

**Universidade de São Paulo
Escola de Engenharia de São Carlos
Departamento de Engenharia
Elétrica e de Computação**

Trabalho de Conclusão de Curso

**Estimação modal
para medidas com ruído em sistemas com
geração síncrona distribuída**

Autor
Edson Luis Geraldi Junior

Orientador
Prof. Dr. Rodrigo Andrade Ramos

São Carlos, 2012

EDSON LUIS GERALDI JUNIOR

**ESTIMAÇÃO MODAL
PARA MEDIDAS COM RUÍDO EM SISTEMAS
COM GERAÇÃO SÍNCRONA DISTRIBUÍDA**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Escola de Engenharia de
São Carlos, da Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase
em Sistemas de Energia e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Rodrigo Andrade Ramos

São Carlos

2012

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

G354e Gerald Junior, Edson Luis
Estimação modal para medidas com ruído em sistemas
com geração síncrona distribuída / Edson Luis Geraldi
Junior; orientador Rodrigo Andrade Ramos. São Carlos,
2012.

Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
ênfase em Sistemas de Energia e Automação) -- Escola de
Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo,
2012.

1. Sistemas Elétricos de Potência. 2. Estabilidade
do Ângulo do Rotor. 3. Geração Distribuída. 4. Pequenas
Perturbações. 5. Estimação Modal. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Edson Luis Geraldi Junior

Título: "Estimação modal para medidas com ruído em sistemas com geração síncrona distribuída"

*Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 28/11/2012,*

com NOTA 9,5 (NOVE, CINCO), pela Comissão Julgadora:

*Prof. Dr. Rodrigo Andrade Ramos (Orientador)
SEL/EESC/USP*

*Prof. Associado Luís Fernando Costa Alberto
SEL/EESC/USP*

*Prof. Dr. José Carlos de Melo Vieira Júnior
SEL/EESC/USP*

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Homero Schiabel

*Dedico este trabalho de conclusão
de curso aos meus pais,
Edson e Marlene.*

Agradecimentos

Agradeço a Deus, principalmente pela vida e saúde, mas também por não permitir que eu desista dos meus sonhos.

À Universidade de São Paulo por ter me proporcionado tanto crescimento pessoal quanto profissional.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) pelo apoio financeiro concedido no período de Iniciação Científica.

Ao Prof. Rodrigo Andrade Ramos pela orientação neste trabalho e auxílio prestado durante a graduação e nos projetos de Iniciação Científica.

À doutoranda Tatiane Cristina da Costa Fernandes, pois sem a sua ajuda não conseguiria finalizar este trabalho com êxito.

A minha mãe Marlene que me incentivou desde sempre a estudar e fez mais que o possível para que eu conseguisse a graduação em Engenharia Elétrica.

Aos amigos que compartilharam de todos os momentos de alegria, tristeza e ansiedade durante todos esses anos de graduação.

Resumo

GERALDI JUNIOR, E. L. **Estimação modal para medidas com ruído em sistemas com geração síncrona distribuída**. Trabalho de Conclusão de curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.

A geração distribuída teve início com aumento da eficiência e competitividade dos pequenos geradores em relação a máquinas de grande porte, fazendo com que aqueles fossem incluídos em regiões próximas às cargas, conectados aos sistemas de distribuição ou de subtransmissão. A identificação do modo eletromecânico de tais sistemas não pode ser obtida a partir da linearização das equações que os representam. Isso ocorre porque essas equações não possuem um ponto como solução, devido ao desequilíbrio de cargas do sistema. O método de Prony, bastante utilizado ao longo dos anos, é utilizado nesse trabalho para a identificação de modos eletromecânicos de sistemas desbalanceados. O modo eletromecânico é identificado a partir de sinais provenientes da medição de variação de velocidade do rotor de máquinas síncronas inseridas em sistemas elétricos com geração distribuída. Com o intuito de representar esses sinais da forma mais real possível, um ruído branco é adicionado aos mesmos, simulando ruídos devido à interferência eletromagnética ou desgaste dos medidores. A eficiência desse método é analisada a partir da dispersão dos modos eletromecânicos obtidos para vários casos analisados. Neste trabalho, é realizada uma comparação entre o método de Prony e o método de estimação modal ESPRIT, no que se refere à influência do ruído na identificação do modo eletromecânico. Os resultados mostram que quanto maior a relação sinal-ruído, maior a precisão na identificação do modo eletromecânico pelos métodos de Prony e ESPRIT.

Palavras-Chave: Sistemas Elétricos de Potência, Estabilidade do Ângulo do Rotor, Geração Distribuída, Pequenas Perturbações, Estimação Modal, Método de Prony.

Abstract

GERALDI JUNIOR, E. L. **Modal estimation for noisy measurement in systems with synchronous embedded generation.** Trabalho de Conclusão de curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.

Embedded generation began with increased efficiency and competitiveness of small generators compared to large machines, making those were included in regions close to the loads, connected to the distribution or subtransmission systems. The identification of the electromechanical mode of such systems cannot be obtained from the linearization of the equations that represent them. This is because these equations do not have a point as solution, due to the imbalance of system loads. Prony's method, widely used over the years, is used in this study to identify electromechanical mode of unbalanced systems. This electromechanical mode is identified through measurement signals from the speed variation of the rotor of synchronous machines placed in electrical systems with embedded generation. In order to represent these signals as real as possible, a white noise is added to them, simulating noise due to electromagnetic interference or meters' wastage. The efficiency of this method is examined through the dispersion of electromechanical modes obtained for various cases analyzed. In this study, it is performed a comparison between Prony's and ESPRIT method of modal estimation, with regard to the influence of noise in the identification of electromechanical modes. The results indicate the greater the signal-to-noise rate the greater the precision in the identification of the electromechanical mode by Prony's and ESPRIT methods.

Keywords: Electrical Power Systems, Rotor Angle Stability, Embedded Generation, Small Disturbances, Modal Estimation, Prony's Method.

Lista de Figuras

Figura 1.1 – Configuração tradicional de um SEP.....	1-1
Figura 2.1 – Corte de uma máquina síncrona de dois polos (extraída de [5]).....	7
Figura 2.2 – Relação no domínio do tempo entre a velocidade angular do rotor com o aumento do nível de desequilíbrio do sistema (extraída de [4]).....	13
Figura 2.3 – Plano de fase da variação da velocidade angular em relação à variação do ângulo do gerador síncrono em regime permanente (extraída de [4]).....	14
Figura 2.4 – Diagrama unifilar do sistema-teste completo (extraído de [4]).....	16
Figura 2.5 – Diagrama unifilar do sistema-teste equivalente (extraído de [4]).....	16
Figura 2.6 – SEP simulado no <i>software</i> ATP.....	18
Figura 2.7 – Variação da velocidade da máquina síncrona (em p.u.) para o sistema equilibrado.....	19
Figura 2.8 – Variação da velocidade da máquina síncrona (em p.u.) para o sistema com FD 50.....	20
Figura 3.1 – Decomposição de um sinal em senóides amortecidas a partir do método de Prony.....	24
Figura 3.2 – Modelo ARMA (adaptado de [18]).....	30
Figura 3.3 – Modelo AR de ordem p (adaptado de [18]).....	30
Figura 3.4 – Fluxograma dos Procedimentos e Testes Realizados.....	32
Figura 3.5 – Janela de amostragem para o sinal resultante do sistema equilibrado.....	33
Figura 3.6 – Sinal da variação de velocidade após os 15s para o sistema equilibrado.....	33
Figura 3.7 – Variação da velocidade da máquina síncrona para o sistema com FD 90.....	34
Figura 3.8 – Janela de amostragem para o sinal resultante do sistema com FD 90.....	35
Figura 3.9 – Sinal da variação de velocidade antes dos 10,5 s para o sistema equilibrado..	35
Figura 3.10 – Comparação entre o sinal filtrado original e o sinal estimado para o sistema equilibrado.....	38
Figura 3.11 – Sinal de variação da velocidade do rotor sem a presença de ruído, para um FD 50.....	39
Figura 3.12 – Sinal amostrado sem a presença de ruído, para um FD 50.....	39
Figura 3.13 – Comparação entre o sinal amostrado original e o sinal estimado pelo modelo AR, para um FD 50, na condição sem ruído.....	40
Figura 3.14 – Comparação entre o sinal amostrado original e o sinal estimado pelo modelo ARMA-1, para um FD 50, na condição sem ruído.....	41

Figura 4.1 - Funções de Autocorrelação e Densidade Espectral para um ruído branco de banda básica limitado em frequência	44
Figura 4.2 – Sinais com ruído para o sistema equilibrado	46
Figura 4.3 – Sinais com ruído para o sistema desequilibrado com FD 50	47
Figura 4.4 – Comparação entre sinal original e sinal filtrado	49
Figura 5.1 – Comparação entre os modos eletromecânicos identificados pelo Método de Prony com a modelagem de dados AR, ARMA-1 e ARMA-2, para um sinal de SNR 50	54
Figura 5.2 – Comparação entre os modos eletromecânicos identificados pelo Método de Prony com a modelagem de dados AR, ARMA-1 e ARMA-2, para um sinal de SNR 30	54
Figura 5.3 – Comparação entre os modos eletromecânicos identificados pelo Método de Prony com a modelagem de dados AR, ARMA-1 e ARMA-2, para um sinal de SNR 12	55
Figura 5.4 – Comparação entre os modos eletromecânicos identificados pelo Método de Prony com a modelagem de dados AR, ARMA-1 e ARMA-2, para um sinal de SNR 5	55
Figura 5.5 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, para um sinal com SNR 50 para o caso em que o sistema se encontra equilibrado	57
Figura 5.6 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, para um sinal com SNR 30 para o caso em que o sistema se encontra equilibrado	57
Figura 5.7 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, para um sinal com SNR 12 para o caso em que o sistema se encontra equilibrado	58
Figura 5.8 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, para um sinal com SNR 5 para o caso em que o sistema se encontra equilibrado	58
Figura 5.9 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, com FD 10, para o sinal com SNR 5	60
Figura 5.10 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, com FD 30, para o sinal com SNR 5	61
Figura 5.11 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, com FD 50, para o sinal com SNR 5	62
Figura 5.12 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, com FD 70, para o sinal com SNR 5	63
Figura 5.13 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, com FD 90, para o sinal com SNR 5	64

Lista de Tabelas

Tabela 5.1 – Modos eletromecânicos obtidos a partir da modelagem AR	52
Tabela 5.2 – Modos eletromecânicos obtidos a partir da modelagem ARMA-1.....	52
Tabela 5.3 – Modos eletromecânicos obtidos a partir da modelagem ARMA-2.....	52
Tabela 5.4 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT	56
Tabela 5.5 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método de Prony para o sistema com FD 10	59
Tabela 5.6 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT para o sistema com FD 10.....	59
Tabela 5.7 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método de Prony para o sistema com FD 30	60
Tabela 5.8 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT para o sistema com FD 30.....	60
Tabela 5.9 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método de Prony para o sistema com FD 50	61
Tabela 5.10 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT para o sistema com FD 50	62
Tabela 5.11 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método de Prony para o sistema com FD 70	63
Tabela 5.12 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT para o sistema com FD 70	63
Tabela 5.13 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método de Prony para o sistema com FD 90	64
Tabela 5.14 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT para o sistema com FD 90	64
Tabela 5.15 – Modos eletromecânicos obtidos a partir dos métodos de Prony e ESPRIT para os casos sem ruído.....	66

Lista de Abreviaturas e Siglas

AR	<i>Autoregressive</i>
ARMA	<i>Autoregressive-Moving Average</i>
ATP	<i>Alternative Transient Program</i>
AWGN	<i>Add White Gaussian Noise</i>
ESPRIT	<i>Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariant Technique</i>
FD	<i>Fator de Desequilíbrio</i>
GD	<i>Geração Distribuída</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
kWh	<i>Quilowatt-hora</i>
LACO-SEP	<i>Laboratório de Análise Computacional</i>
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
MFS	<i>Medição Fasorial Sincronizada</i>
MPLD	<i>Método de Predição Linear Discreta</i>
PINV	<i>Pseudoinverse</i>
p.u.	<i>por unidade</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SNR	<i>Signal-to-noise Ratio</i>
SEP	<i>Sistema Elétrico de Potência</i>

Sumário

1. INTRODUÇÃO	1-1
1.1. Proposta do Trabalho	1-4
1.2. Estrutura da Monografia	1-4
2. MODELAGEM DE SISTEMAS TRIFÁSICOS DESBALANCEADOS	7
2.1. Equações mecânicas da máquina síncrona.....	7
2.2. Operação dos Geradores Síncronos em Sistemas Trifásicos Balanceados.....	10
2.3. Operação dos Geradores Síncronos em Sistemas Trifásicos Desbalanceados	12
2.4. Apresentação do Sistema-Teste.....	15
2.5. Apresentação do <i>software</i> ATP	17
3. ESTIMAÇÃO MODAL PARA ANÁLISE DE ESTABILIDADE EM SISTEMAS DESBALANCEADOS.....	21
3.1. Técnicas de estimação modal.....	21
3.1.1. <i>Ringdown Analysis</i>	21
3.1.2. <i>Mode-Meter Algorithms</i>	22
3.2. Método de Prony	23
3.2.1. Formulação do Método de Prony	24
3.3. Descrição dos métodos AR, ARMA-1 e ARMA-2	29
3.4. Procedimentos para aplicação de estimação modal	31
3.4.1. Amostragem do Sinal	32
3.4.2. Método de Estimação Modal	36
3.5. Exemplo de aplicação para um caso sem ruído.....	38
4. MODELAGEM DO RUÍDO DE MEDIÇÃO	43
4.1. Modelagem do Ruído Branco	43
4.2. Inserção de Ruído no Sinal.....	45
4.3. Filtragem do sinal com ruído.....	47
5. RESULTADOS	51
5.1. Comparação entre as modelagens AR, ARMA-1 e ARMA-2.....	51
5.2. Comparação entre o método de Prony e o método ESPRIT	56
5.2.1. Sistema Equilibrado.....	56

5.2.2. Sistema Desequilibrado	59
5.3. Comparação com os casos sem ruído	65
6. CONCLUSÕES	67
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	69
APÊNDICE A – DADOS DO SISTEMA-TESTE.....	71
APÊNDICE B – FORMULAÇÃO DO MÉTODO ESPRIT	75

1. INTRODUÇÃO

A visão clássica dos Sistemas Elétricos de Potência (SEPs), classificados em três grandes blocos com funções bem definidas, geração, transmissão e distribuição, conforme Figura 1.1, começou a ser alterada a partir da década de 90. Isso ocorreu devido principalmente ao aumento da eficiência e competitividade dos pequenos geradores em relação às máquinas de grande porte, fazendo com que aqueles fossem incluídos em regiões próximas às cargas, conectados aos sistemas de distribuição ou de subtransmissão. Com isso, teve início o que vem sendo chamado de geração distribuída (GD).

Várias definições de GD são utilizadas na literatura e na prática, embora nenhuma tenha uma aceitação universal. Existem divergências em vários aspectos, como por exemplo, a capacidade instalada, o modo de operação, a tecnologia utilizada e os impactos ao meio ambiente, despacho centralizado ou descentralizado, o local em que as plantas são instaladas, dentre outros. Muitos autores classificam GD como qualquer tipo de produção de energia de pequeno porte que forneça energia próximo ao consumidor, sendo que esse gerador pode estar conectado tanto em sistemas de distribuição quanto de subtransmissão [1]. Assim, no decorrer deste trabalho, quando o termo GD for citado, será entendida esta última classificação, que independe da capacidade instalada, tecnologia utilizada, e de outros aspectos irrelevantes para o trabalho desenvolvido.

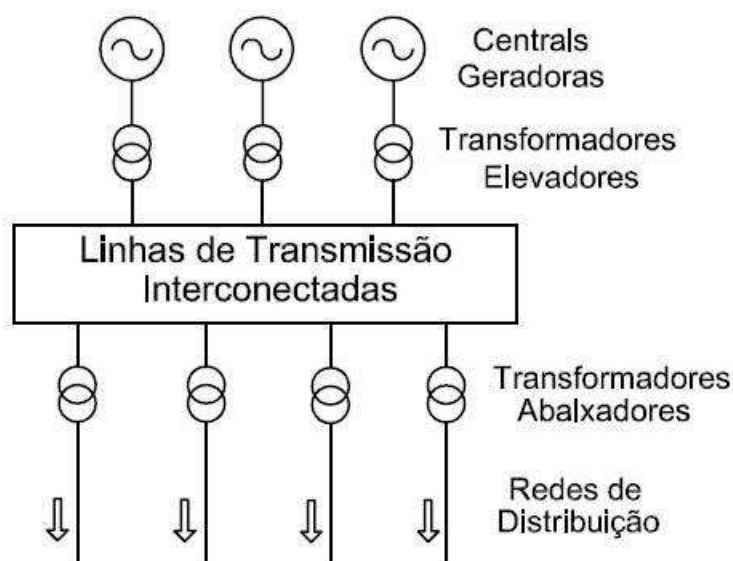


Figura 1.1 – Configuração tradicional de um SEP

O arranjo convencional de um SEP oferece algumas vantagens, como o fato de grandes unidades geradoras terem grande eficiência e serem operadas por um número relativamente pequeno de pessoas, além de a linha de transmissão em alta tensão poder transportar energia por grandes distâncias com pequenas perdas. Sem contar que o despacho pode ser controlado de tal forma que o fornecimento de energia seja otimizado e o sistema possa ter sua eficiência aumentada. Contudo, nos últimos anos alguns fatores têm contribuído para o crescente interesse em GD [2]:

- Redução na emissão de gases, principalmente gás carbônico;
- Eficiência energética ou uso racional de energia;
- Políticas que incentivam a competição no mercado de energia elétrica;
- Diversificação das fontes de energia;
- Plantas de geração podem ser construídas próximas às cargas, o que pode reduzir custos de transmissão;
- Curto período para construção desse tipo de planta, que são geralmente menores e requerem menor capital.

Atualmente, a GD é utilizada exclusivamente para a produção de energia (kWh) e não contribui para outras funções do SEP, como controle de tensão, confiabilidade da rede, capacidade de geração reserva, dentre outros. Isto ocorre não somente devido às características técnicas desse tipo de geração, como também por causa das características administrativas e comerciais sobre as quais ela opera [2].

Com o advento da GD, o fluxo de potência, tanto ativa quanto reativa, deixou de ser somente no sentido das altas para as baixas tensões. A rede de distribuição deixou de ser um circuito apenas com cargas passivas para se tornar um circuito ativo, com fluxo de potência e tensões determinadas tanto pelos geradores quanto pelas cargas presentes na mesma. Assim, a GD provoca alguns impactos no sistema de distribuição, tais como:

- Variações de tensão;
- Aumento no nível de falta da rede;
- Qualidade da energia elétrica fornecida, podendo provocar variações transitórias de tensão e distorção harmônica da tensão;
- Dificuldade de se obter interrupções para manutenções programadas;
- Problemas com a estabilidade do sistema de distribuição.

Estabilidade de um SEP pode ser amplamente definida como a propriedade de um sistema que o permite permanecer em um estado de operação de equilíbrio sobre condições normais de operação e readquirir um estado de equilíbrio aceitável depois de ser submetido

a um distúrbio. Instabilidade pode ser manifestada em um SEP de diferentes formas, dependendo da configuração do sistema e modo de operação [3].

Tradicionalmente, o maior problema da estabilidade de um sistema está em manter a operação síncrona, já que os SEPs dependem basicamente de máquinas síncronas para a geração de energia elétrica. Assim, para manter uma operação satisfatória de um SEP é necessário que todas as máquinas síncronas desse sistema permaneçam em sincronismo.

Inicialmente, este tipo de instabilidade estava presente apenas em sistemas de grande porte, onde há máquinas síncronas conectadas a linhas de transmissão. Entretanto, com a GD, geradores síncronos de pequeno porte são conectados aos sistemas de distribuição, o que torna comum nesses sistemas problemas de instabilidade que antes estavam presentes apenas em sistemas de transmissão.

A inserção de geradores síncronos nos sistemas de distribuição apresenta um agravante quando comparada à inclusão dos mesmos aos sistemas de transmissão, já que, no nível de distribuição, há um desequilíbrio de cargas nas fases. Assim, quando conectados em sistemas trifásicos desbalanceados, os geradores síncronos não atingem uma velocidade aproximadamente constante em regime permanente. Dessa forma, a velocidade angular do gerador apresenta uma variação senoidal com frequência duas vezes maior que a fundamental, devido ao aparecimento de um campo girante oriundo das correntes de sequência negativa, que gira em sentido oposto ao campo girante de sequência positiva da máquina.

Existem alguns métodos que são eficientes para avaliar a estabilidade do ângulo do rotor de máquinas síncronas quando ocorrem pequenas perturbações no sistema elétrico. Entretanto, esses métodos levam em consideração sistemas balanceados. Sendo assim, o trabalho de conclusão de curso que será desenvolvido utilizará o método de Prony para estimar os modos eletromecânicos, já que este método teve sua eficiência comprovada ao longo dos anos na identificação de modos eletromecânicos mal amortecidos. Como exemplo, esta ferramenta foi aplicada em [4] para identificar os modos eletromecânicos de dois sistemas desequilibrados, e os resultados obtidos foram bastante satisfatórios.

Os dados amostrados para a realização dos testes em [4] não apresentavam ruído de medida. Contudo, na prática, estes dados conterão ruídos devido a diversos fatores, tais como interferência eletromagnética ou desgaste dos medidores.

1.1. Proposta do Trabalho

Os dois principais objetivos deste trabalho de conclusão de curso são:

- i) Realizar simulações com os sistemas utilizados em [4], inserindo ruídos com diferentes conteúdos espectrais, a partir do *software Alternative Transient Program* (ATP);
- ii) Avaliar a influência de tais tipos de ruídos sobre um dos processos de estimação modal utilizados em [4], o método de Prony.

1.2. Estrutura da Monografia

O texto está organizado de maneira a fornecer os elementos e conceitos necessários à compreensão dos estudos realizados. Na sequência estão descritos os capítulos que compõe o texto:

- **Capítulo 2:** É apresentada uma descrição do comportamento de geradores síncronos em sistemas balanceados e desbalanceados, destacando-se principalmente as equações eletromecânicas que regem o funcionamento dessas máquinas e a variação de velocidade de seu rotor em sistemas desbalanceados. Neste capítulo também é apresentado o sistema-teste e o *software* utilizado para a realização das simulações.
- **Capítulo 3:** São classificadas as técnicas de estimação modal utilizadas na análise de estabilidade em sistemas desbalanceados. Neste capítulo, o método de estimação modal de Prony, utilizado neste trabalho, tem a sua formulação apresentada, juntamente com os modelos de predição linear discreta (MPLD) utilizados neste método. Os procedimentos para a aplicação do método de Prony, bem como um exemplo de aplicação para um sinal não ruidoso são mostrados no final deste capítulo.
- **Capítulo 4:** Neste capítulo é apresentada uma modelagem para o ruído inserido no sinal de variação de velocidade. As várias filtragens realizadas no sinal em que o método de Prony será aplicado são discutidas, assim como são mostrados os detalhes da técnica de inserção de ruído no sinal e a posterior filtragem do mesmo.

- **Capítulo 5:** São fornecidos os resultados obtidos para os três MPLDs utilizados, e realizada uma comparação entre eles para verificar qual é o mais adequado para ser utilizado em sinais ruidosos. Depois de selecionado o MPLD mais eficiente, o método de Prony é comparado com o método de estimação modal ESPRIT.
- **Capítulo 6:** São discutidas as principais conclusões obtidas nos resultados dos testes realizados neste trabalho.

Para finalizar, ainda com relação à organização do texto, é válido ressaltar que as referências bibliográficas estão distribuídas ao longo dos capítulos, pois se entende que esta forma de apresentação facilita a compreensão da citação para o leitor.

2. MODELAGEM DE SISTEMAS TRIFÁSICOS DESBALANCEADOS

Neste capítulo serão apresentadas as equações eletromecânicas que regem o funcionamento de uma máquina síncrona e o seu comportamento em sistemas balanceados e desbalanceados. Também serão mostrados detalhes do SEP utilizado nas simulações e o *software* ATP, empregado nas simulações e obtenção dos sinais de variação de velocidade do rotor da máquina síncrona.

2.1. Equações mecânicas da máquina síncrona

Para descrever a operação de geradores em sistemas trifásicos, é necessário primeiramente entender as equações diferenciais que relacionam o balanço de potência na máquina com a variação de sua velocidade angular. Para isso, considere inicialmente a máquina representada na Figura 2.1.

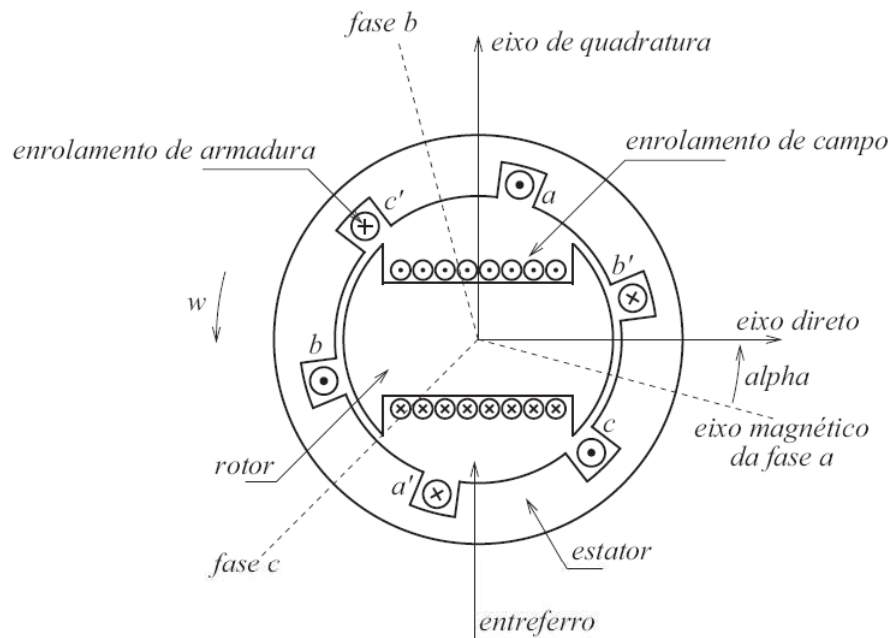


Figura 2.1 – Corte de uma máquina síncrona de dois polos (extraída de [5])

A equação que rege o movimento rotacional desta máquina é

$$J\ddot{\theta}_m = T_a. \quad (2.1)$$

Na equação (2.1), J é o momento de inércia do rotor, T_a é o torque de aceleração do rotor e θ é o ângulo mecânico do eixo direto do rotor com relação a um eixo de referência estacionário.

O torque T_a resulta da diferença entre os torques mecânico e elétrico aplicados no rotor. O torque mecânico T_m é composto pelo torque aplicado pelo agente motor (água ou vapor, por exemplo) descontando-se todas as perdas rotacionais significativas (atrito mecânico e viscoso). Este torque é contrabalanceado por um torque elétrico T_e , devido à potência elétrica fornecida pelo gerador ao sistema.

Convenciona-se que, para uma máquina funcionando como gerador, ambos os torques são positivos, sendo que o torque mecânico (entrada) atua no sentido de acelerar o rotor, enquanto que o torque elétrico (saída) atua no sentido contrário, desacelerando o rotor. Sendo assim:

$$T_a = T_m - T_e \quad (2.2)$$

Como o ângulo θ_m é medido em relação a uma referência estacionária, este será uma função senoidal do tempo em condições de regime permanente. Isso torna a equação (2.1) inconveniente aos estudos de estabilidade, quando esta referência é adotada. Para evitar este inconveniente, pode-se utilizar outro sistema de referência, não mais fixo, mas girando agora à velocidade síncrona. O ângulo do rotor, medido em relação a esta nova referência, será chamado de δ_m e será dado por:

$$\delta_m(t) = \theta_m(t) - (\omega_{0m}t + \frac{\pi}{2} + \alpha) \quad (2.3)$$

Na equação (2.3), ω_{0m} é a velocidade síncrona e $(\omega_{0m}t + \frac{\pi}{2} + \alpha)$ define a referência girante. Tomando $t = 0$ como sendo o instante em que o eixo em quadratura está alinhado com o eixo de referência fixo ao estator, α será o ângulo de defasagem entre a referência fixa e a referência girante no tempo $t = 0$. Por sua vez, o ângulo do rotor $\delta_m(t)$, com as hipóteses acima, será o ângulo entre o eixo em quadratura e a referência girante.

Pode-se ver que, nesta nova referência, $\delta_m(t)$ será uma constante em condições de regime permanente. Esta mudança de variáveis proporciona uma grande simplificação matemática, pois transforma um problema de soluções de equilíbrio em um problema de pontos de equilíbrio de um conjunto de equações diferenciais.

Apesar do novo sistema de referência estar em movimento, ele continua sendo um sistema de referência inercial. Com isso, as equações de aceleração não se alteram ao passar para este novo sistema de referência. Isso pode ser verificado, pois:

$$\dot{\delta}_m = \dot{\theta}_m - \omega_{0m} \quad (2.4)$$

$$\ddot{\delta}_m = \ddot{\theta}_m \quad (2.5)$$

Sendo assim, pode-se escrever a equação (2.1), na nova referência, como:

$$J\ddot{\delta}_m = T_m - T_e \quad (2.6)$$

Nota-se que as equações (2.1) e (2.6) possuem a mesma forma, o que deriva do fato de ambas possuírem referenciais inerciais.

A equação (2.6) pode ser escrita em termos do ângulo δ_e , que é o ângulo formado entre a referência girante e o eixo do campo magnético que envolve o rotor, já que o torque elétrico T_e será uma função deste ângulo. O ângulo do rotor δ_m e o ângulo elétrico δ_e estão relacionados por:

$$\delta_e = \frac{p}{2} \delta_m \quad (2.7)$$

sendo p o número de polos do rotor. Pode-se, da mesma maneira, definir a velocidade do campo girante da seguinte forma:

$$\omega_e = \dot{\delta}_e = \frac{p}{2} \dot{\delta}_m \quad (2.8)$$

Nestas novas variáveis, a equação (2.6) pode ser escrita como:

$$\frac{2J}{p} \ddot{\delta}_e = \frac{2J}{p} \dot{\omega}_e = T_m - T_e \quad (2.9)$$

A equação (2.9) é uma equação já razoavelmente adequada para estudos de estabilidade do sistema. Entretanto, o momento de inércia J da máquina é um parâmetro que não é comumente fornecido pelos fabricantes. Geralmente, os fabricantes fornecem outro parâmetro, chamado constante de inércia H . Esta constante é definida como a energia armazenada no rotor W_K , quando este gira à velocidade síncrona, dividida pela potência base trifásica da máquina S_B , ou seja,

$$H = \frac{W_K}{S_B} = \frac{J\omega_{0m}^2}{2S_B} \Rightarrow J = \frac{2HS_B}{\omega_{0m}^2} \quad (2.10)$$

sendo ω_{0m} a velocidade mecânica síncrona do sistema. Notando que S_B/ω_{0m} define um torque base T_B e definindo a velocidade síncrona do campo girante através de

$$\omega_{0e} = \frac{p}{2} \omega_{0m} \quad (2.11)$$

pode-se escrever a equação (2.9) como:

$$\frac{2H}{\omega_{0e}} \dot{\omega}_e = \frac{T_m}{T_B} - \frac{T_e}{T_B} \quad (2.12)$$

Definindo agora $\omega_u = \omega_e/\omega_{0e}$, $T_{mu} = T_m/T_B$ e $T_{eu} = T_e/T_B$ como sendo os valores em p.u. de velocidade angular do campo (em relação à referência girante), torque mecânico e torque elétrico, respectivamente, obtém-se a equação usualmente empregada para estudos de estabilidade em SEPs:

$$2H\dot{\omega}_u = T_{mu} - T_{eu} \quad (2.13)$$

Esta equação é chamada de equação de oscilação ou equação de “swing”. Geralmente, um termo empírico de amortecimento $D\omega_e$ é incluído na equação (2.9) para melhor representá-la, e dessa forma tem-se:

$$\frac{2J}{p} \dot{\omega}_e + D\omega_e = T_m - T_e \quad (2.14)$$

Em sistemas trifásicos balanceados, o torque elétrico T_e representado na equação (2.14) possui apenas uma componente de sequência positiva. Já em sistemas trifásicos desbalanceados, esse torque possui não apenas uma componente de sequência positiva, como também uma componente de sequência negativa. Nesse caso, o torque elétrico oscila com duas vezes a frequência fundamental. A operação de geradores síncronos em sistemas balanceados e desbalanceados será mais bem descrita nas duas próximas seções.

2.2. Operação dos Geradores Síncronos em Sistemas Trifásicos Balanceados

Uma máquina síncrona é composta essencialmente por dois elementos: o rotor e o estator. Usualmente, o rotor consiste no elemento girante enquanto o estator é o elemento fixo da máquina, que envolve o rotor. Na Figura 2.1, apresenta-se o corte de uma máquina síncrona trifásica de polos salientes composta por dois polos, em que é possível observar a bobina no rotor, definida como enrolamento de campo, e as bobinas no estator, as quais compõem o circuito de armadura e estão defasadas por 120° elétricos.

Além do enrolamento de campo e dos enrolamentos de armadura, a máquina síncrona também é composta por enrolamentos amortecedores, os quais estão normalmente localizados no rotor e são curto-circuitados. Sua principal função consiste em amortecer as oscilações resultantes de perturbações nas condições de operação normal da máquina. O efeito de tais enrolamentos na máquina é modelado através de dois enrolamentos equivalentes, denominados D e Q. Com relação ao primeiro enrolamento, D,

este tem o seu eixo magnético em paralelo ao enrolamento de campo. Já o segundo enrolamento, Q, tem seu eixo magnético adiantado em 90° do eixo direto da máquina.

Com relação à operação da máquina, observa-se que o enrolamento de campo e o circuito de armadura são os responsáveis pela geração dos dois campos magnéticos presentes na máquina síncrona em condições normais de operação, sendo que a tendência natural de alinhamento desses dois campos magnéticos é que irá produzir o torque resultante no eixo da máquina síncrona.

O circuito do rotor é excitado por corrente contínua, sendo girado a uma velocidade constante a partir de uma fonte de potência mecânica conectada ao seu eixo, de forma que o campo magnético girante do rotor é produzido. Esse campo magnético girante induz uma tensão alternada nos enrolamentos trifásicos de armadura do estator, sendo que a frequência dessa tensão é determinada pela velocidade angular da máquina. Quanto à intensidade desse campo verifica-se que essa pode ser considerada constante já que se assume que a velocidade da máquina primária também é constante em condições de regime permanente.

Com relação ao campo magnético proveniente do circuito de armadura, tem-se que esse é resultante da reação de armadura. Quando os terminais do enrolamento do estator não estão ligados a nenhuma carga, observa-se que o fluxo resultante na máquina é devido apenas ao fluxo no enrolamento de campo. Nesta situação a máquina opera em vazio e portanto não há campo magnético girante gerado no circuito de armadura. Entretanto, quando uma carga trifásica equilibrada é conectada nos terminais da máquina, três correntes circulam nos enrolamentos da armadura (fases a, b e c), as quais possuem a mesma magnitude e estão defasadas de 120° , criando um campo magnético girante.

No caso de cargas equilibradas, há apenas corrente de sequência positiva no circuito de armadura, de forma que em regime permanente observa-se que a intensidade do campo magnético do circuito de armadura tem módulo constante. Assim, o fluxo magnético gerado pelo circuito de armadura reage ao fluxo magnético gerado pelo circuito do rotor, resultando em um conjugado eletromecânico a partir da tendência desses dois campos magnéticos a se alinharem entre si. Como o módulo tanto do campo magnético proveniente do circuito do rotor quanto do circuito de armadura são constantes, o torque resultante também terá uma amplitude constante para situações em que a carga equilibrada é conectada nos terminais da máquina.

2.3. Operação dos Geradores Síncronos em Sistemas Trifásicos Desbalanceados

Quando o gerador síncrono opera em um sistema trifásico desbalanceado, observa-se que a principal diferença com relação à operação do gerador em um sistema trifásico balanceado consiste no campo magnético produzido pelo circuito de armadura. Diferente do caso balanceado, quando uma carga desbalanceada é conectada na rede, as correntes que circulam no circuito de armadura passam a ter componentes de sequência positiva, negativa e zero. Agora, o campo magnético girante resultante na armadura é decorrente das três correntes de sequência que circulam nos enrolamentos do circuito de armadura. A contribuição da corrente de sequência zero para o campo magnético girante da máquina é nula [6], sendo assim, o campo magnético do estator é, então, resultante da interação entre as componentes de sequência positiva e negativa da corrente.

Quanto à contribuição das correntes de sequência positiva e negativa, essas são parecidas: ambas geram um campo magnético de intensidade constante (diferentes uma da outra) e giram na mesma velocidade, conforme a análise para o caso equilibrado. Contudo, a componente de sequência negativa da corrente produz um campo magnético com sentido contrário ao de rotação do campo magnético produzido pela componente da corrente de sequência positiva. A interação desses dois campos magnéticos produz o campo magnético total relativo ao circuito de armadura. Devido à característica de oposição desses dois campos magnéticos, o torque resultante não será mais constante e sim possuirá uma variação com frequência duas vezes maior que a fundamental do sistema ao qual o gerador está conectado [4].

De acordo com o que foi exposto, nota-se que para situações em que o sistema opera em desequilíbrio de carga, a velocidade não atinge um valor constante em regime permanente. Pelo contrário, a velocidade oscila com frequência duas vezes maior que a frequência fundamental. Portanto, dentro desse contexto, pode-se afirmar que o regime permanente não está mais associado a um valor constante de velocidade ou do ângulo do rotor, de forma que também não está mais associado a um ponto de equilíbrio no espaço de estado. Nessa situação observa-se que a solução de equilíbrio do sistema passa a ser uma órbita periódica.

Com o intuito de ilustrar como o aumento do desbalanço de carga pode influenciar no comportamento da velocidade do gerador síncrono e conseqüentemente na solução de equilíbrio do sistema, as Figuras 2.2 e 2.3 são apresentadas, lembrando que as mesmas foram geradas sob condição de operação em regime permanente. Ainda vale ressaltar que o

critério para aplicar o desequilíbrio no sistema é baseado num fator de desequilíbrio (FD) I , o qual será explicado com maiores detalhes na seção 2.4.

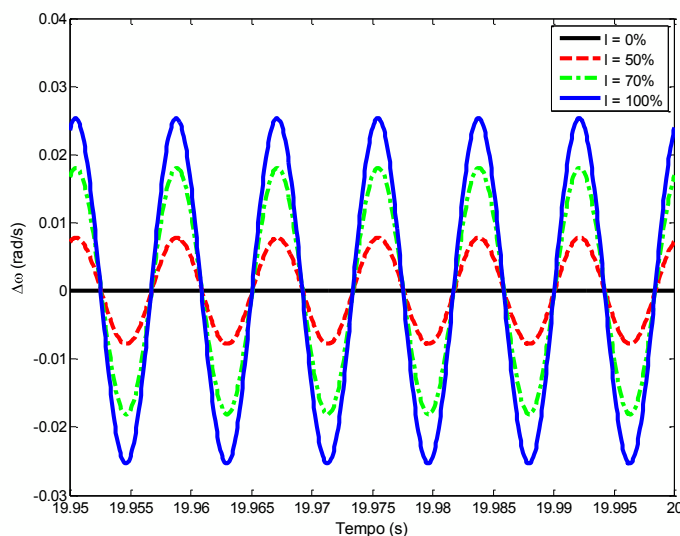


Figura 2.2 – Relação no domínio do tempo entre a velocidade angular do rotor com o aumento do nível de desequilíbrio do sistema (extraída de [4])

Através da Figura 2.2, é possível notar que para qualquer nível de desequilíbrio de carga no sistema, está presente na resposta da velocidade uma oscilação com frequência duas vezes maior que a frequência fundamental. Além disso, verifica-se que a amplitude dessa oscilação sustentada aumenta a medida que o nível de desequilíbrio de carga do sistema é incrementado. Nesse ponto, é importante enfatizar que esse fenômeno não é resultante do comportamento transitório da máquina quando submetido a uma pequena perturbação, ou seja, esta é uma característica decorrente da operação dos geradores síncronos em sistemas desequilibrados, presente na resposta da velocidade mesmo no regime permanente da máquina [4].

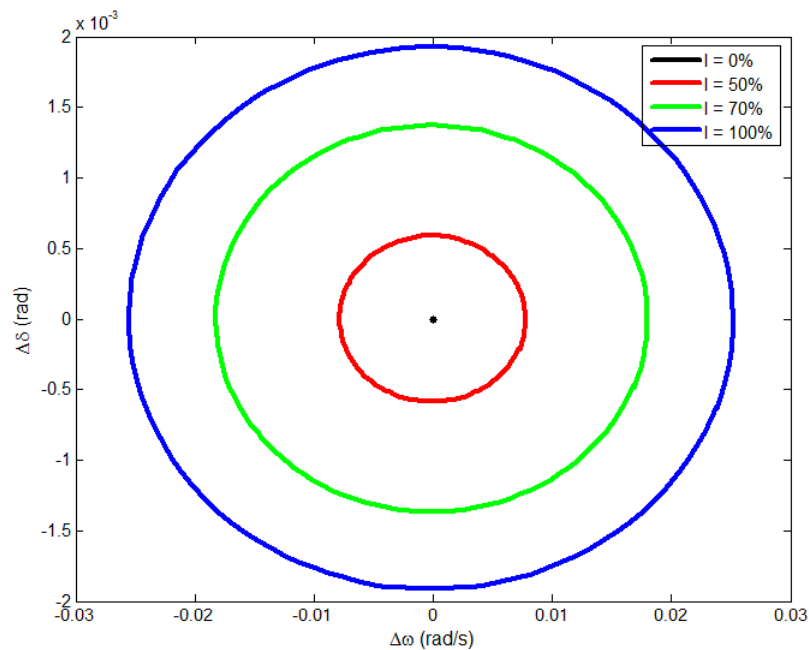


Figura 2.3 – Plano de fase da variação da velocidade angular em relação à variação do ângulo do gerador síncrono em regime permanente (extraída de [4])

Já a Figura 2.3 exibe o plano de fase da variação da velocidade angular com a variação do ângulo do gerador síncrono em regime permanente. Nesse plano de fase, verifica-se a transformação do ponto de equilíbrio do sistema em uma órbita periódica quando o desequilíbrio de fase que o sistema está submetido torna-se aparente. Embora variável no tempo, a órbita periódica é de fato uma solução de equilíbrio para o conjunto de equações diferenciais que modelam o gerador [4]. Assim como previsto pela Figura 2.2, o diâmetro dessa órbita periódica aumenta com o incremento do nível de desequilíbrio do sistema.

Com base no que foi exposto, verifica-se que a linearização do modelo em torno de um ponto de equilíbrio para estudo da estabilidade a pequenas perturbações em sistemas desequilibrados requer algumas aproximações. Por exemplo, se o nível de desequilíbrio é pequeno o suficiente, pode-se supor que a órbita periódica pode ser aproximada pelo ponto de equilíbrio correspondente ao caso equilibrado e prosseguir com a avaliação a partir das técnicas de linearização. Neste caso, a questão permanece sobre até qual pequeno nível de desequilíbrio tal suposição é válida. Nesse contexto, o fato de não haver precisamente um ponto de equilíbrio em sistemas desequilibrados, no qual o sistema possa ser linearizado em torno, serve como motivação para aplicação das técnicas de estimação modal no estudo da estabilidade à pequena perturbação.

O primeiro passo para aplicação das técnicas de estimação modal consiste em adquirir os dados no domínio do tempo do comportamento do sistema. Tais dados podem ser obtidos através de medições em sistemas reais em diversos trabalhos, como em [7], em que o estudo do comportamento dinâmico do sistema é feito a partir dos dados obtidos em tempo real através da Medição Fasorial Sincronizada (MFS), assim como através de um modelo matemático que descreva o comportamento do SEP.

Quando se usam dados reais para a identificação dos modos eletromecânicos, esses podem conter sinais ruidosos devido ao próprio processo de medição do sinal de interesse. Com isso é necessário um maior cuidado no processamento do sinal e um aperfeiçoamento das técnicas para que as mesmas sejam aplicadas. Já quando se trabalha com dados adquiridos através de simulações no SEP, os sinais não contêm ruído significativo. Nesse caso, torna-se necessário a inserção de ruído no sinal através de outros *softwares*, como por exemplo, o MATLAB.

Neste trabalho, os dados são adquiridos a partir de simulações no *software* ATP, ou seja, é feita com base na modelagem do sistema. Aos resultados dessa simulação são inseridos ruídos com o auxílio do *software* MATLAB.

2.4. Apresentação do Sistema-Teste

O sistema-teste em estudo neste trabalho é resultante de uma versão simplificada de sistema de distribuição localizado no interior do estado de São Paulo, cujos dados foram obtidos em [8]. Esse sistema, representado na Figura 2.4, caracteriza uma típica aplicação de GD no Brasil, onde estão presentes diversos esquemas de cogeração utilizando máquinas síncronas em usinas de cana-de-açúcar. Os dados desse sistema e de seus controladores encontram-se em [4,8].

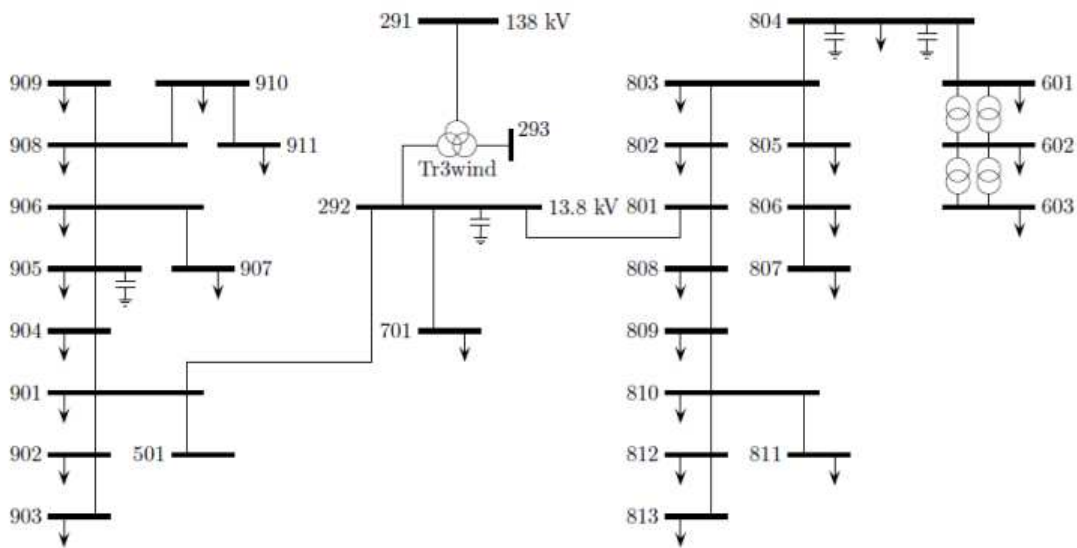


Figura 2.4 – Diagrama unifilar do sistema-teste completo (extraído de [4])

Para a obtenção do sistema em estudo, foram realizadas simplificações sobre o sistema completo. Primeiramente foi obtido o equivalente de Thévenin do sistema completo visto da barra 806. A partir desse equivalente foi conectado um gerador síncrono e uma carga no barramento 807 dando origem ao sistema em estudo, o qual consiste basicamente em uma máquina contra um barramento infinito, como está representado pela Figura 2.5.

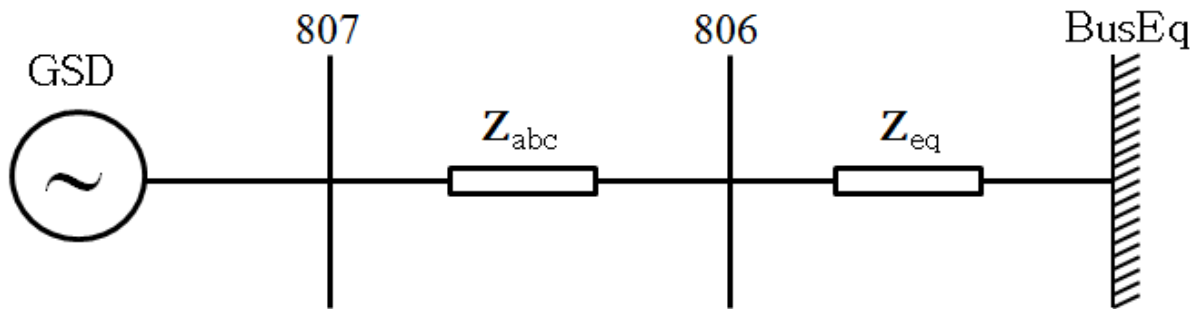


Figura 2.5 – Diagrama unifilar do sistema-teste equivalente (extraído de [4])

O sistema-teste tem como característica principal a presença de um gerador síncrono de polos lisos acoplado a uma turbina a vapor contra um barramento infinito. Tal sistema tem o objetivo de representar uma das formas mais típicas de geração distribuída no estado de São Paulo: a cogeração de energia através do bagaço de cana-de-açúcar. Os dados do sistema-teste são apresentados no Apêndice A.

Para criar as condições de desequilíbrio no sistema-teste, as tensões trifásicas da barra infinita são modificadas a partir das seguintes relações matemáticas:

$$V_{il} = (1 + l)V_{1\phi} \quad (2.15)$$

$$V_{dl} = (1 - l)V_{1\phi} \quad (2.16)$$

$$V_{ul} = V_{1\phi} \quad (2.17)$$

em que $V_{1\phi}$ corresponde à tensão de cada fase da barra infinita para o caso equilibrado e V_{il} , V_{dl} e V_{ul} correspondem respectivamente à tensão monofásica que é incrementada, à tensão monofásica que é decrementada e à tensão monofásica que permanece constante, todas relativas a barra infinita. O fator de desequilíbrio (FD) é definido pela variável l , e representa o desequilíbrio entre as fases do sistema.

2.5. Apresentação do software ATP

Com o intuito de se obter os dados do comportamento dinâmico do gerador em um sistema trifásico desbalanceado, o SEP descrito na seção anterior e representado na Figura 2.4 foi simulado com o auxílio do software ATP [9]. Este software foi utilizado porque simula com eficiência as condições transitórias do sistema, já que utiliza equações não lineares para representar o sistema. Além disso, como o mesmo utiliza equações não lineares para representar os elementos do SEP, o comportamento do sistema é simulado coerentemente, mesmo para situações em que há desbalanço entre fases.

Como o objetivo principal deste trabalho não é a simulação do SEP, e sim a identificação dos modos eletromecânicos obtidos a partir da resposta dessa simulação, não será apresentada uma descrição dos modelos dos elementos do SEP utilizados. Caso haja interesse do leitor em saber como foi construída a simulação e as equações utilizadas pelo software ATP para a modelagem dos componentes utilizados, o mesmo pode consultar [4,10]. Os reguladores de tensão e velocidade foram utilizados nas simulações a partir da linguagem MODELS [11]. Com relação à modelagem das cargas, vale destacar que os dados originais do sistema em estudo correspondem a condições balanceadas. Neste trabalho, para simular o desequilíbrio entre as fases, foram utilizadas as equações (2.15)-(2.17). Assim, as tensões de fase foram modificadas, mas as cargas permaneceram balanceadas.

O recurso gráfico ATPDraw foi utilizado para facilitar a construção do circuito que representa o SEP. Como pode ser visto na Figura 2.6, o circuito possui uma carga nominal, que representa uma potência solicitada pelo sistema em condições normais. Além dessa carga nominal, também está representada uma carga com uma resistência de 150 Ω para as três fases. Essa resistência relativamente alta é o motivo da pequena perturbação no sistema elétrico.

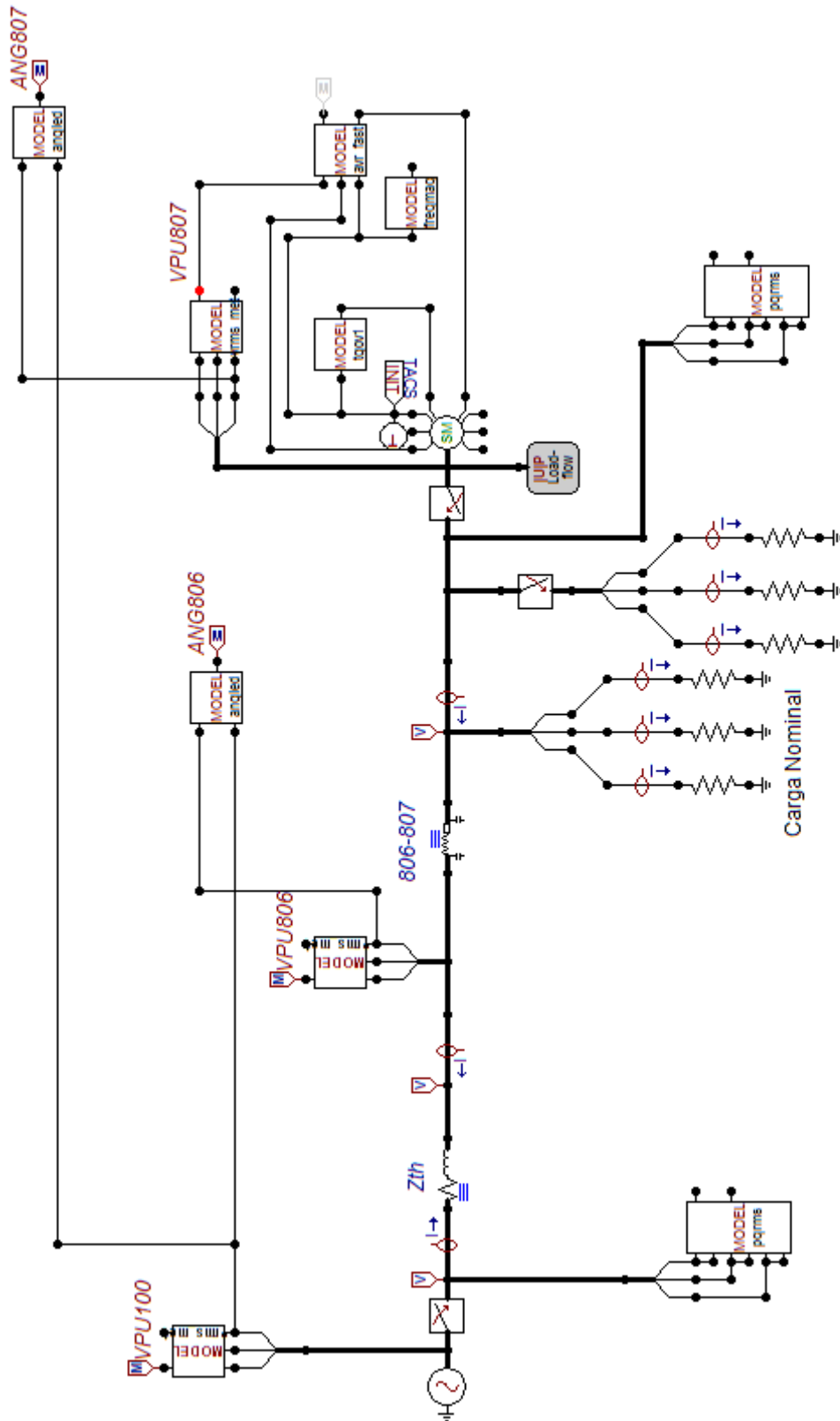


Figura 2.6 – SEP simulado no software ATP

O sistema foi simulado durante um tempo de 20 s, e o sinal que representa a variação da velocidade do rotor da máquina síncrona foi monitorado nesse intervalo. A carga chaveada entra no sistema aos 10 s e permanece durante 50 ms. Na Figura 2.7, pode-se ver o sinal de saída fornecida pela simulação realizada para o caso em que o sistema se encontra equilibrado. O sistema da Figura 2.6 foi simulado para a situação em que as fases estavam equilibradas e para situações em que havia desequilíbrio de fases, com FD 10, 30, 50, 70 e 90. Na Figura 2.8, pode-se ver o sinal de variação de velocidade resultante para o sistema na situação em que se tem FD 50.

Para a simulação desse desequilíbrio de fase, o valor de tensão das fases A, B e C da fonte de tensão do equivalente de Thèvenin do circuito foi alterado conforme detalhado na seção 2.4.

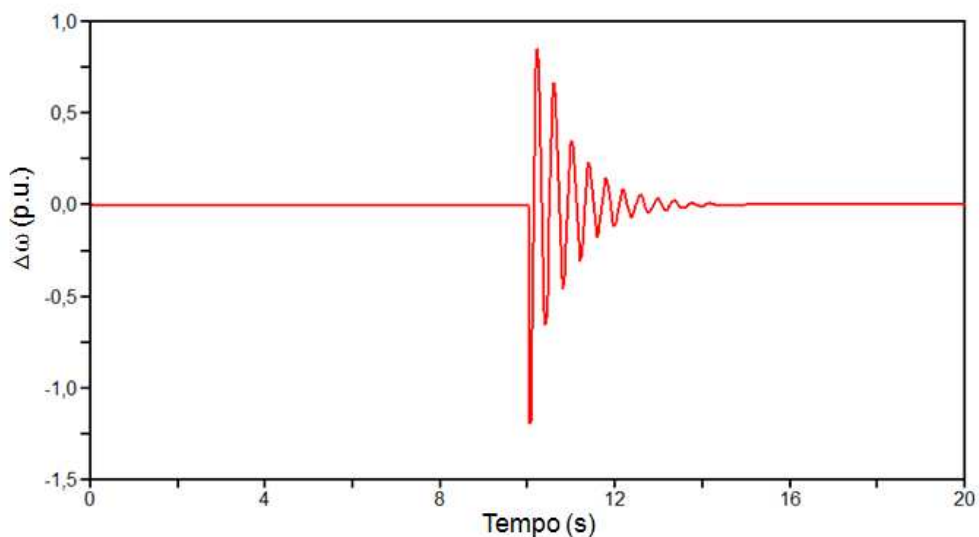


Figura 2.7 – Variação da velocidade da máquina síncrona (em p.u.) para o sistema equilibrado

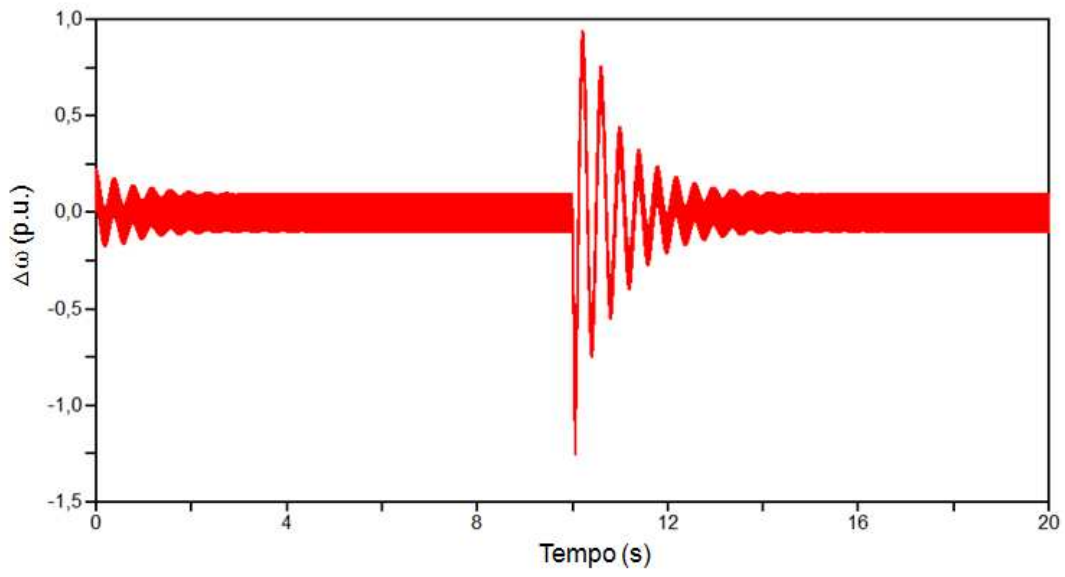


Figura 2.8 – Variação da velocidade da máquina síncrona (em p.u.) para o sistema com FD 50

3. ESTIMAÇÃO MODAL PARA ANÁLISE DE ESTABILIDADE EM SISTEMAS DESBALANCEADOS

Neste capítulo serão primeiramente apresentadas e classificadas as técnicas de estimação de modos eletromecânicos de sistemas elétricos. Em seguida, será apresentada uma formulação matemática para o método de Prony e os três modelos de predição linear discreta utilizados juntamente com o método de Prony neste trabalho. Por fim, serão demonstrados os procedimentos para aplicação do método de estimação modal e um exemplo prático de identificação do modo eletromecânico a partir de um sinal sem ruído.

3.1. Técnicas de estimação modal

Ao longo das duas últimas décadas, diversas técnicas de análise linear foram desenvolvidas e testadas com o intuito de realizar a identificação dos modos eletromecânicos de um SEP através de sinais adquiridos por meio de unidades de medição fasorial sincronizada (MFS) [12]. Com aprimoramentos nessa tecnologia, as unidades de medição fasorial permitem que se tenha alta precisão e elevada taxa de amostragem nos dados medidos, sendo esta medição realizada de forma sincronizada via satélite (GPS), mesmo quando abrange uma grande área distante geograficamente, como é o que ocorre normalmente [13]. Através desses sinais amostrados, importantes características do SEP podem ser extraídas, tais como frequência e o amortecimento dos modos eletromecânicos.

As técnicas de estimação modal podem ser classificadas em duas categorias principais [12]: *ringdown analysis* e *mode-meter algorithms*, que se encontram descritas nas próximas seções.

3.1.1. *Ringdown Analysis*

As técnicas de estimação que se enquadram nessa categoria trabalham na porção “*ringdown*” da resposta do sistema. O termo *ringdown* corresponde à resposta transitória do sistema quando sujeito a perturbações que o afastam do seu ponto de equilíbrio, de forma que, depois de removida essa perturbação, o sistema retorne a esse ponto de equilíbrio ou alcance um novo ponto de operação. Como exemplos de perturbação podem ser citados:

aberturas de linha de transmissão, ocorrências de curtos-circuitos, entre outros. Idealmente, tal termo é definido como resposta livre do sistema. Usualmente a porção do sinal referente à *ringdown* corresponde aos primeiros ciclos da oscilação (5 a 20 segundos) [12].

Existem diversos estudos com relação à análise modal em SEP na categoria de *ringdown analysis*, sendo uma área já com certa maturidade na ciência. A técnica nessa categoria mais amplamente estudada corresponde ao método de Prony, sendo abordada a primeira vez em 1990 para esse estudo por [14]. Mais tarde, melhorias foram desenvolvidas no método, de forma que o mesmo tornou-se mais preciso e também passou a ser aplicado em múltiplos sinais de saída [15].

3.1.2. *Mode-Meter Algorithms*

Diferente da categoria de *ringdown*, os métodos baseados em dados ambientes são aplicados em qualquer porção do sinal, tanto em meio com variações ambiente, quanto na resposta transitória do sistema, ou até mesmo nas duas situações quando combinadas [12]. Tal abordagem se fundamenta no fato de que o sistema está sujeito a constantes mudanças aleatórias, de modo que, tais variações típicas podem estimular os modos eletromecânicos [16].

As técnicas de estimação em dados ambientes podem ser realizadas tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. No domínio do tempo, as técnicas são aplicadas diretamente nos dados amostrados, enquanto no domínio da frequência é necessário, inicialmente, o cálculo da função de densidade espectral da potência do sinal [12].

As técnicas de estimação modal em dados ambientes podem ser divididas em técnicas que utilizam blocos de dados e em técnicas recursivas:

- **Bloco de dados:** Nos algoritmos dentro dessa categoria, os modos são estimados a partir de uma janela de dados, de modo que, para cada nova janela de dados uma nova estimação é realizada. Por exemplo, suponha que esteja sendo utilizada uma janela de dados de 5 minutos. Para cada conjunto de dados, um único conjunto de modos é calculado, de forma que todos os dados num conjunto são igualmente ponderados. Assim, a estimativa do novo conjunto de modos pode ser calculada quantas vezes for necessária. Entretanto, cada cálculo requer cinco minutos dos dados mais recentes [17].

- **Algoritmos recursivos:** Nos métodos recursivos, os modos estimados são atualizados a cada nova amostra considerada. Assim, uma nova estimativa é realizada a partir da combinação da nova amostra com aquelas obtidas na estimação anterior. Com o intuito de atribuir pesos menores às amostras adquiridas anteriormente, um fator de esquecimento é adotado [17].

É importante destacar que as técnicas de estimação modal adotadas nesse trabalho são classificadas como técnicas de *ringdown analysis*, uma vez que há necessidade de aplicar uma perturbação no sistema, de forma que esta provoque uma resposta transitória do mesmo, para que tais técnicas sejam aplicadas. Neste trabalho, apesar da inserção de ruído ao sinal, as técnicas são aplicadas a dados adquiridos via simulações sobre um modelo e não a medidas adquiridas de um sistema real.

3.2. Método de Prony

O método de Prony é uma técnica que estima um modelo para os dados amostrados de um sinal, através de uma combinação linear de exponenciais complexas [18]. A partir desse modelo, o método permite extrair informações valiosas sobre a composição modal do sinal, sendo que no caso deste trabalho, isso possibilita identificar de forma direta a frequência, o amortecimento, a fase e a amplitude da oscilação associada ao modo eletromecânico.

O método de Prony é uma técnica antiga, tendo sido introduzida há mais de 200 anos. Mais precisamente, foi desenvolvida originalmente em 1795 por Gaspard Riche, Barão de Prony, o qual apresentou em seu trabalho que as leis que governam a expansão de vários gases podem ser representadas por uma soma de senóides amortecidas [18]. Em seu conceito original, somente $2p$ amostras deveriam ser utilizadas para estimar o modelo de exponenciais amortecidas, sendo p a ordem do modelo. Aprimoramentos foram realizados na técnica, de forma que a sua versão mais moderna faz uso do método de mínimos quadrados. Com isso, uma quantidade maior de amostras pode ser utilizada no ajuste do modelo (número de amostras maior do que $2p$).

Em diversos trabalhos presentes na literatura verifica-se o uso da análise de Prony. Quanto aos trabalhos relacionados a SEPs, conforme já comentado, as principais pesquisas estão relacionadas à identificação de modos eletromecânicos de baixa frequência, tornando-se o seu uso um paradigma na extração de modos eletromecânicos mal amortecidos para análise da estabilidade do sistema a pequenas perturbações.

Para se ter ideia da amplitude do modo de oscilação eletromecânica em relação ao sinal de variação de velocidade do rotor, é apresentada na Figura 3.1 uma comparação entre o sinal de variação de velocidade e o modo eletromecânico estimado pelo método de Prony. Nota-se que os sinais estão em fase e que a amplitude de ambos é praticamente a mesma.

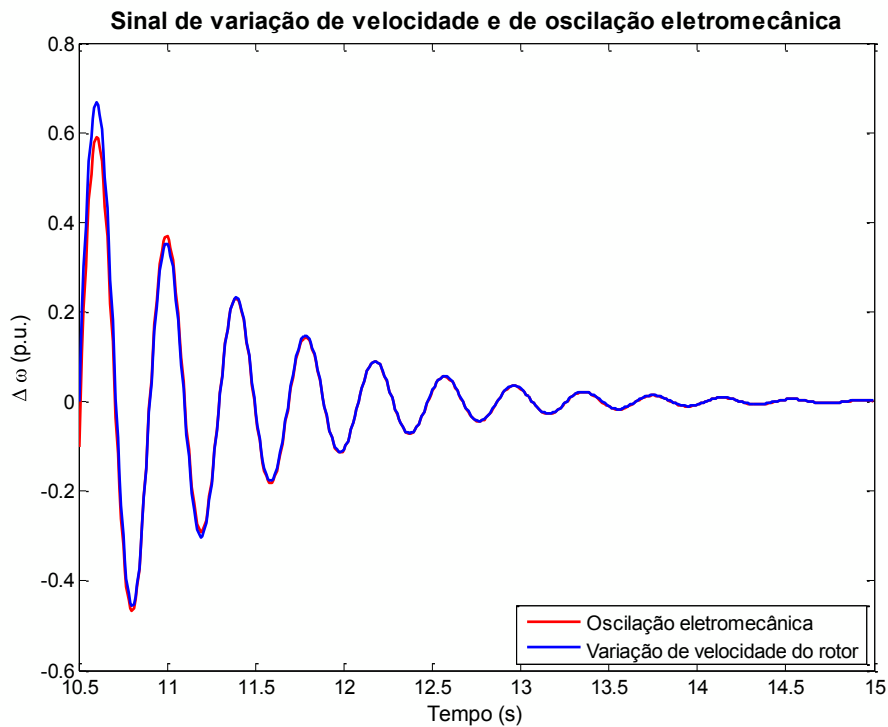


Figura 3.1 – Decomposição de um sinal em senóides amortecidas a partir do método de Prony

Na seção seguinte, é apresentada a formulação matemática original do método de Prony, assim como as etapas necessárias para sua implementação.

3.2.1. Formulação do Método de Prony

Um dado sinal com período de amostragem T fixo pode ser representado por um modelo composto por uma soma de exponenciais ponderadas através do método de Prony. Tal modelo é formado por polos e resíduos que, conjuntamente, constituem a composição modal do sinal [14].

Considere um sistema linear invariante no tempo e suponha que esse sistema tenha sido levado a um estado inicial $\Delta y(t_0) = \Delta y_0$ no tempo t_0 , através da aplicação de uma determinada perturbação. Se a entrada é removida e não existem outras entradas ou

perturbações subsequentes, o sistema irá responder de acordo com a seguinte equação diferencial:

$$\Delta \dot{y}(t) = A \Delta y(t_0) \quad (3.1)$$

Sejam λ_i , φ_i e τ_i^T , respectivamente, autovalor, autovetor à direita e autovetor à esquerda associados à matriz A . A solução para a equação (3.1) no tempo é dada por:

$$\Delta y(t) = \sum_{i=1}^n (\tau_i^T y_0) \varphi_i e^{\lambda_i t} = \sum_{i=1}^n R_i \Delta y_0 e^{\lambda_i t} \quad (3.2)$$

em que R_i corresponde a matriz de resíduos do sistema. A parcela correspondente a $(\tau_i^T y_0)$ determina o estímulo associado ao modo λ_i . Já o autovetor à direita φ_i é que irá determinar a distribuição modal entre os componentes de y [14].

Para facilitar o entendimento, suponha que o sistema seja composto por apenas uma saída. Sendo a entrada nula ($u(t) = 0$), obtém-se a seguinte expressão para a saída do sistema:

$$\Delta y(t) = C \Delta y(t) = C \sum_{i=1}^n R_i \Delta y_0 e^{\lambda_i t} \quad (3.3)$$

Através da aplicação do método de Prony e suas extensões, é possível estimar diretamente os parâmetros dos termos exponenciais da equação (3.3). Isso pode ser feito por meio de um ajuste de curva ao sinal de saída monitorado $\Delta y(t)$. Antes de dar sequência à formulação do método de Prony, vale ressaltar que, a partir desse momento, a notação Δ será omitida para simplificar a escrita.

Considere um sinal $y(n)$ representado por N amostras $y(1), \dots, y(N)$. O método de Prony irá estimar $\hat{y}(n)$ a partir de um modelo formado por uma soma de p exponenciais complexas [18] a partir da seguinte equação:

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=1}^p A_k e^{[(\sigma_k + j2\pi f_k)(n-1)T + j\theta_k]} \quad (3.4)$$

para $1 \leq n \leq N$. Na equação (3.4) tem-se:

- k : índice referido a k -ésima exponencial complexa que compõe o modelo;
- p : número total de exponenciais que compõe o modelo, ou seja, a ordem do modelo;
- A_k : amplitude da exponencial complexa;
- f_k : frequência (em Hz);
- σ_k : taxa de decaimento;
- θ_k : fases iniciais (em rad).

Vale ressaltar que $y(n)$ é o sinal de interesse discretizado e $\hat{y}(n)$ é o sinal estimado, que vai ser adquirido por meio do modelo. Com o intuito de desenvolver o método de Prony, a equação (3.4) pode ser desenvolvida e reescrita da seguinte forma:

$$\hat{y}(n) = \sum_{k=1}^p A_k e^{[(\sigma_k + j2\pi f_k)(n-1)T + j\theta_k]} = \sum_{k=1}^p A_k e^{j\theta_k} e^{[(\sigma_k + j2\pi f_k)T](n-1)} = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-1} \quad (3.5)$$

com:

$$h_k = A_k e^{j\theta_k} \quad (3.6)$$

$$z_k = e^{[(\sigma_k + j2\pi f_k)T]} \quad (3.7)$$

Observando a equação (3.5), nota-se que é necessário encontrar os valores de h_k e z_k que permitam que $\hat{y}(n)$ seja igual a $y(n)$ para todas as amostras que compõem o sinal de interesse. Considerando os valores estimados $\hat{y}(1), \dots, \hat{y}(n)$, e os substituindo pelas amostras do sinal $y(1), \dots, y(n)$, respectivamente, a equação (3.5) é desenvolvida para as primeiras p amostras que compõe o sinal. Escrevendo (3.5) em formato matricial, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} z_1^0 & z_2^0 & \dots & z_p^0 \\ z_1^1 & z_2^1 & \dots & z_p^1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{p-1} & z_2^{p-1} & \dots & z_p^{p-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(p) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Analisando a equação (3.8), nota-se que a equação matricial possui apenas p linhas e $2p$ parâmetros a serem determinados, z_1, \dots, z_p e h_1, \dots, h_p . Assim, apenas com a utilização da equação (3.8) não é possível estimar todos os parâmetros desejados.

Para encontrar estes parâmetros, considera-se inicialmente o polinômio $\phi(z)$, o qual possui como suas raízes as exponenciais z_k definidas em (3.7). Tal polinômio é dado por [18]:

$$\phi(z) = \prod_{k=1}^p (z - z_k) = \sum_{m=0}^p a(m) z^{p-m} \quad (3.9)$$

sendo que $a(m)$ são coeficientes complexos, com $a(0) = 1$.

Deslocando os índices da equação (3.5) de n para $n - m$ e multiplicando os dois lados da equação por $a(m)$, obtém-se:

$$a(m)y(n - m) = a(m) \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-m-1} \quad (3.10)$$

considerando a substituição de $\hat{y}(n)$ por $y(n)$.

Desenvolvendo a equação (3.10) para cada valor de m , ou seja, obtendo $a(0)y(n)$, $a(1)y(n-1)$, ..., $a(p)y(n-p)$, e somando esses produtos tem-se:

$$\sum_{m=0}^p a(m)y(n-m) = \sum_{m=0}^p a(m) \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-m-1} = \sum_{k=1}^p h_k \sum_{m=0}^p a(m) z_k^{n-m-1} \quad (3.11)$$

a qual é somente válida para $p+1 \leq n \leq 2p$. Fazendo a substituição $z_k^{n-m-1} = z_k^{n-p-1} z_k^{p-m}$ na equação (3.11) tem-se [18]:

$$\sum_{m=0}^p a(m)y(n-m) = \sum_{k=1}^p h_k z_k^{n-p-1} \sum_{m=0}^p a(m) z_k^{p-m} = 0 \quad (3.12)$$

Note que o lado direito de (3.12) é o polinômio definido por (3.9), avaliado para cada uma de suas raízes z_k , o que leva o somatório a ter zero como resultado. Desenvolvendo a equação (3.12), tem-se:

$$\begin{aligned} \sum_{m=0}^p a(m)y(n-m) = 0 &\Rightarrow a(0)y(n) + \sum_{m=1}^p a(m)y(n-m) = 0 \xrightarrow{a(0)=1} \\ \sum_{m=1}^p a(m)y(n-m) &= -y(n) \end{aligned} \quad (3.13)$$

A equação (3.12) pode ser desenvolvida na forma matricial, para $n = p+1, \dots, 2p$:

$$\begin{bmatrix} y(p) & y(p-1) & \cdots & y(1) \\ y(p+1) & y(p) & \cdots & y(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(2p-1) & y(2p-2) & \cdots & y(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a(1) \\ a(2) \\ \vdots \\ a(p) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} y(p+1) \\ y(p+2) \\ \vdots \\ y(2p) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Sendo as amostras do sinal conhecidas, solucionando a equação (3.14) é possível obter os coeficientes $a(m)$, para $m = 1, \dots, p$. O processo de obtenção dos parâmetros $a(m)$, na equação (3.14), corresponde a um modelo de predição linear que ajusta as amostras do sinal recursivamente. Dessa forma, uma amostra $y(n)$ do sinal pode ser descrita como uma combinação linear das p amostras anteriores, $y(n-1), y(n-2), \dots, y(n-p)$.

Com os valores de $a(m)$, a equação (3.9) é também resolvida fornecendo os valores das raízes z_1, \dots, z_p do polinômio característico. A partir das raízes da equação característica, a taxa de decaimento σ_k e a frequência f_k , presentes na equação (3.4), podem ser calculadas por [18]:

$$\sigma_k = \frac{\ln|z_k|}{T} \quad (3.15)$$

$$f_k = \frac{1}{2\pi T} \arctg \left[\frac{\text{Im}\{z_k\}}{\text{Re}\{z_k\}} \right] \quad (3.16)$$

O processo continua com a substituição dos valores das raízes z_1, \dots, z_p na equação (3.8), de modo que os valores dos coeficientes complexos h_k são obtidos. Por fim, com os

valores de h_k é possível adquirir as amplitudes A_k e as fases iniciais θ_k através das equações [18]:

$$A_k = |h_k| \quad (3.17)$$

$$\theta_k = \arctg \left[\frac{\text{Im}\{h_k\}}{\text{Re}\{h_k\}} \right] \quad (3.18)$$

Vale destacar que nos procedimentos descritos anteriormente, apenas $2p$ amostras do sinal foram utilizados para se obter os coeficientes $a(m)$ na equação (3.14). Contudo, podem ser utilizadas mais de $2p$ amostras do sinal, o que faz com que os coeficientes $a(m)$ obtidos sejam adequados a todo o sinal, e não somente a uma parte dele. Nesse caso, a quantidade de restrições na equação (3.14) é maior do que a quantidade de incógnitas, o que faz com o sistema seja sobredeterminado. Assim, a matriz A do sistema $Ax = b$ não é quadrada e, portanto, não pode ser invertida. Entretanto, pré-multiplicando a equação $Ax = b$ por A^T em ambos os lados tem-se [19]

$$A^T Ax = A^T b, \quad (3.19)$$

que é chamada de equação normal e

$$x = (A^T A)^{-1} A^T b, \quad (3.20)$$

no caso de $A^T A$ não ser singular. A matriz $(A^T A)^{-1} A^T$ na equação (3.20) é conhecida como matriz pseudoinversa.

Conforme o exposto anteriormente, a aplicação do método de Prony pode ser resumida, de forma geral, em três passos [14]:

1. Construir um Modelo de Predição Linear Discreta (MPLD) que se ajuste ao sinal;
2. Encontrar as raízes do polinômio característico associado ao MPLD desenvolvido no passo anterior;
3. Usando as raízes calculadas no passo 2, determinar a amplitude, a fase inicial, a frequência e a taxa de decaimento de cada modo.

Neste trabalho, o método de Prony será utilizado em um sinal ruidoso que representa a variação de velocidade de um rotor de uma máquina síncrona. Esse sinal será amostrado com uma determinada taxa de amostragem, e em um intervalo de tempo suficiente para que o modo eletromecânico seja estimado corretamente. A ordem do método de Prony também será selecionada de tal forma que o modo eletromecânico seja estimado corretamente.

Depois de aplicado o método de Prony, a identificação do modo eletromecânico é realizada a partir das seguintes instruções:

1. Desconsiderar as senóides amortecidas com frequência menores do que 0,1 Hz ou maiores do que 10 Hz, ou seja, considerar apenas as senóides com valores de frequência típicos de oscilações eletromecânicas;
2. Excluir as senóides consideradas no passo anterior que possuam amplitude extremamente baixa;
3. Por fim, dentre as senóides que restaram, excluir aquelas com alto fator de amortecimento, pois para este estudo as oscilações eletromecânicas de baixo fator de amortecimento são as que interessam.

3.3. Descrição dos métodos AR, ARMA-1 e ARMA-2

Como visto na seção anterior, o primeiro passo da aplicação do método de Prony consiste em construir um Modelo de Predição Linear Discreta (MPLD) que se ajuste ao sinal a partir do qual se deseja estimar o modo eletromecânico. A partir do MPLD, obtêm-se os coeficientes $a(m)$, para $m = 1, \dots, p$, que serão utilizados na equação (3.9) para se encontrar as raízes do polinômio $\phi(z)$. Fundamentalmente, dois modelos serão utilizados neste trabalho, o modelo autorregressivo (AR) e o modelo autorregressivo de média móvel (ARMA). Contudo, duas formas do modelo ARMA serão utilizadas: ARMA-1 e ARMA-2, que serão descritos mais adiante nesta seção.

Os modelos ARMA e AR, representados nas Figuras 3.2 e 3.3, respectivamente, se baseiam em modelos de séries temporais. Esses modelos podem representar adequadamente vários processos determinísticos e estocásticos. A estrutura geral destes modelos é representada através de sistemas lineares invariantes no tempo, definidos por uma função de transferência em z dada por [18]:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)}, \quad (3.21)$$

em que,

$$A(z) = 1 + \sum_{k=1}^p a(n)z^{-k} \quad (3.22)$$

$$B(z) = 1 + \sum_{k=1}^q b(n)z^{-k} \quad (3.23)$$

A resposta no tempo associada à equação (3.21) corresponde a

$$x(n) = -\sum_{k=1}^p a(k)x(n-k) + \sum_{k=0}^q b(k)u(n-k), \quad (3.24)$$

em que $x(n)$ é a sequência de saída, que modela os dados observados, $u(n)$ é o sinal de entrada, e p é a ordem do modelo. Para garantir que o sistema seja causal de fase mínima estável, supõe-se que ambos os polinômios $A(z)$ e $B(z)$ possuem todos os zeros internos ao círculo unitário no plano z [18].

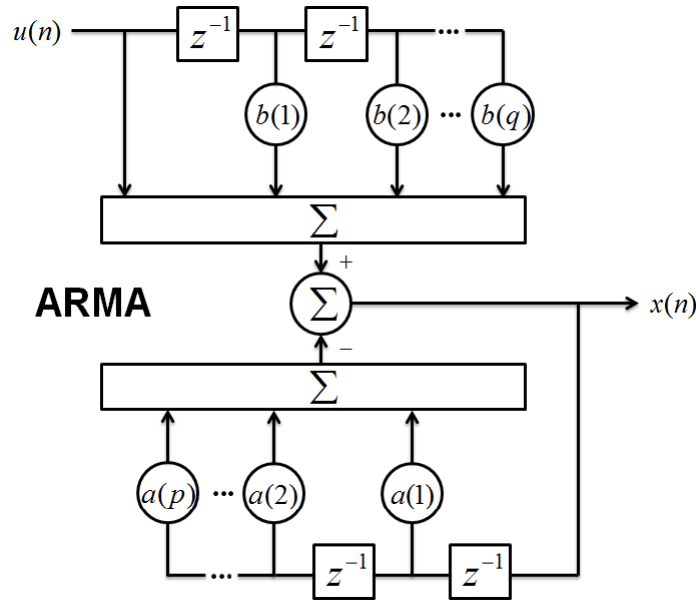


Figura 3.2 – Modelo ARMA (adaptado de [18])

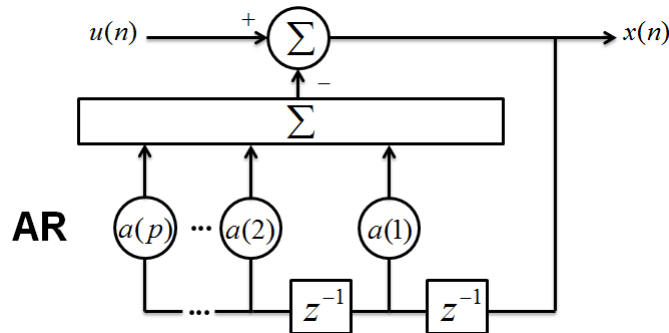


Figura 3.3 – Modelo AR de ordem p (adaptado de [18])

Geralmente, o sinal de entrada $u(n)$ é desconhecido para propósitos de análise espectral. Vários tipos de processo podem ser assumidos para representar a entrada, tais como: impulso unitário, trem de pulsos e ruído branco com média zero e variância σ^2 . Neste trabalho, foi utilizado o ruído branco como sinal de entrada para os modelos ARMA-1 e ARMA-2, pois como será visto posteriormente, esse foi o tipo de ruído inserido no sinal de variação de velocidade angular do rotor.

A equação (3.24) representa o modelo ARMA, sendo o modelo AR uma forma especial de representação do modelo ARMA. Nesta equação, os coeficientes $a(k)$

representam os parâmetros autorregressivos (AR) e os coeficientes $b(k)$ representam os parâmetros de média móvel (MA). Se todos os parâmetros de média móvel forem considerados nulos, tendo apenas o coeficiente $b(0) = 1$, tem-se a seguinte equação

$$x(n) = -\sum_{k=1}^p a(k)x(n-k) + u(n), \quad (3.25)$$

que representa um processo regressivo de ordem p , ou seja, o modelo AR puro. Basicamente, a equação (3.25) nada mais é do que a equação (3.13), considerando a entrada $u(n)$ zero. Dessa forma, neste trabalho, a implementação do modelo AR nada mais é do que a resolução da equação (3.13) para a obtenção dos coeficientes autorregressivos $a(m)$. Já a implementação do modelo ARMA é a resolução da equação (3.24). Contudo, vale ressaltar que tanto a equação (3.13) quanto a equação (3.25) serão sobredeterminadas.

Os modelos ARMA-1 e ARMA-2 nada mais são do que o próprio ARMA, recebendo essa numeração porque diferem na forma como o sinal de entrada $u(n)$ é obtido. No modelo ARMA-1, o sinal $u(n)$ é calculado a partir da diferença entre o sinal de variação de velocidade filtrado original e o sinal construído a partir dos coeficientes $a(m)$ obtidos pelo modelo AR. Já para o modelo ARMA-2, o sinal $u(n)$ foi obtido a partir da diferença entre o sinal de variação de velocidade obtido da simulação do *software* ATP e do sinal com ruído, antes da sua filtragem.

Dessa forma, na modelagem ARMA-2 o erro é determinado de forma exata, e não apenas estimado como na modelagem ARMA-1. No entanto, essa identificação exata do erro é possível apenas porque o ruído é totalmente conhecido, já que o mesmo é inserido a partir do *software* MATLAB. Em situações reais, em que não se conhece os ruídos de medição da variação de velocidade, a modelagem ARMA-2 não pode ser utilizada. Assim, a mesma é utilizada neste trabalho apenas para se ter uma ideia de como se comportam os resultados quando se conhece o ruído do sinal.

3.4. Procedimentos para aplicação de estimação modal

Antes de se aplicar o método de estimação modal, alguns procedimentos e testes foram realizados para definir alguns parâmetros como a ordem p do método de estimação modal que seria utilizada, o tamanho da janela de amostragem dos dados, dentre outros. Esta seção tem por objetivo descrever alguns destes procedimentos adotados para a definição desses parâmetros, além de explicar em termos práticos como foram empregados os métodos de estimação modal.

Os procedimentos realizados podem ser divididos em cinco etapas, como pode ser visto na Figura 3.4:

1. Simulação do sistema-teste no *software Alternative Transient Program (ATP)*, conforme descrito na seção 2.5;
2. Amostragem do sinal de saída da etapa anterior e a escolha da janela de amostragem;
3. Inserção de ruído no sinal amostrado na etapa anterior e a definição da amplitude desse ruído;
4. Filtragem do ruído inserido na etapa anterior, a partir de um filtro que filtre a maior parte do ruído presente sem que a posterior estimação do modo eletromecânico seja prejudicada;
5. Estimação do modo eletromecânico a partir do sinal filtrado na etapa anterior.

Os procedimentos 2 e 5 serão detalhados neste capítulo, mais precisamente nas seções 3.4.1 e 3.4.2 a seguir. Já os procedimentos 3 e 4 serão descritos no capítulo 4, após a modelagem do tipo de ruído utilizado.

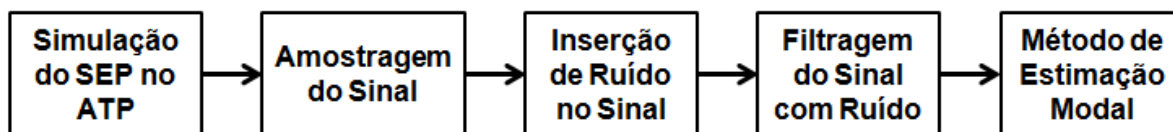


Figura 3.4 – Fluxograma dos Procedimentos e Testes Realizados

3.4.1. Amostragem do Sinal

Depois de realizada a simulação no *software ATP* e obtidos os sinais de variação de velocidade para o sistema na situação equilibrada e com FD 10, 30, 50, 70 e 90, utilizou-se o MATLAB para trabalhar com esse sinal. Com o auxílio desse *software*, foi selecionada a janela de amostragem do sinal fornecido pelo ATP, assim como foi realizada uma reamostragem desse sinal para facilitar processamentos posteriores.

Para a definição da janela de amostragem, procurou-se selecionar a parte do sinal em que ficasse evidente o amortecimento. No entanto, como não era de interesse selecionar uma janela muito ampla, pois uma maior quantidade de dados seria selecionada desnecessariamente e geraria apenas um maior esforço computacional na estimação do modo eletromecânico, selecionou-se um tempo final para a janela de tal forma que os valores de amplitude do sinal para tempos posteriores não possuíssem uma variação significativa.

Como pode ser visto na Figura 3.5, o tempo final da janela de amostragem selecionado foi 15 s. Percebe-se que a amplitude do sinal próximo aos 15 s já possui um valor muito pequeno, como pode ser comprovado pela Figura 3.6. As Figuras 3.5 e 3.6 representam o sinal da variação de velocidade para o sistema equilibrado, por isso, quando em regime permanente, a variação da velocidade do rotor é nula, como pode ser visto na Figura 3.5.

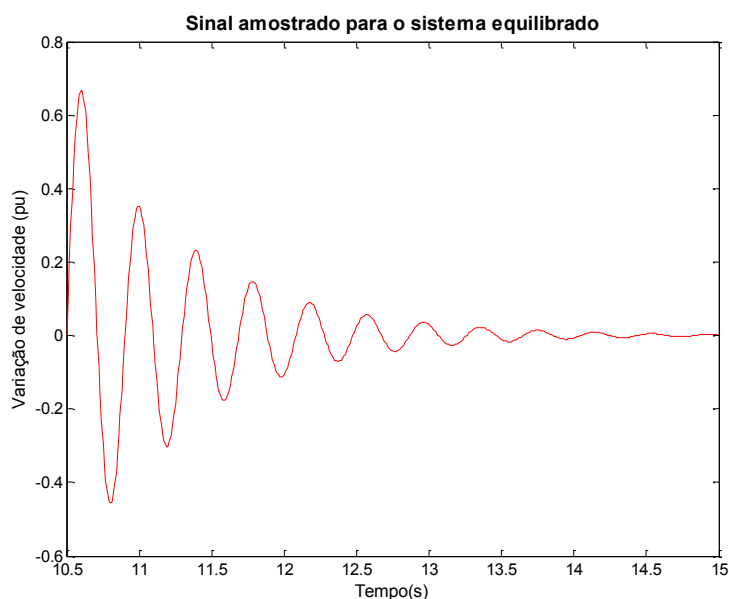


Figura 3.5 – Janela de amostragem para o sinal resultante do sistema equilibrado

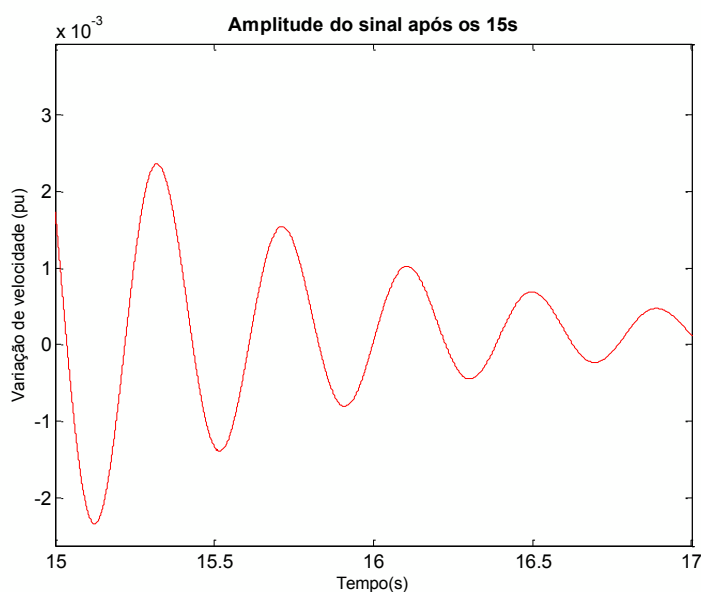


Figura 3.6 – Sinal da variação de velocidade após os 15s para o sistema equilibrado

No caso de sistemas desequilibrados, mesmo em regime permanente, a variação de velocidade do rotor não é nula. Nesse caso, a escolha da janela de amostragem considerou

a amplitude máxima do sinal em regime permanente. Como pode ser visto na Figura 3.7, em regime permanente a amplitude máxima da variação de velocidade permanece praticamente constante. Pode-se notar também que, próximo aos 15 s, a variação da amplitude máxima é muito pequena, sendo esse valor de tempo final aceito também para os casos em que o sistema se encontra desequilibrado. A janela de amostragem do sinal de variação de velocidade resultante da simulação do SEP com FD 90 no ATP pode ser visto na Figura 3.8.

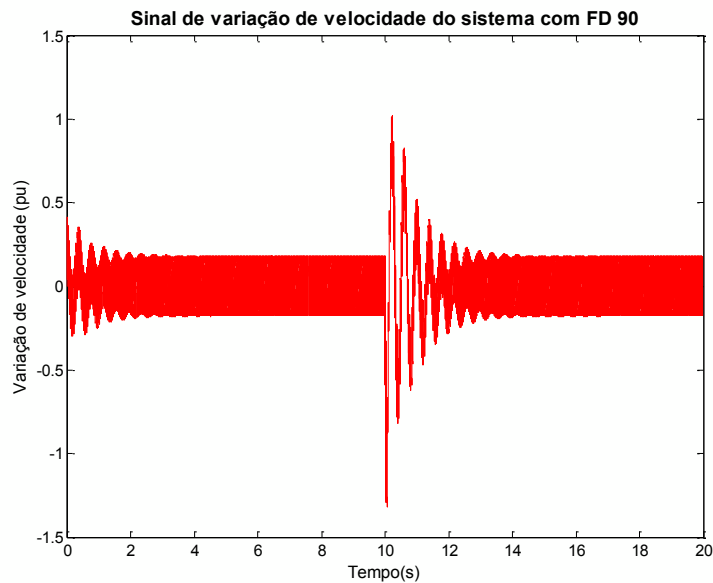


Figura 3.7 – Variação da velocidade da máquina síncrona para o sistema com FD 90

A seleção do tempo inicial da janela de amostragem considerou a simetria da forma de onda. Na Figura 3.9, pode-se notar que quando a falta ocorre, existe uma deformação da forma de onda que não está presente após os 10,5 s. Também deve ser considerado que apenas uma pequena parte do sinal deixou de ser amostrada, no intervalo de tempo entre a ocorrência da falta e o tempo inicial da janela. A informação que deixou de ser capturada nesse curto intervalo de tempo não altera em praticamente nada os resultados.

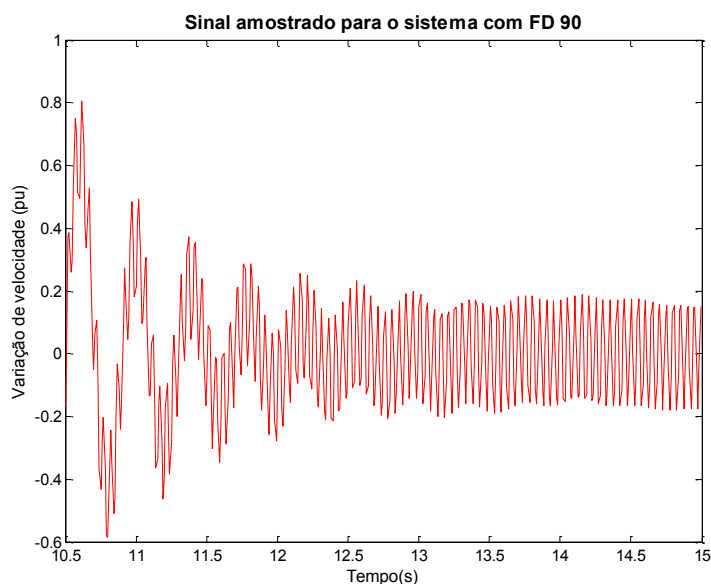


Figura 3.8 – Janela de amostragem para o sinal resultante do sistema com FD 90

O sinal que representa a variação de velocidade, fornecido como resposta das simulações no *software* ATP, possui um intervalo de amostragem de dados de 70 μ s. O processamento desses dados requer um esforço computacional considerável, mesmo apenas para a janela de amostragem. Assim, nesta etapa, além de selecionada a janela de amostragem foi feita uma reamostragem desse sinal com um período de amostragem maior. O intervalo de amostragem escolhido foi de 10,01 ms, que corresponde a amostrar um a cada 143 pontos do sinal fornecido pelo ATP. Vale ressaltar que essa reamostragem não prejudicou os resultados, pois o período de amostragem ficou bem menor que o período de oscilação do modo eletromecânico, que é de aproximadamente 390 ms para o sistema equilibrado.

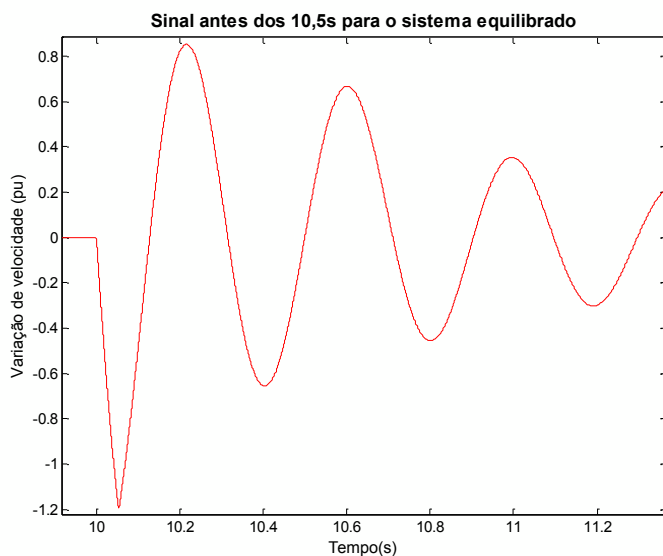


Figura 3.9 – Sinal da variação de velocidade antes dos 10,5 s para o sistema equilibrado

3.4.2. Método de Estimação Modal

Nesta seção serão descritos os procedimentos realizados para se obter efetivamente o modo eletromecânico a partir do sinal filtrado. O modo eletromecânico será estimado a partir da janela amostrada, a qual posteriormente foi adicionada um ruído e em seguida filtrada. Dessa forma, o modo eletromecânico estimado possivelmente sofrerá alguma influência com os procedimentos adotados para que o sinal ficasse o mais próximo possível da realidade. Entretanto, espera-se que o modo identificado não difira tanto do que seria obtido caso não houvesse nenhum ruído presente no sinal.

Os métodos de estimação modal ESPRIT e de Prony estimam o modo eletromecânico do sistema a partir de um sinal. Os procedimentos adotados para a obtenção dos modos eletromecânicos a partir do método ESPRIT não serão descritos com detalhes nesse trabalho, contudo a formulação deste método pode ser encontrada no Apêndice B.

O modo eletromecânico será obtido a partir do sinal advindo da simulação com o sistema equilibrado e com o sistema desequilibrado, com FD 10, 30, 50, 70 e 90. Os modos eletromecânicos obtidos a partir dos métodos de Prony e ESPRIT para o sistema desequilibrado serão analisados e os resultados serão expostos no capítulo 5.

O procedimento adotado para a estimação modal pode ser subdividido em duas etapas:

1. Adequação do sinal filtrado a um Modelo de Predição Linear Discreta (MPLD);
2. Utilização dos coeficientes obtidos na etapa anterior no método de Prony propriamente dito.

Na etapa 1, foram utilizados três tipos de modelos estatísticos para a adequação do sinal: AR, ARMA-1 e ARMA-2. Os modelos estatísticos AR e ARMA foram discutidos anteriormente na seção 3.3, e são responsáveis pela obtenção dos coeficientes $a(m)$ da equação (3.13).

A ordem utilizada para os três tipos de modelagem, AR, ARMA-1 e ARMA-2, foi a mesma. A escolha dessa ordem p foi realizada a partir de alguns testes e observando o modo eletromecânico identificado para cada ordem p . Foi notada, a partir desses testes, uma dependência da ordem p com o intervalo de amostragem escolhido. Essa ordem foi a mesma utilizada para o método de Prony, o que está de acordo, pois os coeficientes $a(m)$ obtidos pelo MPLD serão utilizados na obtenção do polinômio da equação (3.9), cujas raízes

são utilizadas para decompor o sinal filtrado em uma soma de exponenciais amortecidas. E a quantidade de exponenciais amortecidas resultantes do método de Prony é a ordem utilizada nas modelagens AR, ARMA-1 e ARMA-2.

A implementação da modelagem AR consistiu basicamente em montar o sistema linear representado na equação (3.14) a partir de amostras do sinal filtrado e resolver este sistema com o auxílio do *software* MATLAB. O sistema linear representado na equação (3.14) é determinado, já que a quantidade de coeficientes $a(m)$ a serem obtidos é a mesma que a quantidade de equações a serem resolvidas. Entretanto, ao se implementar o sistema matricial, optou-se por utilizar todos os pontos relevantes possíveis do sinal filtrado, o que fez com que o sistema ficasse sobredeterminado. Assim sendo, foi utilizada a função PINV (*Pseudoinverse*) do MATLAB, que resolve o sistema linear a partir da equação (3.20). Após a resolução do sistema matricial, os coeficientes $a(m)$ foram finalmente obtidos e a etapa 1 foi finalizada.

A implementação das modelagens ARMA-1 e ARMA-2 é uma extensão da modelagem AR, sendo que a etapa 1 não termina com a obtenção dos coeficientes $a(m)$. No caso do modelo ARMA-1, foi construído um sinal a partir dos coeficientes obtidos. Obviamente, o sinal construído possui um erro com relação ao sinal filtrado original, como pode ser observado na Figura 3.10. Esse sinal de erro foi calculado e utilizado na equação (3.24) para calcular os coeficientes $a(m)$. Vale ressaltar que, a partir da resolução da equação (3.24), são calculados os coeficientes $a(m)$ e $b(m)$, contudo apenas os coeficientes $a(m)$ foram posteriormente utilizados na etapa 2.

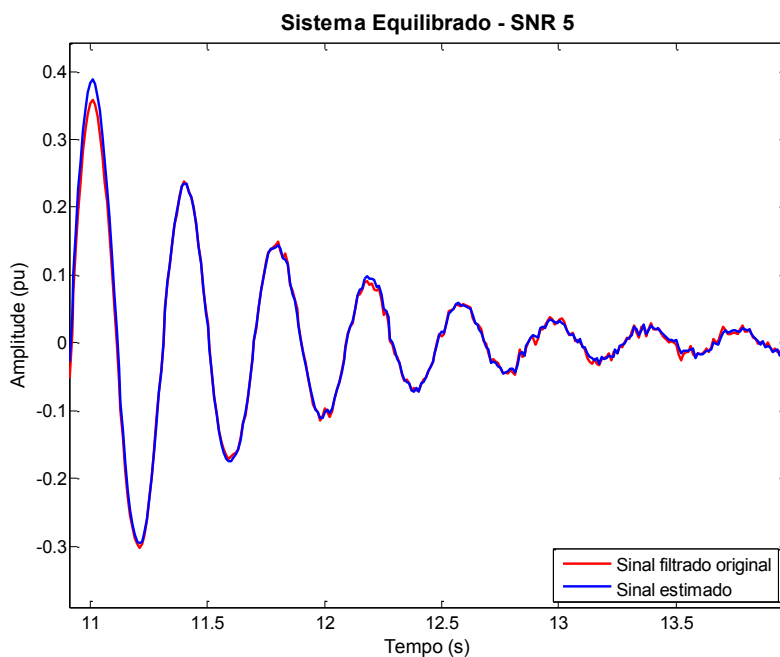


Figura 3.10 – Comparação entre o sinal filtrado original e o sinal estimado para o sistema equilibrado

Depois de identificados os coeficientes $a(m)$ por uma das três modelagens citadas anteriormente, os mesmos são utilizados na etapa 2. Essa etapa consiste da resolução das equações (3.15)-(3.18), que também foram resolvidas com o auxílio do *software* MATLAB. Como foi empregado o método de Prony com ordem 34, essa é a quantidade de componentes amortecidos resultantes do método. Depois de obtidos a frequência, o amortecimento, a amplitude e a fase de cada elemento componente do sinal filtrado original, o próximo passo foi a identificação do modo eletromecânico, seguindo as instruções descritas na seção 3.2.1.

3.5. Exemplo de aplicação para um caso sem ruído

Nesta seção será apresentado um exemplo dos procedimentos realizados para se identificar o modo eletromecânico de um sinal. O sinal utilizado será o obtido a partir da simulação do sistema-teste no ATP com um FD igual a 50. Neste primeiro momento, como nada foi definido em relação ao ruído a ser inserido no sinal, não há a presença de ruído no mesmo.

O primeiro passo foi a simulação do sistema-teste no *software* ATP e a obtenção de um sinal que representa a variação da velocidade do rotor, como pode ser visto na Figura 3.11. Nessa simulação foi realizada

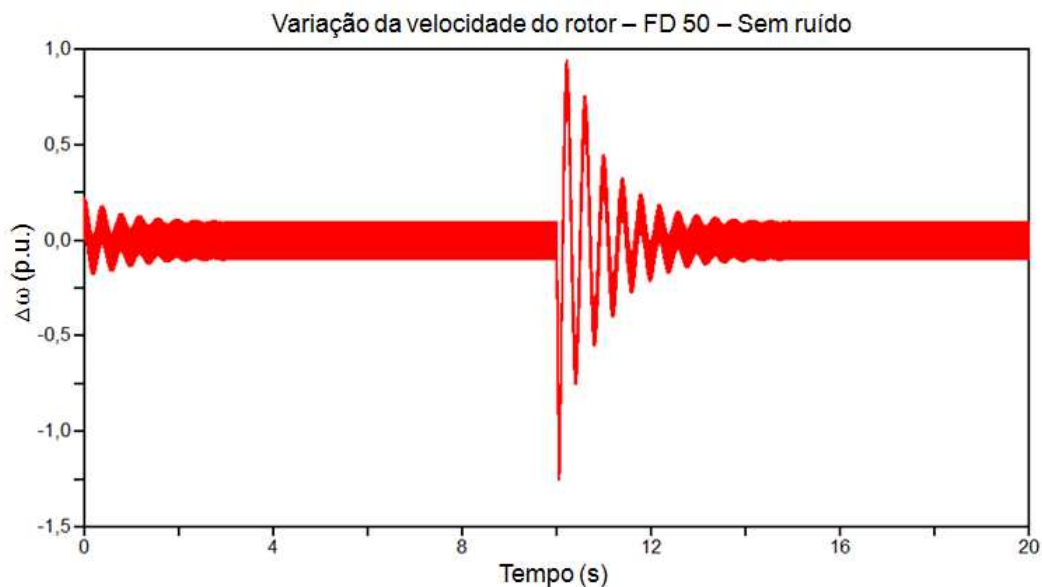


Figura 3.11 – Sinal de variação da velocidade do rotor sem a presença de ruído, para um FD 50

Em seguida, esse sinal foi amostrado com o auxílio do *software* MATLAB. A janela de amostragem considerada foi de 10,5 s até 15 s, conforme explicação da seção 3.4.1. O intervalo de amostragem do sinal foi de 10,01 ms, conforme também explicado nessa mesma seção. O sinal obtido dessa amostragem pode ser visto na Figura 3.12.

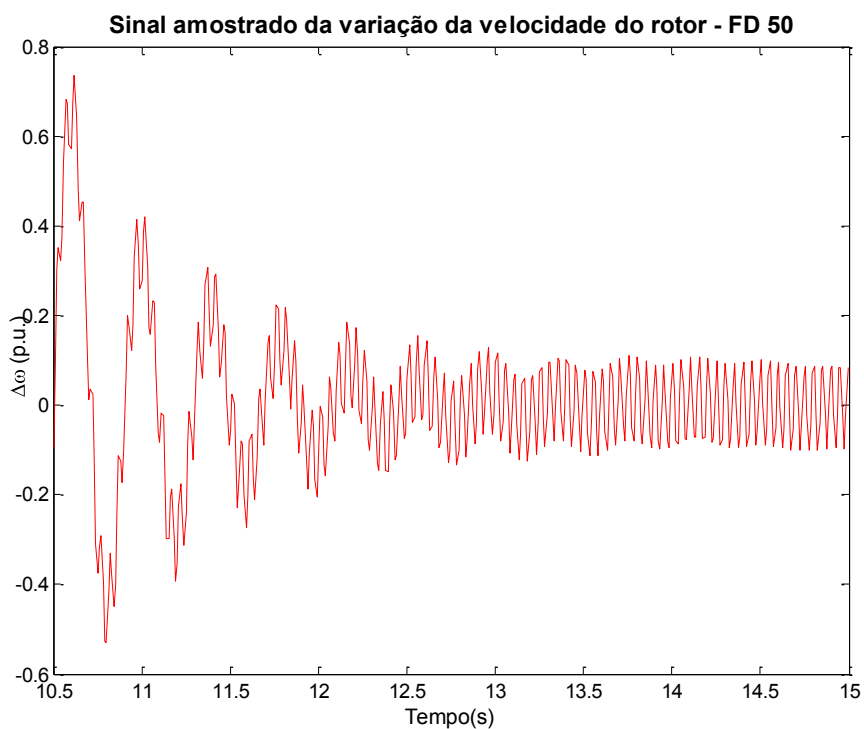


Figura 3.12 – Sinal amostrado sem a presença de ruído, para um FD 50

A partir desse sinal, foi aplicado o método de Prony e identificado o modo eletromecânico. No primeiro passo do método de Prony, foram aplicados os modelos de predição linear discreta (MPLD). Como nesse caso, o sinal não possui nenhum tipo de ruído de medição, foram aplicados apenas os modelos AR e ARMA-1, já que ARMA-1 e ARMA-2 não diferem quando o sinal não possui ruído.

Para o caso em que o modelo AR foi utilizado, o sinal estimado resultante é mostrado na Figura 3.13. Já quando se utiliza o modelo ARMA-1, o sinal estimado resultante da Figura 3.14 é obtido. Como pode ser visto, os sinais identificados para ambos os casos são praticamente idênticos e, quando comparados com o sinal amostrado original, nota-se que existe uma pequena diferença apenas nos valores iniciais, o que é de se esperar, pois os primeiros valores não podem ser estimados, já que dependem de valores passados não existentes no sinal original.

Aplicando as etapas do método de Prony posteriores à aplicação do MPLD, para o caso em que foi aplicado o modelo AR, o modo eletromecânico $-1,2056 + j 2\pi \cdot 2,5433$ foi identificado. Já para o caso em que a modelagem ARMA-1 foi aplicada, o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony foi $-1,1926 + j 2\pi \cdot 2,5444$. Essa diferença, apesar de pequena, existe devido à diferença entre os coeficientes $a(m)$ encontrados em cada modelagem.

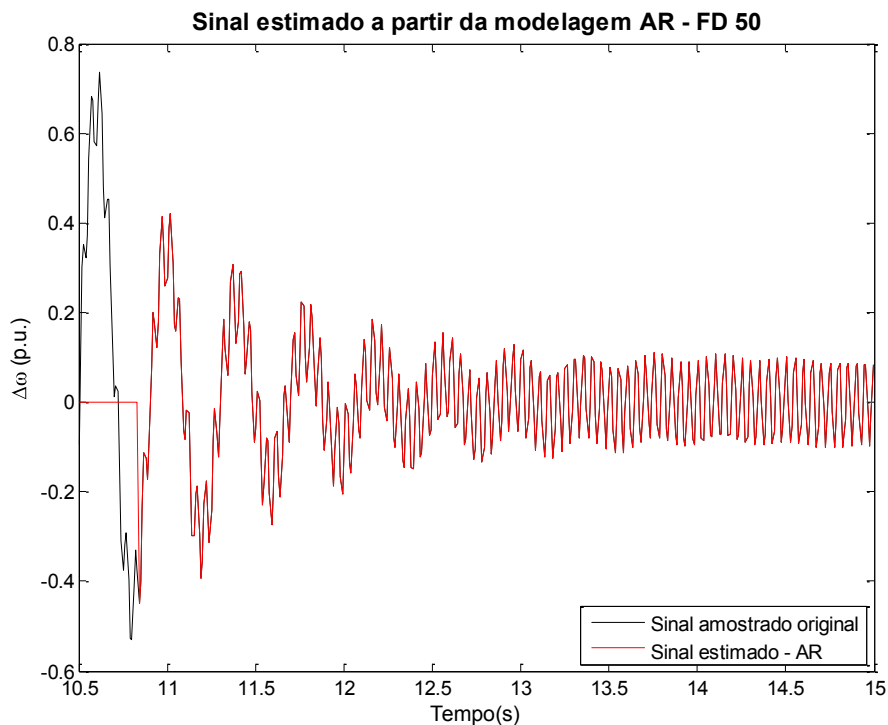


Figura 3.13 – Comparação entre o sinal amostrado original e o sinal estimado pelo modelo AR, para um FD 50, na condição sem ruído

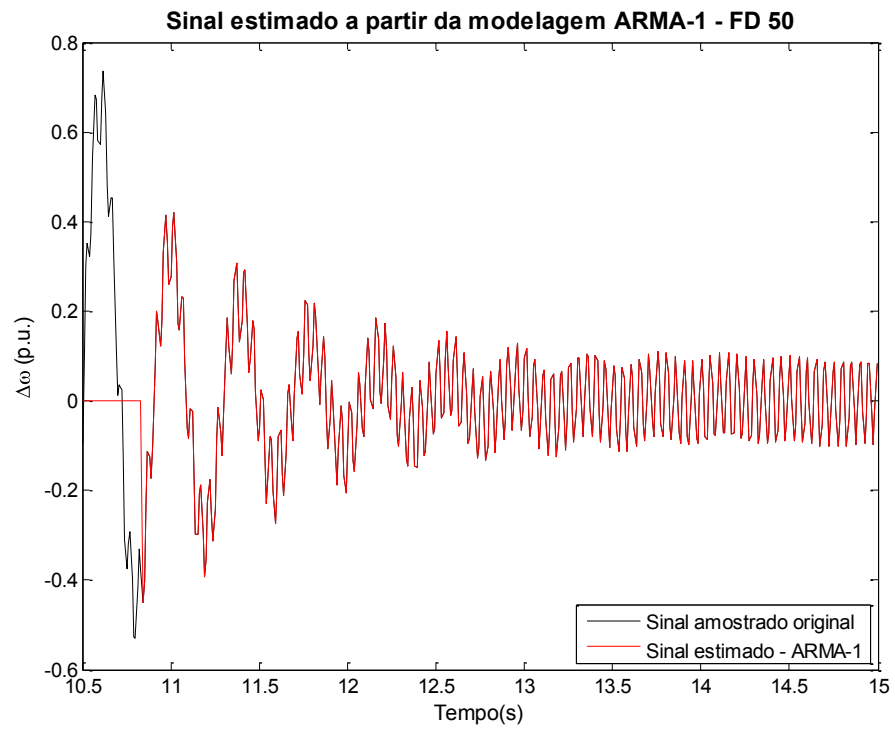


Figura 3.14 – Comparação entre o sinal amostrado original e o sinal estimado pelo modelo ARMA-1, para um FD 50, na condição sem ruído

4. MODELAGEM DO RUÍDO DE MEDIÇÃO

Neste capítulo será descrito o ruído branco, pois o mesmo foi escolhido para simular os ruídos de medição. Além disso, também serão apresentadas as técnicas de inserção desse ruído no sinal de velocidade do rotor, detalhando a amplitude do ruído em relação ao sinal. O tipo de filtro utilizado para eliminar ou reduzir a quantidade de ruído do sinal também será descrito, assim como as filtragens que ocorrem naturalmente no processamento do sinal.

4.1. Modelagem do Ruído Branco

Por não se ter nenhuma informação sobre os ruídos de medição, o ruído branco foi escolhido para modelá-los, já que o mesmo possui uma distribuição espectral uniforme em todas as frequências. Dessa forma, o ruído branco simula uma situação em que o sinal de variação de velocidade sofre interferência desde as frequências mais altas até as baixas frequências, na faixa de frequência do modo eletromecânico.

A inserção de ruído com componentes de baixa frequência é o que realmente importa neste trabalho, pois as componentes de alta frequência podem ser filtradas por um filtro passa-baixa sem interferir na identificação do modo eletromecânico. Já as componentes de ruído de baixa frequência não podem ser filtradas, pois nesse caso o modo eletromecânico também seria filtrado ou atenuado.

O ruído branco é definido como sendo um processo aleatório estacionário com função de densidade espectral constante, ou seja,

$$S_{\omega n}(j\omega) = A. \quad (4.1)$$

Neste caso, a função de autocorrelação é

$$R_{\omega n}(\tau) = A\delta(t). \quad (4.2)$$

Embora o ruído branco seja definido de forma bastante simples, ele possui variância infinita. No entanto, sistemas físicos são limitados em frequência, de forma que o sinal de saída sempre será limitado em frequência, mesmo que se assuma uma entrada igual a um ruído branco.

No caso deste trabalho, como o ruído é inserido no sinal de velocidade proveniente de simulação no *software* ATP, e este foi configurado para apresentar dados com um intervalo de amostragem de 70 μ s, o ruído branco inserido no sinal não apresentará componentes com frequências superiores a 14,3 kHz. Ainda, posteriormente, no processamento do sinal com o auxílio do MATLAB, este foi reamostrado para diminuir o tempo de processamento, com um intervalo de 10,01 ms entre duas amostras do sinal. Assim, nesse processo, as componentes com frequência acima de 99,9 Hz foram eliminadas, sendo essa a frequência limite do ruído inserido no sinal. Mesmo assim, como essas componentes não interferem no modo eletromecânico, que possui uma frequência inferior a 10 Hz, essa filtragem natural devido à reamostragem do sinal não torna o ruído inserido via simulação menos prejudicial do que os ruídos de medição reais.

Ruído branco limitado em frequência é um processo aleatório cuja amplitude espectral é constante em uma faixa limitada de frequências e zero fora desta faixa. Se a faixa de frequências inclui a origem (sinal de banda básica) tem-se

$$S_{b\omega n}(j\omega) = \begin{cases} A, & |\omega| \leq \omega_c \\ 0, & |\omega| > \omega_c \end{cases} \quad (4.3)$$

em que ω_c é a largura de banda. A função de autocorrelação correspondente é

$$R_{b\omega n}(\tau) = \frac{A\omega_c}{\pi} \frac{\text{sen}(\omega_c\tau)}{\omega_c\tau} \quad (4.4)$$

Os gráficos da autocorrelação e da função de densidade espectral estão esboçados na Figura 4.1. Nota-se que a função de autocorrelação para um ruído branco de banda básica limitado em frequência é zero para $\tau = \frac{\pi}{\omega_c}, \frac{2\pi}{\omega_c}, \frac{3\pi}{\omega_c}, \dots$.

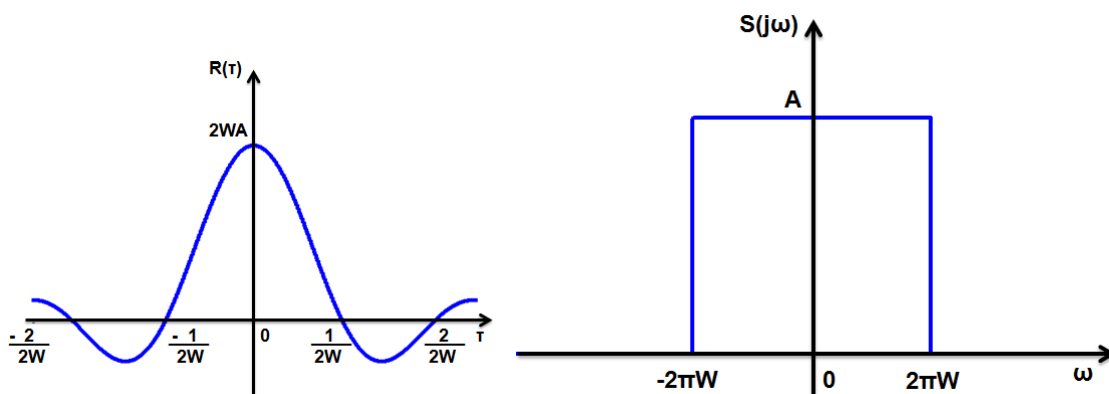


Figura 4.1 - Funções de Autocorrelação e Densidade Espectral para um ruído branco de banda básica limitado em frequência

Se o processo é amostrado com uma taxa de $2\omega_c$ o conjunto resultante de variáveis aleatórias é decorrelacionado. O ruído branco limitado em frequência possui um valor RMS finito e, portanto, é fisicamente factível, enquanto o ruído branco não o é. No entanto, o

tratamento matemático do caso limitado em frequência é, em geral, mais complicado do que para o ruído branco puro.

4.2. Inserção de Ruído no Sinal

Depois de escolhida a janela de amostragem e selecionada uma taxa de amostragem que não gere um grande esforço computacional nos testes subsequentes, o ruído é inserido no sinal. Esse ruído representa os ruídos de medição que ocorrem em sistemas reais quando o sinal de variação de velocidade do rotor é medido. O *software* que possibilitou a inserção desse ruído no sinal foi o MATLAB.

A função utilizada para a inserção de ruído foi o AWGN (*Add White Gaussian Noise*) [21], que foi responsável por adicionar um ruído branco com distribuição gaussiana ao sinal amostrado no intervalo de 10,5 s a 15 s. Com esta função, há a possibilidade de medir a potência do sinal ao qual se deseja inserir o ruído e definir a amplitude desse ruído a partir da potência do sinal original.

A amplitude do ruído inserida como parâmetro de entrada da função AWGN variou entre os valores 50 dB, 30 dB, 12 dB e 5 dB. Esses valores de *signal-to-noise ratio* (SNR), escolhidos para avaliar a influência do ruído na estimação do modo eletromecânico, representam a relação entre a amplitude do sinal e do ruído em decibéis (dB), conforme a seguinte equação:

$$SNR_{dB} = 20 \log_{10} \frac{A_{sinal}}{A_{ruído}} \quad (4.5)$$

De acordo com a equação (4.5), para os valores de SNR 50 dB, 30 dB, 12 dB e 5 dB, a amplitude do sinal corresponde a 316,23, 31,62, 3,98 e 1,78 vezes a amplitude do ruído, respectivamente. Essa relação entre sinal e ruído fica clara ao se observar a Figura 4.2, que corresponde ao sinal de variação de velocidade para os diferentes SNRs testados, para o caso equilibrado. Na Figura 4.3 o ruído também pode ser notado para o caso em que o sistema possui um FD igual a 50.

É muito importante ressaltar que o comando AWGN utiliza o *clock* do processador para gerar ruídos aleatórios. Assim sendo, para várias repetições, os ruídos gerados terão valores diferentes para cada tempo considerado. Para obter alguns dos possíveis ruídos dentre uma infinidade, cinquenta sinais diferentes foram gerados para cada SNR considerado, e acrescentados ao sinal de variação de velocidade amostrado. Dessa forma, cinquenta amostras compostas de sinal de variação de velocidade mais ruído serão posteriormente filtradas e terão os respectivos modos eletromecânicos identificados.

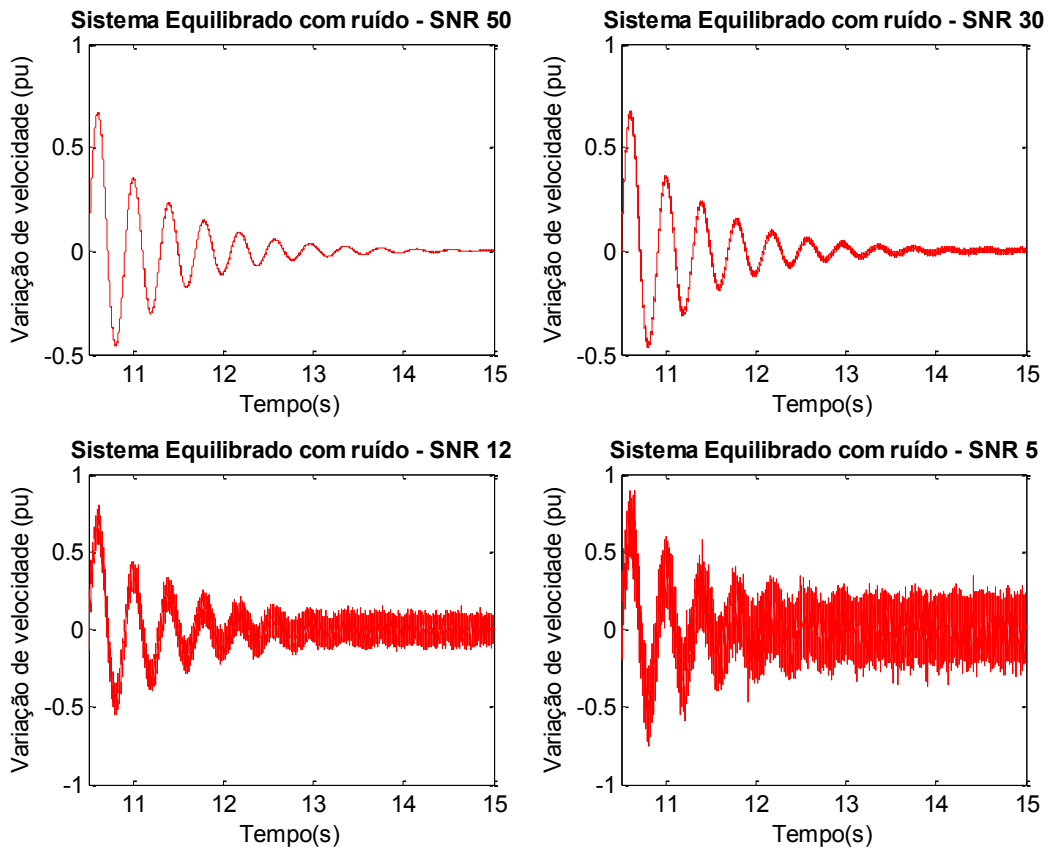


Figura 4.2 – Sinais com ruído para o sistema equilibrado

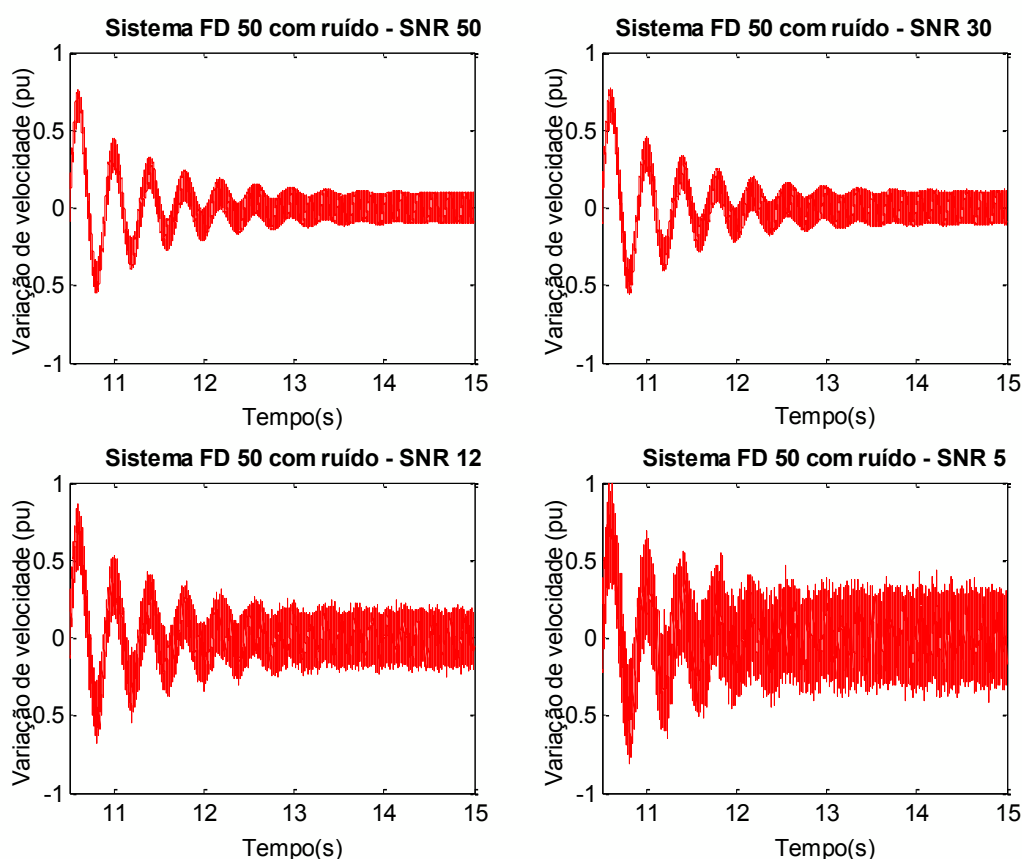


Figura 4.3 – Sinais com ruído para o sistema desequilibrado com FD 50

4.3. Filtragem do sinal com ruído

O sinal produzido na etapa anterior é composto da variação de velocidade do rotor mais o ruído branco. Esse sinal, que representa um sinal real com ruído de medição, precisa ser filtrado para que o ruído presente no mesmo não interfira tanto na posterior estimação do modo eletromecânico. Sabe-se a partir de [20], que o modo eletromecânico do sistema testado possui uma frequência inferior a 10 Hz.

Teoricamente, o ruído branco possui densidade espectral constante para todas as frequências. Assim, por mais que o filtro utilizado elimine a parte do ruído de alta frequência, o mesmo não pode filtrar a parte do ruído de baixa frequência, pois dessa forma também estaria eliminando, ou alterando, o modo eletromecânico a ser estimado.

Considerando o exposto no parágrafo anterior, o melhor filtro a ser utilizado é o passa-baixa, que elimina as componentes de alta frequência do sinal com ruído e não interfere nas componentes de baixa frequência, não alterando o modo eletromecânico. O filtro escolhido foi o de Butterworth, com frequência de corte 30 Hz, para que os

componentes com frequência abaixo de 10 Hz não fossem atenuados. O filtro digital de Butterworth de quarta ordem implementado a partir do *software* MATLAB mostrou ser bastante eficiente quanto à eliminação dos componentes de alta frequência do ruído.

O filtro de Butterworth provoca uma pequena defasagem no sinal filtrado, quando comparado com o sinal de variação de velocidade original, conforme pode ser visto na Figura 4.4. No entanto, essa pequena defasagem não acarreta um erro na estimação do modo eletromecânico, já que há apenas uma pequena diferença de fase entre o sinal original e o sinal filtrado. Também pode ser visto na Figura 4.4 que, para o sinal com SNR 12 e 5, ainda existe algum tipo de ruído notável visualmente. Isso ocorre porque a amplitude do ruído para esses casos é maior, não sendo o filtro capaz de eliminar totalmente componentes que foram eliminadas no caso do sinal com SNR 50 e 30. Contudo, vale destacar que os sinais com SNR 12 e 5 estão com uma amplitude de ruído superdimensionada. Sinais com SNR 12 e 5 serão raramente encontrados em casos reais, já que correspondem a um valor absoluto de ruído superior sendo testados neste trabalho apenas para verificar a influência do ruído no método de Prony.

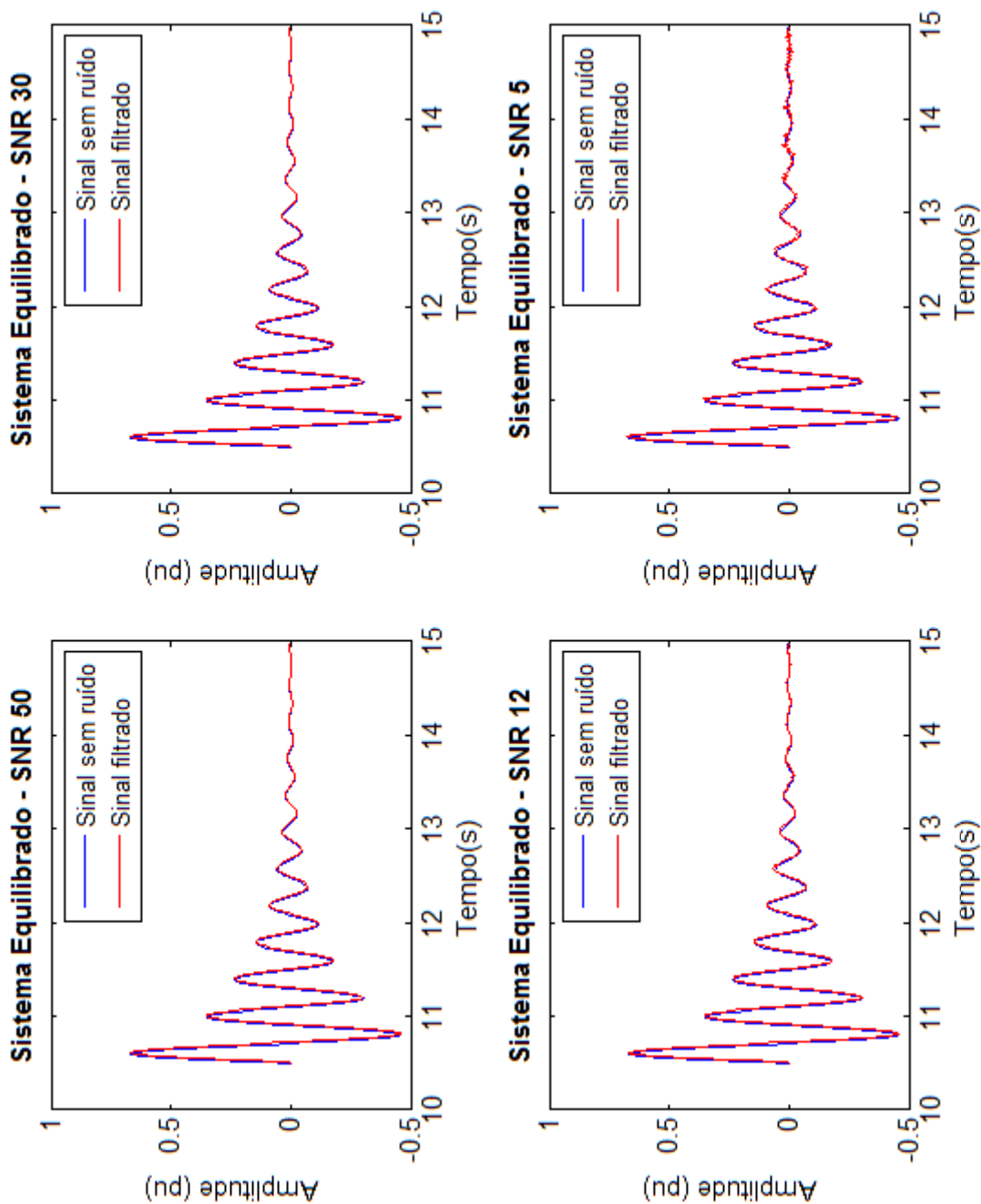


Figura 4.4 – Comparação entre sinal original e sinal filtrado

5. RESULTADOS

Neste capítulo, primeiramente será realizada uma comparação entre os três MPLDs utilizados no método de Prony, para verificar qual dos três é o menos afetado pelo ruído na estimação do modo eletromecânico. Posteriormente, será feita uma comparação entre os métodos de estimação modal de Prony e ESPRIT, utilizados em [4] em sinais sem ruído. Por fim, serão estimados os modos eletromecânicos para sinais sem ruído a partir desses dois métodos e esses resultados serão comparados com os obtidos para os casos em que havia ruído no sinal.

5.1. Comparação entre as modelagens AR, ARMA-1 e ARMA-2

Conforme explicado anteriormente, uma das etapas do método de Prony é o MPLD, sendo que três tipos foram testados: AR, ARMA-1 e ARMA-2. Nesta seção, serão comparados os resultados da implementação do método de Prony para esses três tipos de modelagem de dados. O critério utilizado para se definir qual deles é o mais eficiente na estimação de um modelo para os sinais com ruído foi a análise da dispersão dos modos eletromecânicos estimados para as várias repetições do método. Assim, o MPLD mais eficiente é aquele que estima modos eletromecânicos para as cinquenta repetições com o menor desvio padrão.

Os testes foram realizados para o sistema equilibrado para as várias situações descritas na seção 4.2. Além desses casos, que são SNR 50, SNR 30, SNR 12 e SNR 5, também foram aplicados para o caso em que não há a presença de ruído no sinal. Por motivos já explicados na seção 4.2, para os casos em que há a presença de ruído no sinal foram processados cinquenta amostras de sinais. Já para o caso em que não há a presença de ruído no sinal, o método de Prony foi aplicado somente a uma amostra de sinal.

Nas Tabelas 5.1-5.3 estão apresentados os modos eletromecânicos identificados pelo método de Prony com as modelagens AR, ARMA-1 e ARMA-2, respectivamente. O desvio padrão das cinquenta repetições também se encontra nessas tabelas, representando a dispersão dos resultados.

Tabela 5.1 – Modos eletromecânicos obtidos a partir da modelagem AR

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
Sem Ruído	2,5439	-	-1,1975	-	7,47
SNR 50	2,5440	0,00008	-1,1979	0,00040	7,47
SNR 30	2,5437	0,00042	-1,2011	0,00161	7,49
SNR 12	2,5487	0,00197	-1,2086	0,00698	7,53
SNR 5	2,5528	0,00151	-1,2310	0,01544	7,65

Tabela 5.2 – Modos eletromecânicos obtidos a partir da modelagem ARMA-1

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
Sem Ruído	2,5440	-	-1,1933	-	7,44
SNR 50	2,5440	0,00029	-1,1979	0,00050	7,47
SNR 30	2,5437	0,00158	-1,2011	0,00484	7,49
SNR 12	2,5487	0,00261	-1,2086	0,02362	7,53
SNR 5	2,5528	0,00364	-1,2310	0,02442	7,65

Tabela 5.3 – Modos eletromecânicos obtidos a partir da modelagem ARMA-2

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
Sem Ruído	2,5440	-	-1,1933	-	7,44
SNR 50	2,5440	0,00019	-1,1938	0,00124	7,45
SNR 30	2,5447	0,00037	-1,2045	0,00340	7,51
SNR 12	2,5385	0,00118	-1,1949	0,01245	7,47
SNR 5	2,5367	0,00255	-1,1701	0,01504	7,32

Observando a Tabela 5.1 e os pontos em vermelho das Figuras 5.1-5.4, que mostram as características dos modos eletromecânicos obtidos a partir da modelagem AR, verifica-se uma tendência de aumentar a dispersão dos resultados com o aumento da amplitude do ruído presente no sinal. Apesar de na Tabela 5.1, o desvio padrão da frequência do modo para o sinal com SNR 12 ser maior do que para o sinal com SNR 5, os desvios padrão das taxas de decaimento obtidas comprovam essa tendência.

Analisando a Tabela 5.2 e os pontos em azul das Figuras 5.1-5.4, que mostram as características dos modos eletromecânicos obtidos a partir da modelagem ARMA-1, verifica-se a mesma situação da modelagem AR. Isto é, quanto maior a amplitude do ruído presente no sinal, maior o desvio padrão dos resultados. Isso também acontece para a modelagem ARMA-2, como pode ser observado a partir da Tabela 5.3 e dos pontos em verde das Figuras 5.1-5.4. Para as modelagens ARMA-1 e ARMA-2 inclusive, o aumento da amplitude

do ruído no sinal gerou um aumento no desvio padrão em todas as situações, não havendo nenhum caso em que ao aumentar a amplitude do ruído houvesse uma diminuição da dispersão da frequência ou da taxa de decaimento dos modos eletromecânicos.

Ao comparar os resultados obtidos pelas três modelagens para o modo eletromecânico identificado para o sinal sem ruído, observa-se que os valores são muito próximos. Nota-se inclusive que os valores obtidos para a modelagem ARMA-1 e ARMA-2 são idênticos, o que era de se esperar, pois quando não há presença de ruído, não há nenhuma diferença entre essas modelagens. De forma geral, quando o sinal a ser analisado não possui ruído, as três modelagens são eficientes e possuem desempenhos bastante parecidos.

Se forem considerados os desvios padrão das frequências e taxas de decaimento dos modos eletromecânicos identificados para o sinal com SNR 50, a modelagem AR mostra-se a melhor dentre as três. Fazendo essa mesma análise para o sinal com SNR 30, a modelagem ARMA-2 apresenta o menor desvio padrão para as frequências e a AR apresenta a menor dispersão para a taxa de decaimento. Para o sinal com SNR 12, a modelagem ARMA-2 é a melhor considerando o desvio padrão das frequências e a AR apresenta o melhor resultado para o desvio padrão da taxa de decaimento. Já para o sinal com SNR 5, a modelagem AR é a melhor em termos do desvio padrão para as frequências e a ARMA-2 é a mais eficiente considerando o desvio padrão da taxa de decaimento.

Se for considerado que em sinais reais não se consegue estimar o ruído com precisão, a modelagem AR é a mais indicada para se utilizar em conjunto com o método de Prony. A precisão dos modos eletromecânicos identificados pelo método de Prony quando utilizado o MPLD ARMA-2 até foram comparáveis à obtida pelo MPLD AR, contudo isso apenas aconteceu porque o ruído foi fornecido para a modelagem ARMA-2 com extrema precisão. Esta precisão na identificação do ruído apenas foi possível porque se tratava de uma simulação em computador, não sendo possível fazê-la em casos reais.

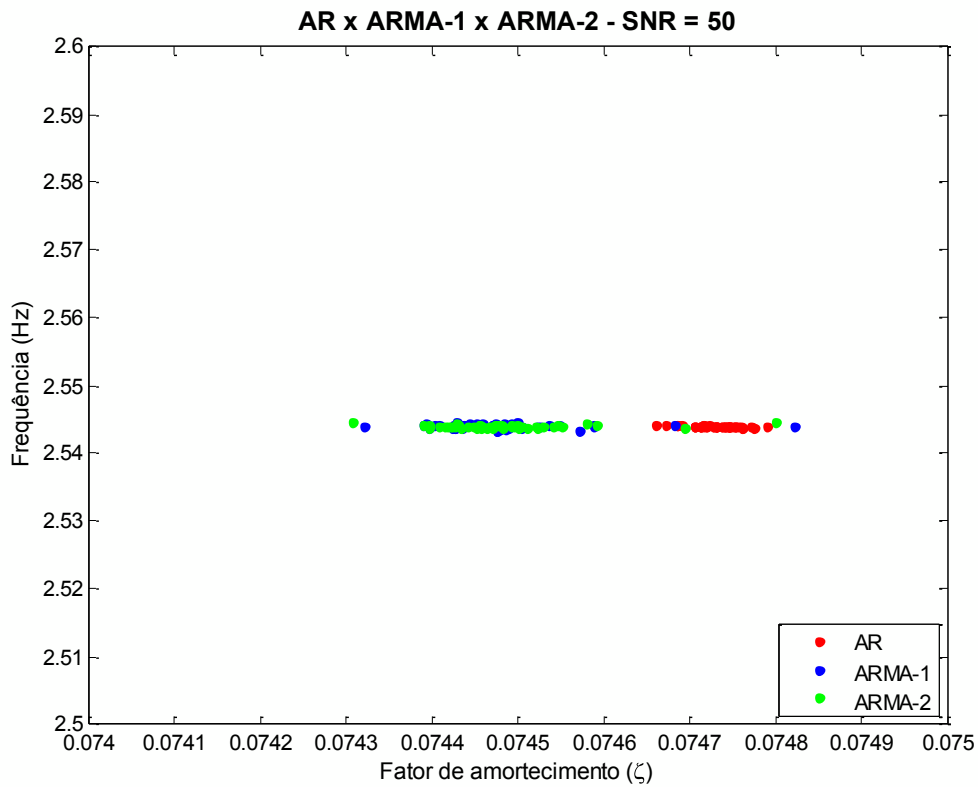


Figura 5.1 – Comparação entre os modos eletromecânicos identificados pelo Método de Prony com a modelagem de dados AR, ARMA-1 e ARMA-2, para um sinal de SNR 50

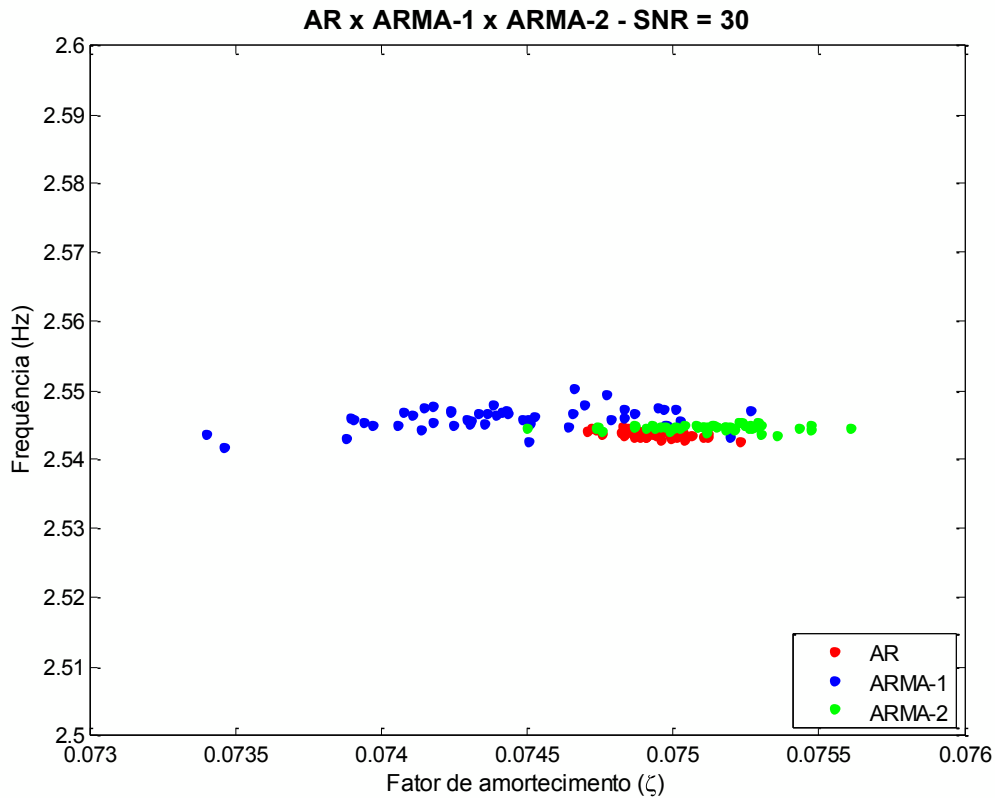


Figura 5.2 – Comparação entre os modos eletromecânicos identificados pelo Método de Prony com a modelagem de dados AR, ARMA-1 e ARMA-2, para um sinal de SNR 30

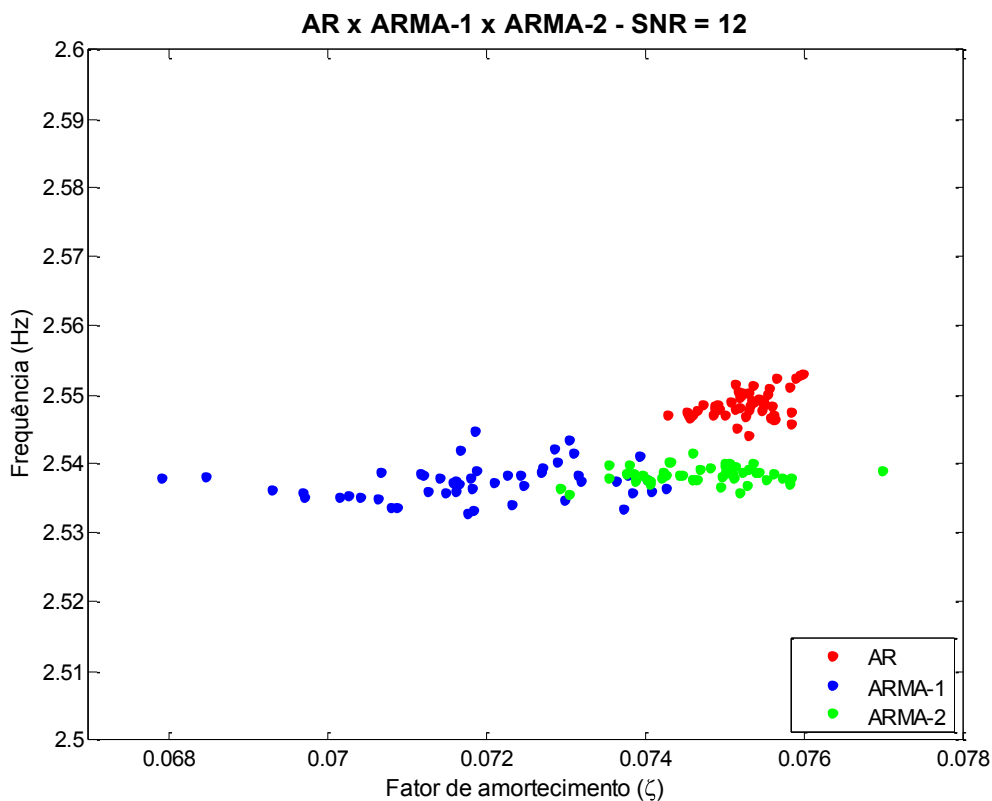


Figura 5.3 – Comparação entre os modos eletromecânicos identificados pelo Método de Prony com a modelagem de dados AR, ARMA-1 e ARMA-2, para um sinal de SNR 12

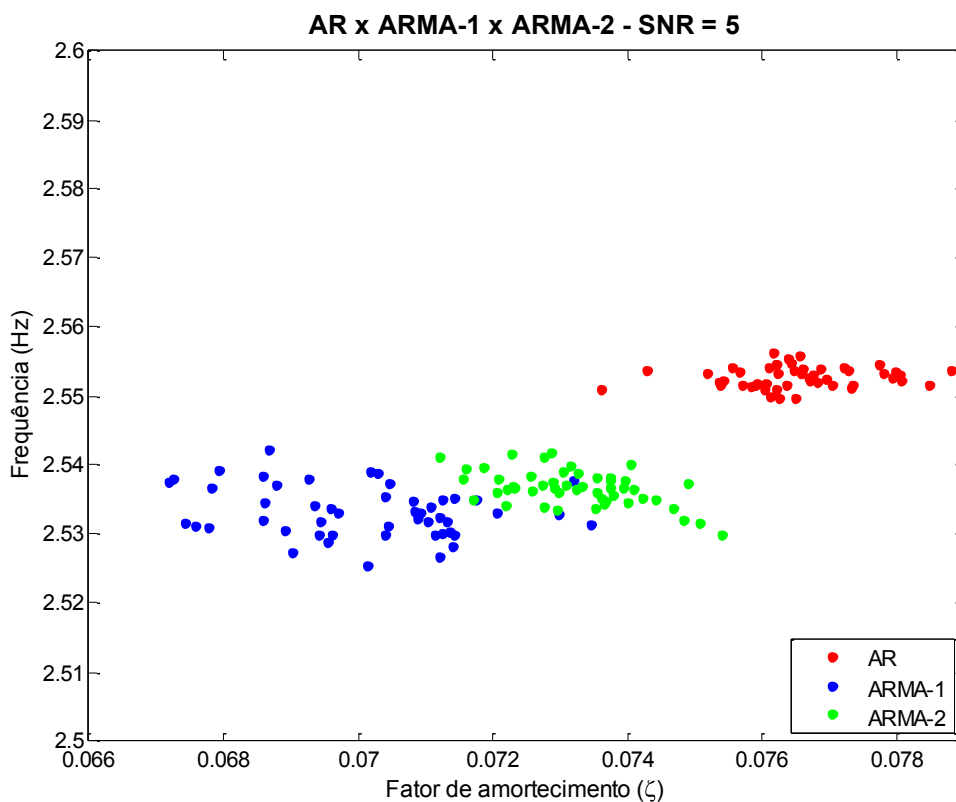


Figura 5.4 – Comparação entre os modos eletromecânicos identificados pelo Método de Prony com a modelagem de dados AR, ARMA-1 e ARMA-2, para um sinal de SNR 5

5.2. Comparação entre o método de Prony e o método ESPRIT

Nesta seção será realizada uma comparação entre o método de Prony, utilizando o MPLD AR, e o método ESPRIT. Essa comparação será feita para casos em que os sinais apresentam ruído, e são provenientes da simulação do sistema-teste para o caso equilibrado e para casos em que há desequilíbrio de tensão entre as fases.

5.2.1. Sistema Equilibrado

Após verificar que o MPLD AR é mais eficiente em termos de estimação do modo eletromecânico a partir de um sinal com ruído não conhecido, o método de Prony, em conjunto com a modelagem AR, foi comparado com o método de estimação modal ESPRIT para o caso em que o sistema-teste se encontra equilibrado. Como já exposto anteriormente, o método ESPRIT foi utilizado em [4,5] e comparado com o método de Prony para situações em que não foram considerados sinais ruidosos.

Para obter o modo eletromecânico, foram novamente considerados sinais com SNR 50, 30, 12 e 5. Como o ruído é gerado de forma aleatória, foram consideradas cinquenta repetições para o método ESPRIT, assim como para o método de Prony. A ordem utilizada para o método de Prony foi 34, enquanto que a ordem utilizada para o método ESPRIT foi 20.

Como pode ser verificado pelas Figuras 5.5-5.8, ambos os métodos identificam modos eletromecânicos com menor dispersão para SNRs menores, ou seja, com uma amplitude de ruído menor no sinal. Em geral, pode-se também observar a partir dos gráficos da frequência pelo fator de amortecimento e pelas Tabelas 5.1 e 5.4, que o método ESPRIT identificou modos eletromecânicos com menor desvio padrão do que o método de Prony. Vale ressaltar que os valores de frequência e taxa de decaimento da Tabela 5.4 correspondem à média aritmética dos valores obtidos para as cinquenta repetições de cada caso. O fator de amortecimento dessa mesma tabela é calculado a partir da média da frequência e da taxa de decaimento.

Tabela 5.4 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5440	0,0000	-1,1970	0,0001	7,47
SNR 30	2,5440	0,0001	-1,1974	0,0006	7,47
SNR 12	2,5441	0,0007	-1,2012	0,0043	7,49
SNR 5	2,5447	0,0016	-1,1968	0,0127	7,46

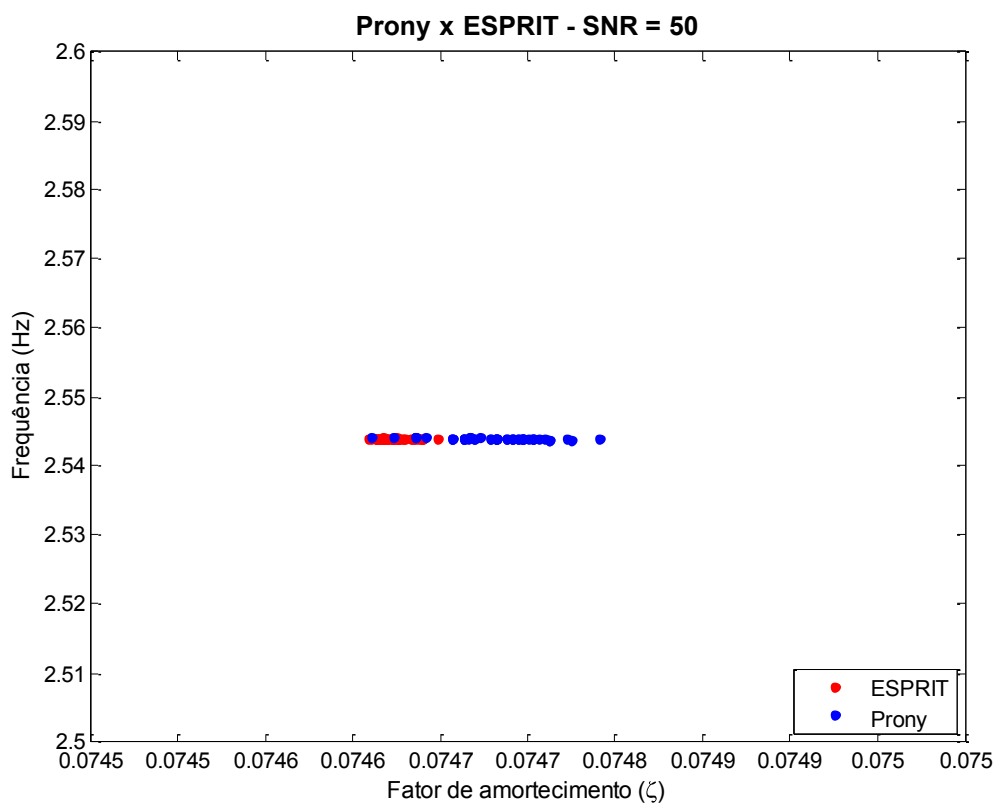


Figura 5.5 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, para um sinal com SNR 50 para o caso em que o sistema se encontra equilibrado

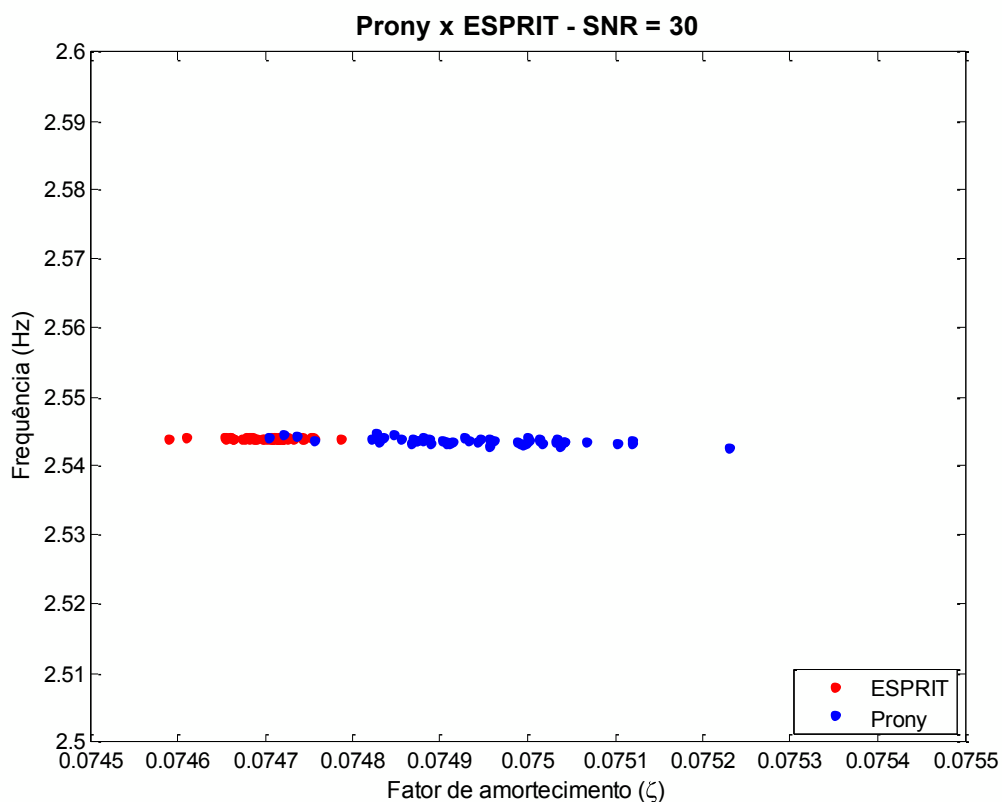


Figura 5.6 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, para um sinal com SNR 30 para o caso em que o sistema se encontra equilibrado

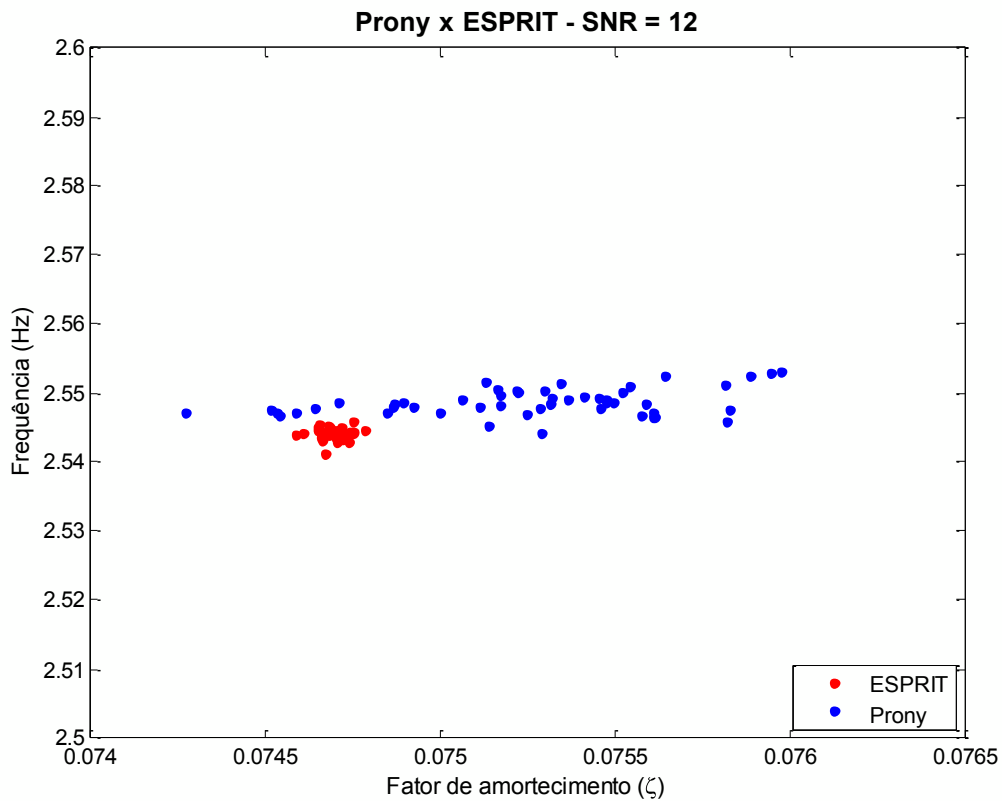


Figura 5.7 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, para um sinal com SNR 12 para o caso em que o sistema se encontra equilibrado

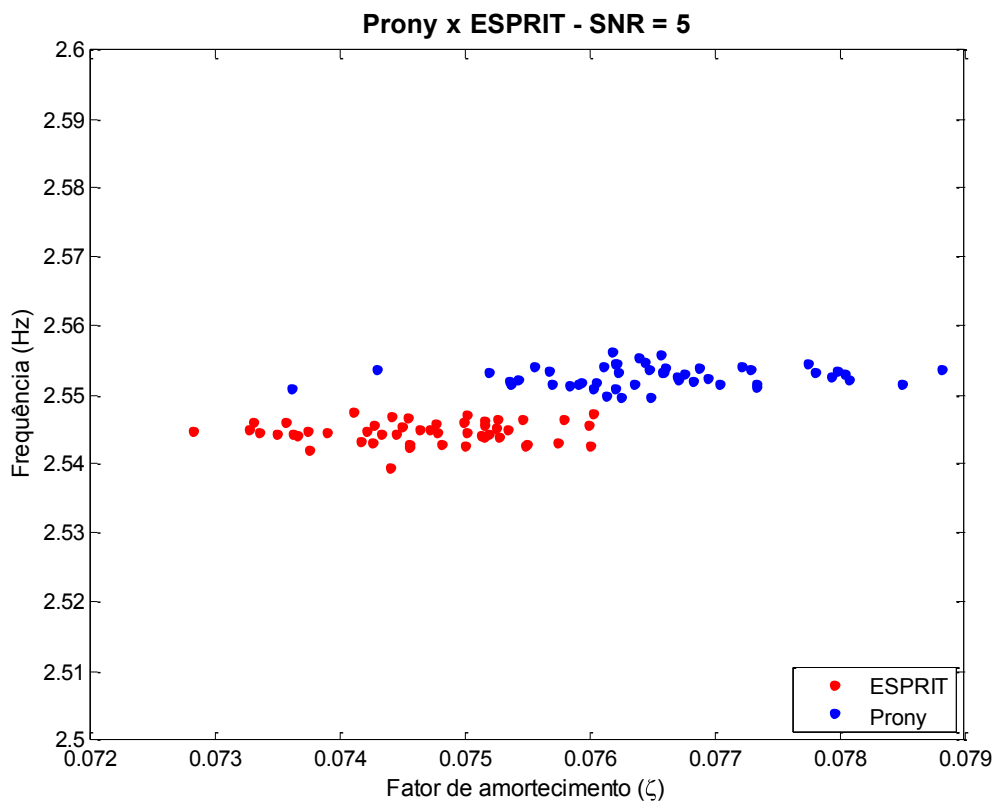


Figura 5.8 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, para um sinal com SNR 5 para o caso em que o sistema se encontra equilibrado

5.2.2. Sistema Desequilibrado

Os testes realizados para o sistema equilibrado foram repetidos para o sistema com fator de desequilíbrio diferente de zero. Os fatores de desequilíbrio aplicados ao sistema simulado foram 10, 30, 50, 70 e 90. As tabelas apresentadas nessa seção, da mesma forma que na seção anterior, mostram os valores médios da frequência e da taxa de decaimento dos modos eletromecânicos identificados para as cinquenta repetições realizadas para cada sinal. Os desvios padrão, da mesma forma, representam a dispersão desse conjunto de repetições. O fator de amortecimento é novamente calculado a partir da frequência e da taxa de decaimento médias.

A partir das Tabelas 5.5-5.6, nota-se que para o caso em que se tem FD 10, o método de Prony apresentou desvios padrão maiores do que o método ESPRIT, sendo essa diferença mais acentuada para os sinais com SNR maior. Como pode ser visto na Figura 5.9, que apresenta o gráfico da frequência pelo fator de amortecimento para as várias repetições para o sinal com SNR 5, os pontos que representam o método de Prony apresentam uma dispersão maior do que aqueles que identificam o método ESPRIT.

Tabela 5.5 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método de Prony para o sistema com FD 10

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5439	0,0001	-1,1979	0,0004	7,47
SNR 30	2,5436	0,0003	-1,2014	0,0014	7,50
SNR 12	2,5483	0,0017	-1,2069	0,0074	7,52
SNR 5	2,5530	0,0020	-1,2304	0,0196	7,65

Tabela 5.6 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT para o sistema com FD 10

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5440	0,0000	-1,1971	0,0001	7,47
SNR 30	2,5440	0,0001	-1,1976	0,0006	7,47
SNR 12	2,5439	0,0006	-1,2018	0,0039	7,50
SNR 5	2,5443	0,0016	-1,1947	0,0135	7,45

A partir das Tabelas 5.7-5.8, nota-se que para um FD 30, o método de Prony novamente apresentou desvios padrão maiores do que o método ESPRIT, sendo essa diferença mais acentuada para os sinais com SNR maior. Entretanto, na Figura 5.10, a dispersão dos pontos que representam o método de Prony é bem parecida com os pontos

que identificam o método ESPRIT. Pode-se notar que, para o FD 30, a diferença entre os desvios padrão dos dois métodos para o sinal com SNR 5 foi menor do que para o FD 10.

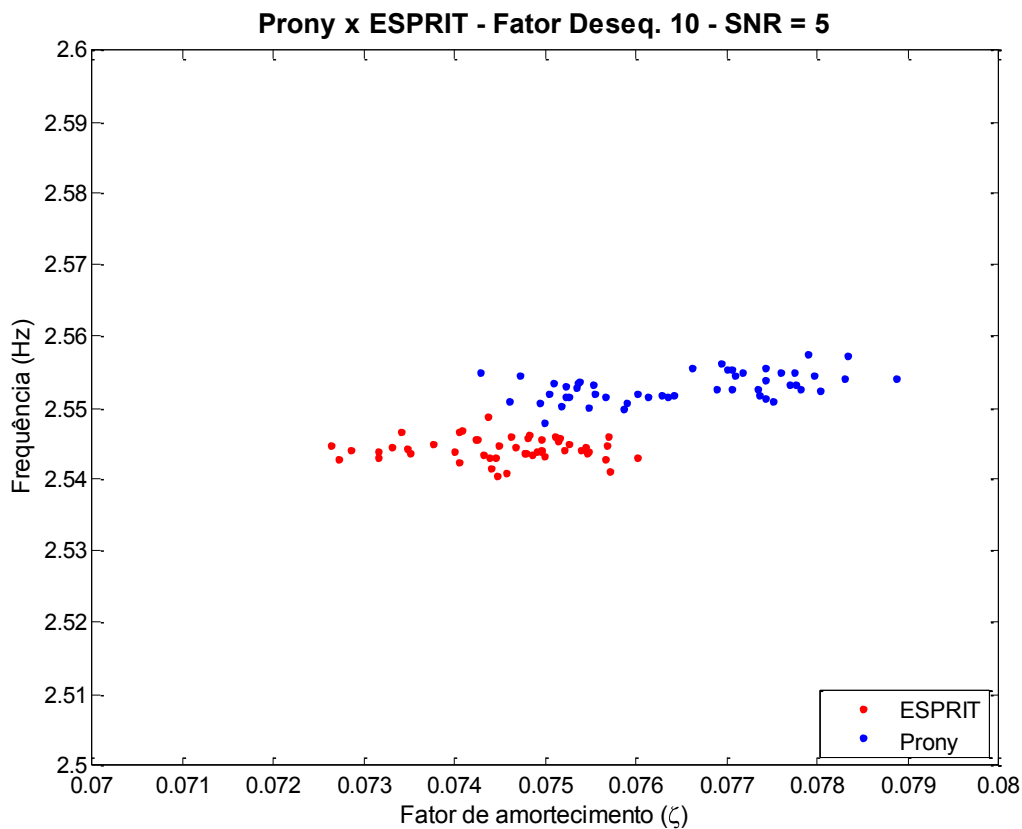


Figura 5.9 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, com FD 10, para o sinal com SNR 5

Tabela 5.7 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método de Prony para o sistema com FD 30

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5437	0,0001	-1,1998	0,0004	7,49
SNR 30	2,5434	0,0004	-1,2036	0,0013	7,51
SNR 12	2,5487	0,0018	-1,2107	0,0084	7,54
SNR 5	2,5526	0,0022	-1,2300	0,0161	7,65

Tabela 5.8 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT para o sistema com FD 30

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5437	0,0000	-1,1990	0,0001	7,48
SNR 30	2,5437	0,0001	-1,1996	0,0005	7,48
SNR 12	2,5439	0,0009	-1,2038	0,0040	7,51
SNR 5	2,5448	0,0018	-1,1982	0,0144	7,47

A partir das Tabelas 5.9-5.10, pode-se notar que para um FD 50, o método de Prony novamente apresentou desvios padrão maiores do que o método ESPRIT, sendo essa diferença mais acentuada para os sinais com SNR maior. Na Figura 5.11, a dispersão dos pontos que representam o método de Prony pode ser visualmente percebida como maior do que a dispersão dos pontos que identificam o método ESPRIT. Comparando-se as Tabelas 5.7-5.8 com as Tabelas 5.9-5.10, não se nota um aumento no desvio padrão expressivo com o aumento do FD.

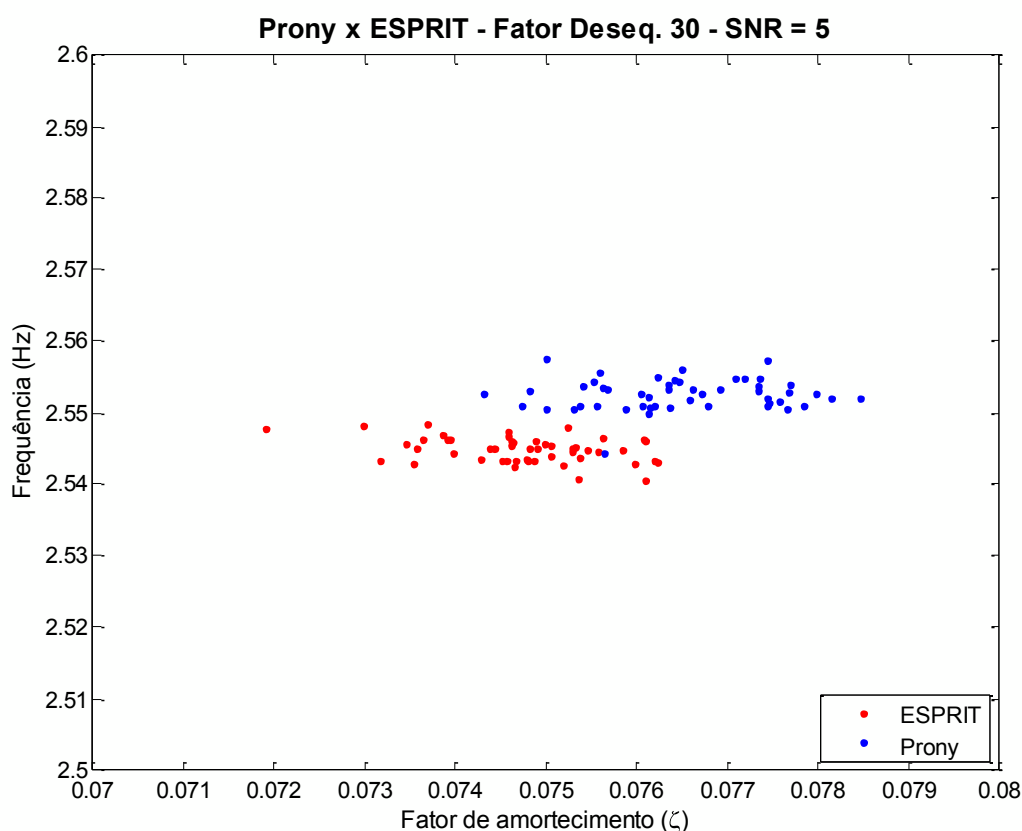


Figura 5.10 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, com FD 30, para o sinal com SNR 5

Tabela 5.9 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método de Prony para o sistema com FD 50

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5432	0,0001	-1,2034	0,0004	7,51
SNR 30	2,5428	0,0004	-1,2082	0,0015	7,54
SNR 12	2,5480	0,0018	-1,2134	0,0081	7,56
SNR 5	2,5515	0,0021	-1,2443	0,0182	7,74

Tabela 5.10 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT para o sistema com FD 50

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5432	0,0000	-1,2029	0,0002	7,51
SNR 30	2,5432	0,0001	-1,2033	0,0006	7,51
SNR 12	2,5434	0,0007	-1,2067	0,0044	7,53
SNR 5	2,5443	0,0019	-1,2016	0,0107	7,50

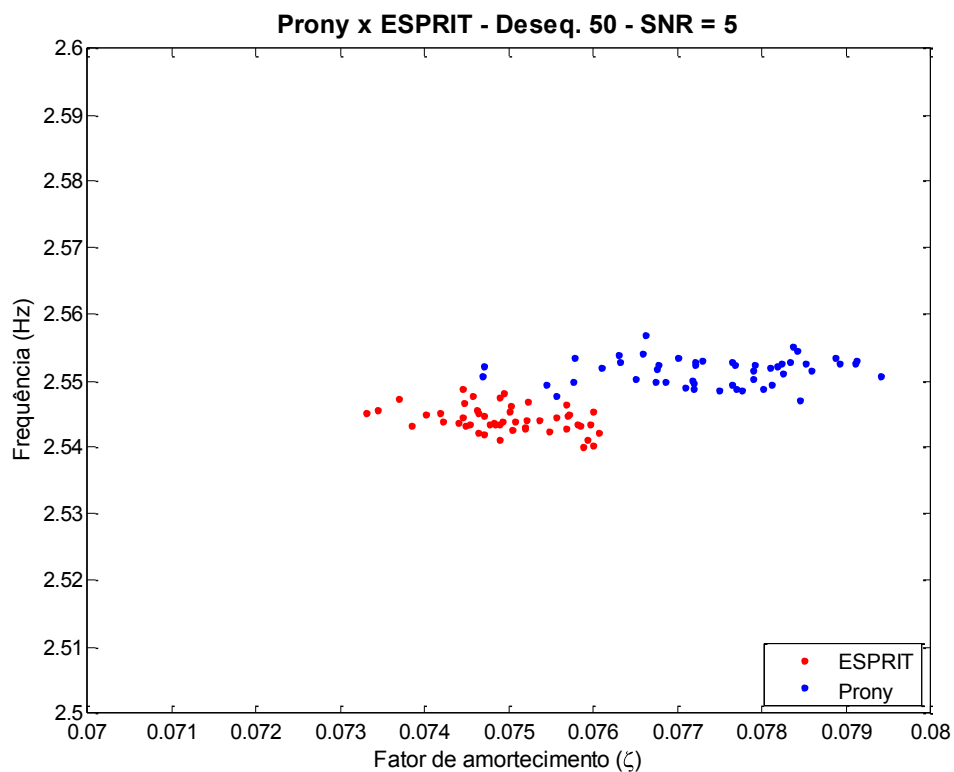


Figura 5.11 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, com FD 50, para o sinal com SNR 5

A partir das Tabelas 5.11-5.12, que apresentam dados para o FD 70, verifica-se que o método de Prony novamente apresentou desvios padrão maiores do que o método ESPRIT, exceto para a frequência do modo eletromecânico para o SNR 5. Como pode ser observado na Figura 5.12, os pontos que representam o método de Prony não estão visualmente mais dispersos do que os que representam o método ESPRIT. Comparando as Tabelas 5.9-5.10 com as Tabelas 5.11-5.12, não se observa um aumento uniforme nos desvios padrão com o aumento do FD.

Tabela 5.11 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método de Prony para o sistema com FD 70

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5425	0,0001	-1,2094	0,0004	7,55
SNR 30	2,5420	0,0005	-1,2148	0,0016	7,58
SNR 12	2,5485	0,0018	-1,2220	0,0091	7,61
SNR 5	2,5517	0,0020	-1,2466	0,0178	7,75

Tabela 5.12 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT para o sistema com FD 70

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5426	0,0000	-1,2115	0,0000	7,56
SNR 30	2,5426	0,0001	-1,2116	0,0005	7,56
SNR 12	2,5427	0,0007	-1,2145	0,0046	7,58
SNR 5	2,5449	0,0027	-1,1984	0,0142	7,47

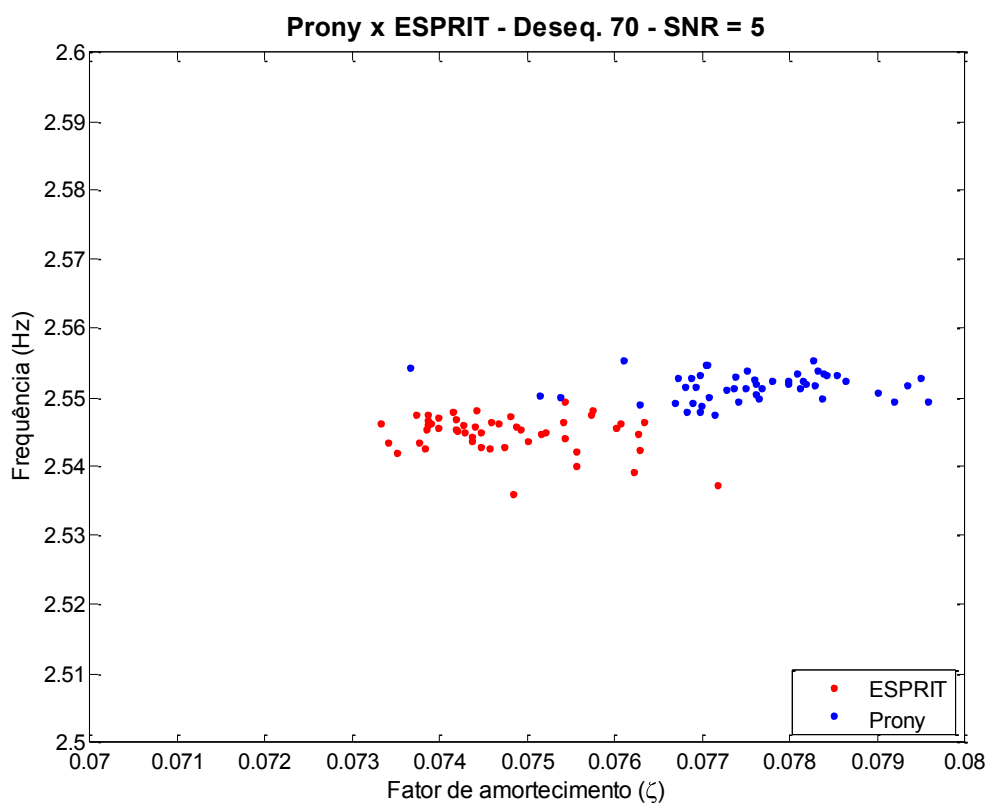


Figura 5.12 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, com FD 70, para o sinal com SNR 5

A partir das Tabelas 5.13-5.14, que apresentam as características dos modos eletromecânicos para o FD 90, o método de Prony novamente apresentou desvios padrão

maiores do que o método ESPRIT, sendo essa diferença mais acentuada para os sinais com SNR maior. Na Figura 5.13, a dispersão dos pontos que representam o método de Prony pode ser visualmente percebida como maior do que a dispersão dos pontos que identificam o método ESPRIT.

Tabela 5.13 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método de Prony para o sistema com FD 90

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5415	0,0001	-1,2173	0,0004	7,60
SNR 30	2,5408	0,0005	-1,2237	0,0019	7,64
SNR 12	2,5479	0,0019	-1,2316	0,0109	7,67
SNR 5	2,5503	0,0026	-1,2588	0,0216	7,83

Tabela 5.14 – Modos eletromecânicos obtidos a partir do método ESPRIT para o sistema com FD 90

	Frequência (Hz)	Desvio Padrão	Taxa de decaimento (Np/s)	Desvio Padrão	Fator de amortecimento (%)
SNR 50	2,5416	0,0000	-1,2167	0,0002	7,60
SNR 30	2,5415	0,0001	-1,2172	0,0006	7,60
SNR 12	2,5418	0,0007	-1,2215	0,0064	7,63
SNR 5	2,5430	0,0024	-1,2130	0,0152	7,57

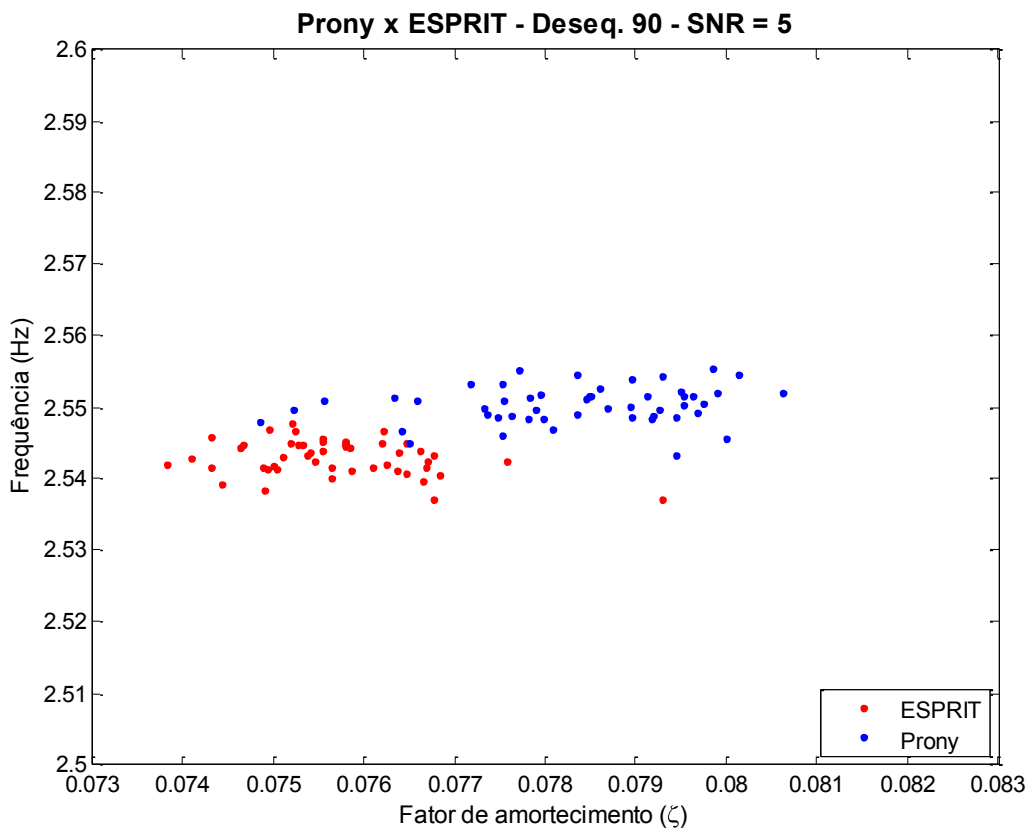


Figura 5.13 – Comparação entre o modo eletromecânico identificado pelo método de Prony e pelo método ESPRIT, com FD 90, para o sinal com SNR 5

Ao comparar as Tabelas 5.5, 5.7, 5.9, 5.11 e 5.13, nota-se que não há um aumento do desvio padrão considerável com o aumento do FD para o método de Prony. O que ocorre é um aumento do desvio padrão com o aumento da amplitude do ruído no sinal. Esse aumento do desvio padrão também pode ser observado para o método ESPRIT, quando comparadas as Tabelas 5.6, 5.8, 5.10, 5.12 e 5.14. Ao se comparar o método de Prony com o ESPRIT, verifica-se que o segundo apresenta um desvio padrão dos modos eletromecânicos identificados menor do que o primeiro. Para alguns FDs, como por exemplo o 50 e o 90, esses desvios padrão podem ser até visualmente notados, enquanto que para outros FDs, a diferença entre eles é menos acentuada.

5.3. Comparação com os casos sem ruído

Comparando os resultados obtidos na seção anterior, em que havia a presença de ruído nos sinais, com os modos eletromecânicos estimados a partir de sinais sem ruído, conforme Tabela 5.15, pode-se avaliar a eficiência dos métodos de Prony e ESPRIT.

Observando a Tabela 5.15, verifica-se que ambos os métodos estimaram modos eletromecânicos com frequências praticamente idênticas para cada caso, com uma diferença inferior a 0,01%. Já ao se comparar as frequências obtidas entre todos os casos, nota-se que o resultado mais discrepante ocorreu para o FD 90, que apresenta uma diferença de quase 0,08% quando comparado com a situação de sistema equilibrado. Mesmo assim, essa diferença é muito pequena, o que mostra que mesmo para um fator de desequilíbrio alto, a frequência do modo eletromecânico é estimada com eficiência tanto pelo método de Prony quanto pelo ESPRIT.

Em relação à taxa de decaimento dos modos eletromecânicos identificados para o sinal sem ruído, nota-se uma que há uma diferença um pouco maior do que para a frequência. Pode-se ver na Tabela 5.15 que a maior discrepância entre os dois métodos ocorre para o FD 90, com uma diferença menor do que 0,3%. Fazendo uma comparação geral das taxas de decaimento estimadas em todas as situações, novamente percebe-se que o caso mais discrepante foi o FD 90. Quando comparado com o caso equilibrado, para ambos os métodos, a diferença é menor do que 2%. Assim, verifica-se que a taxa de decaimento dos modos eletromecânicos estimados é mais afetada do que a frequência, para altos fatores de desequilíbrio. Contudo, as diferenças são bastante pequenas, ficando abaixo dos 2%.

Tabela 5.15 – Modos eletromecânicos obtidos a partir dos métodos de Prony e ESPRIT para os casos sem ruído

	Prony		ESPRIT	
	Frequência (Hz)	Taxa de decaimento (Np/s)	Frequência (Hz)	Taxa de decaimento (Np/s)
Equilibrado	2,5439	-1,1975	2,5440	-1,1970
FD 10	2,5439	-1,1979	2,5439	-1,1979
FD 30	2,5436	-1,2006	2,5437	-1,2000
FD 50	2,5433	-1,2056	2,5435	-1,2039
FD 70	2,5428	-1,2126	2,5429	-1,2097
FD 90	2,5419	-1,2209	2,5418	-1,2177

Para os modos eletromecânicos estimados a partir de sinais com ruído para os casos em que o sistema possui FD 10, 30, 50, 70 ou 90, pode-se notar a partir da comparação das Tabelas 5.5-5.14 com a Tabela 5.15, que o método de Prony é mais susceptível ao ruído do que o método ESPRIT. De uma forma geral, para valores de SNR menores, os valores estimados são mais afetados. Entretanto, mesmo para os sinais com SNR 5, o método ESPRIT se mostrou muito eficiente. Para se ter uma ideia desta eficiência, para o caso em que o sistema possuía FD 90, que foi a situação em que houve maior discrepância entre os modos eletromecânicos estimados para o sinal com e sem ruído, a diferença entre a frequência estimada nas duas situações ficou abaixo de 0,05%. A diferença entre a taxa de decaimento do modo eletromecânico para essa situação ficou abaixo de 0,4%.

Já o método de Prony, para a situação em que o sistema foi testado com FD 90, apresentou uma diferença menor do que 0,4% para a frequência quando comparadas as situações sem ruído e com SNR 5. A taxa de decaimento apresentou uma diferença em torno de 3%, quando comparadas essas mesmas duas situações. Esse valor é bem mais alto do que o encontrado com o método ESPRIT, entretanto se for levada em conta a amplitude do ruído presente no sinal, pode ser considerada uma diferença pequena.

6. CONCLUSÕES

Neste trabalho foi aplicado o método de estimação modal de Prony em sinais de variação de velocidade do rotor de máquinas síncronas. A principal contribuição deste trabalho quando comparado a outros que utilizaram o método de Prony em sinais provenientes de sistemas desequilibrados, como em [4,5], foi o fato de os sinais utilizados no mesmo conterem ruídos de medição, o que os aproxima mais dos sinais de medição obtidos em campo.

É importante destacar a generalidade do ruído inserido nos sinais provenientes das simulações realizadas, já que foi adicionado um ruído branco, que teoricamente possui a mesma densidade espectral para todas as frequências. Com maiores informações sobre os tipos de ruído presentes em sinais de medição reais, principalmente o conteúdo espectral de baixa frequência, pode haver um maior refinamento do ruído inserido nos sinais. As componentes de alta frequência do ruído não interferem na estimação do modo eletromecânico, já que este possui uma frequência menor do que 10 Hz e o filtro empregado neste trabalho possuía uma frequência de corte de 30 Hz, eliminando as componentes do ruído de alta frequência.

As condições impostas aos sinais em que o método de Prony e ESPRIT foram aplicados são extremamente severas, já que em certas situações considerou-se um fator de desequilíbrio / entre fases do sistema de 90, com um ruído que corresponde a mais de 50% da amplitude do sinal de variação de velocidade do rotor. Mesmo assim, os modos eletromecânicos identificados para essa proporção de ruído no sinal nesta situação apresentou uma diferença pequena, se comparado com as situações em que não havia ruído no sinal. A estimação da frequência do modo eletromecânico foi menos afetada pelo ruído, apresentando uma diferença inferior a 0,5% quando comparada com a frequência identificada a partir de um sinal sem ruído, tanto utilizando o método de Prony quanto o ESPRIT. Já a taxa de decaimento do modo eletromecânico, que foi mais influenciada pelo ruído, apresentou uma diferença inferior a 3% para a pior situação, ou seja, sinal com SNR 5, para ambos os métodos. Considerando a severidade dessa situação, essa diferença pode ser considerada pequena.

Quando comparado o método de Prony com o método ESPRIT, este último apresentou um melhor desempenho considerando a dispersão dos resultados, pois quando

aplicado em vários sinais sobre uma determinada condição, a dispersão dos modos identificados foi menor do que para o método de Prony. Dessa forma, a precisão do método ESPRIT é melhor do que o método de Prony, apesar de não se poder avaliar a exatidão dos resultados por não se ter um *benchmarking*. Em relação aos modos identificados para a situação sem ruído e com ruído, o método ESPRIT também apresentou um melhor desempenho. Contudo, esse desempenho não foi tão superior ao método de Prony para justificar apenas a utilização do método ESPRIT para a estimação de modos a partir de sinais com ruído.

Para as situações em que não há ruído nos sinais, o método de Prony e o ESPRIT possuem praticamente o mesmo desempenho, identificando modos eletromecânicos com uma diferença muito pequena, o que já foi observado em [4]. Conforme observado em [12], quanto menor a proporção de ruído no sinal, maior a precisão na identificação do modo eletromecânico pelo método de Prony. Com os resultados observados neste trabalho, pode-se expandir essa afirmação para o método ESPRIT.

Por perspectivas futuras deste trabalho, tem-se a possibilidade da identificação dos modos de oscilação eletromecânica de um sistema a partir de dados amostrados com ruído ambiente. Para isso, podem-se utilizar técnicas de estimação modal pertencentes à categoria *Mode-Meter Algorithms*, que são técnicas apropriadas a sinais com ruído ambiente, nas quais se assume que os modos do sistema são excitados pelos eventos classificados como aleatórios, tais como variações em cargas e geração que ocorrem natural e intermitentemente no sistema. Esse tipo de estudo está sendo realizado pela aluna de mestrado Liciane Cândida Pataca, que integra o grupo de estudos do Laboratório de Análises Dinâmicas em Sistemas Elétricos de Potência (LADSEP).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ACKERMANN, T.; ANDERSSON, G.; SÖDER, L. Distributed generation: a definition. *Electric Power Systems Research*, [S.l.], v.57, n.3, p.195-204, 2001.
- [2] JENKINS, N.; ALLAN, R.; CROSSLEY, P.; KIRSCHEN, D.; STRBAC, G. *Embedded Generation*. London, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technology, 2008.
- [3] KUNDUR, P., et al. 2004. Definition and Classification of Power System Stability. In: *Power Systems*, IEEE Transactions on, 2004. v.19, n.2, p.1387-1401.
- [4] FERNANDES, T. C. C.(2012). *Aplicação de técnicas de estimação modal para análise da estabilidade a pequenas perturbações de sistemas de distribuição com geração distribuída*. Dissertação (Mestrado), Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.
- [5] SALIM, R. H. *Uma nova abordagem para a análise da estabilidade a pequenas perturbações em sistemas de distribuição de energia elétrica com geradores síncronos distribuídos*. 2011. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Escola de Engenharia de São Carlos - USP, São Carlos, SP.
- [6] BOLDEA, I. *Synchronous generators*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2006.
- [7] PRIOSTE, F.; SILVA, A. e; DECKER, I. Monitoring oscillations modes of the Brazilian Interconnected Power System using ambient data. In: *POWERTECH, 2011 IEEE TRONDHEIM, 2011*. Anais... [S.l.: s.n.], 2011. p.1 –7.
- [8] ABREU, L. V. L. de. *Dynamic performance of synchronous generators connected to electric power distribution systems*. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — State University of Campinas, Campinas SP.
[Online].
Available: <http://libdigi.unicamp.br/document/?code=vtls000360086>.
- [9] ATP/EMTP. Bonneville Power Administration. *Alternative Transient Program: atp/emtp*. Disponível em: <http://www.emtp.org/>. Acesso em: [S.l.], 2002.
- [10] DOMMEL H.W., *Electromagnetic Transients Program. Reference Manual (EMTP theory book)*, Bonneville Power Administration, Portland, 1986.

- [11] DUBE, L. Users Guide to MODELS in ATP. [S.l.]: Bonneville Power Administration, 1996.
- [12] TRUDNOWSKI, D.; PIERRE, J. Overview of algorithms for estimating swing modes from measured responses. In: POWER ENERGY SOCIETY GENERAL MEETING, 2009. PES '09. IEEE, 2009. Anais... [S.l.: s.n.], 2009. p.1-8.
- [13] PHADKE, A. Synchronized phasor measurements – a historical overview. In: TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXHIBITION 2002: ASIA PACIFIC. IEEE/PES, 2002. Anais. . . [S.l.: s.n.], 2002. v.1, p.476 – 479 vol.1.
- [14] HAUER, J.; DEMEURE, C.; SCHARF, L. Initial results in Prony analysis of power system response signals. Power Systems, IEEE Transactions on, [S.l.], v.5, n.1, p.80-89, feb. 1990.
- [15] TRUDNOWSKI, D.; JOHNSON, J.; HAUER, J. Making Prony analysis more accurate using multiple signals. Power Systems, IEEE Transactions on, [S.l.], v.14, n.1, p.226 –231, feb 1999.
- [16] PIERRE, J.; TRUDNOWSKI, D.; DONNELLY, M. Initial results in electromechanical mode identification from ambient data. Power Systems, IEEE Transactions on, [S.l.], v.12, n.3, p.1245 –1251, aug 1997.
- [17] TRUDNOWSKI, D.; PIERRE, J.; ZHOU, N.; HAUER, J.; PARASHAR, M. Performance of Three Mode-Meter Block-Processing Algorithms for Automated Dynamic Stability Assessment. Power Systems, IEEE Transactions on, [S.l.], v.23, n.2, p.680-690, may 2008.
- [18] MARPLE, S. L. Digital Spectral Analysis with Applications. San Diego, California: Prentice Hall, 1987.
- [19] Aguirre, L. A. Introdução à Identificação de Sistemas. [S.l.]: UFMG, 2000.
- [20] KUNDUR, P. Power System Stability and Control. New York, NY: McGraw-Hill, 1994.
- [21] MATLAB for Windows User's Guide, The Math Works Inc., 1991.
- [22] BOLLEN, M.; STYVAKTAKIS, E.; GU, I. Y.-H. Categorization and analysis of power system transients. Power Delivery, IEEE Transactions on, [S.l.], v.20, n.3, p.2298-2306, july 2005.

APÊNDICE A – DADOS DO SISTEMA-TESTE

Neste apêndice são apresentados detalhes do sistema-teste utilizado ao longo deste trabalho fornecendo informações sobre os valores dos parâmetros dos controladores além dos valores de resistência e indutância das linhas. Conforme dito no capítulo 2, o sistema-teste é resultante de uma versão simplificada de SEP localizado no interior de São Paulo (ilustrado na Figura 2.4), o qual representa uma típica aplicação de geração distribuída no Brasil, a cogeração do bagaço de cana-de-açúcar.

A configuração real desse sistema apresentado na Figura 2.4 é constituída por geradores síncronos inseridos nas barras 601, 602 e 603, sendo que a potência instalada de tais usinas varia em torno de 1,5 a 5,5 MVA. O caso base possui uma potência total de 10,66 MW e 0,29 Mvar e as cargas somam um total de 10,48 MW e 2,51 Mvar. Ainda, na versão completa do sistema em estudo, observa-se que a conexão com o sistema de subtransmissão é feita através de um transformador de três enrolamentos de 138 / 11,5 / 13,8 kV conectado em Y / Δ / Y_g . Todas as barras do sistema operam com nível de tensão de 13,8 kV, com exceção da barra 603 que opera com 2,4 kV.

O sistema completo é composto por 32 barras, 5 transformadores e 27 seções de linha, resultando em 51 km em linhas de distribuição. Os dados das linhas de distribuição e das cargas foram obtidos em [8] e podem ser vistos nas Tabelas A.1 e A.2. Já os dados dos transformadores são mostrados a seguir para $S_{base} = 10$ MVA:

- **TR1:** $R = 0,0$ p.u. e $X = 0,0565$ p.u.;
- **TR2:** $R = 0,0$ p.u. e $X = 0,0396$ p.u.;
- **TR3WIND:** $R_{1-2} = R_{2-3} = R_{3-1} = 0,0$ p.u., $X_{1-2} = 0,0989$ p.u., $X_{2-3} = 0,057$ p.u. e $X_{3-1} = 0,174$ pu.

Para obtenção do sistema-teste equivalente, é realizado o cálculo do equivalente de Thévenin desse sistema completo visto da barra 806. Vale ressaltar que os quatro geradores originais não foram considerados para esse cálculo, ficando a geração síncrona distribuída representada através da conexão de um gerador síncrono na barra 807 do sistema-teste. Na Figura 2.5 é possível visualizar o diagrama unifilar do sistema após ter sido realizado o cálculo do equivalente de Thévenin visto da barra 806, consistindo basicamente num sistema máquina versus barramento infinito. A matriz de impedância de cada trecho da linha de distribuição é dada abaixo:

- Trecho BusEq – 806:

$$Z_{eq} = \begin{bmatrix} 9.03 + j5.465 & 0 & 0 \\ 0 & 9.03 + j5.465 & 0 \\ 0 & 0 & 9.03 + j5.465 \end{bmatrix} (\Omega)$$

- Trecho 806 – 807:

$$Z_{abc} = \begin{bmatrix} 7,563 + j3,110 & 1,891 + j1,244 & 1,891 + j1,244 \\ 1,891 + j1,244 & 7,563 + j3,110 & 1,891 + j1,244 \\ 1,891 + j1,244 & 1,891 + j1,244 & 7,563 + j3,110 \end{bmatrix} (\Omega)$$

Tabela A.1 – Sistema Completo: dados da linha

Barra Origem	Barra Destino	R + jX (pu/km)	Distância (km)
292	701	0,01 + j 0,02	0,25
292	901	0,01 + j 0,02	1,75
292	801	0,01 + j 0,02	0,01
901	501	0,02 + j 0,03	0,01
901	902	0,01 + j 0,02	3,65
901	904	0,01 + j 0,02	0,33
902	903	0,01 + j 0,02	4,40
904	905	0,04 + j 0,03	0,55
905	906	0,03 + j 0,03	0,13
906	907	0,03 + j 0,03	0,75
906	908	0,03 + j 0,03	0,30
908	909	0,08 + j 0,03	1,42
908	910	0,08 + j 0,03	1,76
910	911	0,08 + j 0,02	9,00
801	802	0,01 + j 0,02	2,00
802	803	0,01 + j 0,02	2,30
803	804	0,01 + j 0,02	2,65
804	601	0,00 + j 0,00	0,00
803	805	0,08 + j 0,03	3,20
805	806	0,08 + j 0,03	1,73
806	807	0,08 + j 0,03	3,55
801	808	0,01 + j 0,02	2,30
808	809	0,01 + j 0,02	0,25
809	810	0,01 + j 0,02	1,55

Tabela A.2 – Sistema Completo: dados da carga

Barra	P (MW)	Q (Mvar)	Barra	P (MW)	Q (Mvar)
601	5,50	0,00	813	0,00	0,00
602	0,00	0,20	901	0,12	0,06
701	1,90	0,87	902	0,06	0,03
802	0,01	0,01	903	0,00	0,00
803	0,02	0,01	904	0,11	0,05
804	1,25	0,57	905	0,59	0,29
805	0,00	0,00	906	0,16	0,08
806	0,04	0,02	907	0,00	0,00
807	0,05	0,02	908	0,08	0,04
808	0,06	0,03	909	0,09	0,05
809	0,11	0,05	910	0,10	0,05
810	0,10	0,05	812	0,03	0,01
811	0,07	0,03			

As características das malhas de controle e do gerador do sistema-teste também foram obtidas em [8] e são apresentadas em sequência.

A.1. Características da Máquina Síncrona

- $\theta = -5,6^\circ$, $P = 2$, $S_{base} = 10$ MVA, $V_{base} = 13,8$ kV, $H = 0,7$ s, $D = 0$ p.u.
- $r_a = 0$ p.u., $x_l = 0,1$ p.u., $x_d = 2,06$ p.u., $x_q = 2,5$ p.u., $x'_d = 0,389$ p.u., $x'_q = 0,3$ p.u., $x''_d = 0,254$ p.u., $x_0 = 0,01$ p.u.
- $T'_{do} = 7,8$ s, $T'_{go} = 3$ s, $T''_{do} = 0,066$ s, $T''_{go} = 0,075$ s.

A.2. Regulador de Velocidade

O modelo de regulador de velocidade adotado para o sistema-teste corresponde ao IEEE TGOV1, os valores dos parâmetros desse controlador são:

- $R_v = 0,05$ p.u., $T_{v1} = 0,05$ s, $T_{i1} = 1,5$ s, $T_{i2} = 5,0$ s, $D_{TURB} = 0,0$ p.u.

A.3. Regulador Automático de Tensão – AVR

Os valores dos parâmetros do regulador automático de tensão utilizados foram:

- $K_a = 100$ e $T_a = 0,15$.

APÊNDICE B – FORMULAÇÃO DO MÉTODO ESPRIT

Para aplicação do método ESPRIT, suponha que um sinal amostrado possa ser representado pela equação:

$$z(t_k) = \sum_{i=1}^p A_i e^{\sigma_i t_k} \cos(2\pi f_i t_k + \phi_i t_k) + e(t_k) \quad (\text{B.1})$$

sendo que:

- t_k : corresponde ao instante de tempo associado ao passo k ;
- A_i : corresponde à amplitude da senoide complexa;
- f_i : indica a frequência de cada senoide complexa;
- σ_i : indica o fator de amortecimento de cada senoide complexa;
- ϕ_i : corresponde à fase de cada senoide complexa;
- p : corresponde ao número de senoídes que foram utilizadas para o ajuste ao sinal;
- e : corresponde a algum tipo de erro que possa estar presente no sinal;

Assumindo que o número de senoídes p é conhecido, a técnica ESPRIT pode ser aplicada ao sinal através das seguintes etapas [22]:

1. Para um sinal $y(t_k) = [z(t_k) \quad \dots \quad z(t_{k+M-1})]^T$ (com $M > p$), a estimativa amostral correspondente a matriz de covariância R é calculada pela equação abaixo:

$$R = \frac{1}{M} \sum_{t_k=1}^M y(t_k) y^T(t_k) \quad (\text{B.2})$$

2. Os autovalores λ_i e os correspondentes autovetores s_i da matriz R são calculados.

Depois de calculados, os autovalores são organizados em ordem decrescente.

3. Considerando os primeiros p autovetores aos quais estão associados os p maiores autovalores, a matriz S é formada por:

$$S = [s_1 \quad \dots \quad s_p] \quad (\text{B.3})$$

sendo que s_1, \dots, s_p são parâmetros de um conjunto de funções que formam uma base para o subespaço efetivo do sinal. Através da mesma, as matrizes S_1 e S_2 são construídas:

$$S_1 = [I_{M-1} \quad 0]S \quad (\text{B.4})$$

$$S_2 = [0 \quad I_{M-1}]S \quad (\text{B.5})$$

sendo que I_{M-1} é a matriz identidade com dimensão $(M-1) \times (M-1)$.

4. Os autovalores da matriz $\psi = (S_1^T S_1)^{-1} S_1^T S_2$ são encontrados. A partir dos seus autovalores (c_1, \dots, c_p) , as frequências f_i e os fatores de amortecimento de cada senoide são determinados por meio das equações abaixo:

$$f_i = \frac{\hat{\text{ângulo}}(c_i)}{2\pi\Delta t} \quad (\text{B.6})$$

$$\sigma_i = -\frac{\ln(|c_i|)}{\Delta t} \quad (\text{B.7})$$

sendo que Δt é o período de amostragem do sinal utilizado.

Para calcular os outros parâmetros da equação (B.1), o seguinte sistema é resolvido, utilizando N amostras do sinal ($N > M$):

$$X = VH \quad (\text{B.8})$$

sendo,

$$V = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ c_1 & c_2 & \dots & c_p \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ c_1^{N-1} & c_2^{N-1} & \dots & c_p^{N-1} \end{pmatrix} \quad (\text{B.9})$$

$$X = (z(t_0) \quad z(t_1) \quad \dots \quad z(t_{N-1}))^T \quad (\text{B.10})$$

$$H = (h_1 \quad h_2 \quad \dots \quad h_p)^T \quad (\text{B.11})$$

e solucionando a equação (B.8) por mínimos quadrados:

$$H = (V^H V)^{-1} V^H X \quad (\text{B.12})$$

A partir, então, dos elementos de H , a amplitude de cada senoide A_i é calculada através da equação:

$$A_i = 2h_i \quad (\text{B.13})$$

e a fase inicial ϕ_i da senoide é dada por:

$$\phi_i = \hat{\text{ângulo}}(h_i) \quad (\text{B.14})$$