

TÉCNICA PARA DETERMINAÇÃO DE MODOS DOMINANTES EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA A PARTIR DE SINAIS DE SAÍDA CONTEMPLANDO A PRESENÇA DE RUÍDO

LUÍS FILOMENO DE JESUS FERNANDES,* FRANCISCO DAMASCENO FREITAS*, NELSON MARTINS†

**Departamento de Eng. Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, Brasil, CEP:70910-900*

†*CEPEL - Centro de Pesquisa de Energia Elétrica, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, CEP:21941-911*

Emails: filomeno@ene.unb.br, ffreitas@unb.br, nelson@cepel.br

Resumo— This paper presents a technique to identify power system dominant modes from output signals that are measured at some selected sites. The interest is related to electromechanical oscillation modes (modes ranging from 0.1 to 2.0 Hz). The method considers output signals which may be corrupted with noise. The latter is minimized (denoised) by using a process based on wavelets transform. Poles and residues associated to a transfer function are identified and used to assess the performance of the technique. Tests are performed on two power systems derived from a database representing the Brazilian interconnected power grid. The method is adequate to identify modal characteristics extracted from synchronized phasor measurement systems.

Keywords— Electromechanical oscillations, identification, synchronized phasor measurement systems.

Resumo— Este artigo apresenta uma técnica para identificação de modos dominantes em sistemas de potência, a partir de curvas obtidas de determinados locais previamente selecionados. A técnica leva em conta a presença de ruído presente no sinal a ser identificado. O interesse é em sinais na faixa de oscilações eletromecânicas, em geral, caracterizados por uma faixa que se estende de 0,1 a 2,0 Hz. O ruído presente nos sinais de saída é minimizado por um processo conhecido em aplicações de processamento de sinais como *denoising* e implementado via transformada *wavelets*. São identificados os pólos e os resíduos de uma função de transferência, os quais servem de parâmetro para avaliação da eficácia do método. Testes são efetuados em dois sistemas de potência, ambos derivados de modelo do sistema interligado brasileiro.

Keywords— Oscilações eletromecânicas, identificação de sistemas, sistemas de medição fasorial sincronizada.

1 Introdução

Ferramentas de controle são úteis para a identificação de potenciais problemas, como o surgimento de oscilações de sinais em baixas frequências fracamente amortecidas, ou até instáveis (Martins e Lima, 1989). Recentemente, a identificação de sistemas tem merecido atenção em razão da utilização das informações em sistemas de monitoramento de grandes áreas (*Wide Area Monitoring Systems - WAMS*). Estes sistemas utilizam medidas em tempo real para determinação de parâmetros e índices de desempenho dinâmico do sistemas (Marini, 2005). Para alcançar tal objetivo, a identificação correta dos sinais de interesse é peça chave para o sucesso das estimações.

Técnicas para identificação de sistemas são conhecidas na literatura e em sistemas de potência (Trudnowski et al., 1998). Sob o ponto de vista prático, os sinais a serem identificados contêm ruído em maior ou menor grau, atribuído ao próprio sistema de medição e ao sistema físico a ser identificado. O ruído pode ser minimizado por métodos de pré-filtragem, possibilitando melhor identificação do sinal de interesse. O uso de transformada *wavelets* como ferramenta para minimização do ruído tem sido alvo de pesquisas em várias áreas (Burrus et al., 1998). Por isso, essa ferramenta desperta interesse entre os diversos pesquisadores.

Algumas técnicas para identificação de sis-

temas consideram abordagens no domínio do tempo (Ljung, 1987). Uma delas, largamente utilizada em sistemas de potência, é o método de Prony (Hauer et al., 1990). Uma limitação dessa técnica é sua sensibilidade ao ruído presente no sinal. No entanto, existem métodos que consideram a presença de ruído (Kumarasen e Tufts, 1982), tornando possível a combinação de técnicas de identificação no domínio do tempo e no domínio da frequência. Metodologias híbridas dessa natureza podem ser melhor empregadas se o ruído puder ser considerado durante o processo de identificação.

Este artigo apresenta uma técnica para identificação de sistema baseada no cálculo dos pólos e resíduos de uma função de transferência relacionando um sinal de entrada e de saída, cujos locais de medição são previamente escolhidos. Assume-se que os sinais utilizados para a identificação podem conter ruído. No entanto, esses são minimizados mediante um processo que faz uso de transformadas *wavelets*, conhecido como *denoising*. O objetivo é identificar sinais cuja energia preponderante está na faixa típica de oscilações eletromecânicas, em geral, entre 0,1 a 2,0 Hz.

2 Representação do Sistema

Assume-se que os sistemas a serem identificados apresentam uma representação linear com mode-

lagem da seguinte forma:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (2)$$

onde $x(t) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados, $y(t) \in \mathbb{R}^p$ é o vetor de saídas, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de entradas, $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é a matriz de estado, $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$ é a matriz de controle, $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$ é a matriz de saída e $D \in \mathbb{R}^{p \times m}$ é a matriz relacionando diretamente entrada e saída.

O objetivo neste artigo é identificar um modelo tal como (1)-(2). Uma forma de se obtê-lo é através de informações no domínio da frequência ou no domínio do tempo. Utilizar-se-á os dados oriundos de medição no domínio do tempo. No entanto, a metodologia de identificação será concebida no domínio da transformada z (Fernandes, 2007), como mostrado a seguir.

O modelo contínuo (1)-(2) pode ser convertido para o domínio de tempo discreto por meio de regra de integração numérica, via método trapezoidal. Com este objetivo, considera-se a relação entre entrada e saída no domínio da frequência:

$$Y(z) = \left[C(zI - A_k)^{-1} B_k(z+1) + D \right] U(z) \quad (3)$$

em que $A_k = [(2/T)I - A]^{-1}[(2/T)I + A]$, $B_k = [(2/T)I - A]^{-1}B$ e T é o período de amostragem.

Um sistema *SISO* com entrada $U(z)$ e saída $Y(z)$ pode ser colocado na forma de uma relação de polinômios:

$$H(z) = \frac{a_0 z^N + a_1 z^{N-1} + \dots + a_N}{z^N + b_1 z^{N-1} + \dots + b_N} \quad (4)$$

ou em função de atrasos z^{-1}

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}} \quad (5)$$

O termo $H(z)$ pode ser interpretado como a resposta ao impulso unitário em $k = 0$. Também considerado como a transformada z da seqüência truncada $\{h[0], h[1], \dots, h[M-1]\}$. Ainda, pode ser reconhecido como um filtro de resposta impulsional finita (*Finite Impulse Response - FIR*), cuja transformada z é indicada pela expressão:

$$H(z) = h[0] + \dots + h[M-1]z^{-M} \quad (6)$$

Sob o ponto de vista prático, a seqüência de amostras $h[k]$, $k = 1, 2, \dots, M$ contém componente de ruído, uma vez que o sinal fica sujeito a erro de medição, erros de quantificação e a ruído ambiente do próprio local de medição. Torna-se então necessário utilizar-se um método de pré-filtragem, antes da efetiva identificação dos coeficientes do numerador e denominador em (4).

Sem perda de generalidade, considerar-se-á que o termo D em (2) seja nulo. Esta simplificação leva ao termo $a_N = 0$ em (4) e (5). Significa que

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{N-1} z^{-(N-1)}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}} \quad (7)$$

ou ainda

$$H(z) = \frac{z [a_0 z^{(N-1)} + \dots + a_{(N-1)}]}{z^N + b_1 z^{(N-1)} + \dots + b_N} \quad (8)$$

onde em (8) é conveniente fatorar $H(z)$ como $H(z) = z \frac{P(z)}{Q(z)}$.

A fração $\frac{P(z)}{Q(z)}$ pode ser expandida em frações parciais, considerando-se os pólos de $H(z)$ e os respectivos resíduos. Ou seja:

$$H(z) = z \left[\frac{R_{z1}}{z - z_{p1}} + \dots + \frac{R_{zN}}{z - z_{pN}} \right] \quad (9)$$

onde z_{pi} , $i = 1, 2, \dots, N$ representa um pólo de $H(z)$ e R_{zi} , $i = 1, 2, \dots, N$ é o resíduo associado ao pólo i . Então, com base em (9), pode-se realizar a identificação dos resíduos e dos pólos de $H(z)$. Este procedimento será efetuado somente após verificado que o sinal de saída foi devidamente filtrado.

A conversão para o domínio da transformada de Laplace (domínio s) pode ser efetuado operando-se sobre a expressão (9). Para esta finalidade, é necessário realizar um mapeamento que leve um ponto do plano z em s . Este procedimento é realizado calculando-se os pólos em s da seguinte forma:

$$s_i = \frac{1}{T} \ln z_{pi}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (10)$$

Já os resíduos no domínio s são os próprios R_{zi} , tendo em vista que cada termo na forma

$$H_i(z) = \frac{z R_{zi}}{z - z_{pi}} = \frac{R_{zi}}{1 - z^{-1} z_{pi}} \quad (11)$$

corresponde, no domínio s , a expressões equivalentes a

$$H_i(s) = \frac{R_{zi}}{s + s_i}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (12)$$

onde $z_{pi} = e^{s_i T}$.

Em tempo discreto, para uma resposta ao impulso, a expressão (12), corresponde a

$$y_i[k] = h_i[k] = R_{zi} e^{s_i(kT)} \quad (13)$$

3 Processo de filtragem do ruído

Suponha que o sinal de saída em z esteja relacionado com a entrada através da função de transferência como $Y(z) = H(z)U(z)$. No domínio do

tempo, esta informação gera amostras de saída $y[k]$, $k = 1, 2, \dots, M$. Considera-se que este sinal seja desprovido de ruído. Na realidade, o sinal que é efetivamente medido, $y_r[k]$, contém componente de ruído. De modo que

$$y_r[k] = y[k] + w[k] \quad (14)$$

onde $w[k]$ é a contribuição do ruído presente em $y_r[k]$.

Deseja-se extrair informação apenas do sinal $y[k]$, uma vez que é a parcela de interesse para identificação da função de transferência do sistema.

Sabe-se que *wavelets* (Burrus et al., 1998), mediante adequada utilização, são utilizadas para a remoção de ruído. A análise por meio de *wavelets* tem uma relação próxima ao que ocorre com a análise de Fourier. A diferença significativa entre essas abordagens está na função de base. As funções de base das *wavelets* (*wavelet* mãe) superam as desvantagens da análise de Fourier, pois possuem localização nos domínios do tempo e da frequência. A localização tempo-frequência é realizada pela introdução de um fator de translação de escala.

O sinal contínuo medido $y_r(t)$ pode ser desmembrado em duas parcelas da seguinte forma:

$$y_r(t) = \sum_{k=0}^{\infty} c(k)\varphi_k(t) + \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d(j, k)\Psi_{j,k}(t) \quad (15)$$

onde o primeiro termo representa uma função escala, em que $\varphi_k(t) = \varphi(t - k)$; e o outro termo, com os dois somatórios em j e k , representa as contribuições das *wavelets*.

O primeiro termo em (15) fornece uma aproximação em baixa resolução de $y_r(t)$. Ao passo que o segundo contribui para resoluções finas, sendo a precisão maior para índices maiores j e k . É uma característica semelhante ao que ocorre com uma série de Fourier, onde os termos de alta frequência contêm os detalhes do sinal.

As funções de expansão $\varphi_k(t)$ e $\Psi_{j,k}(t)$ formam bases ortonormais, o que permitem o cálculo dos coeficientes $c(k)$ e $d(j, k)$ da seguinte forma:

$$c(k) = \int_{-\infty}^{\infty} y_r(t)\varphi_k(t)dt \quad (16)$$

$$d(j, k) = \int_{-\infty}^{\infty} y_r(t)\Psi_{j,k}(t)dt \quad (17)$$

Porém, a utilização de *wavelets* é mais usual no tratamento de sinais discretos, ao invés de contínuos. Desta forma, utiliza-se a designação transformada discreta *wavelet* (*Discrete Wavelet Transform - DWT*). Seguindo este procedimento, os coeficientes $c(k)$ e $d(j, k)$ podem ser calculados a partir de informações dos sinais que passam por um filtro passa-alta (*High Pass Filter - HPF*)

e um passa-baixa (*Low Pass Filter - LPF*). Assim, não há necessidade de calcular diretamente as integrais em (16) e (17). Por outro lado, a determinação dos filtros está estritamente relacionada à escolha da função escala das *wavelets*. Além disso, a escolha deve ser feita levando-se em conta a característica do sinal $y_r[k]$ a ser avaliado. Adotou-se a função de base Daubechies 4 (Burrus et al., 1998), tendo em vista ser este, durante os estudos, o tipo de base que mais se adequou ao tipo de sinal para transitórios eletromecânicos em sistemas de potência (Fernandes, 2007). A Figura 1 mostra uma curva típica de uma função Daubechies 4 (Burrus et al., 1998).

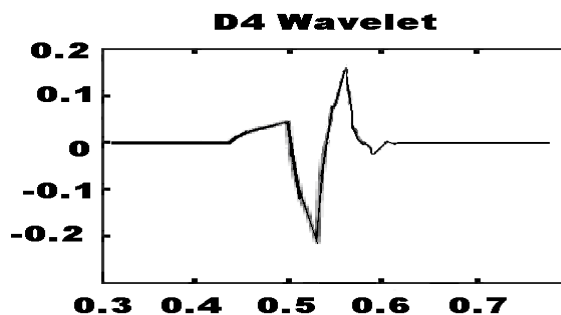


Figura 1: Função de base Daubechies

A partir deste ponto, os coeficientes $c(k)$ e $d(j, k)$ são tratados como saídas dos filtros HPF e LPF, sendo designados por $c[k]$ e $d[j, k]$. Os mesmos são obtidos a partir das saídas dos filtros, após processo denominado decimação. Ou seja, a cada nível de detalhe j , a saída de cada filtro está relacionada por expressões de recorrência $c[k] = y_H[2k]$ e $d[j, k] = y_L[2k]$, onde y_L é a saída de LPF e y_H a de HPF. Note-se que para o primeiro nível ($j = 1$), $y_L[k] = LPF[k] * y_r[k]$ e $y_H[k] = HPF[k] * y_r[k]$, em que $*$ indica convolução. Após o processo de decimação, tanto $c[k]$ quanto $d[j, k]$ tem apenas 50% de amostras do sinal de entrada dos filtros. No segundo nível ($j = 2$), processa-se apenas o sinal representado pelos coeficiente $d[j, k]$ obtido do nível anterior. Cada coeficiente agora, após o processo de decimação, tem 25% do número de amostras do sinal original. Quando o número de amostras é uma potência de 2, o último nível terá coeficientes com apenas uma amostra. A Figura 2 (Burrus et al., 1998) mostra um diagrama que ilustra um procedimento para obtenção dos coeficientes até o terceiro nível. Observe-se que os coeficientes $c[k]$ são indicados pelos sinais de saída D_j e os coeficientes $d[j, k]$ de cada nível por A_j (indicado apenas A_3 na figura).

A reconstituição do sinal pode acontecer local ou remotamente, uma vez que o sinal é transmitido codificado tendo a informação contida nos coeficientes decompostos. Em geral, somente alguns coeficientes são de interesse, pois uma grande

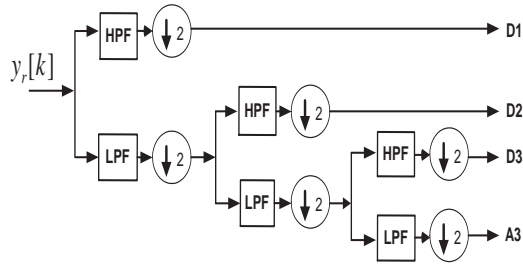


Figura 2: Decomposição de um sinal.

parcela pode ter contribuição insignificativa para recuperação do sinal.

Um processo utilizado para a remoção de ruído de um sinal é conhecido como *denoising* (Burrus et al., 1998). O procedimento utilizado consiste em um processo caracterizado pela retenção ou descarte dos coeficientes das *wavelets*. Apesar de existirem vários métodos de filtragem, a técnica por *thresholding* (Burrus et al., 1998) foi a escolhida para utilização, tendo em vista a sua simplicidade e eficiência. Por esta técnica, os coeficientes com maiores amplitudes são mantidos (aqueles que possuem a informação essencial para o sinal), enquanto os de menores amplitude são rejeitados. Esses últimos são essencialmente associados ao ruído.

Para ilustrar o procedimento, considere v um conjunto de coeficientes com dada magnitude e γ um limite de referência para conservação dos coeficientes do sinal. A saída γ^{hard} do filtro ocorre da seguinte forma

$$\gamma^{hard} = 0 \quad \text{se} \quad |v| \leq \gamma \quad (18)$$

$$\gamma^{hard} = v \quad \text{se} \quad |v| > \gamma \quad (19)$$

Após este procedimento, o sinal é reconstruído (processo de síntese), com os coeficientes de decomposição do sinal original substituídos pelos novos, ajustados com base no processo de *denoising*. É gerado então o sinal de saída $\hat{y}_r[k]$. Como na recomposição o processo de *denoising* minimizou o ruído, espera-se que o sinal a ser identificado ou estimado seja $y[k] \approx \hat{y}_r[k]$.

Portanto, utiliza-se o sinal recuperado $\hat{y}_r[k]$ para identificar $H(z)$ e, a partir desta função de transferência, determinam-se as matrizes do modelo descrito por (1) e (2).

4 Testes e Resultados

Dois sistemas-teste foram avaliados. Ambos foram derivados de modelo do sistema interligado brasileiro, com modificações. Em todos os casos, foi considerada representação linear para o sistema. Uma representação tem 606 (relativo à rede elétrica de 1998) e a outra 3077 estados (relativo ao ano 2007). Todos os sistemas-teste foram

gerados a partir do software PacDyn® (CEPEL, 2007).

Para realizar o processo de identificação, foram geradas curvas no domínio do tempo e em seguida, adicionado ruído branco gaussiano com média zero às amostras dos sinais de saída obtidos. Esta estratégia foi realizada apenas para efeito de simulação, visando tornar os sinais observados mais próximos de condições reais. Todas as curvas foram obtidas com passo de integração igual a 0,01 s.

4.1 Sistema-teste com 606 estados

A entrada de controle neste sistema é a referência do regulador de tensão de Itaipu. A perturbação utilizada na entrada foi um degrau com amplitude igual a 0,01 pu. O sinal de saída observado, também em Itaipu, foi o de potência elétrica terminal, P_e .

A curva do sinal de potência elétrica com e sem ruído é mostrada na Figura 3. No caso em es-

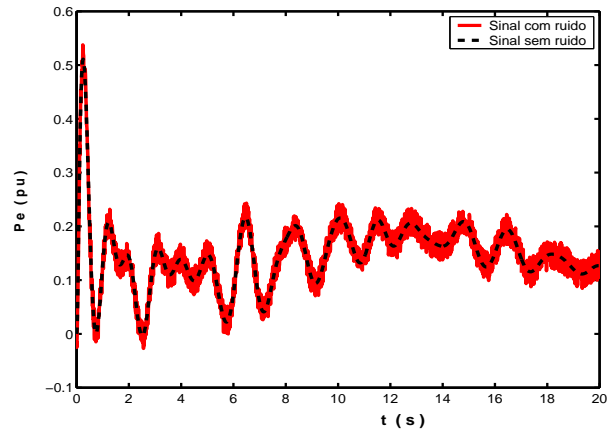


Figura 3: Potência elétrica de saída, em pu.

tudo, a taxa sinal-ruído (*signal-noise ratio - SNR*) foi igual a 10 dB. O sinal com ruído, e após o processo de *denoising*, implementado conforme técnica apresentada na Seção 3, é mostrado na Figura 4.

Após o processo de *denoising*, procedeu-se à identificação do sistema, de acordo com o método descrito na Seção 2. A identificação das curvas foi realizada fixando-se a ordem N do sistema em 36. O período de amostragem utilizado foi igual a 16 vezes o passo de integração, correspondendo assim a 0,16 s.

Experiências durante as etapas de simulação, indicam que períodos de amostragem reduzidos conduzem a identificações inadequadas na faixa de baixas frequências, apesar de excelentes resultados obtidos na parte de altas.

As curvas na Figura 5 mostram as grandezas correspondentes ao sinal original (ideal) e ao sinal identificado, para uma perturbação em degrau. A

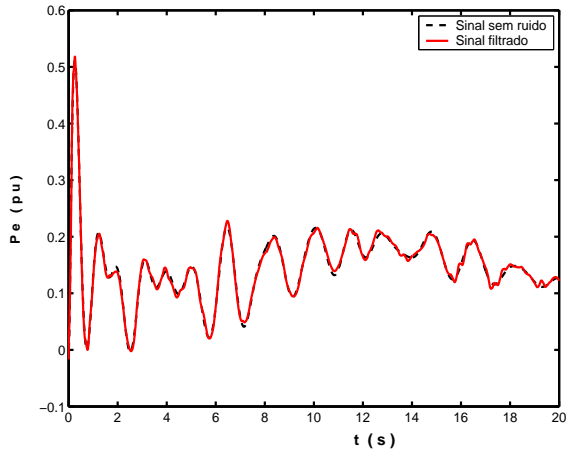


Figura 4: potência elétrica de saída, em pu , após *denoising*.

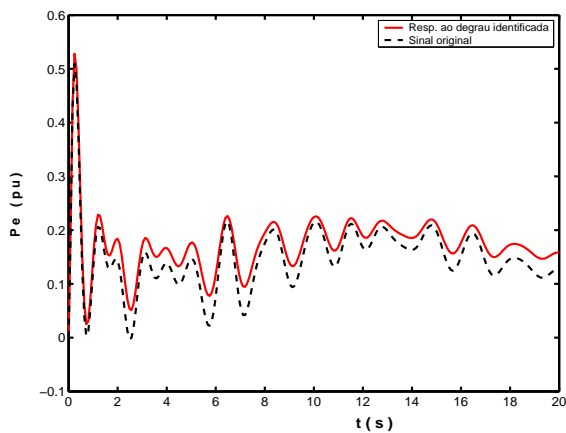


Figura 5: potência elétrica de saída, em pu , correspondente ao sinal original e ao identificado.

partir da resposta ao degrau identificada é gerada a resposta ao impulso. Esta última é usada para calcular a resposta em frequência da função de transferência associada. A Tabela 1 mostra os pólos identificados e as contribuições caracterizadas pelos índices de dominância modal (IDM) (Aguirre, 2000).

Da Tabela 1 pode-se concluir que tanto pólos rápidos quanto lentos são identificados com boa precisão.

4.2 Sistema-teste com 3077 estados

Também nesses testes, apenas o sinal de potência elétrica foi considerado. Como nos casos anteriores, a perturbação na entrada e o sinal de saída foram considerados em Itaipu. Mais uma vez, considerou-se perturbação em degrau com amplitude igual a $0,01 pu$ na tensão de referência do gerador.

A identificação da resposta foi feita tendo-se como base uma função de transferência com 27 pólos. Usou-se período de amostragem igual a $0,16$

Tabela 1: Autovalores do sistema *SISO* considerando como saída a potência elétrica em Itaipu para um nível de ruído de $10 dB$.

<i>IDEAL</i>		<i>IDENTIFICADO</i>	
Pólos	IDM	Pólos	IDM
$-0.07 \pm j4.74$	16.6	$-0.07 \pm j4.74$	16.2
$-0.07 \pm j3.02$	0.14	$-0.08 \pm j3.02$	0.14
$-0.09 \pm j3.79$	0.38	$-0.09 \pm j3.79$	0.38
$-0.49 \pm j6.63$	1.01	$-0.13 \pm j5.05$	0.72
$-0.13 \pm j5.05$	0.71	$-0.15 \pm j7.76$	0.02
$-9.65 \pm j11.2$	0.43	$-9.65 \pm j11.2$	0.43
$-0.20 \pm j5.99$	0.41	$-0.19 \pm j5.99$	0.41

s. Para avaliar o impacto do ruído, duas SNR são observadas: uma com $13 dB$ e outra com $21 dB$. A Figura 6 mostra o sinal com e sem ruído (SNR de

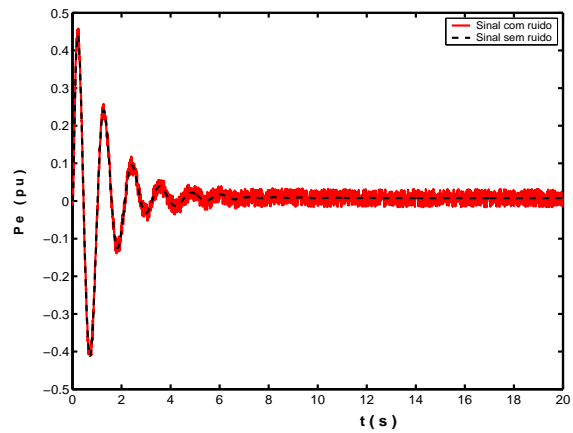


Figura 6: Sinal de saída - com e sem ruído.

$13 dB$) e a Figura 7 a curva original sem ruído e a identificada. Observa-se que o ruído foi reduzido drasticamente e na identificação o sinal obtido é praticamente coincidente com o sinal ideal.

Simulações semelhantes foram realizadas para *SNR* de $21 dB$. Para esta situação, a Tabela 2 mostra os resultados obtidos com relação aos pólos e aos resíduos das funções de transferência identificadas.

Tabela 2: Autovalores do sistema - identificação para nível de ruído de $21 dB$.

Pólos	Resíduos
$-0.9779 \pm j5.7463$	$0.1901 \pm j0.3168$
$-0.4202 \pm j5.4860$	$-0.0138 \pm j0.0501$
$-0.1236 \pm j0.0000$	$0.0117 \pm j0.0000$
$-4.6869 \pm j0.0000$	$-0.7003 \pm j0.0000$

A Figura 8 mostra a resposta em frequência (magnitude), em que o sistema identificado apresentava ruído com *SNR* de $13 dB$ antes do *denoising*. Apesar do elevado nível de ruído, a resposta em frequência indica que as frequências dominantes do sinal foram captados com boa pre-

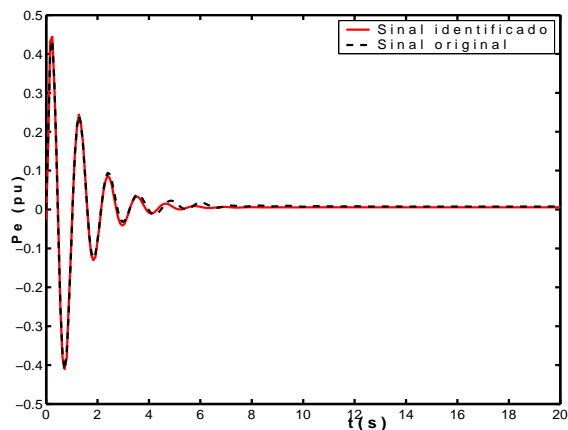


Figura 7: Identificação - SNR de 13 dB.

cisão.

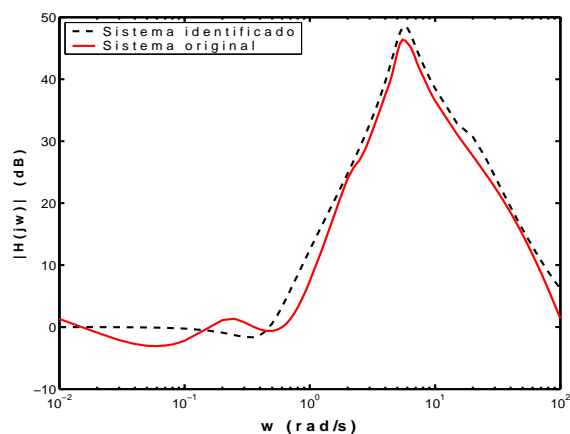


Figura 8: Resposta em frequência.

5 Conclusões

Este artigo apresentou uma técnica para identificação dos modos dominantes de um sistema de potência. O estudo contempla a identificação de pólos e resíduos de uma função de transferência relacionando sinais de entrada e de saída obtidos em locais previamente selecionados. A técnica foi avaliada considerando sinais ruidosos, mostrando-se adequada para os níveis de taxa sinal-ruído testados.

Curvas de sinais usadas na identificação, contendo ruído, foram suavizadas mediante um processo que utiliza *wavelets* conhecido por *denoising*. A partir desse processo, o ruído foi minimizado em grande parte, possibilitando a implementação de método que usualmente é sensível ao ruído. Os resultados em termos de pólos e resíduos, simulação no tempo e no domínio da frequência mostraram a eficácia da técnica.

Agradecimentos

Os autores agradecem o apoio do CEPREL por permitir o uso dos seus softwares nesta pesquisa.

Referências

- Aguirre, L. A. (2000). *Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*, Editora UFMG.
- Burrus, C., Gopinath, R. and Guo, H. (1998). *Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms - A Primer*, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey 07458.
- CEPEL (2007). PacDyn - Programa de Análise de Estabilidade a Pequenos Sinais, *Centro de Pesquisas de Energia Elétrica*.
- Fernandes, L. F. J. (2007). *Identificação de Sinais Ruidosos em Sistemas de Potência e Representações na Forma de Pólos e Resíduos*, PhD thesis, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília-DF, Brasil.
- Hauer, J. F., Demeure, C. J. and Scharf, L. L. (1990). Initial results in prony analysis of power system response signals, *IEEE Transactions on Power Systems* **5**(1): 80–89.
- Kumarasen, R. and Tufts, D. (1982). Estimating the parameters of exponentially damped sinusoids and pole-zero modeling in noise, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* **ASSP-30**(6): 833–840.
- Ljung, L. (1987). *System Identification: Theory for the User*, Prentice Hall, NJ.
- Marini, R. L. V. (2005). *Uso de Medição Fasorial Sincronizada Visando a Melhoria da Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência*, Master's thesis, Departamento de Engenharia elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC, Brazil.
- Martins, N. and Lima, L. T. G. (1989). Determination of suitable locations for power system stabilizers and static var compensators for damping electromechanical oscillations in large power systems, *16th Power Industry Computer Application Conference*, pp. 74–82.
- Trudnowski, D. J., Johnson, J. M. and Hauer, J. F. (1998). Simo system identification for measured ringdowns.