado considerando variação de carga, certificando a robustez contra incertezas paramétricas. Todos os métodos apresentaram resultados satisfatórios, sendo que o controlador ressonante por modelo interno obteve o melhor rastreamento do erro.

Keywords: Resonant Controllers; Uninterrupted Power Supply; Internal Model; State Feedback; DQ Transform.

Palavras-chaves: Controladores Ressonantes; Fonte Ininterrupta de Energia; Modelo Interno; Realimentação de Estados; Transformada DQ.

1. INTRODUÇÃO

Atualmente, com a diversificação da matriz energética o conceito de microrredes tem se expandido. Um sistema de microrrede engloba geração distribuída, fontes de energia renováveis, fontes de armazenamento de energia, podendo estar sincronizada com a rede ou operando de forma isolada (Govind et al., 2020). Assim torna-se importante o aprimoramento da metodologia de projeto do conversor eletrônico que permite interligar essas novas fontes com o sistema elétrico.

Os conversores que operam de forma isolada podem ter como um dos objetivos emular as tensões de uma rede de distribuição de energia. Neste sentido, o objetivo dos sistemas de fonte ininterrupta de energia (UPS - *Uninterruptible Power Supply*), e das micro-redes CA, é manter a tensão e a frequência de alimentação dentro de faixas preestabelecidas por normas específicas, sob quaisquer condições de carga (Júnior, 2013).

Buscando atender esses critérios e alcançar os resultados desejados, diferentes estratégias de controle têm sido propostas na literatura. Para este tipo de aplicação é comum utilizar controladores baseados no princípio do modelo

interno (PMI), o qual é descrito como a inclusão do sinal de interesse na estrutura de controle (Francis and Wonham, 1976). O controlador ressonante, que emprega o PMI, é aplicado para rastrear sinais ou rejeitar distúrbios do tipo senoidais (Fukuda and Imamura, 2003). Assim, pode-se aplicar múltiplos controladores ressonantes em um único projeto, considerando múltiplas frequências de interesse, ou seja, pode-se aplicar um controlador ressonante para o seguimento da frequência fundamental e novos controladores ressonantes para a rejeição de cada frequência múltipla harmônica da fundamental.

Segundo Crowhurst et al. (2010), pode-se aplicar uma transformação de coordenadas, transformada Clarke-Park (DQ), em um inversor monofásico. Sendo possível realizar o rastreamento de um sinal senoidal, que se torna contínuo, com um controlador proporcional-integral (PI).

Usualmente utiliza-se modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) em inversores pela simplicidade de implementação. Porém, esse chaveamento PWM pode introduzir distúrbios e ruídos nos sinais saída. Uma solução apresentada por Finn (1993), a fim de mitigar os distúrbios da qualidade de energia dada ao uso da técnica PWM, é a realimentação do sinal de corrente em uma malha interna com um ganho proporcional.

Em Venturini (2016) é apresentado um sistema de controle que emprega o método de realimentação de estados,

* O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX).

utilizando uma malha interna de corrente, aplicado a um inversor trifásico a quatro fios. Este será objeto de estudo do trabalho, sendo considerada apenas uma fase do sistema, com foco em analisar e implementar três diferentes métodos de projeto para controladores ressonantes.

O texto está dividido da seguinte maneira. Na Seção 2 é apresentado o circuito elétrico e realizada a modelagem do conversor. Nas seções 3, 4 e 5 são abordados os métodos de projeto, sendo aplicação do modelo interno, realimentação de estados e utilização da transformada DQ, respectivamente. Na Seção 6 é analisado o desempenho de cada controlador através de resultados de simulação e por fim, na Seção 7 é apresentada a conclusão desse trabalho.

2. MODELAGEM DA UPS

Os métodos de controle foram aplicados na UPS de dupla conversão apresentada em Venturini (2016), conectada a uma carga linear puramente resistiva (Figura 1).

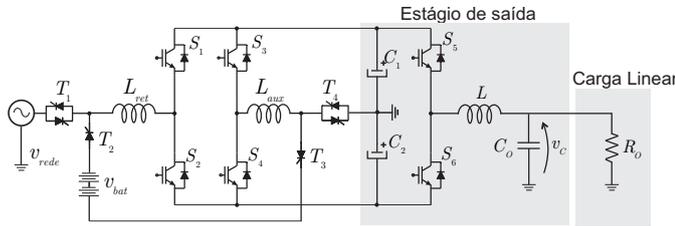


Figura 1. UPS de dupla conversão, monofásica, com carga linear.

Para efeito de modelagem, a tensão do barramento CC é considerada uma fonte de tensão contínua ideal, desprezando as ondulações de tensão de barramento. Assim, pode-se realizar o controle de tensão focando apenas no estágio de saída da UPS, sendo este desacoplado dos demais estágios (Mattos et al., 2020).

O circuito equivalente do inversor da UPS é mostrado na Figura 2. A partir da síntese da tensão $u(t)$, provida pela saída do inversor em meia ponte, é realizado o controle da tensão $v_C(t)$.

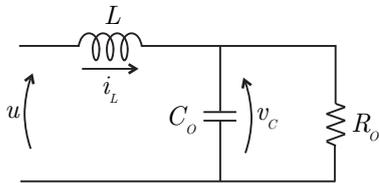


Figura 2. Circuito equivalente para modelo do inversor.

Aplicando a lei das tensões e correntes de Kirchhoff no circuito da Figura 2, obtém-se as equações dinâmicas que definem o comportamento da corrente do indutor e da tensão de saída,

$$\frac{d}{dt}i_L(t) = \frac{u(t)}{L} - \frac{v_C(t)}{L}, \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt}v_C(t) = \frac{i_L(t)}{C_o} - \frac{v_C(t)}{C_o R_o}. \quad (2)$$

A partir de (1) e (2), o modelo da UPS pode ser escrito em espaço de estados,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}u(t), \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t), \end{aligned} \quad (3)$$

em que $\mathbf{x}(t)$ é o vetor de estados e as matrizes \mathbf{A} (matriz dinâmica), \mathbf{B} (matriz de entrada) e \mathbf{C} (matriz de saída) são dados por

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{C_o R_o} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = [0 \ 1].$$

3. MODELO INTERNO

A Figura 3 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle empregando o modelo interno.

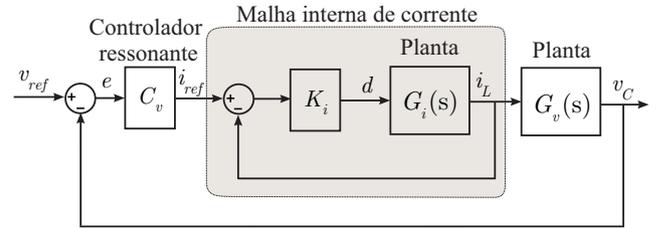


Figura 3. Diagrama de blocos do sistema de controle para o modelo interno.

Na malha interna será realizado o controle da corrente (i_L) e a malha externa será responsável pelo controle da tensão senoidal de saída (v_C). A função de transferência para a corrente i_L em relação ao sinal de entrada d e para tensão v_C em relação a corrente são mostradas nas equações (4) e (5), respectivamente.

$$G_i(s) = \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{\frac{1}{L}s + \frac{1}{LC_o R_o}}{s^2 + \frac{1}{C_o R_o}s + \frac{1}{LC_o}} \quad (4)$$

$$G_v(s) = \frac{v_C(s)}{i_L(s)} = \frac{\frac{1}{LC_o}}{s^2 + \frac{1}{C_o R_o}s + \frac{1}{LC_o}} \quad (5)$$

3.1 Malha Interna

Como não é objetivo do trabalho obter erro nulo para a corrente de referência, é escolhido um controlador do tipo proporcional para controle da malha interna. O controlador de corrente é projetado para que o sistema apresente uma banda passante uma década abaixo da frequência de chaveamento (15 kHz), ou seja, em torno de 1500 Hz. Assim, é escolhido um ganho $k_i = 2,28$ para o controlador proporcional da malha de corrente. A Figura 4 apresenta o diagrama de bode em malha aberta da planta de corrente compensada.

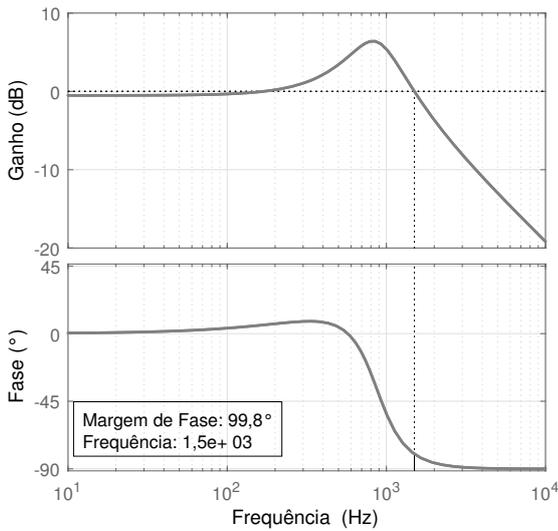


Figura 4. Resposta em frequência para a planta de corrente compensada

O mesmo controlador proporcional é aplicado para o controle de corrente no método de projeto que utiliza a transformada DQ.

3.2 Malha Externa

Segundo o princípio do modelo interno, citado anteriormente, um sistema em malha fechada segue um sinal de referência de entrada, sem erro em regime permanente, quando o modelo que gera essa referência está incluído no sistema realimentado estável. Utilizando uma analogia com o controlador PI, pode-se substituir a parcela integral do PI por uma parcela ressonante para o projeto do controlador ressonante,

$$K_p + \frac{K_i}{s} \Rightarrow K_p + \frac{K_r s}{s^2 + \omega^2}. \quad (6)$$

O procedimento de projeto a seguir é realizado para obter o controlador de tensão:

- Seleciona-se uma frequência de ressonância (ω_n) na qual deseja-se sintonizar o controlador;
- Adiciona-se um par de pólos complexos e conjugados, sobre o eixo imaginário, na frequência do sinal de entrada e/ou distúrbio a ser rejeitado;
- Adiciona-se um par de zeros complexos e conjugados em uma frequência suficientemente menor que a frequência de cruzamento estabelecida. Uma vez que se trata de zeros complexos, o coeficiente de amortecimento (ζ_z) é menor que 1, sendo usualmente escolhido o valor 0,7;
- Ajusta-se o ganho do controlador até obter a frequência de cruzamento desejada.

Para o projeto do controlador ressonante escolheu-se a frequência de interesse de 60 Hz, sendo $\omega_n = 2\pi f_n$, um coeficiente de amortecimento dos zeros em torno de $\zeta_z=0,7$, uma frequência de cruzamento de 1,5 kHz e margem de fase superior à 40°.

Apenas com o projeto do controlador ressonante o sistema não atende os requisitos para a margem de fase. Um controlador por avanço de fase é utilizado em série com o controlador ressonante para melhorar o desempenho transitório e deixar a planta com a margem de fase desejada. Assim, a função de transferência do controlador ressonante em série com o controlador por avanço de fase é dada por

$$C_{vMI} = 4,08 \frac{(s^2 + 1333s + 8,883.10^5)(s + 5441)}{(s^2 + 1,421.10^5)(s + 1,632.10^4)} \quad (7)$$

4. REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS

A estrutura de controle da tensão de saída da UPS utilizando realimentação por espaço de estados é mostrada na Figura 5.

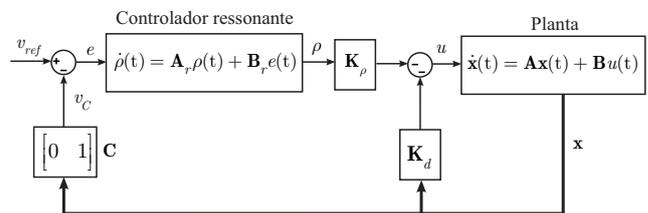


Figura 5. Diagrama de blocos do sistema de controle em espaço de estados.

De acordo com a Figura 5, a metodologia de realimentação de estados consiste em utilizar como lei de controle uma combinação linear dos estados do sistema. Dessa forma, é necessário o modelo da planta em espaço de estados para aplicar a retroação de estados. Este modelo foi apresentado anteriormente pela equação (3).

Desta vez é considerado um controlador ressonante com a função de transferência

$$G_{res}(s) = \frac{s}{s^2 + 2\zeta_p \omega_n s + \omega_n^2} \quad (8)$$

em que a frequência de ressonância (ω_n) é sintonizada em 60 Hz e o coeficiente de amortecimento dos polos é $\zeta_p=0,00001$.

O sistema ressonante mostrado em (8) é representado na forma de espaço de estados

$$\dot{\rho}(t) = \mathbf{A}_r \rho(t) + \mathbf{B}_r e(t), \quad (9)$$

em que,

$$\mathbf{A}_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_n^2 & -2\zeta_p \omega_n \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

sendo a entrada do ressonante o sinal de erro

$$e(t) = v_{ref}(t) - y(t) \quad (10)$$

considerando $v_{ref}(t)$ o sinal de referência e $y(t) = v_c(t)$.

A ação de controle pode ser escrita como

$$u(t) = -[\mathbf{K}_\rho \ \mathbf{K}_d] \begin{bmatrix} \boldsymbol{\rho}(t) \\ \mathbf{x}(t) \end{bmatrix}, \quad (11)$$

sendo \mathbf{K}_ρ e \mathbf{K}_d os ganhos de realimentação dos estados internos dos controladores ressonantes e dos estados da planta, respectivamente.

Substituindo (10) em (9) obtém-se

$$\dot{\boldsymbol{\rho}}(t) = \mathbf{A}_r \boldsymbol{\rho}(t) - \mathbf{B}_r \mathbf{C} \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_r v_{ref}(t). \quad (12)$$

Inserindo o controlador ressonante no modelo do sistema dado em (3), chega-se no sistema aumentado

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{\xi}}(t) &= \mathbf{A}_p \boldsymbol{\xi}(t) + \mathbf{B}_p u(t) + \mathbf{B}_{ref} v_{ref}(t), \\ y(t) &= \mathbf{C}_p \boldsymbol{\xi}(t), \end{aligned} \quad (13)$$

em que

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\xi}(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \boldsymbol{\rho}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ -\mathbf{B}_r \mathbf{C} & \mathbf{A}_r \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0}_{2 \times 1} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_{ref} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 1} \\ \mathbf{B}_r \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_p = [\mathbf{C} \ \mathbf{0}_{1 \times 2}]. \end{aligned}$$

Neste ponto, é realizado o projeto dos ganhos \mathbf{K}_ρ e \mathbf{K}_d através de um controlador LQR, com o objetivo de minimizar a função custo dada por

$$J = \int_0^\infty (\boldsymbol{\xi}' \mathbf{Q} \boldsymbol{\xi} + u' R_c u) dt. \quad (14)$$

Por se tratar de um método empírico, o desempenho do controlador depende da escolha de projeto da matriz \mathbf{Q} e do valor R_c . Segundo Arzaghi-haris et al. (2010), na matriz \mathbf{Q} é ponderada a importância relativa de cada estado, e o escalar R_c influencia na ação de controle. A escolha dos valores utilizados é mostrado em (15).

$$\begin{aligned} \mathbf{Q} &= \text{diag}[10 \ 500 \ 50000000 \ 50000000] \\ R_c &= 1 \end{aligned} \quad (15)$$

A solução do LQR é encontrada utilizando o *software* MATLAB, que retornou os valores de ganhos

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_\rho &= [-7069, 3771 \ 55695, 3489], \\ \mathbf{K}_d &= [11, 1607 \ 17, 2012]. \end{aligned} \quad (16)$$

5. TRANSFORMADA DQ

A aplicação da transformada DQ busca transformar a referência de tensão senoidal em uma referência contínua, simplificando o projeto do controlador e sendo possível zerar o erro em regime permanente.

Para aplicar a transformação $\alpha\beta - dq$ são necessárias no mínimo duas variáveis ortogonais. Em Zhang et al. (2002), uma transformada DQ monofásica é realizada considerando um circuito imaginário ortogonal, que possui os mesmos componentes e parâmetros do circuito real com as variáveis de interesse atrasadas em 90° , como mostrado na Figura 6.

Para realizar a transformada DQ monofásica, os sinais de tensão (v_C) e corrente (i_L) sofrem um atraso de fase de 90° .

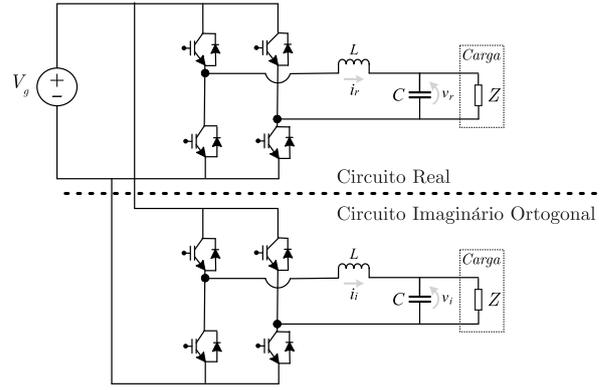


Figura 6. Representação do circuito ortogonal.

Dessa forma, tanto a tensão quanto a corrente irão possuir um sinal real (v_r e i_r), que é o seu próprio valor medido, e um sinal imaginário (v_i e i_i) considerando o *delay* de fase, como mostrado em (17), (18), (19) e (20).

$$v_r(t) = V \text{sen}(\omega t + \delta) \quad (17)$$

$$i_r(t) = I \text{sen}(\omega t + \delta) \quad (18)$$

$$v_i(t) = V \text{sen}(\omega t + \delta - \pi/2) \quad (19)$$

$$i_i(t) = I \text{sen}(\omega t + \delta - \pi/2) \quad (20)$$

Agora que cada sinal possui uma variável ortogonal pode-se aplicar a transformação linear para o eixo DQ, dada por

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & -\text{cos}(\omega t) \\ \text{cos}(\omega t) & \text{sen}(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r(t) \\ x_i(t) \end{bmatrix}, \quad (21)$$

onde x representa tanto grandezas de tensão como de corrente.

A Figura 7 mostra o diagrama de blocos empregando transformada DQ.

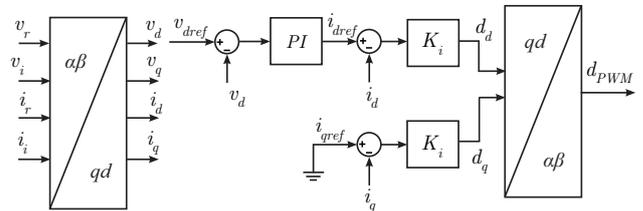


Figura 7. Diagrama de blocos do sistema de controle aplicando transformada DQ.

No eixo direto d , a malha interna controla a corrente fornecida a carga pela ação de controle d_d através da referência i_{dref} gerada pela malha externa. A malha externa mantém regulada a tensão fornecida a carga variando a amplitude da corrente de referência. Para o eixo q , a ação de controle d_q depende da referência i_{qref} fixada em zero para obtenção de um fator de potência unitário. Após, é aplicada a transformada inversa nos sinais d_d e d_q para

se obter a ação de controle senoidal (d_{PWM}) que será comparada com a triangular para geração do sinal PWM do conversor.

Buscando encontrar um relação entre a corrente $i_L(t)$ e a razão cíclica $d(t)$ no plano de coordenada DQ, é obtida a mesma função de transferência dada por $G_i(t)$. Dessa forma, para o controle da malha interna considerou-se o mesmo ganho proporcional projetado na Seção 3.1.

Na malha externa é regulada tensão de saída do conversor utilizando um controlador PI. Para o projeto do controlador PI é considerado um polo na origem, o zero foi alocado na frequência de 150 Hz e ganho ajustado para uma frequência de cruzamento de 1500 Hz, uma década abaixo da frequência de comutação. Assim, o controlador PI da malha de tensão é dado por

$$C_{vDQ} = 1,0198 \frac{(s + 942,5)}{s}. \quad (22)$$

6. RESULTADOS

Nesta seção são apresentadas métricas de comparação entre os controladores e mostrados os resultados de simulação realizados no *software* PSIM para a validação do desempenho dos métodos de controle abordados para o estágio de saída da UPS. A Figura 8 mostra o circuito do inversor simulado no PSIM, neste caso o sistema de controle mostra a estrutura utilizada para implementação do controlador por modelo interno.

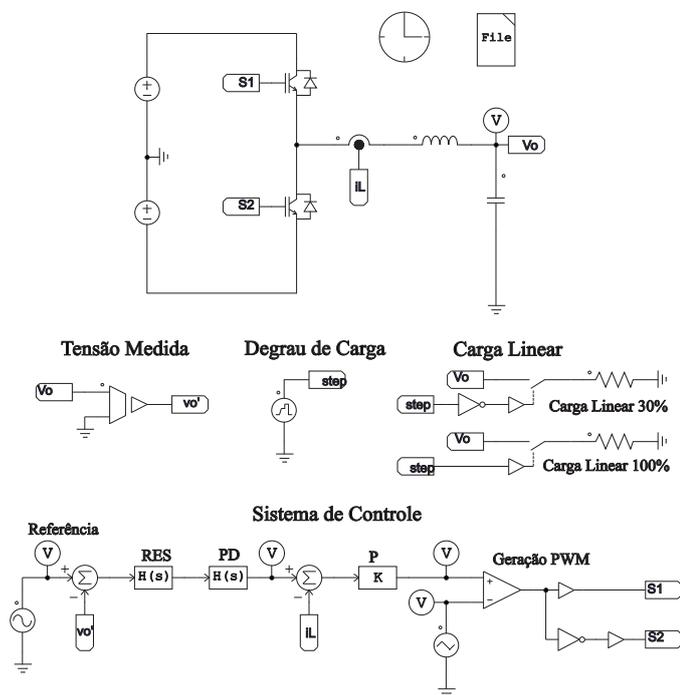


Figura 8. Circuito do inversor simulado no PSIM

Para facilitar a sintonia dos controladores e obter a mesma frequência de ressonância no filtro LC, os parâmetros do estágio de saída da UPS foram adaptados de Venturini (2016). Os parâmetros do conversor utilizados para realizar a simulação são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1. Parâmetros do Estágio de Saída da UPS

Descrição	Variável	Valor
Indutor	L	100 μ H
Capacitor	C_o	333 μ F
Resistor	R_o	2,42 Ω
Tensão de entrada CC	v_i	215 V
Tensão de saída	v_c	127 V_{rms} , 60 Hz
Frequência de comutação	f_s	15 kHz

6.1 Métricas de Comparação

São considerados três critérios para análise de desempenho dos controladores:

- Integral do Erro Quadrático (ISE - *Integral Squared Error*),

$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t) dt; \quad (23)$$

- Integral Absoluta do Erro (IAE - *Integral Absolute Error*),

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt; \quad (24)$$

- Integral do Erro Absoluto Ponderada pelo Tempo (ITAE - *Integral Time-weighted Absolute Error*),

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)| dt. \quad (25)$$

A Figura 9 mostra os sinais de erro para os controladores por modelo interno (e_{MI}), realimentação de estado (e_{FB}) e transformada DQ (e_{DQ}). Os sinais acen-tuados de erro são relativos ao acréscimo e decréscimo de cargas aplicados no inversor, respectivamente. Na próxima seção serão detalhadas as variações de cargas empregadas na simulação.

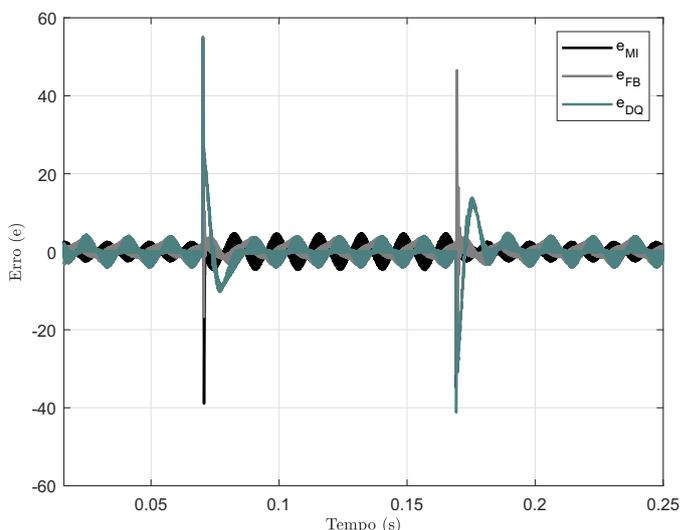


Figura 9. Erro de rastreamento de cada controlador.

O sinal de erro de rastreamento $e(t)$ é gerado comparando o sinal de saída com uma referência senoidal para os métodos de realimentação de estados e modelo interno e uma referência CC para o método de transformada DQ. Os valores obtidos aplicando (23), (24) e (25) são

mostrados na Tabela 2. Nota-se que, baseado nos índices de desempenho, o controlador projetado pelo método do modelo interno apresenta os melhores resultados, sendo mais eficaz no rastreamento do sinal de referência senoidal.

Tabela 2. Índices de Desempenho dos Controladores

Controlador	ISE	IAE	ITAE
Modelo interno	$1,058.10^{-4}$	$8,480.10^{-4}$	0,04413
Realimentação de estados	0,00164	0,00436	0,22700
Transformada DQ	0,32605	1,10782	0,04612

6.2 Simulação

Os três métodos de controle foram aplicados no conversor considerando uma variação de carga no momento em que a tensão de saída apresenta o valor máximo, sendo esse o pior caso. Com isso, o inversor inicia com 30% de carga linear e um degrau de 70% é aplicado no pico da tensão de saída. Após 66,67 ms é retirado os 70% de carga linear.

A Figura 10, mostra os sinais de tensão de saída e corrente no indutor do filtro de saída do conversor frente aos degraus de carga linear, considerando o método de controle por modelo interno. Também é analisado o seguimento do sinal de referência senoidal do controlador. Nota-se uma distorção na tensão no instante da aplicação do distúrbio, tanto no acréscimo quanto no decréscimo de carga. A distorção na tensão permanece por cerca de um ciclo e após retorna ao valor nominal projetado.

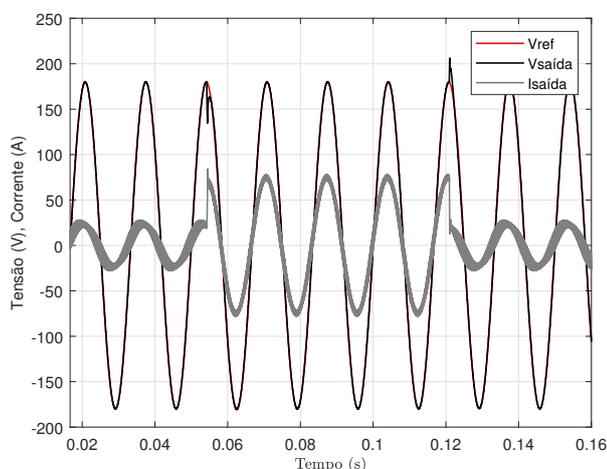


Figura 10. Comparação do sinal de referência (Vref) e da tensão de saída da UPS (Vsaída) utilizando o controlador com modelo interno.

A Figura 11 apresenta os mesmos sinais de saída avaliados, agora para o controlador por realimentação de estados. Percebe-se que o controlador apresenta uma distorção de tensão nos momentos em que a carga é variada, e retorna ao valor nominal após um ciclo. O desempenho demonstrado por esse método de controle ressonante é satisfatório em regime transitório e permanente.

A Figura 12 mostra os sinais de tensão e corrente de saída do inversor para o controle por transformada DQ. Nota-se uma boa resposta para transitórios e o controlador PI é capaz de minimizar de forma satisfatória o erro em regime permanente.

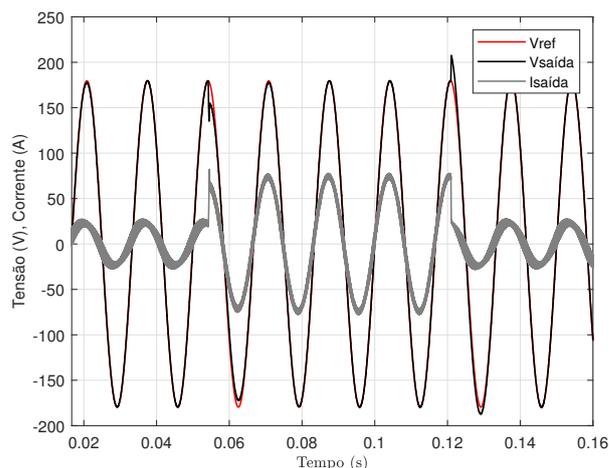


Figura 11. Comparação do sinal de referência (Vref) e da tensão de saída da UPS (Vsaída) utilizando o controlador com realimentação de estados.

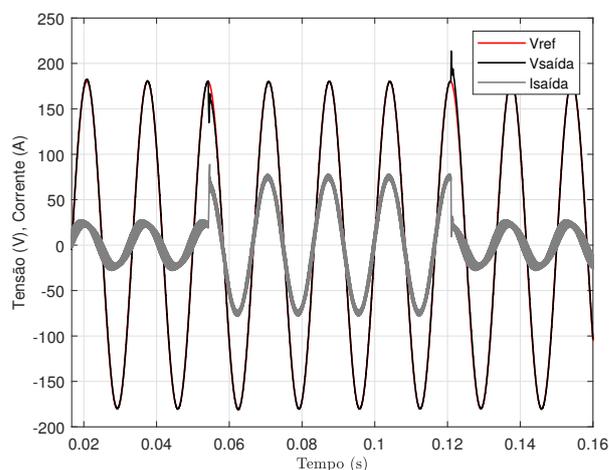


Figura 12. Comparação do sinal de referência (Vref) e da tensão de saída da UPS (Vsaída) utilizando o controlador com transformada DQ.

7. CONCLUSÃO

Esse trabalho apresentou três diferentes metodologias de projeto para controladores ressonantes aplicados ao estágio de saída de uma UPS. A primeira é considerando o modelo interno, a segunda é através da realimentação de estados e a terceira é aplicando a transformada DQ. Foi realizada a simulação do inversor e análise do desempenho dos controladores frente a variações de carga e seguimento da tensão de referência. Todos os controladores apresentaram uma rápida resposta transitória e bom desempenho em regime permanente, com destaque para o controlador por modelo interno que obteve o melhor rastreamento do erro.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001.

REFERÊNCIAS

- Arzaghi-haris, D., Sedighizadeh, M., Zolfaghari-Nejad, M., and Tirkan, Z. (2010). Proton exchange membrane fuel cell control using a state feedback controller based on lqr. In *2010 IEEE International Conference on Power and Energy*, 480–484.
- Crowhurst, B., El-Saadany, E.F., Chaar, L.E., and Lamont, L.A. (2010). Single-phase grid-tie inverter control using dq transform for active and reactive load power compensation. In *2010 IEEE International Conference on Power and Energy*, 489–494.
- Finn, S. (1993). A high performance inverter technology, architecture and applications. In *Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 556–560.
- Francis, B. and Wonham, W. (1976). The internal model principle of control theory. *Automatica*, 12(5), 457–465.
- Fukuda, S. and Imamura, R. (2003). Application of a sinusoidal internal model to current control of three phase utility-interface-converters. In *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.*, volume 3, 1301–1306 vol.3.
- Govind, D., Suryawanshi, H., Nachankar, P., and Narayana, C.L. (2020). Performance comparison of standalone ac microgrid with inner loop proportional integral and proportional resonant current controllers. In *2020 IEEE First International Conference on Smart Technologies for Power, Energy and Control (STPEC)*, 1–5.
- Júnior, H.G. (2013). *Estudo de Controladores Aplicados a Inversores para UPS com Operação Ihada*. Master's thesis, Faculdade de Engenharia de Bauru.
- Mattos, E., Borin, L.C., Osório, C.R.D., Koch, G.G., and Hollweg, G.V. (2020). Projeto automático de controladores com duas malhas no espaço de estados aplicado a conversores de potência. *Eletrônica de Potência*, 25, 349–360.
- Venturini, W.A. (2016). *Fonte ininterrupta de energia trifásica de alto desempenho sem transformador com dupla funcionalidade do estágio de entrada e sistema de controle digital*. Master's thesis, Universidade Federal de Santa Maria.
- Zhang, R., Cardinal, M., Szczesny, P., and Dame, M. (2002). A grid simulator with control of single-phase power converters in d-q rotating frame. In *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, volume 3, 1431–1436 vol.3.