

PROJETO TEMÁTICO FAPESP

Linearidade em sinais, circuitos e sistemas

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO,
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS, UNICAMP, BRASIL

Setembro 2003

1. Formulário de Inscrição

2. Cadastro de Solicitante

3. Índice

1. Formulário de Inscrição	i
2. Cadastro de Solicitante	v
3. Índice	viii
4.a Sumário	1
4.b Sumário em inglês	3
5. Projeto de Pesquisa	5
5.1 Introdução Geral	5
5.2 Estabilidade e Controle de Sistemas Dinâmicos	5
5.2.1 Introdução	5
5.2.2 Sistemas Contínuos no tempo	7
5.2.3 Sistemas Discretos no Tempo	10
5.2.4 Sistemas Chaveados	12
5.2.5 Extensões	15
5.2.6 Conclusão e perspectivas	17
5.3 Ortogonalização Uniforme de Sinais	17
5.3.1 Introdução	17
5.3.2 Gram-Schmidt	18
5.3.3 Ortogonalização restrita	19
5.3.4 Conclusão e perspectivas	20
5.4 Estimação da Direção de Chegada de Sinais Usando Arranjo de Sensores	20
5.4.1 Introdução	20
5.4.2 Aspectos Gerais	21
5.4.3 Máxima-verossimilhança (ML)	25
5.4.4 Métodos Baseados no Critério ML	27
5.4.5 Estimação dos Parâmetros DOA via Predição Linear	31
5.4.6 Métodos Baseados na Predição Linear	35
5.4.7 Estimação Totalmente Baseada em Subespaços	37
5.4.8 Conclusões e Perspectivas	44
5.5 Medida Objetiva de Qualidade de Voz e Áudio	45
5.5.1 Introdução	45
5.5.2 Avaliação objetiva de qualidade de voz	46

5.5.3	Medida objetiva de qualidade de áudio	54
5.5.4	Conclusões e Perspectivas	57
5.6	Conclusão Geral	58
	Bibliografia	59
6.	Aspectos Éticos	71
7.	Resultados de Auxílios Anteriores	72
8.	Apresentação da Equipe	74
8.1	Pesquisadores, orientados e colaboradores	74
8.2	Responsabilidades	75
9.	Orçamento Detalhado	76
9.1	Formulário	77
9.2	Justificativa	78
10.	Itens de Importação Direta	79
11.	Cronograma de Execução	80
11.1	Estabilidade de Sistemas Dinâmicos	80
11.2	Ortogonalização Uniforme de Sinais	80
11.3	Algoritmos de Estimção de Direção de Chegada de Sinais usando Arranjo de Sensores	80
11.4	Avaliação Objetiva de Qualidade de Voz e de Áudio	81
11.5	Livro: Linearidade em Sinais, Circuitos e Sistemas	81
12.	Cronograma de Desembolso	82
13.	Descrição da Infraestrutura Disponível	84
14.	Projeção da Necessidade Anual de Pedidos Complementares	85
15.	Cadastro dos Pesquisadores	87
16.	Súmulas Curriculares do Coordenador e dos Pesquisadores Principais	106
16.1	Pedro Luis Dias Peres (Coordenador)	106
16.2	Amauri Lopes	109
16.3	Ivanil Sebastião Bonatti	113

4.a Sumário

- **PROJETO TEMÁTICO FAPESP**

- **Título**

Linearidade em sinais, circuitos e sistemas

- **Pesquisadores principais**

Pedro Luis Dias Peres (coordenador), Amauri Lopes e Ivanil Sebastião Bonatti

- **Objetivos**

O objetivo do projeto é aplicar propriedades de álgebra linear ao tratamento de sinais, aos circuitos e aos sistemas sujeitos a ruídos e incertezas paramétricas.

A similaridade das técnicas aplicadas na análise de sinais e de sistemas aproximou essas áreas de pesquisa, tradicionalmente tratadas separadamente. O uso comum de transformadas (Laplace, Fourier, Z) e de métodos numéricos (desigualdades matriciais, cálculo simbólico, algoritmos de otimização) permite que uma dualidade entre sinais e sistemas seja estabelecida, aproximando problemas e soluções.

Os tópicos principais são: Estabilidade e Controle de Sistemas Dinâmicos; Ortogonalização Uniforme de Sinais; Estimativa da Direção de Chegada de Sinais Usando Arranjo de Sensores; e Medida Objetiva de Qualidade de Voz e Áudio.

As metas do projeto são: divulgação dos resultados obtidos em veículos especializados, formação de pessoal qualificado nos temas de estudo, e redação de livro texto sobre sinais e sistemas.

- **Formação de pessoal**

Os tópicos abordados no projeto enquadram-se nas áreas de controle e telecomunicações, que têm grande potencial de atração de novos pesquisadores, incluindo alunos de iniciação científica. Os pesquisadores da equipe têm grande experiência nos temas do projeto, e vêm demonstrando boa capacidade de formação de pessoal.

- **Metodologia**

A atualidade dos métodos e técnicas propostos no projeto pode ser comprovada pelas recentes publicações e participações em congressos. A utilização de modelos computacionais de avaliação e simulação tem se mostrado apropriada para o tratamento de problemas de engenharia elétrica nas áreas de controle e telecomunicações, o que sinaliza para a grande viabilidade do projeto.

- **Recursos**

Os recursos solicitados são essencialmente de infraestrutura de informática e de apoio

à participação em eventos científicos, além dos pedidos complementares relativos à vinda de pesquisadores externos, a bolsas de pós-doutorado, doutorado, mestrado e iniciação científica, e são condizentes com o porte da equipe do projeto.

- **Capacitação**

A capacitação intelectual da equipe técnica do projeto é atestada pela sua produção científica em periódicos e congressos especializados (nacionais e internacionais) e pela realização de transferência de tecnologia através de contratos de pesquisa e desenvolvimento com empresas do país. Mais recentemente, os pesquisadores principais têm trabalhado em conjunto, produzindo resultados nos temas: análise de circuitos (incluindo osciladores, motores e linhas de transmissão), ortogonalização de sinais e relação com o teorema da amostragem, análise de bifurcações e caos em sistemas de pequena ordem (incluindo o uso de ferramentas de computação simbólica), estimação de sinais e dimensionamento de enlaces em redes. Ênfase especial tem sido dada a aspectos do ensino de sinais e sistemas em cursos de engenharia, com publicações de artigos em revistas voltadas para a educação, e da preparação de material didático disponibilizado à comunidade através da Internet.

4.b Sumário em inglês

- **FAPESP THEMATIC PROJECT**

- **Title**

Linearity in signals, circuits and systems

- **Main researchers**

Pedro Luis Dias Peres (coordinator), Amauri Lopes e Ivanil Sebastião Bonatti

- **Objectives**

The main goal of this project is to apply linear algebra techniques to signal processing, circuits and systems, taking into account noise and parametric uncertainties.

The similarity of the techniques handling signals and systems strongly links these areas, usually addressed separately. The use of the same transforms (Laplace, Fourier and Z) and methods (matrix inequalities, symbolic computation, optimization algorithms) is a clear indication that signals and systems can be treated through a common theory, producing similar solution to related problems.

The topics to be covered are: stability and control design of dynamical systems, uniform orthogonalization of signals, estimation of direction of arrival using array of sensors, objective assessment of speech and audio quality.

The expected results are: to disseminate the research results through conferences and technical journals, to develop human resources and to produce a textbook (for both graduate and undergraduate electrical engineering students) about signals and systems.

- **Development of human resources**

The themes treated in the project are centered on control and telecommunications, which have a high potential to attract new researchers, including undergraduate students. The main researchers have experience in the topics of the project and have been involved in developing human resources along the last ten years (PhD and MSc degrees).

- **Methodology**

The methods and techniques to be used in the project are up-to-date, as can be verified through recent publications in technical journals and conferences. The use of computational models and simulations has been an effective methodology to solve control and telecommunication problems in electrical engineering, thus assuring the viability of the project.

- **Resources**

The resources requested are concentrated on computational infrastructure, with associate demands for attending conferences and scholarships (post-doctoral, doctoral, master and scientific initiation programs). The amount of resources demanded has been defined in accordance with the size of the research team of the project.

- **Qualification**

The qualification of the researchers involved in the project is certified by the scientific production published in technical journals and conferences and by the technologies transferred to Brazilian companies by means of research contracts. The main researchers of this project have been working together in the last years producing new results in the areas: circuit analysis (including oscillators, motors and transmission lines), signal orthogonalization and its relation with the sampling Theorem, bifurcation analysis and chaos in low order systems (including the use of symbolic computation), signal-parameters estimation and link dimensioning in networks. Special emphasis has been placed on teaching signal and systems in an undergraduate course in electrical engineering, as well as in publishing engineering education oriented papers and in disseminating didactical material through the internet.

5. Projeto de Pesquisa

5.1 Introdução Geral

O estudo de sistemas lineares, da álgebra linear, de equações diferenciais lineares, de sinais e sistemas, de circuitos elétricos, de transformadas de Laplace e de Fourier é parte integrante do currículo dos cursos de engenharia, compondo também a base necessária para muitos dos temas abordados na formação de mestrado e de doutorado. A lista de livros sobre o assunto é extensa, e a cada ano surgem novas edições e, nestas, capítulos dedicados a contribuições recentes em determinados tópicos. Pode-se dizer que essas áreas têm sofrido o impacto do avanço de pesquisas desenvolvidas nos últimos anos, principalmente no que diz respeito ao tratamento numérico possibilitado pelos computadores e programas especializados. Quase toda edição atual de livros nessas áreas é acompanhada de programas de simulação ou código para programas amplamente difundidos no ensino de graduação e pós-graduação.

Uma consulta às publicações recentes (revistas e congressos internacionais) mostra que há inúmeros problemas práticos ligados ao estudo de sistemas dinâmicos, às telecomunicações, ao tratamento de sinais, ao estudo de comportamentos elétricos de maneira geral e outros problemas na área de engenharia que têm colhido benefícios de pesquisas recentes em sinais, circuitos e sistemas lineares.

Durante os últimos anos, vários trabalhos foram realizados pelos pesquisadores envolvidos neste projeto e seus orientandos, alguns dos trabalhos ligados a projetos apoiados pela FAPESP (bolsas de mestrado e doutorado) [15], [17], [16], [122], [18], [65], [84], [86], [88], [90], [127], [121] [120]. Essas publicações atestam a qualidade dos resultados, mostrando que há um caminho viável e promissor nessas linhas de pesquisa agregadas sob o tema linearidade de sinais, circuitos e sistemas.

A apresentação deste projeto temático de pesquisa está dividida nos seguintes tópicos, cada qual detalhado em uma seção a seguir: Estabilidade e Controle de Sistemas Dinâmicos; Ortogonalização Uniforme de Sinais; Estimação da Direção de Chegada de Sinais Usando Arranjo de Sensores; Medida Objetiva de Qualidade de Voz e Áudio.

5.2 Estabilidade e Controle de Sistemas Dinâmicos

5.2.1 Introdução

Uma das questões fundamentais na teoria de sistemas é a construção de funções de Lyapunov, tanto para a análise de estabilidade quanto para a síntese de controladores. Em particular, o estudo de sistemas lineares com parâmetros incertos avançou muito nos últimos

vinte anos graças a técnicas de investigação de domínios de estabilidade e de controle robusto derivadas de funções de Lyapunov.

A chamada estabilidade quadrática, isto é, a existência de uma mesma função de Lyapunov, independente dos parâmetros incertos, assegurando a estabilidade robusta do sistema para o domínio de incertezas considerado, foi talvez o resultado mais importante da década de 80 [11]. A partir das condições de estabilidade quadrática, inúmeros resultados de análise, controle e filtragem robusta com critérios como as normas \mathcal{H}_2 e \mathcal{H}_∞ puderam ser desenvolvidos (veja por exemplo [19], [55] e referências internas). Essas condições, quase sempre formuladas em termos de desigualdades matriciais lineares (em inglês, LMIs — *Linear Matrix Inequalities*), tornaram-se facilmente testáveis numericamente com o aparecimento de pacotes computacionais especializados [48].

Embora a estabilidade quadrática seja especialmente adequada à análise de sistemas incertos com parâmetros variantes no tempo, os resultados obtidos podem ser bastante conservativos em muitas situações. Recentemente, várias extensões têm aparecido na literatura para a análise e síntese de controladores para sistemas lineares incertos. Resultados menos conservativos têm sido obtidos a partir de funções de Lyapunov dependentes de parâmetros [46], [47], [92], [153], mas na maioria dos casos alguma restrição estrutural deve ser verificada, ou o procedimento numérico para o teste de estabilidade depende de parâmetros de escalonamentos ou de discretização do espaço paramétrico em uma malha suficientemente fina. Alguns trabalhos têm abordado o problema através de funções de Lyapunov lineares por partes (por exemplo [136], [158]), mas a solução numérica, em geral, requer elevado esforço computacional.

Considerando apenas sistemas lineares incertos contínuos no tempo, dentre os testes de estabilidade robusta baseados em funções de Lyapunov dependentes de parâmetros destacam-se, por estarem formulados em termos de LMIs e pela facilidade de resolução numérica, as abordagens apresentadas em [35], [50] e [119]. Em [50], condições suficientes para a estabilidade diagonal simultânea de uma classe de sistemas foram propostas em termos de LMIs, sendo estabelecidas as conexões desses resultados com positividade real e passividade em sistemas lineares. Uma extensão desses resultados é apresentada em [119], tratando diferentes regiões dentro do plano complexo. A idéia principal contida nessas abordagens está no aumento da ordem das LMIs e na inclusão de novas variáveis, de maneira a obter, com esses graus de liberdade adicionais, resultados menos conservativos do que os que se consegue com a estabilidade quadrática [35]. A estabilidade robusta é garantida por uma função de Lyapunov dependente de parâmetros, que se escreve a partir de matrizes de Lyapunov factíveis para um conjunto de LMIs descritas nos vértices do domínio de incertezas. Apesar de fornecer resultados melhores que os obtidos com a estabilidade quadrática, essas condições ainda são conservativas quando comparadas com o real domínio de estabilidade, provavelmente pelo fato de exigirem que uma ou mais variáveis satisfaçam conjuntamente todas as LMIs.

No contexto de sistemas discretos no tempo, podem-se citar, entre outros, [49], [52], [53], [67], [111]. Dentre os testes de estabilidade robusta para sistemas discretos no tempo baseados em funções de Lyapunov dependentes de parâmetros destacam-se as abordagens LMI apresentadas em [33], [34] e [119]. Em [33], condições suficientes para a estabilidade robusta de sistemas discretos no tempo com incertezas politópicas foram propostas em termos de LMIs. Uma generalização desses resultados para diferentes regiões do plano complexo é apresentada em [119]. A idéia principal dessas condições está no aumento da ordem das

LMIs e na inclusão de novas variáveis, de maneira a obter funções de Lyapunov dependentes de parâmetros que forneçam resultados menos conservativos que os da estabilidade quadrática. Uma discussão sobre essa técnica pode ser encontrada em [35].

Em [33], uma função de Lyapunov dependente de parâmetros, que é obtida a partir de matrizes de Lyapunov factíveis para um conjunto de LMIs descritas nos vértices do domínio de incertezas, garante a estabilidade robusta. Os resultados obtidos são melhores do que os da estabilidade quadrática, mas ainda são conservativos quando comparadas com o verdadeiro domínio, provavelmente pelo fato de exigirem que uma ou mais variáveis satisfaçam conjuntamente todas as LMIs. Em [119] é fornecida uma extensão do resultado obtido em [33], que constitui num ferramental de análise menos conservativo, servindo também para outras regiões do plano complexo.

Mais recentemente, uma nova condição suficiente para a estabilidade robusta de sistemas lineares incertos discretos no tempo é apresentada em [133]. A condição de estabilidade robusta é formulada em termos de LMIs envolvendo apenas as matrizes dos vértices do politopo de incertezas. Um simples teste de factibilidade fornece um conjunto de matrizes que podem ser combinadas de maneira convexa para compor uma função de Lyapunov dependente de parâmetros assegurando a estabilidade de qualquer matriz dentro do domínio de incertezas considerado. As condições contêm a estabilidade quadrática como um caso particular.

5.2.2 Sistemas Contínuos no tempo

Considere um sistema linear contínuo no tempo descrito por

$$\dot{x}(t) = Ax(t) \quad (5.1)$$

com $x \in \mathbb{R}^n$ e $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ uma matriz precisamente conhecida. Uma condição necessária e suficiente para a estabilidade assintótica de A , isto é, todos os autovalores de A possuírem parte real estritamente negativa, é que exista $P = P' \in \mathbb{R}^{n \times n}$ tal que as LMIs

$$P > 0 \quad ; \quad A'P + PA < 0 \quad (5.2)$$

sejam satisfeitas. Note que a desigualdade de Lyapunov (5.2) poderia ser trocada, sem perda de generalidade, por $A'P + PA \leq -\epsilon I$ para qualquer $\epsilon > 0$. Essa propriedade é muitas vezes chamada de homogeneidade.

Suponha agora que A não é precisamente conhecida, mas pertence a um politopo de incertezas \mathcal{A} . Nesse caso, qualquer matriz A dentro do domínio de incertezas pode ser escrita como a combinação convexa dos vértices A_j , $j = 1, \dots, N$, do politopo, ou seja, $A(\alpha) \in \mathcal{A}$ com

$$\mathcal{A} = \left\{ A(\alpha) \in \mathbb{R}^{n \times n} : A(\alpha) = \sum_{j=1}^N \alpha_j A_j, \sum_{j=1}^N \alpha_j = 1, \alpha_j \geq 0, j = 1, \dots, N \right\} \quad (5.3)$$

Uma condição suficiente para a estabilidade do politopo \mathcal{A} é dada pela existência de uma matriz de Lyapunov $P = P' \in \mathbb{R}^{n \times n}$ tal que as LMIs

$$P > 0 \quad ; \quad A(\alpha)'P + PA(\alpha) < 0 \quad (5.4)$$

sejam verificadas para todo $A(\alpha) \in \mathcal{A}$. Conhecida como estabilidade quadrática (EQ) na literatura [11], essa condição pode ser facilmente verificada graças à convexidade da desigualdade de Lyapunov, que faz com que a condição (5.4) seja equivalente à verificação da existência de $P = P' \in \mathbb{R}^{n \times n}$ tal que

$$P > 0 \quad ; \quad A'_j P + P A_j < 0 \quad ; \quad j = 1, \dots, N \quad (5.5)$$

Apesar de ser uma condição apenas suficiente para a estabilidade robusta do politopo \mathcal{A} , e portanto poder produzir resultados conservativos, a estabilidade quadrática tem sido usada extensivamente para síntese de controladores e de filtros robustos nos mais diversos contextos, produzindo em muitos casos condições convexas para a determinação do controle ou do filtro (veja por exemplo [14], [51], [73]).

A análise da estabilidade do sistema incerto (5.1) com $A(\alpha) \in \mathcal{A}$ pode ser efetuada através do uso de uma função de Lyapunov dependente do parâmetro incerto α , ou seja, $A(\alpha)$ é assintoticamente estável se e somente se existir uma matriz de Lyapunov $P(\alpha) = P(\alpha)' > 0$ tal que

$$A(\alpha)' P(\alpha) + P(\alpha) A(\alpha) < 0 \quad (5.6)$$

Note que o caso $P(\alpha) = P$ recai no clássico teste de estabilidade quadrática do sistema. Mesmo restringindo a busca de $P(\alpha)$ a funções de Lyapunov que se escrevem como uma combinação convexa de matrizes P_j , $j = 1, \dots, N$, condições menos conservativas do que a estabilidade quadrática podem ser obtidas. Observe ainda que a existência de matrizes P_j que verificam as desigualdades de Lyapunov nos vértices A_j , $j = 1, \dots, N$ do politopo \mathcal{A} é apenas condição necessária para a estabilidade robusta.

Uma condição suficiente para a análise da estabilidade robusta de $A(\alpha)$ foi apresentada em [50] e generalizada em [119]. Veja também [35] para uma discussão em um contexto mais amplo.

LEMA 5.1 *Se existirem N matrizes simétricas definidas positivas $P_j \in \mathbb{R}^{n \times n}$ e matrizes $F \in \mathbb{R}^{n \times n}$ e $G \in \mathbb{R}^{n \times n}$ tais que*

$$\begin{bmatrix} A'_j F' + F A_j & P_j - F + A'_j G \\ P_j - F' + G' A_j & -(G + G') \end{bmatrix} < 0 \quad ; \quad j = 1, \dots, N \quad (5.7)$$

então $P(\alpha) = P(\alpha)' > 0$ dado por

$$P(\alpha) = \sum_{j=1}^N \alpha_j P_j, \quad \sum_{j=1}^N \alpha_j = 1, \quad \alpha_j \geq 0, \quad j = 1, \dots, N \quad (5.8)$$

é uma função de Lyapunov dependente do parâmetro α que assegura a estabilidade assintótica de qualquer $A(\alpha) \in \mathcal{A}$.

Prova: Veja [50] ou [119]. ■

A idéia principal associada ao Lema 5.1 é que o aumento da dimensão do problema e a criação de novas variáveis (matrizes F e G) propiciam um maior grau de liberdade para a verificação da condição (5.6) com $P(\alpha)$ dado por (5.8). Note que, com o aumento da

dimensão da LMI, a matriz de Lyapunov P não mais aparece envolvida em um produto com a matriz dinâmica A . É também interessante notar que, para um dado A ,

$$A'P + PA = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & A' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A'F' + FA & P - F + A'G \\ P - F' + G'A & -(G + G') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ A \end{bmatrix}$$

para escolhas arbitrárias de F e G . Até o presente, no entanto, não se conhecem possíveis extensões do Lema 5.1 para procedimentos de síntese.

Embora a condição de estabilidade robusta estendida do Lema 5.1 forneça resultados melhores do que a estabilidade quadrática, a exigência de que as matrizes F e G devam satisfazer todo o conjunto de LMIs torna o resultado conservativo, principalmente quando N cresce. O lema a seguir apresenta uma nova condição suficiente para a análise da estabilidade robusta de $A(\alpha) \in \mathcal{A}$.

LEMA 5.2 *Se existirem N matrizes simétricas definidas positivas $P_j \in \mathbb{R}^{n \times n}$ tais que*

$$A'_j P_j + P_j A_j < -\mathbf{I} \quad ; \quad j = 1, \dots, N \quad (5.9)$$

$$A'_j P_k + P_k A_j + A'_k P_j + P_j A_k < \frac{2}{N-1} \mathbf{I} \quad \begin{matrix} j = 1, \dots, N-1 \\ k = j+1, \dots, N \end{matrix} \quad (5.10)$$

então $P(\alpha) = P(\alpha)' > 0$ dada por (5.8) é uma função de Lyapunov dependente de parâmetros que assegura a estabilidade de qualquer $A(\alpha) \in \mathcal{A}$.

Prova: Veja [135]. ■

Vários pontos sobre o Lema 5.2 merecem ser comentados. A primeira observação diz respeito ao fato de que a condição $\sum_{j=1}^N \alpha_j = 1$ não foi utilizada na demonstração. Embora se exija que os termos α_j sejam todos não negativos, não é necessário que a soma desses termos seja igual a unidade. Na verdade, basta apenas que os α_j não sejam todos nulos ou, equivalentemente, que $\sum_{j=1}^N \alpha_j = \rho$, $\rho > 0$. Em outras palavras, se um politopo \mathcal{A} é estável graças à verificação das condições do Lema 5.2, então qualquer combinação positiva dos vértices A_j , $j = 1, \dots, N$ produz também polítopos estáveis. Pode parecer surpreendente que um teste realizado nos vértices de um politopo conclua sobre a estabilidade de combinações lineares positivas desses mesmos vértices e, portanto, além da região delimitada pelo envelope convexo dos vértices. Mas se um politopo de matrizes, representando um sistema linear incerto contínuo no tempo, é estável, isto é, $A(\alpha)$ tem autovalores com parte real estritamente negativa para todo valor de α , então qualquer combinação positiva dos vértices desse politopo também produz matrizes estáveis. Dessa forma, $\rho A(\alpha)$, para $\rho > 0$, também terá autovalores com parte real negativa. As condições do Lema 5.2 reproduzem essa propriedade estrutural dos polítopos estáveis. Note que a condição de estabilidade quadrática, se verificada, também garante a estabilidade de qualquer combinação positiva $\sum_{j=1}^N \alpha_j A_j$, mas o mesmo não ocorre com a condição do Lema 5.1.

Para sistemas precisamente conhecidos, isto é, para $N = 1$, apenas a condição (5.9) precisa ser verificada para $P_1 = P'_1 > 0$. Para sistemas incertos quadraticamente estáveis, existe uma matriz P que verifica a condição (5.5) e, nesse caso, $P = P_1 = P_2 = \dots = P_N$ é uma solução factível para (5.9)-(5.10). Note que se a equação (5.9) é satisfeita para uma mesma matriz P , então (5.10) é sempre verificada. Portanto as condições do Lema 5.2 englobam a condição de estabilidade quadrática como um caso particular.

A idéia central do Lema 5.2 está na exploração da homogeneidade da desigualdade de Lyapunov, impondo, sem perda de generalidade, que as desigualdades de Lyapunov devam ser menores que $-\mathbf{I}$ nos vértices do politopo, (5.9). Esta condição, necessária para a estabilidade do politopo, permite que os termos cruzados assumam valores que podem até ser definidos positivos.

As condições suficientes aqui apresentadas para a estabilidade robusta de um politopo de matrizes, ou seja, a estabilidade quadrática, a estabilidade robusta estendida do Lema 5.1 e a estabilidade robusta exposta no Lema 5.2, baseiam-se todas em testes de factibilidade de um conjunto de LMIs. Hoje em dia há algoritmos eficientes baseados em métodos de pontos interiores de complexidade em tempo polinomial.

5.2.3 Sistemas Discretos no Tempo

Considere o sistema linear discreto no tempo dado por

$$x(k+1) = Ax(k) \quad (5.11)$$

com $x \in \mathbb{R}^n$ e $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ uma matriz precisamente conhecida. Uma condição necessária e suficiente para a estabilidade assintótica de A (isto é, todos os autovalores de A possuírem valores absolutos estritamente menores do que 1) é que exista $P = P' \in \mathbb{R}^{n \times n}$ tal que as LMIs

$$P > 0 \quad ; \quad A'PA - P < 0 \quad (5.12)$$

sejam satisfeitas. Note que a desigualdade de Lyapunov acima poderia ser trocada, sem perda de generalidade, por $A'PA - P \leq -\epsilon \mathbf{I}$ para qualquer $\epsilon > 0$ (homogeneidade da desigualdade de Lyapunov).

Suponha agora que A não é precisamente conhecida, mas pertence a um politopo de incertezas \mathcal{A} . Nesse caso, qualquer matriz A dentro do domínio de incertezas pode ser escrita como a combinação convexa dos vértices A_j , $j = 1, \dots, N$, do politopo, ou seja, $A(\alpha)$ dado em (5.3). Uma condição suficiente para a estabilidade do politopo \mathcal{A} é dada pela existência de uma matriz de Lyapunov $P = P' \in \mathbb{R}^{n \times n}$ tal que as LMIs

$$P > 0 \quad ; \quad A(\alpha)'PA(\alpha) - P < 0 \quad (5.13)$$

sejam verificadas para todo $A(\alpha) \in \mathcal{A}$. Conhecida como estabilidade quadrática na literatura [11], essa condição pode ser facilmente verificada graças à convexidade da desigualdade de Lyapunov, que faz com que a condição (5.13) seja equivalente à verificação da existência de $P = P' \in \mathbb{R}^{n \times n}$ tal que

$$P > 0 \quad ; \quad A_j'PA_j - P < 0 \quad ; \quad j = 1, \dots, N \quad (5.14)$$

Tal fato pode ser melhor visualizado utilizando-se o complemento de Schur [2] da expressão (5.14)

$$A_j'PA_j - P < 0 \quad \iff \quad \begin{bmatrix} P & PA_j \\ A_j'P & P \end{bmatrix} > 0$$

Condição apenas suficiente para a estabilidade robusta do politopo \mathcal{A} , podendo portanto produzir resultados conservativos, a estabilidade quadrática tem sido usada extensivamente para síntese de controladores e de filtros robustos nos mais diversos contextos, produzindo

em muitos casos condições convexas para a determinação do controle ou do filtro (veja por exemplo [49],[53],[67], [111] no contexto de sistemas discretos no tempo).

A análise da estabilidade do sistema incerto (5.11) com $A(\alpha) \in \mathcal{A}$ pode ser efetuada através do uso de uma função de Lyapunov dependente do parâmetro incerto α , ou seja, $A(\alpha)$ é assintoticamente estável se e somente se existir uma matriz de Lyapunov $P(\alpha) = P(\alpha)' > 0$ tal que

$$A(\alpha)'P(\alpha)A(\alpha) - P(\alpha) < 0 \quad (5.15)$$

Mesmo restringindo a busca de $P(\alpha)$ a funções de Lyapunov que se escrevem como uma combinação convexa de matrizes P_j , $j = 1, \dots, N$, podem-se obter condições menos conservativas do que as da estabilidade quadrática. Essa última é obtida quando restringe-se $P(\alpha) = P$ em (5.15). Note que a existência de matrizes P_j que verificam as desigualdades de Lyapunov nos vértices A_j , $j = 1, \dots, N$ do politopo \mathcal{A} é apenas condição necessária para a estabilidade robusta.

Uma condição suficiente para a análise da estabilidade robusta de $A(\alpha)$ apresentada em [33], e depois melhorada e generalizada para outras regiões em [119], é apresentada no Lema 5.1.

LEMA 5.3 *Se existirem $F \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $G \in \mathbb{R}^{n \times n}$ quaisquer e $P_j \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $j = 1, \dots, N$ matrizes simétricas definidas positivas tais que*

$$\begin{bmatrix} -P_j + A_j'F' + FA_j & -F + A_j'G \\ -F' + G'A_j & P_j - (G + G') \end{bmatrix} < 0 \quad ; \quad j = 1, \dots, N \quad (5.16)$$

então $P(\alpha) = P(\alpha)' > 0$ dado por (5.8) é uma função de Lyapunov dependente do parâmetro α que assegura a estabilidade assintótica de qualquer $A(\alpha) \in \mathcal{A}$.

Prova: Veja [119]. ■

O Lema 5.3 explora o aumento da dimensão do problema com a criação de novas variáveis (matrizes F e G) para a verificação da condição (5.15). De fato, é interessante notar que para um dado A ,

$$A'PA - P = \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ A \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} -P + A'F' + FA & -F + A'G \\ -F' + G'A & P - (G + G') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ A \end{bmatrix}$$

para quaisquer F e G . Uma propriedade importante do Lema 5.3 é que pode-se separar a análise de estabilidade (feita através das matrizes P_j) dos procedimentos de síntese (utilizando as matrizes G e F) [33].

A condição de estabilidade robusta estendida (EE) do Lema 5.3 fornece resultados menos conservativos do que a estabilidade quadrática (EQ), mas a exigência de que as matrizes F e G devam satisfazer todo o conjunto de LMIs é conservativa.

Em [133], uma nova condição suficiente para a análise da estabilidade robusta de $A(\alpha) \in \mathcal{A}$ foi apresentada, aqui reproduzida no lema a seguir.

LEMA 5.4 *Se existirem $P_j \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $j = 1, \dots, N$ matrizes simétricas definidas positivas tais que*

$$A_j'P_jA_j - P_j < -\mathbf{I} \quad ; \quad j = 1, \dots, N \quad (5.17)$$

$$A'_j P_j A_k + A'_k P_j A_j + A'_j P_k A_j - 2P_j - P_k < \frac{1}{(N-1)^2} \mathbf{I} \quad (5.18)$$

$$j = 1, \dots, N, \quad k \neq j, \quad k = 1, \dots, N$$

$$A'_j P_k A_\ell + A'_\ell P_k A_j + A'_k P_j A_\ell + A'_\ell P_j A_k +$$

$$A'_j P_\ell A_k + A'_k P_\ell A_j - 2(P_j + P_k + P_\ell) < \frac{6}{(N-1)^2} \mathbf{I} \quad (5.19)$$

$$j = 1, \dots, N-2, \quad k = j+1, \dots, N-1$$

$$\ell = k+1, \dots, N$$

então $P(\alpha) = P(\alpha)' > 0$ dada por (5.8) é uma função de Lyapunov dependente de parâmetros que assegura a estabilidade de qualquer $A(\alpha) \in \mathcal{A}$.

Prova: Veja [133]. ■

Observe que, para sistemas precisamente conhecidos ($N = 1$), apenas a condição (5.17) precisa ser verificada para $P_1 = P'_1 > 0$. Note também que a condição (5.19) só precisa ser verificada para casos com $N \geq 3$. Para sistemas incertos quadraticamente estáveis, existe uma matriz P que verifica a condição (5.14), e nesse caso $P = P_1 = P_2 = \dots = P_N$ é uma solução factível para (5.17)-(5.19) (note que (5.17), nesse caso, implica que (5.18) e (5.19) são sempre satisfeitas), e portanto as condições do Lema 5.4 têm a condição de estabilidade quadrática como um caso particular.

O Lema 5.4 explora a homogeneidade da desigualdade de Lyapunov, impondo sem perda de generalidade que as desigualdades de Lyapunov devam ser menores que $-\mathbf{I}$ nos vértices do politopo (condição (5.17), necessária para a estabilidade do politopo), permitindo assim que os termos cruzados assumam valores que podem até ser positivos. Os coeficientes foram então devidamente ajustados de maneira a garantir que o resultado final da soma seja sempre uma matriz definida negativa, independentemente dos valores de α .

5.2.4 Sistemas Chaveados

As exigências de controle, desempenho e operação dos sistemas físicos têm aumentado significativamente, impondo o uso de ferramentas de análise e de síntese cada vez mais sofisticadas e também mais eficientes do ponto de vista da complexidade computacional associada aos algoritmos (veja, por exemplo, os livros [12], [19], [20], [44], [55], [72] e [159] para um panorama geral sobre problemas de controle de sistemas dinâmicos).

Em [54], os problemas de estabilidade e de estabilização robusta por realimentação de estados de sistemas lineares com saltos são tratados utilizando LMIs. Basicamente, sistemas sujeitos a mudanças abruptas (por exemplo, sistemas chaveados) podem ser modelados por um conjunto de sistemas lineares. Cada modelo corresponde a um modo do sistema, que pode “saltar” de um modo para outro de acordo com um processo Markoviano.

Uma característica comum em muitas aplicações de engenharia é o chaveamento entre diferentes estruturas, o que caracteriza sistemas chamados híbridos (veja [43]). Sistemas híbridos consistem em processos (contínuos e/ou discretos no tempo), interfaceados por alguma lógica ou processo de tomada de decisão. O componente contínuo/discreto no tempo consiste de equações diferenciais/a diferença ou modelos contínuos/discretos no espaço de estados. O componente lógico consiste de um sistema de eventos discretos. Então, o processo afeta o sistema de evento discretos e este afeta a dinâmica do processo.

Como exemplo de aplicação em Engenharia Elétrica, encontra-se a família dos circuitos elétricos chaveados. De modo especial, estão os conversores estáticos de potência do tipo CC-CC (choppers), CA-CC (retificadores), CC-CA (inversores), largamente utilizados atualmente.

Assim, as questões de análise da estabilidade e da síntese de controladores para esses sistemas são fundamentais, tanto do ponto de vista acadêmico quanto do ponto de vista de aplicações industriais.

Considere o sistema chaveado, discreto no tempo,

$$x_{k+1} = A_{\alpha(k)}x_k \quad (5.20)$$

em que $x \in \mathbb{R}^n$ e $A_{\alpha(k)} \in \mathbb{R}^{n \times n}$. Suponha que $\alpha(k)$ é uma lei de chaveamento, definida por $\alpha(k) : \mathcal{N} \rightarrow \mathcal{I}$, com $\mathcal{I} = \{1, \dots, N\}$. Tais sistemas são chamados sistemas chaveados e pertencem à classe dos sistemas híbridos.

A condição da estabilidade quadrática, utilizada na análise de sistemas variantes no tempo, é uma condição suficiente para a estabilidade assintótica do sistema (5.20). Portanto, se existir $P = P' > 0$ tal que a LMI

$$A_j'PA_j - P < 0 \quad ; \quad j = 1, \dots, N \quad (5.21)$$

tenha solução, então o sistema chaveado autônomo é assintoticamente estável. Usando complemento de Schur, (5.21) pode ser escrita como

$$\begin{bmatrix} P & A_j'P \\ PA_j & P \end{bmatrix} > 0 \quad ; \quad j = 1, \dots, N \quad (5.22)$$

A condição da estabilidade quadrática é uma condição suficiente que garante a estabilidade de qualquer modo j do sistema e de qualquer transição $i \rightarrow j$ possível, com $i, j \in \mathcal{I}$. O problema é que, muitas vezes, essa condição leva a resultados conservativos.

Resultados em [31] usam funções de Lyapunov dependentes de parâmetros para verificar a estabilidade de sistemas politópicos variantes no tempo. A aplicação dessa metodologia para sistemas chaveados discretos no tempo da forma (5.20) leva à função de Lyapunov

$$v(x_k, k) = x_k'P_{\alpha(k)}x_k > 0, \quad \text{com } P_{\alpha(k)} > 0 \quad (5.23)$$

Essa função de Lyapunov vale, em $k + 1$

$$v(x_{k+1}, k + 1) = x_{k+1}'P_{\alpha(k+1)}x_{k+1} = x_k'A_{\alpha(k)}'P_{\alpha(k+1)}A_{\alpha(k)}x_k \quad (5.24)$$

A diferença $\Delta v(k, x_k) = v(x_{k+1}, k + 1) - v(x_k, k)$ deve ser negativa para garantir a estabilidade. Então, tem-se

$$\Delta v(k, x_k) = x_k'[A_{\alpha(k)}'P_{\alpha(k+1)}A_{\alpha(k)} - P_{\alpha(k)}]x_k < 0 \quad (5.25)$$

Em [85], o problema da estabilidade de sistemas chaveados foi abordado. Como resultado, se existirem N matrizes simétricas P_1, \dots, P_N , que satisfazem

$$\begin{bmatrix} P_j & A_j'P_i \\ P_iA_j & P_i \end{bmatrix} > 0 \quad ; \quad \forall (i, j) \in \mathcal{I} \times \mathcal{I} \quad (5.26)$$

então, (5.25) é verificada e o sistema autônomo é estável.

Em [32], essa condição é reescrita numa forma equivalente, incluindo novas matrizes. Se existirem N matrizes simétricas S_1, \dots, S_N e N matrizes G_1, \dots, G_N que satisfazem

$$\begin{bmatrix} G_j + G'_j - S_j & G'_j A'_j \\ A_j G_j & S_i \end{bmatrix} > 0 \quad ; \quad \forall (i, j) \in \mathcal{I} \times \mathcal{I} \quad (5.27)$$

então o sistema autônomo é estável.

As condições (5.26) e (5.27) são equivalentes para testar a estabilidade. Porém a condição (5.27) permite que uma realimentação de estados seja obtida a partir das matrizes G_j , independentemente das matrizes P_j usadas para assegurar a estabilidade.

Considere o sistema chaveado, discreto no tempo,

$$x_{k+1} = A_{\alpha(k)} x_k + B_{\alpha(k)} u_k \quad (5.28)$$

em que $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$ é a entrada de controle, $A_{\alpha(k)} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B_{\alpha(k)} \in \mathbb{R}^{n \times m}$ e $\alpha(k)$ é uma lei de chaveamento, definida por $\alpha(k) : \mathcal{N} \rightarrow \mathcal{I}$, com $\mathcal{I} = \{1, \dots, N\}$.

Seja u_k uma lei de controle do tipo realimentação de estados. Então, o problema é estabilizar o sistema chaveado discreto no tempo (5.28) (problema de estabilizabilidade).

A condição de estabilizabilidade quadrática determina que, se existir $W = W' > 0$ tal que

$$\begin{bmatrix} W & W A'_j + Z' B'_j \\ A_j W + B_j Z & W \end{bmatrix} > 0 \quad ; \quad j = 1, \dots, N \quad (5.29)$$

tenha solução, com $Z = KW$, então o ganho fixo $K = ZW^{-1}$ estabiliza o sistema chaveado. Esta condição vem de (5.22) substituindo A_j por $A_j + B_j K$, e fazendo $W = P^{-1}$ e $Z = KW$ (ver [14]).

A principal característica da estabilizabilidade quadrática é que, com um ganho fixo, garante-se a estabilidade do sistema em malha fechada para qualquer seqüência de chaveamento. Essa condição pode, entretanto, levar a resultados conservativos.

Resultados mais recentes, utilizando funções de Lyapunov dependentes de parâmetros, apontam uma outra condição suficiente para a estabilizabilidade de (5.28). Em [32], o problema de realimentação estática de saída é abordado. Reescrevendo a condição de [32] para um problema de realimentação de estados, tem-se que, se existirem matrizes simétricas S_j , matrizes G_j e U_j tais que,

$$\begin{bmatrix} G_j + G'_j - S_j & G'_j A'_j + U'_j B'_j \\ A_j G_j + B_j U_j & S_i \end{bmatrix} > 0 \quad ; \quad \forall (i, j) \in \mathcal{I} \times \mathcal{I} \quad (5.30)$$

então

$$K_j = U_j G_j^{-1}, \quad \text{com } j = 1, \dots, N \quad (5.31)$$

é uma lei de controle do tipo realimentação de estados chaveada que estabiliza o sistema (5.28).

Nessa condição, as matrizes de Lyapunov $S_j = P_j^{-1}$ são deixadas livres e têm que satisfazer apenas a condição de estabilidade. As variáveis de folga G_j , que são usadas para a obtenção dos ganhos, tornam a condição menos conservativa.

A condição (5.30) contém a estabilizabilidade quadrática como um caso particular. Isso pode ser visto fazendo-se $S_j = S_i = G_j = G'_j = W$, com $W = W' > 0$ e $K_j = K$. Substituindo em (5.30), pode-se recuperar (5.29).

5.2.5 Extensões

O estudo da estabilidade e controle de sistemas dinâmicos com incertezas através de técnicas baseadas em funções de Lyapunov e generalizações desse tipo de função é um tema bastante importante, relevante do ponto de vista prático e extremamente atual, como atestam as várias publicações recentes em assuntos correlatos.

\mathcal{D} -Estabilidade

Em [124], foi mostrado que a existência de uma matriz de Lyapunov diagonal positiva P_D solução de $A'P + PA < 0$ garante a estabilidade global do ponto de equilíbrio $x = 0$ da equação dinâmica não-linear $\dot{x} = Af(x)$ para uma classe de funções $f(\cdot) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ pertencente a um determinado conjunto (veja também [50], [69]). A existência dessa matriz diagonal P_D assegura a estabilidade robusta para um vasto conjunto de não-linearidades, incluindo funções da forma $f(x) = Dx$, com $D \in \mathbb{R}^{n \times n}$ representando uma matriz diagonal positiva qualquer. Assim, a existência de P_D diagonal tal que $A'P_D + P_DA < 0$ é uma condição suficiente para que todas as matrizes AD com D diagonal positiva sejam Hurwitz (mas o contrário não é necessariamente verdade). Matrizes A tais que AD com D diagonal positiva são Hurwitz, chamadas D -estáveis [62], são de interesse prático em vários campos, como por exemplo em sistemas econômicos [5], [64].

No caso de sistemas discretos, a D -estabilidade de uma matriz A está relacionada com a propriedade de que AB seja Schur-estável para toda matriz $B \in \mathbb{R}^{n \times n}$ pertencente ao polítopo convexo

$$\mathcal{B}_D \triangleq \left\{ B = \text{diag} \{b_1, \dots, b_n\} ; |b_i| \leq 1 ; i = 1, \dots, N \right\} \quad (5.32)$$

A existência de $P_D > 0$ tal que $A'P_DA - P_D < 0$ é uma condição suficiente para a D -estabilidade.

O estudo de condições menos conservadoras para testes de D -estabilidade, se possível na forma de desigualdades matriciais lineares, é objeto deste plano de pesquisa.

Estabilidade de Matrizes Polinomiais

Matrizes polinomiais constituem um ferramental importante para o estudo de sistemas de controle. A dinâmica de muitos sistemas é descrita de maneira natural através de representações lineares fracionais ou por matrizes cujos coeficientes são polinômios [68], e várias abordagens de análise e de controle de sistemas baseiam-se em matrizes polinomiais [75].

Considere uma matriz polinomial quadrada $A(s)$ de dimensão n e grau d com coeficientes complexos que se escreve

$$A(s) = A^0 + A^1s + \dots + A^d s^d \quad (5.33)$$

Um zero de $A(s)$ pode ser definido [66] como o valor complexo ζ para o qual ocorre uma perda de posto da matriz $A(s)$, ou seja, $\text{posto } A(\zeta) < \text{posto } A(s)$, e pode ser determinado através do cômputo do determinante de $A(s)$. Definida uma subregião \mathcal{D} do plano complexo, o problema de análise da \mathcal{D} -estabilidade de $A(s)$ resume-se a determinar condições para que os zeros de $A(s)$ pertençam a \mathcal{D} .

Dadas N matrizes polinomiais $A_1(s), \dots, A_N(s)$ de dimensão n e grau d , define-se o polítopo \mathfrak{P} como sendo o conjunto de todas as matrizes polinomiais que se escrevem como

$$A(s, \lambda) = \lambda_1 A_1(s) + \dots + \lambda_N A_N(s); \quad \lambda_j \geq 0, \quad \sum_{j=1}^N \lambda_j = 1 \quad (5.34)$$

O objetivo é estabelecer condições que garantam que o polítopo \mathfrak{P} seja \mathcal{D} -estável, isto é, que todas as matrizes polinomiais $A(s, \lambda)$ sejam \mathcal{D} -estáveis. Uma definição bastante abrangente para domínios de estabilidade \mathcal{D} é dada por [60]

$$\mathcal{D} = \left\{ s \in \mathbb{C} : \begin{bmatrix} 1 \\ s \end{bmatrix}^* B \begin{bmatrix} 1 \\ s \end{bmatrix} < 0 \right\} \quad (5.35)$$

com $[\cdot]^*$ representando o conjugado transposto de $[\cdot]$. A escolha da matriz $B = B^* \in \mathbb{C}^2$ define a região a ser estudada. As regiões consideradas são o semi-plano esquerdo (análise de estabilidade de sistemas contínuos no tempo) e o círculo unitário (estabilidade de sistemas discretos no tempo), descritas respectivamente pelas matrizes

$$B_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad ; \quad B_d = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

Para detalhes referentes a outras formas de definição de regiões do plano complexo, veja [26], [61], [119]. Por simplicidade, e sem perda de generalidade, assume-se que não há no polítopo \mathfrak{P} matrizes polinomiais com zeros no infinito, e também que o termo de grau d é uma matriz identidade de dimensão n denotada por \mathbf{I}_n [61].

Buscam-se resultados que permitam concluir se os zeros de um determinado polítopo de matrizes polinomiais estão em uma determinada região do plano complexo, estendendo os resultados já obtidos em [38].

Custo Garantido

Considere um sistema dinâmico descrito pela matriz de transferência

$$H(s) = C(\alpha)(s\mathbf{I} - A(\alpha))^{-1}B(\alpha) + D(\alpha) \quad (5.37)$$

com matrizes $(A(\alpha), B(\alpha), C(\alpha), D(\alpha))$ pertencentes a um polítopo convexo, isto é, qualquer (A, B, C, D) dentro do polítopo pode ser escrito como a combinação convexa no parâmetro α dos vértices do domínio de incertezas. Supondo que A é estável para todo α admissível, é de interesse prático determinar os chamados custos garantidos \mathcal{H}_2 (para sistemas estritamente próprios, ou seja, $D = \mathbf{0}$) e \mathcal{H}_∞ do sistema. Esses custos garantidos fornecem indicações sobre o desempenho do sistema face a entradas exógenas, e também sobre a robustez em relação a incertezas não modeladas. Em [116], métodos baseados em LMIs com funções fixas de Lyapunov para garantir a estabilidade do polítopo foram propostos. Extensões para o cálculo de custo garantido com funções de Lyapunov dependentes de parâmetros são objeto de estudo deste item.

Sistemas com Retardo

Existe uma vasta literatura tratando do problema de análise de estabilidade e da estabilização de sistemas lineares com a presença de retardos, tanto no caso de sistemas contínuos quanto no caso de sistemas discretos no tempo. Abordagens clássicas utilizam funcionais do tipo função de Lyapunov, modificados segundo o tipo de condição que se pretende obter, para determinar condições suficientes para a estabilidade robusta de sistemas com retardo de maneira independente ou dependente do atraso. Em geral, esses problemas são tratados no âmbito de sistemas incertos com funções fixas (quadráticas) de Lyapunov. É objeto deste item estender o estudo para a estabilização com condições de estabilidade robusta mais gerais, utilizando funções de Lyapunov dependentes de parâmetros.

Condições mais Abrangentes

Foi mostrado em [35] que as variáveis extras introduzidas para a análise de estabilidade de sistemas podem ser vistas como multiplicadores. O uso de multiplicadores dependentes de parâmetros, associado ao uso de propriedades de estabilidade robusta recentemente estabelecidas [133], [135] pode fornecer condições ainda mais abrangentes para diversos problemas de análise de estabilidade e de síntese de controladores, sendo também um dos objetos de estudo deste item. Também, foi suposto que as incertezas são invariantes no tempo. Pretende-se investigar condições mais gerais que permitam o tratamento de parâmetros variantes no tempo, tanto em termos de estudos de estabilidade quanto em relação ao controle do tipo ganho escalonado (*gain scheduling*).

5.2.6 Conclusão e perspectivas

O uso de funções de Lyapunov dependentes de parâmetros tem se mostrado bastante efetivo na avaliação da estabilidade robusta de sistemas lineares com parâmetros incertos, em vários cenários distintos (alguns dos quais aqui enumerados). Há, no entanto, outras técnicas a ser investigadas.

É objetivo deste projeto, quanto à estabilidade de sistemas dinâmicos, aprofundar o estudo de sistemas incertos, incluindo taxas de variação de parâmetros e buscando novas condições baseadas em técnicas de Lyapunov, como por exemplo o uso de funções não-quadráticas de Lyapunov, o aumento do vetor de variáveis de estado e de suas derivadas como meio de se obter resultados mais abrangentes, e a busca de um subconjunto de matrizes que forneça testes conclusivos sobre a estabilidade de todo o domínio de incerteza. Também serão investigadas técnicas de controle para sistemas com incertezas paramétricas.

5.3 Ortogonalização Uniforme de Sinais

5.3.1 Introdução

A escolha de uma base para a representação de sinais é importante para o processamento e análise de sinais [24], [25], [59], [78], [93], [94], [128], [152]. A decomposição de um sinal em uma base formada por uma escolha conveniente de um conjunto de elementos está presente em vários procedimentos relacionados com o envio ou a extração de informações. Nesse

contexto, bases ortogonais são largamente utilizadas por permitirem o cálculo desacoplado dos coeficientes para a representação de sinais.

O procedimento de ortogonalização de Gram-Schmidt produz como resultado funções ortogonais, obtidas a partir de um conjunto de funções linearmente independentes. Esse procedimento, no entanto, gera novas funções com mudanças na forma das funções originais que compunham o conjunto.

Um procedimento de ortogonalização que tenta preservar a forma das funções originais é apresentado a seguir. Antes, descreve-se o método clássico de Gram-Schmidt.

5.3.2 Gram-Schmidt

Considere um conjunto \mathcal{N} de funções reais linearmente independentes $f_n(t)$, $n = 1, \dots, N$ com energia finita. Um sinal $y(t)$, não necessariamente pertencendo ao espaço \mathcal{S}_N gerado pelo conjunto \mathcal{N} pode ser aproximadamente descrito por

$$y(t) \cong \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n(t) \quad (5.38)$$

Os coeficientes α_n que minimizam o erro quadrático médio

$$\langle \epsilon^2(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[y(t) - \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n(t) \right]^2 dt \quad (5.39)$$

são dados por

$$\alpha = R^{-1} \langle f y(t) \rangle \quad (5.40)$$

sendo que $\alpha \in \mathbb{R}^N$ e $f = [f_1(t) \dots f_N(t)]'$ são vetores coluna. A matriz de correlação $\langle R = f f' \rangle$ é composta pelos elementos

$$r_{kl} = \langle f_k(t) f_l(t) \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f_k(t) f_l(t) dt \text{ para } k, l = 1, \dots, N \quad (5.41)$$

Note que o cálculo de cada coeficiente envolve simultaneamente todas as funções $f_n(t)$. Se o conjunto \mathcal{N} for composto por funções ortogonais, R é uma matriz diagonal e cada coeficiente α_n pode ser calculado utilizando-se apenas a função $f_n(t)$ correspondente e o sinal $y(t)$.

Para ortogonalizar o conjunto \mathcal{N} , considere a matriz não singular $Q \in \mathbb{R}^{N \times N}$ que produz a transformação linear

$$g \triangleq Qf \quad (5.42)$$

O vetor de funções g produz uma nova base que gera o mesmo espaço \mathcal{S}_N gerado a partir das funções f . A condição de ortogonalização exige $\langle g g' \rangle = \mathbf{I}$ resultando em

$$QRQ' = \mathbf{I} \quad (5.43)$$

A equação (5.43) pode ser vista como um sistema de equações quadráticas com N^2 incógnitas e $N(N+1)/2$ restrições, pois por construção R é uma matriz simétrica definida positiva [59]. Como consequência, há várias maneiras de gerar a base ortonormal g a partir do conjunto de funções linearmente independentes f .

A simetria e o fato de que R é definida positiva permitem obter uma solução para (5.43) a partir da aplicação da fatorização de Cholesky na matriz R , que produz como resultado uma matriz triangular inferior L tal que $R = LL'$ [58], resultando em

$$QRQ' = (QL)(QL)' = \mathbf{I} \quad (5.44)$$

A fatorização de Cholesky induz, portanto, a solução $Q = L^{-1}$ para (5.43), que é a clássica ortonormalização de Gram-Schmidt.

5.3.3 Ortogonalização restrita

O objetivo do procedimento de ortogonalização descrito a seguir é, além de ortogonalizar o conjunto original de funções, preservar ao máximo a forma dessas funções. Para isso, um critério quadrático é utilizado e o problema pode ser formulado como

$$g = Qf; g \text{ ortogonal} \quad \min \sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{+\infty} [g_n(t) - f_n(t)]^2 dt \quad (5.45)$$

Sejam f_Δ e g_Δ vetores construídos a partir respectivamente das funções f e g amostradas com período Δ . Aproximadamente, a matriz de correlação R é dada por:

$$R \cong f_\Delta f_\Delta' \Delta \quad (5.46)$$

Assim, o problema (5.45) pode ser escrito como

$$g_\Delta = Qf_\Delta; \Delta g_\Delta g_\Delta' = \mathbf{I} \quad \min \text{Tr} [(g_\Delta - f_\Delta)(g_\Delta - f_\Delta)'] \Delta \quad (5.47)$$

$$QRQ' = \mathbf{I} \quad \min \text{Tr} [QRQ' + R - QR - RQ'] \quad (5.48)$$

sendo que $\text{Tr}(\cdot)$ designa o traço da matriz quadrada (\cdot) , ou seja, $\text{Tr}(M) = \sum_{i=1}^n m_{ii}$ para $M \in \mathbb{R}^{n \times n}$.

A solução do problema (5.48) é também solução de

$$\max_{QRQ' = \mathbf{I}} \text{Tr} [2RQ] \quad (5.49)$$

que envolve a maximização de uma função custo linear sujeita a restrições quadráticas. Como R é uma matriz definida positiva, o problema possui uma solução única que pode ser obtida através do multiplicador de Lagrange Y .

A função Lagrangeano é dada por

$$l(Q, Y) = \text{Tr}[2RQ + Y'(QRQ' - \mathbf{I})] \quad (5.50)$$

produzindo como condições de estacionariedade [159]

$$QRQ' = \mathbf{I} \quad ; \quad 2R + YQR + Y'QR = 0 \quad (5.51)$$

Observe que a restrição $QRQ' = \mathbf{I}$ é simétrica, e portanto $Y' = Y$, implicando que $Y = -Q^{-1}$ que, por sua vez, aplicada em $QRQ' = \mathbf{I}$ produz $Y^2 = R$. Assim, a solução ótima de (5.49) é $Q = R^{-0.5}$.

Como R é uma matriz real simétrica definida positiva, tem-se que

$$Q = R^{-0.5} = U\Lambda^{-0.5}U' \quad (5.52)$$

com a matriz unitária U (i.e. $U'U = \mathbf{I}$) e Λ uma matriz diagonal formada pelos autovalores de R [58].

Note que a solução Q é uma matriz simétrica. Impondo essa condição em (5.43) e aplicando a decomposição de Schur em R [58], obtém-se novamente

$$R = U\Lambda U' \implies Q = U\Lambda^{-0.5}U' \triangleq R^{-0.5} \quad (5.53)$$

5.3.4 Conclusão e perspectivas

O estudo do procedimento de ortogonalização e de suas possíveis aplicações é objeto deste tópico. Vários artigos preliminares foram produzidos pelos autores, tratando de aspectos isolados relacionados a ortogonalização. Em particular, bases de dimensão infinita deverão ser investigadas, assim como sua relação com o teorema da amostragem.

5.4 Estimação da Direção de Chegada de Sinais Usando Arranjo de Sensores

5.4.1 Introdução

O processamento de sinais aplicado a arranjos de sensores tem por objetivo extrair parâmetros úteis relacionados às ondas incidentes no arranjo. Em particular, o parâmetro de interesse é a direção de chegada (DOA) dessas ondas [125], [45], [74].

A estimação do parâmetro DOA foi inicialmente utilizada para determinar a posição de objetos através de RADAR (RADIo Detection And Ranging) e de SONAR (SOund NAVigation Ranging). Mais recentemente surgiram várias outras aplicações, dentre as quais destacam-se os sistemas de comunicações móveis, as pesquisas geológicas e a tomografia computadorizada [45], [74], [56], [118].

As técnicas convencionais para a estimação DOA, baseadas em espectros, utilizam a medida da potência de saída do arranjo em função do ângulo de chegada para a obtenção do parâmetro DOA [125], [45]. Entretanto, para sinais correlacionados ou mesmo coerentes, o desempenho desses métodos é insatisfatório [74], [139].

Os métodos paramétricos modernos não fazem uso de uma função espectral, mas sim de um modelo para o sinal baseado nos parâmetros de interesse.

Dentre os métodos paramétricos, o procedimento de estimação baseado no critério da máxima verossimilhança (ML) apresenta uma grande capacidade de resolução e nenhuma dificuldade na aplicação em arranjos com qualquer geometria. Porém, tal procedimento exige um esforço computacional proibitivo [74], [70], [143]. Assim, novos métodos surgiram para superar esta carga computacional sem degradar o desempenho.

Dentre esses novos procedimentos destacam-se, pela simplicidade computacional, aqueles baseados na predição linear. O método FBLP (Forward-Backward Linear Prediction) Modificado [154] é um exemplo de sucesso do uso da predição linear. As desvantagens desses procedimentos, quando comparados com aqueles baseados no critério ML, consistem na

limitação a aplicações com arranjos lineares e uniformes e na baixa capacidade de resolução quando aplicados em sinais fortemente correlacionados e em baixas relações sinal-ruído [154], [27], [81].

Os procedimentos baseados em subespaços representam outra alternativa. Esses realizam a estimação do parâmetro DOA através da decomposição do sinal observado em subespaços de sinal e de ruído [63], [126]. O método MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) faz uso desses procedimentos. Uma outra variante para os procedimentos baseados em subespaços (“Subspace Fitting-SF”) destaca-se como competidor do critério ML por apresentar uma capacidade de resolução equivalente [74], [155] e [156]. Os métodos ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) e WSF (Weighted Subspace Fitting) pertencem a essa classe de procedimentos.

Uma outra forma de contornar o esforço computacional exigido pelo critério ML surge do uso de alternativas para a sua implementação, empregando-se algoritmos numéricos mais eficientes que propiciam desempenhos equivalentes [21] e [144]. Porém, tais algoritmos são geralmente iterativos e alguns sofrem de problemas de convergência. Como exemplos destacam-se os métodos IQML (Iterative Quadratic Maximum Likelihood) e MODE (Method Of Direction Estimation).

Todos esses procedimentos de estimação obtêm suas estimativas através da minimização de uma função custo adequada. Algumas destas funções apresentam uma dependência do tipo exponencial em relação aos parâmetros DOA, onerando sobremaneira o processo de minimização. Entretanto, esta dependência pode ser alterada através de uma reparametrização adequada do problema original. Tal reparametrização possui um papel fundamental na descrição dos métodos de forma unificada [30].

Embora as descrições de todos esses métodos estejam disponíveis na literatura, não se encontram em uma formulação unificada. As comparações entre os diversos métodos existentes na literatura, restringem-se a análises isoladas de desempenhos obtidos via simulação. A análise unificada e a classificação propostas neste trabalho possibilitam uma melhor compreensão das características e do desempenho de cada um dos métodos, explicitam as relações entre os mesmos e evidenciam alternativas inéditas [28], [29].

5.4.2 Aspectos Gerais

Modelo do Sinal

O vetor das amostras do sinal na saída de um arranjo N -dimensional com geometria arbitrária, exposto a $M < N$ ondas distintas incidentes, tomadas nos instantes $t = k\Delta t$, considerando a hipótese de banda estreita, pode ser escrito como

$$\mathbf{x}(k) = \sum_{m=1}^M \mathbf{a}(\theta_m) s_m(k), \quad \in \mathcal{C}^{N \times 1} \quad (5.54)$$

sendo que $s_m(k)$ representa a amplitude da m -ésima forma de onda incidente. O vetor $\mathbf{a}(\theta_m) = [a_1(\theta_m) \cdots a_N(\theta_m)]^T$ é denominado de vetor da direção angular θ_m , que representa o parâmetro DOA para a m -ésima onda e $\mathbf{x}(k) = [x_0(k) \cdots x_{N-1}(k)]^T$. $[\cdot]^T$ denota transposto.

No caso de um arranjo linear com elementos uniformemente espaçados, e assumindo que

todos os elementos possuem a mesma diretividade

$$\mathbf{a}(\phi_m) = [1 \quad e^{j\phi_m} \quad \dots \quad e^{j(N-1)\phi_m}]^T, \quad (5.55)$$

para um sinal composto por exponenciais complexas não-amortecidas. Em (5.55) $\phi_m = (2\pi/\lambda)d \cos(\theta_m)$, sendo que d representa a distância entre cada elemento do arranjo e λ o comprimento de onda.

A Figura 5.1 ilustra um arranjo linear vertical composto por N sensores espaçados por uma distância d , exposto a m 'ésima fonte de sinal com direção θ_m em relação ao eixo vertical.

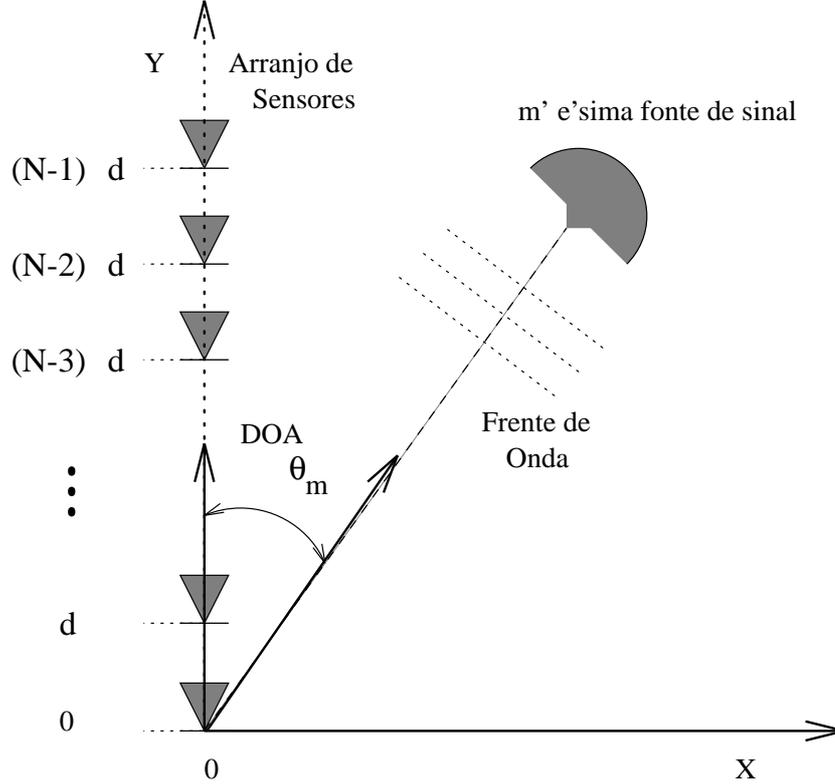


Figura 5.1: Arranjo linear uniforme.

A saída pode ser escrita

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{A}(\Phi)\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (5.56)$$

na qual $\mathbf{y}(k) = [y_0(k) \dots y_{N-1}(k)]^T$, $\mathbf{A}(\Phi) = [\mathbf{a}(\phi_1) \dots \mathbf{a}(\phi_M)] \in \mathcal{C}^{N \times M}$ é uma matriz de *Vandermonde*, $\Phi = [\phi_1 \dots \phi_M]^T$, $\mathbf{s}(k) = [s_1(k) \dots s_M(k)]^T$ e $\mathbf{n}(k)$ representa o ruído aditivo.

Dois diferentes tipos de sinais podem surgir do modelo em (5.56) [74], [142]. O primeiro deles, denominado de modelo condicional ou determinístico, assume que $\mathbf{s}(k)$ não é aleatório. Isto é, para K conjuntos de amostras coletadas nos instantes $k = 1, 2, \dots, K$, a seqüência de K vetores $\{\mathbf{s}(k)\}_{k=1}^K$ não é alterada em todas as realizações da seqüência de vetores $\{\mathbf{x}(k)\}_{k=1}^K$, e a seqüência de vetores $\{\mathbf{n}(k)\}_{k=1}^K$ varia a cada realização. No segundo modelo, denominado de incondicional ou estocástico, $\mathbf{s}(k)$ é também considerado aleatório.

A distinção entre esses dois modelos será aprofundada na seção a seguir.

Correlação e Subespaços

A matriz de correlação para o sinal na saída do arranjo é calculada a partir de (5.56) como

$$\mathbf{R}(k, i) = E \{ \mathbf{y}(k) \mathbf{y}^H(i) \} = \mathbf{A} E \{ \mathbf{s}(k) \mathbf{s}^H(i) \} \mathbf{A}^H + E \{ \mathbf{n}(k) \mathbf{n}^H(i) \} \quad (5.57)$$

com $k, i = 1, 2, \dots, K$. O sobrescrito H denota conjugado-transposto, $E \{ \cdot \}$ simboliza a esperança estatística, $E \{ \mathbf{n}(k) \mathbf{n}^H(i) \} = \sigma^2 \mathbf{I} \delta_{k,i}$ é a matriz de correlação do ruído considerado branco, na qual $\delta_{k,i}$ é igual a 1 quando $k = i$ e zero no caso contrário, e $E \{ \mathbf{s}(k) \mathbf{s}^H(i) \}$ é a matriz *Hermitiana* da correlação das amplitudes complexas do sinal.

Em um modelo genérico considera-se que tanto o módulo como o argumento do sinal $\mathbf{s}(k)$ podem variar com o tempo. Neste caso, a matriz de correlação entre esses sinais é $E \{ \mathbf{s}(k) \mathbf{s}^H(i) \} = \mathbf{P}(k, i)$, sendo que $\mathbf{P}(k, i)$ é uma matriz Hermitiana qualquer.

Para o caso particular, em que $\mathbf{s}(k)$ é um ruído branco, tem-se [142]

$$E \{ \mathbf{s}(k) \mathbf{s}^H(i) \} = \mathbf{P} \delta_{k,i},$$

e

$$(5.58)$$

$$E \{ \mathbf{s}(k) \mathbf{s}^T(i) \} = \mathbf{0}, \text{ para todo } k \text{ e } i.$$

O sinal $\mathbf{s}(k)$ poderia ser qualquer sinal aleatório, porém o modelo utilizado em (5.58) foi escolhido por ser matematicamente tratável.

Nesse modelo também é assumido que o sinal $\mathbf{s}(k)$ e o ruído $\mathbf{n}(i)$ são descorrelacionados para todo k e i .

Levando em conta (5.58), a correlação em (5.57) assume a forma

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}(k, k) = \mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{N \times N}. \quad (5.59)$$

Considerando a matriz \mathbf{P} em (5.58), podem-se estabelecer três situações quanto à correlação cruzada entre os sinais provenientes de M fontes distintas: totalmente descorrelacionados ou independentes, totalmente correlacionados ou coerentes e parcialmente correlacionados.

No caso em que os sinais são parcialmente correlacionados, a matriz \mathbf{P} é *Hermitiana* e $1 < \text{Posto}(\mathbf{P}) \leq M$.

No caso em que os sinais são descorrelacionados, a matriz \mathbf{P} é diagonal e, conseqüentemente, $\text{Posto}(\mathbf{P}) = M$. No caso particular de sinais normalizados e com mesma potência, tem-se $\mathbf{P} = \mathbf{I}$.

Um outro caso particular com relação ao sinal $\mathbf{s}(k)$, porém de bastante interesse, é quando os sinais são coerentes. Dois sinais são coerentes se um é uma versão escalonada e/ou defasada do outro. Isto é, todos os sinais $\{s_m(k)\}$, para $\forall m$, são múltiplos complexos de um sinal comum, $s_0(k)$. Assim $\mathbf{s}(k)$ pode ser expresso como

$$\mathbf{s}(k) = \mathbf{p} s_0(k), \quad (5.60)$$

na qual \mathbf{p} é um vetor de dimensões $M \times 1$ com elementos complexos quaisquer, porém fixos [29].

Nesse caso, a matriz $\mathbf{P} = \rho_0 \mathbf{p} \mathbf{p}^H$, com ρ_0 indicando a potência do sinal $s_0(k)$, possui posto unitário.

A coerência entre sinais provenientes de direções distintas é um fenômeno comum resultante do efeito de propagação através de múltiplos percursos [74], [139]. O resultado dessa coerência apresenta-se através de uma deficiência no posto da matriz \mathbf{P} .

A decomposição da matriz \mathbf{R} em autovetores unitários e autovalores permite escrever

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H, \quad (5.61)$$

na qual $\mathbf{\Lambda}$ é uma matriz diagonal cujos elementos são os autovalores ordenados de forma decrescente.

Considerando a existência de apenas $M < N$ fontes de sinais independentes, em uma situação sem ruído, tem-se teoricamente

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M, \lambda_{M+1}, \dots, \lambda_N\},$$

com $\lambda_{M+1} = \lambda_{M+2} = \dots = \lambda_N = 0$. Com a presença de ruído branco com variância σ^2 tem-se

$$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1 + \sigma^2, \dots, \lambda_M + \sigma^2, \sigma^2, \dots, \sigma^2\}.$$

A matriz \mathbf{R} pode ser escrita como

$$\mathbf{R} = \mathbf{U}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{U}_s^H + \mathbf{U}_n \mathbf{\Lambda}_n \mathbf{U}_n^H, \quad (5.62)$$

na qual $\mathbf{\Lambda}_n = \sigma^2 \mathbf{I}_{(N-M) \times (N-M)}$. As colunas de $[\mathbf{U}_n]_{N \times (N-M)}$ são os autovetores associados aos autovalores em $\mathbf{\Lambda}_n$, os quais geram subespaço de ruído da matriz \mathbf{R} . Da mesma forma, $\mathbf{\Lambda}_s = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_M\}$ e as colunas de $[\mathbf{U}_s]_{N \times M}$ são os autovetores associados aos autovalores em $\mathbf{\Lambda}_s$, os quais geram o subespaço de sinal de \mathbf{R} .

Observando a equação (5.59), constata-se que qualquer vetor ortogonal às colunas da matriz \mathbf{A} é um autovetor da matriz \mathbf{R} , cujo autovalor é σ^2 . Supondo que \mathbf{A} e \mathbf{P} têm posto cheio igual a M , $\mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^H$ terá posto M . Neste caso, considerando as dimensões envolvidas, existem $N - M$ vetores linearmente independentes com a propriedade acima, os quais, juntamente com seus autovalores, correspondem ao subespaço de ruído. Portanto, todos os autovetores de ruído são ortogonais às colunas da matriz \mathbf{A} , e as colunas de \mathbf{U}_s em (5.62) devem gerar o mesmo espaço que as colunas da matriz \mathbf{A} , enquanto que as colunas de \mathbf{U}_n geram o seu complemento ortogonal, denominado de espaço nulo de \mathbf{A} . [74], [63].

Os operadores de projeção no subespaço de sinal e subespaço de ruído são então definidos, respectivamente, como [71]

$$\mathbf{\Pi}_\mathbf{A} = \mathbf{A}\mathbf{A}^\dagger = \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H \quad (5.63)$$

e

$$\mathbf{\Pi}_\mathbf{A}^\perp = \mathbf{I} - \mathbf{A}\mathbf{A}^\dagger = \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H, \quad (5.64)$$

na qual $\mathbf{A}^\dagger = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$ é a *pseudo-inversa* de Moore Penrose. A segunda igualdade em (5.63) e (5.64) pode ser obtida considerando a decomposição em valores singulares da matriz \mathbf{A} .

Para o caso de um número finito de amostras, as esperanças estatísticas presentes em (5.57) são substituídas por médias algébricas, dando origem à matriz de correlação estimada

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{y}(k) \mathbf{y}^H(k). \quad (5.65)$$

Conseqüentemente, a expressão (5.62), reescrita para a matriz estimada, é dada por

$$\hat{\mathbf{R}} = \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H + \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{\Lambda}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H, \quad (5.66)$$

sendo que $\hat{\mathbf{U}}_s$, $\hat{\mathbf{\Lambda}}_s$, $\hat{\mathbf{U}}_n$, e $\hat{\mathbf{\Lambda}}_n$ são estimativas de suas versões estatísticas.

A seguir apresentam-se os métodos de estimação dos parâmetros DOA mais citados na literatura. Estes métodos são classificados de acordo com a similaridade de seus modelos, do mais genérico ao mais específico através de uma única notação.

Os métodos são descritos em três categorias: baseados no critério ML, baseados em predição linear e baseados em subespaços. Essa proposta de classificação favorece as relações que são estabelecidas entre os diversos métodos baseados em conceitos distintos.

5.4.3 Máxima-verossimilhança (ML)

O procedimento de estimação através do critério da máxima-verossimilhança é descrito a seguir considerando o sinal $\mathbf{s}(k)$ determinístico ou condicional [74], [142].

O Critério ML Determinístico

Quando o sinal $\mathbf{s}(k)$ é considerado determinístico, uma única medida do vetor $\mathbf{y}(k)$ é uma variável aleatória gaussiana de dimensão N , com matriz de correlação $\sigma^2 \mathbf{I}$, média $\mathbf{A}(\Phi)\mathbf{s}(k)$ e função de densidade de probabilidade dada por [71]

$$\frac{1}{(\pi\sigma^2)^N} e^{-\|\mathbf{y}(k) - \mathbf{A}(\Phi)\mathbf{s}(k)\|^2 / \sigma^2}, \quad (5.67)$$

na qual $\|\cdot\|$ denota a norma-2 de um vetor. Tomando-se um conjunto de K medidas independentes desse sinal, nos instantes $t = k\Delta t$, para $k = 1, 2, \dots, K$, a função de verossimilhança é obtida como [21]

$$L_{ML} = \prod_{k=1}^K (\pi\sigma^2)^{-N} e^{-\|\mathbf{y}(k) - \mathbf{A}(\Phi)\mathbf{s}(k)\|^2 / \sigma^2}, \quad (5.68)$$

na qual os parâmetros desconhecidos são as direções angulares ϕ_1, \dots, ϕ_M , o vetor do sinal $\mathbf{s}(k)$, e a variância do ruído σ^2 . Os estimadores ML desses parâmetros são aqueles que maximizam o valor da função $L_{ML}(\Phi, \mathbf{s}(k), \sigma^2)$. Por conveniência matemática, as estimativas são definidas como os argumentos que minimizam a função $l_{ML}(\Phi, \mathbf{s}(k), \sigma^2) = -\log [L_{ML}(\Phi, \mathbf{s}(k), \sigma^2)]$. Normalizando-se em relação a K e ignorando o termo constante, $N \log \pi$, tem-se

$$l_{ML}(\Phi, \mathbf{s}(k), \sigma^2) = N \log \sigma^2 + \frac{1}{K\sigma^2} \sum_{k=1}^K \|\mathbf{y}(k) - \mathbf{A}(\Phi)\mathbf{s}(k)\|^2. \quad (5.69)$$

Através da hipótese de que os parâmetros podem ser estimados de forma separada, demonstra-se que as estimativas dadas por [142]

$$\begin{aligned} \hat{\sigma}^2 &= \frac{1}{N-M} \text{Tr} \left\{ \Pi_{\mathbf{A}}^\perp \hat{\mathbf{R}} \right\} = \frac{1}{N-M} \text{Tr} \left\{ \hat{\mathbf{\Lambda}}_n \right\} \\ &\quad \text{e} \\ \hat{\mathbf{s}}(k) &= \mathbf{A}^\dagger \mathbf{y}(k) = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{y}(k), \end{aligned} \quad (5.70)$$

são as que minimizam a expressão (5.69), sendo que $Tr\{\cdot\}$ denota o traço da matriz. A estimativa $\hat{\mathbf{s}}(k)$ em (5.70) é aquela que minimiza o erro de estimação quadrático. Substituindo (5.70) em (5.69), e observando que

$$\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\| \Pi_{\mathbf{A}}^{\perp} \mathbf{y}(k) \right\|^2 = Tr \left\{ \Pi_{\mathbf{A}}^{\perp} \hat{\mathbf{R}} \right\} \triangleq J_{ML},$$

transforma-se o problema original no seguinte problema de minimização

$$\min_{\varphi} J_{ML}(\varphi) = \min_{\varphi} Tr \left\{ \Pi_{\mathbf{A}}^{\perp}(\varphi) \hat{\mathbf{R}} \right\}, \quad (5.71)$$

com $\varphi = [\varphi_1 \dots \varphi_m]^T$ e φ_m , $1 \leq m \leq M$, as variáveis independentes na otimização associadas aos ângulos ϕ_m para $m = 1, \dots, M$.

Como dispõe-se de apenas de um número finito de amostras, as estimativas para os parâmetros $\{\phi_1, \dots, \phi_M\}$ apresentarão, em geral, um desvio em relação aos seus verdadeiros valores. Entretanto, se o cenário for estacionário, esse desvio convergirá para zero com o aumento do número K de conjuntos de amostras.

Para o cálculo da estimativa em (5.71) é necessário a solução de uma otimização não-linear M -dimensional. Essa constatação torna a implementação direta do método ML inviável em algumas aplicações diante do esforço computacional exigido.

O Critério ML Determinístico Baseado em Subespaços

Para permitir uma notação unificada dos métodos de DOA, apresenta-se uma descrição alternativa do estimador ML determinístico baseada em subespaços. Tal alternativa consiste basicamente em escrever a matriz de correlação estimada através de sua versão decomposta em subespaços.

Tomando-se (5.66) e substituindo em (5.71) tem-se a seguinte função custo a ser minimizada

$$J_{SML}(\varphi) = Tr \left\{ \Pi_{\mathbf{A}}^{\perp}(\varphi) \left(\hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H + \hat{\sigma}^2 \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \right) \right\}, \quad (5.72)$$

na qual $\hat{\mathbf{\Lambda}}_n = \hat{\sigma}^2 \mathbf{I}$ é o estimador consistente para os autovalores de ruído. O subscrito SML em (5.72) indica o uso do estimador ML baseado em subespaço.

Usando (5.64) e supondo que os subespaços são estimados corretamente, deve-se esperar $\mathbf{U}_n^H \hat{\mathbf{U}}_s = \mathbf{0}$ quando o conjunto de parâmetros estimados $\hat{\Phi}$ é ótimo. Inspirado nesse resultado, a função custo descrita em (5.72) permite desprezar o termo associado ao subespaço de ruído, levando à seguinte função custo equivalente

$$J_{SML}(\varphi) = Tr \left\{ \Pi_{\mathbf{A}}^{\perp}(\varphi) \left(\hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{\Lambda}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H \right) \right\}. \quad (5.73)$$

O Critério ML Determinístico Reparametrizado

Esse procedimento faz uso de uma reparametrização do operador de projeção no espaço nulo da matriz \mathbf{A} , através da definição de uma particular matriz de *Toeplitz* \mathbf{B} , de dimensões $(N - L) \times N$, dada por

$$\mathbf{B}^H = \begin{bmatrix} b_L & b_{L-1} & \cdots & b_0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & b_L & b_{L-1} & \cdots & b_0 \end{bmatrix}, \quad (5.74)$$

na qual os elementos b_0, b_1, \dots, b_L são os coeficientes de um polinômio $b(z)$ cujas raízes devem estar associadas aos parâmetros $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_M$. Mais precisamente, para $L = M$, o polinômio $b(z)$ deve possuir suas raízes sobre a circunferência de raio unitário (CRU) na posição angular indicada pelos parâmetros $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_M$ do sinal, podendo ser descrito, genericamente, como

$$b(z) = b_0 \prod_{m=1}^M (z - e^{j\phi_m}) \quad (5.75)$$

Tomando-se as matrizes \mathbf{A} e \mathbf{B}^H e considerando $L = M$, tem-se, para um sinal livre de ruído,

$$\mathbf{B}^H \mathbf{A} = \mathbf{A}^H \mathbf{B} = \mathbf{0}. \quad (5.76)$$

Para $L = M$, se \mathbf{B}^H tem posto cheio e igual a $(N - M)$ e \mathbf{A} possui posto cheio e igual a M , as linhas de \mathbf{B}^H formarão uma base para o espaço ortogonal às colunas de \mathbf{A} , ou seja, para o *espaço nulo* de \mathbf{A} . Desta forma,

$$\mathbf{\Pi}_B = \mathbf{B}(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H = \mathbf{\Pi}_A^\perp \quad (5.77)$$

Considerando a função custo em (5.71), o critério ML pode ser reparametrizado para os coeficientes b_k , e as estimativas dos coeficientes podem ser calculadas minimizando-se a função custo de quarta ordem a seguir

$$J_{ML}(\mathbf{b}') = \text{Tr} \left\{ [\mathbf{B}(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H] \hat{\mathbf{R}} \right\}, \quad (5.78)$$

na qual $\mathbf{b}' = [b_0 \ b_1 \ \dots \ b_L]^T$ com $L = M$.

Os métodos apresentados neste trabalho supõem conhecido o número M de fontes de sinal. Quando M não é conhecido, deve ser estimado.

5.4.4 Métodos Baseados no Critério ML

Estes métodos fazem uso do critério ML, implementando a busca multidimensional através de alternativas de menor esforço computacional.

Método IQML

O método da iteração quadrática para o critério ML (IQML) procura resolver o problema de minimização do critério ML através da solução de um problema de segunda ordem, utilizando um algoritmo iterativo [21].

O algoritmo IQML procura minimizar (5.78) considerando, em um primeiro passo, o seguinte problema de segunda ordem

$$\hat{\mathbf{b}}' = \arg \left\{ \min_{\mathbf{b}'} \text{Tr} \left\{ \mathbf{B} \mathbf{B}^H \hat{\mathbf{R}} \right\} \right\}, \quad (5.79)$$

prossequindo com a formação da matriz $\hat{\mathbf{B}}$ e do termo $(\hat{\mathbf{B}}^H \hat{\mathbf{B}})^{-1}$, presente em (5.78), a partir das estimativas iniciais dadas por $\hat{\mathbf{b}}'$ em (5.79). Em um segundo passo, novas estimativas são obtidas, desta vez a partir de (5.78) com a substituição do termo $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1}$ por sua estimativa $(\hat{\mathbf{B}}^H \hat{\mathbf{B}})^{-1}$. Esse segundo passo continua iterativamente até atingir a

convergência. O método tem como último passo o cálculo das raízes de $b(z)$ para a obtenção das estimativas $\hat{\phi}_m$, para $m = 1, 2, \dots, M$.

O método é construído através da igualdade proveniente da comutatividade da operação de convolução, apresentada a seguir

$$\mathbf{B}^H \mathbf{y}(k) = \mathbf{Y}(k) \mathbf{b}', \text{ para } k = 1, 2, \dots, K, \quad (5.80)$$

sendo que a matriz $\mathbf{Y}(k)$ de dimensões $(N - M) \times (M + 1)$ é definida como

$$\mathbf{Y}(k) \triangleq \begin{bmatrix} y_M(k) & y_{M-1}(k) & \cdots & y_0(k) \\ y_{M+1}(k) & y_M(k) & \cdots & y_1(k) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ y_{N-1}(k) & y_{N-2}(k) & \cdots & y_{N-M-1}(k) \end{bmatrix}, \quad (5.81)$$

para $k = 1, 2, \dots, K$, com $N > M$.

Substituindo $\hat{\mathbf{R}}$ da expressão (5.65) em (5.78) obtém-se

$$J_{IQML}(\mathbf{b}') = \text{Tr} \left\{ \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{B}(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{y}(k) \mathbf{y}^H(k) \right\}. \quad (5.82)$$

Utilizando (5.80), considerando que

$$\begin{aligned} & \text{Tr} \left\{ \left(\mathbf{B}(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{y}(k) \right) \mathbf{y}^H(k) \right\} \\ &= \mathbf{y}^H(k) \left(\mathbf{B}(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{y}(k) \right), \end{aligned}$$

e ainda desconsiderando o termo $1/K$ à esquerda, tem-se o seguinte problema de minimização equivalente

$$\hat{\mathbf{b}}' = \arg \left\{ \min_{\mathbf{b}' \in \Psi} \mathbf{b}'^H \left[\sum_{k=1}^K \mathbf{Y}^H(k) (\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{Y}(k) \right] \mathbf{b}' \right\}, \quad (5.83)$$

no qual Ψ representa o conjunto adequado de restrições impostas ao parâmetro \mathbf{b}' . Este conjunto é construído através da interseção de duas restrições

$$\Psi = \Psi_0 \cap \Psi_s. \quad (5.84)$$

A primeira restrição, denominada de “não-trivialidade”, é definida como

$$\Psi_0 \triangleq \{ \mathbf{b}' \mid \|\mathbf{b}'\| \neq 0 \}, \quad (5.85)$$

A implementação de tal restrição pode ser realizada através de uma relação linear, fazendo algum elemento de \mathbf{b}' diferente de zero, considerando sua parte real e imaginária de forma distinta. Pode ainda ser realizada através de uma relação quadrática na qual se impõe um valor diferente de zero para a norma do vetor \mathbf{b}' .

A segunda restrição Ψ_s é escolhida de acordo com o modelo do sinal considerado, e é essencial para a obtenção da solução ótima. Para o modelo de sinal adotado, ou seja, composto pela soma de M exponenciais complexas não-amortecidas, deve-se impor que as raízes do polinômio $b(z)$ estejam localizadas sobre a CRU para o caso ótimo, ou seja

$$\Psi_s \triangleq \{ \mathbf{b}' \mid b(z) \text{ possui raízes sobre a CRU} \}.$$

Devido à dificuldade de incorporar essa restrição na minimização em (5.83), o método IQML impõe apenas a simetria complexa conjugada sobre os coeficientes de $b(z)$, fazendo $b_m = b_{M-m}^*$, $m = 0, \dots, M$. Embora tal restrição não seja suficiente para satisfazer Ψ_s , tal implementação apresenta a vantagem de reduzir pela metade o número de parâmetros a serem obtidos.

O algoritmo utilizado pelo método IQML para a minimização da função custo em (5.83), considera a implementação da restrição de simetria complexa conjugada de forma implícita, ou seja, a simetria é incorporada na função custo. Para evitar a solução trivial faz-se $Re(b_0) = 1$, sendo que $Re(\cdot)$ indica a parte real [21], [3], [4].

As duas idéias mais relevantes nesse método são o uso da reparametrização do critério ML e a utilização de uma forma iterativa para resolver um problema de minimização de quarta ordem com restrições a partir da solução de um problema de segunda ordem sem restrições. Como deficiências do método IQML, deve-se citar que não existe garantia de convergência para o processo iterativo. Por outro lado, quando ocorre a convergência, esta ocorre após vários passos de iteração. Por fim, mesmo após a convergência não há garantias de se atingir o mínimo global.

Método MODE

O método MODE pode ser interpretado como um aprimoramento das idéias do método IQML, no qual se obtém melhores estimativas no passo inicial, levando a uma rápida convergência. Além disso, no seu desenvolvimento faz-se uso dos subespaços definidos pela matriz de correlação conforme a versão do critério ML baseada em subespaços [144].

A proposta básica do método MODE é minimizar a função custo

$$J(\mathbf{b}') = \underset{\mathbf{b}' \simeq \mathbf{b}'_o}{Tr} \left[\mathbf{B}(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^H \hat{\mathbf{R}} \right], \quad (5.86)$$

localmente em torno de \mathbf{b}'_o , sendo que \mathbf{b}' e \mathbf{b}'_o indicam, respectivamente, o parâmetro desconhecido e seu valor ótimo assintótico em termos de K . Desta forma, o método MODE pretende contornar os problemas de convergência e reduzir as iterações necessárias para alcançar as estimativas finais.

O interesse é no comportamento local de $J(\mathbf{b}')$ no qual $\|\hat{\mathbf{b}}' - \mathbf{b}'_o\| \approx 0$ para K grande. Isso implica em que $\|\hat{\mathbf{B}} - \mathbf{B}_o\| \approx 0$ e, conseqüentemente, $\hat{\mathbf{B}}^H \hat{\mathbf{U}}_s = \hat{\mathbf{U}}_s^H \hat{\mathbf{B}} = \mathbf{0}$ para K grande [140]. Partindo-se da decomposição da matriz $\hat{\mathbf{R}}$ em subespaços, conforme (5.66), e considerando que $\hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H + \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H = \mathbf{I}$, pode-se aproximar a função custo (5.86) localmente como [144]

$$J(\mathbf{b}') \underset{\mathbf{b}' \simeq \mathbf{b}'_o}{\approx} Tr \hat{\mathbf{\Lambda}}_n + Tr \left\{ \hat{\mathbf{U}}_s^H \mathbf{\Pi}_B \hat{\mathbf{U}}_s \left(\hat{\mathbf{\Lambda}}_s - \hat{\mathbf{\Lambda}}_n \right) \right\}, \quad (5.87)$$

com $\hat{\mathbf{\Lambda}}_n \approx \sigma^2 \mathbf{I}$, uma vez que $\hat{\mathbf{\Lambda}}_n$ é um estimador consistente para $\sigma^2 \mathbf{I}$.

Desta forma, o estimador MODE é dado pela minimização da seguinte função custo equivalente a (5.87)

$$J(\mathbf{b}') = Tr \left\{ \hat{\mathbf{U}}_s^H \mathbf{\Pi}_B \hat{\mathbf{U}}_s \left(\hat{\mathbf{\Lambda}}_s - \hat{\sigma}^2 \mathbf{I} \right) \right\}, \quad (5.88)$$

com $\mathbf{\Pi}_B = \mathbf{B}(\hat{\mathbf{B}}^H \hat{\mathbf{B}})^{-1} \mathbf{B}^H$ e na qual $\hat{\sigma}^2$ e $\hat{\mathbf{B}}$ são estimativas consistentes de σ^2 e \mathbf{B} , respectivamente.

Uma estimativa consistente de σ^2 pode ser obtida através de

$$\begin{aligned}\hat{\sigma}^2 &= \frac{1}{N-M} \left\{ Tr \left\{ \hat{\mathbf{R}} \right\} - Tr \left\{ \hat{\mathbf{\Lambda}}_s \right\} \right\}, \\ &= \frac{1}{N-M} Tr[\hat{\mathbf{\Lambda}}_n].\end{aligned}\quad (5.89)$$

As estimativas $\hat{\mathbf{B}}$ e $\hat{\mathbf{b}}'$ podem ser determinadas através do problema de minimização quadrática

$$\hat{\mathbf{b}}' = \arg \left\{ \min_{\mathbf{b}' \in \Psi} Tr \left\{ \mathbf{B} \mathbf{B}^H \hat{\mathbf{U}}_s \mathbf{W}_{MODE} \hat{\mathbf{U}}_s^H \right\} \right\}, \quad (5.90)$$

sendo que Ψ representa o conjunto adequado de restrições e \mathbf{W}_{MODE} é uma matriz de ponderação escolhida adequadamente que generaliza o método MODE, dando origem à generalização da função custo em (5.88)

$$J_{MODE}(\mathbf{b}') = Tr \left\{ \hat{\mathbf{U}}_s^H \mathbf{\Pi}_B \hat{\mathbf{U}}_s \mathbf{W}_{MODE} \right\}. \quad (5.91)$$

A consistência da estimativa obtida através de (5.91) justifica-se pelo fato da expressão alcançar seu mínimo valor apenas quando $\mathbf{B}^H \hat{\mathbf{U}}_s = \mathbf{0}$ e quando a matriz \mathbf{W}_{MODE} é positiva definida.

Demonstra-se que a escolha ótima para \mathbf{W}_{MODE} , \mathbf{W}_o , sob o ponto de vista de minimização da variância do estimador, é dada por ([74], [144] e [83])

$$\mathbf{W}_o = (\hat{\mathbf{\Lambda}}_s - \hat{\sigma}^2 \mathbf{I})^2 \hat{\mathbf{\Lambda}}_s^{-1}. \quad (5.92)$$

A vantagem da utilização de (5.92) em (5.90) é que as estimativas aproximam-se dos seus valores assintóticos, dando origem a um procedimento direto para obtenção da estimativa $\hat{\mathbf{b}}'$, em dois passos.

Considerando a estimativa dos \bar{r} maiores autovalores de $\hat{\mathbf{R}}$, como $\bar{r} = \min\{M, \text{posto}(\hat{\mathbf{P}})\}$, no primeiro passo resolve-se o problema quadrático

$$\hat{\mathbf{b}}' = \arg \left\{ \min_{\mathbf{b}' \in \Psi} Tr \left\{ \mathbf{B} \mathbf{B}^H \hat{\mathbf{U}}_s \mathbf{W}_o \hat{\mathbf{U}}_s^H \right\} \right\}, \quad (5.93)$$

do qual obtem-se $\hat{\mathbf{B}}$.

No segundo passo resolve-se o problema quadrático

$$\hat{\mathbf{b}}' = \arg \left\{ \min_{\mathbf{b}' \in \Psi} Tr \left\{ \mathbf{B} (\hat{\mathbf{B}}^H \hat{\mathbf{B}})^{-1} \mathbf{B}^H \hat{\mathbf{U}}_s \mathbf{W}_o \hat{\mathbf{U}}_s^H \right\} \right\}, \quad (5.94)$$

com $\hat{\mathbf{B}}$ dado pelo primeiro passo.

As estimativas finais para ϕ_m , $m = 1, 2, \dots, M$, são obtidas através das raízes do polinômio $b(z)$ formado pelos elementos de $\hat{\mathbf{b}}'$ obtidos no último passo.

Comparando as expressões (5.94) e (5.93), respectivamente, com (5.78) e (5.79), pode-se contrastar os métodos MODE e IQML. O produto $\hat{\mathbf{U}}_s \mathbf{W}_o \hat{\mathbf{U}}_s^H$ é uma estimativa da parcela de $\hat{\mathbf{R}}$ associada ao subespaço de sinal. Assim, a comparação direta entre as expressões citadas permite concluir que os métodos diferem pelo fato do método MODE operar sobre a parcela do subespaço de sinal de $\hat{\mathbf{R}}$, com o objetivo de eliminar os efeitos indesejáveis

da presença do ruído. Dessa forma torna-se possível a obtenção de uma melhor estimativa inicial para \mathbf{b}' , que leva, em geral, à estimativa final no segundo passo, evitando assim os passos de iteração presentes no método IQML e seus problemas de convergência.

O algoritmo de solução para o método MODE também implementa a restrição de simetria complexa conjugada dos coeficientes b_k de forma implícita. O algoritmo MODE sugere ainda uma restrição ao primeiro elemento do vetor \mathbf{b}' , b_0 , da forma

$$\text{Re}(b_0) = 1 \quad \text{ou} \quad \text{Im}(b_0) = 1, \quad (5.95)$$

evitando assim a solução trivial para \mathbf{b}' [3],[4] e [144].

Apesar de ser considerado um algoritmo não-iterativo, o algoritmo MODE está naturalmente preparado para ser iterado levando, em geral, a estimativas mais próximas de seus valores ótimos [144]. Por apresentar a melhor precisão assintótica possível e não exigir grande número de iterações, tal método é um forte candidato a melhor método para arranjos lineares uniformes.

5.4.5 Estimação dos Parâmetros DOA via Predição Linear

O procedimento de estimação dos parâmetros DOA através de predição linear consiste em otimizar um filtro de predição para o sinal em sua entrada e estimar os parâmetros DOA a partir das raízes do polinômio formado pelos coeficientes do filtro resultante [27], [81].

Considere um conjunto de N amostras de um sinal no instante k , dado pelo vetor $\mathbf{y}(k)$, como a entrada do filtro transversal com $(L + 1)$ fatores de ganhos, conforme a Figura 5.2.

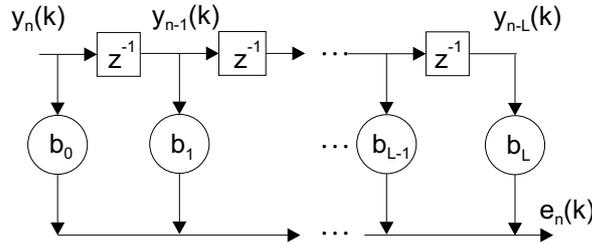


Figura 5.2: Filtro de erro de predição.

O sinal na saída deste filtro é dado por

$$e_n(k) = \sum_{l=0}^L y_{n-l}(k) b_l, \quad (5.96)$$

para $n = L, L+1, \dots, N-1$. Para que esse filtro funcione como um filtro de erro de predição define-se $b_0 = -1$. Desta forma, a energia do sinal de erro na saída do filtro, para cada valor de k , é dada por

$$E(k) = \sum_{n=L}^{N-1} |e_n(k)|^2 = \sum_{n=L}^{N-1} \left| \sum_{l=1}^L y_{n-l}(k) b_l - y_n(k) \right|^2. \quad (5.97)$$

Os parâmetros b_l , $l = 1, \dots, L$, são então obtidos para cada experimento k minimizando-se (5.97).

Mais especificamente, definindo-se a matriz de dados, de dimensões $(N - L) \times L$, no instante k como

$$\mathbf{D}(k) \triangleq \begin{bmatrix} y_{L-1}(k) & y_{L-2}(k) & \cdots & y_0(k) \\ y_L(k) & y_{L-1}(k) & \cdots & y_1(k) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_{N-2}(k) & y_{N-3}(k) & \cdots & y_{N-L-1}(k) \end{bmatrix}, \quad (5.98)$$

e o vetor dos valores preditos como $\mathbf{d}(k) = [y_L(k) \cdots y_{N-1}(k)]^T$, pode-se descrever o processo de filtragem através da forma matricial

$$\mathbf{D}(k)\mathbf{b}(k) - \mathbf{d}(k) = \mathbf{e}(k), \quad (5.99)$$

na qual $\mathbf{b}(k) = [b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_L]^T$ e $\mathbf{e}(k) = [e_L(k) \ e_{L+1}(k) \ \cdots \ e_{N-1}(k)]^T$.

A expressão em (5.99) pode ser reescrita como

$$\begin{aligned} \mathbf{D}(k)\mathbf{b}(k) - \mathbf{d}(k) &= \begin{bmatrix} \mathbf{d}(k) : \mathbf{D}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 \\ \mathbf{b}(k) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{D}'(k)\mathbf{b}'(k) = \mathbf{e}(k), \end{aligned} \quad (5.100)$$

na qual $\mathbf{D}'(k)$ e $\mathbf{b}'(k)$ denotam as versões aumentadas, respectivamente, da matriz de dados $\mathbf{D}(k)$ e do vetor dos ganhos do filtro $\mathbf{b}(k)$ para $b_0 = -1$. Observa-se que $\mathbf{D}'(k)$ é a matriz $\mathbf{Y}(k)$ definida em (5.81) para $L = M$, relacionando os métodos baseados na predição linear com os métodos baseados no ML que utilizam a reparametrização dada pela matriz \mathbf{B}^H em (5.74).

Para um único experimento, substituindo o vetor de erro dado por (5.100) em (5.97), tem-se a seguinte função custo a ser minimizada nos métodos baseados na predição linear

$$J_{PL}(\mathbf{b}) = \left\{ (\mathbf{b}')^H (\mathbf{D}')^H \mathbf{D}' \mathbf{b}' \right\}, \text{ com } b_0 = -1, \quad (5.101)$$

na qual \mathbf{b}' é o mesmo vetor utilizado pelos métodos baseados no ML quando $L = M$.

A minimização proposta fornece um vetor de coeficientes ótimos para cada experimento k , de forma independente. No entanto, tal procedimento não é a utilização mais eficiente dos dados disponíveis. Nos métodos baseados no critério ML, o procedimento de minimização faz uso de vários experimentos para a obtenção de um único vetor \mathbf{b} ótimo. Essa inabilidade de operar sobre mais de um experimento simultaneamente é uma das limitações do uso da predição linear para a estimação de parâmetros DOA, quando comparada com o critério ML. Uma forma de contornar tal deficiência é proposta neste trabalho.

As propriedades da predição linear que permitem sua aplicação na estimação dos parâmetros ϕ_m em (5.56), para $m = 1, 2, \dots, M$ são apresentadas a seguir. Seja o polinômio de ordem L dado por

$$b(z) = b_0 z^L + b_1 z^{L-1} + \cdots + b_L, \quad (5.102)$$

cujos os coeficientes são os ganhos do preditor linear *otimizado* para o vetor de amostras $\mathbf{y}(k)$ sem ruído, ou seja, $\mathbf{x}(k)$.

Em [70], [154] está demonstrado que se L satisfaz a desigualdade $M \leq L \leq N$, e se \mathbf{b} satisfaz $\mathbf{D}\mathbf{b} = \mathbf{d}$, então $b(z)$ tem M de seus zeros posicionados sobre a CRU em $z_m = \exp[j\phi_m]$, para $m = 1, \dots, M$. Este resultado pode ser explicado observando que o filtro de erro de predição, otimizado para sinais do tipo exponenciais complexas nas frequências

ϕ_m , deve apresentar zeros de sua função de transferência nas frequências ϕ_m de forma a minimizar o erro na sua saída. Estes zeros são denominados de zeros de sinal [76]. Desta forma, os ângulos indicados pelos zeros de sinal fornecem estimativas dos parâmetros ϕ_m , para $m = 1, \dots, M$.

O posicionamento dos $L - M$ zeros restantes depende da solução escolhida, dentre as várias que satisfazem $\mathbf{D}\mathbf{b} = \mathbf{d}$. Para a solução que apresenta a menor norma-2, denominada de norma-mínima, esses zeros estão uniformemente posicionados no interior da CRU [70], [154]. Para esta solução, o preditor é denominado de norma-mínima e, conseqüentemente, apresenta fase mínima [154], [76].

Para o caso ruidoso, tal comportamento não é mais válido, uma vez que todos os zeros flutuam em torno de suas posições da situação sem ruído. Conseqüentemente, tais flutuações produzem uma variância nas estimativas obtidas. Neste caso, a estratégia de identificação dos zeros de sinal consiste em associá-los aos M zeros mais próximos da CRU. Essa estratégia permite a distinção entre os dois conjuntos de zeros em relações sinal-ruído (SNR) moderadas [27]. Para o critério ML reparametrizado tal distinção entre os zeros não existe, pois $L = M$.

Como a minimização da função custo em (5.101) é um problema de segunda ordem, o procedimento LS de minimização permite obter a solução geral a seguir [154], [27], [81]

$$\hat{\mathbf{b}}_{PL} = (\mathbf{D}^H \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D}^H \mathbf{d} = \mathbf{D}^\dagger \mathbf{d}. \quad (5.103)$$

Reconhecendo o termo $(\mathbf{D}')^H \mathbf{D}'$ em (5.101) como uma estimativa da matriz de correlação, pode-se contrastar esse método com os anteriores baseados na matriz de correlação estimada. Para um único experimento ($K = 1$) e $L = M$, $\mathbf{D}' = \mathbf{Y}$, definida em (5.81). Assim, (5.101) pode ser reescrita como

$$J_{PL}(\mathbf{b}) = \begin{bmatrix} b_0 \\ \mathbf{b} \end{bmatrix}^H \mathbf{Y}^H \mathbf{Y} \begin{bmatrix} b_0 \\ \mathbf{b} \end{bmatrix}, \quad (5.104)$$

com $b_0 = -1$ e $L = M$.

A extensão do método de predição linear para a situação com múltiplos experimentos (K “snapshots”) pode ser obtida substituindo-se a função custo em (5.104) por sua generalização

$$J(\mathbf{b}) = \begin{bmatrix} b_0 \\ \mathbf{b} \end{bmatrix}^H \mathbf{K}_y \begin{bmatrix} b_0 \\ \mathbf{b} \end{bmatrix}, \quad \text{com } b_0 = -1, \quad (5.105)$$

na qual a matriz $\mathbf{K}_y \triangleq \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{Y}(k)^H \mathbf{Y}(k)$, com dimensões $(L+1) \times (L+1)$, possui um caráter de matriz de correlação.

O uso de múltiplos experimentos para a formação da matriz \mathbf{K}_y permite combater as dificuldades de resolução desse método na presença de sinais coerentes.

Comparando (5.105) com a função custo associada ao critério ML reparametrizado em (5.78), conclui-se que a minimização da função custo da forma em (5.105) não apresenta a matriz $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1}$ em (5.78), a qual é útil na compensação de correlação entre as fontes de sinal. Dessa forma (5.105) equivale à função custo em (5.78) quando $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})^{-1} = \mathbf{I}$. Por outro lado, uma vantagem aparente desse procedimento sobre o ML reparametrizado consiste na possibilidade de utilização de uma ordem $L > M$ para o polinômio $b(z)$, possibilitando um maior grau de liberdade para a alocação dos zeros de sinal que, em geral, melhora a

qualidade das estimativas obtidas. Além disso, a minimização da função custo em (5.105) consiste em um problema de otimização de segunda ordem, notadamente mais simples que o enfrentado pelo procedimento de estimação através do critério ML. Essa característica torna a estimação do parâmetro DOA via predição linear uma alternativa atraente. No entanto, sua aplicação restringe-se a um cenário no qual os sinais possuem potências semelhantes, são levemente correlacionados e em SNRs moderadas [74], [154].

Predição Linear Baseada em Subespaços

A predição linear baseada em subespaços consiste na utilização da decomposição da matriz de dados \mathbf{D} em vetores e valores singulares (SVD). Considere a fatorização da matriz \mathbf{D} $m \times n$ na forma $\mathbf{D} = \mathbf{U}_D \mathbf{\Sigma}_D \mathbf{V}_D^H$, com \mathbf{U}_D e \mathbf{V}_D unitárias com dimensões $m \times m$ e $n \times n$, respectivamente, e $\mathbf{\Sigma}_D$ uma matriz diagonal de dimensões $m \times n$ composta por elementos reais σ_i . Tais elementos são denominados de valores singulares e são ordenados tal que $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_p > 0$, com $p \leq \min(m, n)$, sendo p o posto de \mathbf{D} . As colunas de \mathbf{U}_D e \mathbf{V}_D , denotadas por \mathbf{u}_i^D e \mathbf{v}_i^D , são denominadas, respectivamente, de vetores singulares à esquerda e à direita de \mathbf{D} [27], [81].

Considere a seguinte partição na matriz \mathbf{D} , definida em (5.98)

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \mathbf{U}_1^D & \mathbf{U}_2^D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{\Sigma}_1^D & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{\Sigma}_2^D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_1^D & \mathbf{V}_2^D \end{bmatrix}^H, \quad (5.106)$$

sendo que \mathbf{U}_1^D é uma partição de \mathbf{U}_D contendo suas p primeiras colunas e \mathbf{U}_2^D suas $(N-L)-p$ últimas colunas; \mathbf{V}_1^D é a partição de \mathbf{V}_D contendo as suas p primeiras colunas e \mathbf{V}_2^D as $L-p$ colunas restantes; $\mathbf{\Sigma}_1^D$ é uma matriz diagonal com dimensões $p \times p$ contendo os p maiores valores singulares de \mathbf{D} e $\mathbf{\Sigma}_2^D$ é uma matriz diagonal com dimensões $(N-L-p) \times (L-p)$, contendo os $\min((N-L-p), (L-p))$ últimos elementos ordenados de $\mathbf{\Sigma}_D$.

No caso de um sinal composto por M exponenciais complexas independentes e sem ruído, o posto de \mathbf{D} será $p = M$ e $\mathbf{\Sigma}_2^D$ será nula. Portanto, existem M valores singulares, não nulos, associados aos vetores singulares de \mathbf{U}_1^D e \mathbf{V}_1^D , denominados, respectivamente, de valores e vetores singulares de sinal.

No caso de um sinal ruidoso, os valores singulares presentes em $\mathbf{\Sigma}_2^D$, anteriormente nulos, tornam-se positivos e com magnitude crescente com a redução da relação sinal-ruído (SNR). Portanto, para um filtro preditor de ordem L , os $L-M$ menores valores singulares de \mathbf{D} em $\mathbf{\Sigma}_2^D$ e seus correspondentes vetores singulares de \mathbf{U}_2^D e \mathbf{V}_2^D , associados exclusivamente à porção ruidosa do sinal, são denominados, respectivamente, de valores e vetores singulares de ruído.

O espaço vetorial da matriz de dados \mathbf{D} pode ser dividido em dois subespaços: subespaço de sinal e subespaço de ruído. Na verdade, tal denominação é imprecisa visto que o subespaço de sinal, assim definido, também está corrompido por ruído, sendo por essa razão também denominado de subespaço de sinal mais ruído. Tais subespaços não devem ser confundidos com aqueles antes definidos em relação à matriz \mathbf{R} , embora existam relações entre eles. Por esse motivo são denominados de subespaços de sinal e de ruído associados à matriz de dados.

Conhecendo-se estes subespaços é possível diminuir a influência do ruído no cálculo da solução ótima para o preditor através da sua extração. Portanto, a distinção entre esses subespaços forma a base fundamental dos métodos de predição linear baseados em subespaços que são descritos a seguir. Por enquanto, expressa-se a solução em (5.103)

através dos elementos da SVD de \mathbf{D} . A pseudo inversa de \mathbf{D} pode ser expressa em função de seus valores e vetores singulares, resultando em [154], [81]

$$\hat{\mathbf{b}}_{PL} = \mathbf{D}^\dagger \mathbf{d} = \sum_{i=1}^p \frac{1}{\sigma_i} \mathbf{u}_i^D (\mathbf{v}_i^D)^H \mathbf{d}, \quad (5.107)$$

com $p = \min(N - L, L)$.

5.4.6 Métodos Baseados na Predição Linear

Existem algumas alternativas para a estrutura do filtro preditor e, conseqüentemente, para a composição da matriz de dados \mathbf{D} . O filtro do tipo progressivo (“forward”), dá origem à predição linear progressiva (FLP), que procura prever as amostras $\{y_n(k)\}_{n=L}^{N-1}$ a partir das amostras anteriores $\{y_{n-l}(k)\}_{n=L}^{N-1}$, para $l = 1, 2, \dots, L$, conforme (5.96). Já o filtro denominado de regressivo (“backward”), que dá origem à predição linear regressiva (BLP), estima as amostras $\{y_n(k)\}_{n=0}^{N-L-1}$ a partir das amostras posteriores $\{y_{n+l}(k)\}_{n=0}^{N-L-1}$, para $l = 1, 2, \dots, L$. Embora ambos os filtros utilizem as mesmas amostras do sinal disponível, o vetor de parâmetros que minimiza o erro de predição em cada caso é distinto [154], [27].

Combinando-se as formas de predição progressiva e regressiva, obtém-se uma terceira forma denominada de progressiva-regressiva (“forward-backward”), que dá origem à predição linear progressiva-regressiva (FBLP). Nesse caso, o critério de otimização consiste na minimização da soma das energias dos erros de predição progressivo e regressivo, impondo-se como restrição uma relação adequada entre as soluções de ambos os filtros. Esse procedimento é aquele que melhor utiliza as amostras disponíveis do sinal e, conseqüentemente, apresenta melhores resultados [154] e [27]. Como desvantagem, esse método está limitado às aplicações nas quais o sinal é composto por exponenciais complexas não amortecidas. Devemos observar que para o método FBLP, a matriz de dados possui dimensões $2(N - L) \times L$, enquanto que para os métodos FLP e BLP sua dimensão é $(N - L) \times L$ ([154], [27]).

As expressões para o método FBLP são, portanto, as mesmas da predição linear em (5.103) com a ordem do preditor satisfazendo $M \leq L \leq N - M/2$ e a estrutura da matriz de dados alterada para comportar os dados na forma progressiva e regressiva. Demonstra-se, experimentalmente, que tal método apresenta melhor desempenho quando $L \cong N/3$ ([154]).

Método FBLP Modificado

Todos os valores e vetores singulares da matriz de dados \mathbf{D} , apresentada em (5.107), tanto os de sinal como os de ruído, participam da solução do método FBLP.

O método FBLP modificado pode ser interpretado como uma versão do método FBLP baseada em subespaços, na qual elimina-se a participação dos valores e vetores singulares de ruído na constituição da solução. Para isto, o extremo superior do somatório em (5.107) é feito igual a M , permitindo apenas a participação dos M valores e vetores singulares do subespaço de sinal, ou seja

$$\hat{\mathbf{b}}_{FB} = \sum_{i=1}^M \frac{1}{\sigma_{FB(i)}} \mathbf{v}_{FB(i)} \left(\mathbf{u}_{FB(i)}^H \mathbf{d}_{FB} \right),$$

com $b_0 = -1$. Dessa forma, tal método permite o aumento da ordem do preditor para valores além daqueles apropriados para método FBLP, melhorando assim sua capacidade

de resolução. Este método apresenta seu melhor desempenho quando L é aproximadamente igual a $3N/4$ ([154], [27]).

No caso em que $L = N - M/2$, tal método é equivalente ao método FBLP devido às dimensões da matriz \mathbf{D} correspondente. Este caso particular é denominado Kumaresan-Prony (KP) [154], [27], [81].

Método TLS-FBLP

O método, ou conjunto de métodos, aqui denominado de TLS-LP consiste em obter a solução para o preditor linear através do procedimento TLS de minimização [81].

O critério TLS, quando aplicado à predição linear, consiste em resolver o seguinte problema de minimização

$$\min_{\mathbf{C}(k), \mathbf{b}'} \|\mathbf{D}'(k) - \mathbf{C}(k)\|_F$$

sujeito a $\mathbf{C}(k)\mathbf{b}' = \mathbf{0}$ com $\|\mathbf{b}'\| \neq 0$, sendo que $\|\cdot\|_F$ denota a norma de Frobenius [57]. Demonstra-se em [57] que $\mathbf{C}(k)$, após a otimização, pode ser descrita a partir da decomposição de $\mathbf{D}'(k)$ em valores singulares: altera-se o valor do menor valor singular, anulando-o, e em seguida recompõe-se a matriz, resultando então $\mathbf{C}(k)$. O posto de $\mathbf{C}(k)$ é igual ao posto de $\mathbf{D}'(k)$ reduzido de uma unidade.

Assim como o procedimento LS aplicado sobre a predição linear progressiva, regressiva e progressiva-regressiva dá origem aos métodos FLP, BLP e FBLP, o procedimento TLS aplicado a essas formas de predição dá origem aos respectivos métodos TLS-FLP, TLS-BLP e TLS-FBLP [81], [129].

Pela superioridade apresentada pela predição na forma progressiva-regressiva, apresenta-se o método TLS-FBLP, permitindo assim comparações com o método FBLP Modificado.

O método TLS-FBLP propõe uma modificação na solução de norma mínima apresentada pelo procedimento TLS clássico. Nessa modificação é realizada uma restrição adicional de subespaço sobre a matriz de dados aumentada [81].

Inicialmente considera-se a decomposição da matriz de dados aumentada da forma

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \mathbf{d} : \mathbf{D} \end{bmatrix} &= \mathbf{D}' = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_1 : \mathbf{D}_2 \end{bmatrix} \\ &= [\mathbf{U}_1^D \mid \mathbf{U}_2^D] \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Sigma}_1^D & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{\Sigma}_2^D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\mathbf{v}_1^D)^H \\ (\mathbf{v}_2^D)^H \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (5.108)$$

na qual $\mathbf{D}_1 = \mathbf{U}_1^D \boldsymbol{\Sigma}_1^D (\mathbf{V}_1^D)^H$ representa a partição de \mathbf{D}' associada aos seus M maiores valores singulares presentes na matriz $(\boldsymbol{\Sigma}_1^D)$ de dimensões $M \times M$ e $\mathbf{D}_2 = \mathbf{U}_2^D \boldsymbol{\Sigma}_2^D (\mathbf{V}_2^D)^H$ representa sua porção complementar associada aos $(L - M + 1)$ menores valores singulares presentes na matriz $(\boldsymbol{\Sigma}_2^D)$, de dimensões $(2(N - L) - M) \times (L - M + 1)$. Essas duas partições podem ser associadas aos subespaço de sinal e de ruído da matriz \mathbf{D}' , respectivamente.

A solução de norma mínima fornecida pelo procedimento TLS clássico consiste no vetor singular à direita associado ao menor valor singular da matriz de dados aumentada. Se esse menor valor singular for um valor singular repetido, a solução é dada pela combinação dos vetores singulares associados aos menores valores singulares repetidos.

Em uma situação prática na qual o sinal é ruidoso, os valores singulares em $\boldsymbol{\Sigma}_2^D$ são distintos. Nesse caso, a solução TLS clássica é dada pelo vetor singular à direita associado ao menor valor singular de \mathbf{D}' .

A modificação sugerida pelo método TLS-FBLP sobre a solução TLS clássica inspira-se no comportamento da matriz \mathbf{D}' no caso em que os valores singulares em Σ_2^D são repetidos e iguais ao desvio padrão do ruído branco presente no sinal. Esse resultado permite desconsiderar as discrepâncias entre as magnitudes desses valores singulares.

Portanto, a solução sugerida para esse método é equivalente à solução TLS clássica para o caso em que os $\min[2(N-L) - M, L - M + 1]$ menores valores singulares de \mathbf{D}' ou Σ_2^D são repetidos, mesmo que na prática possuam diferenças em suas magnitudes. Considerando (5.108), tal solução é expressa por

$$\mathbf{b} = -\frac{\mathbf{y}}{\alpha} = -\frac{\mathbf{V}'_{D_2}\mathbf{P}^*}{\mathbf{P}^H\mathbf{P}}, \quad (5.109)$$

na qual utiliza-se a partição $\mathbf{V}_{D_2} = \begin{bmatrix} \mathbf{p} & (\mathbf{V}'_{D_2})^T \end{bmatrix}^T$ e $(\cdot)^*$ denota o complexo conjugado [129], [82]. Considerando a SVD da matriz de dados aumentada, a solução em (5.109) é baseada no subespaço de ruído dessa matriz, enquanto que a solução apresentada pelo método FBLP Modificado é baseada no subespaço de sinal da matriz de dados original. Dessa forma, o método TLS-LP também incorpora em sua solução a distinção entre os subespaços.

5.4.7 Estimação Totalmente Baseada em Subespaços

Existem procedimentos de estimação baseados em subespaços que não possuem origem nem no conceito de predição nem no critério ML. Tais procedimentos, denominados aqui de estimação totalmente baseada em subespaços, consistem no uso de propriedades dos subespaço de sinal e de ruído da matriz \mathbf{R} .

O primeiro trabalho publicado a fazer uso dos subespaços foi o de Pisarenko em 1973 [126]. Porém, foi com o algoritmo MUSIC (“Multiple Signal Classification”) que tal abordagem apresentou maior interesse [74], [138].

Enquanto que o algoritmo MUSIC se baseia na ortogonalidade dos subespaços de sinal e de ruído, métodos mais recentes utilizam o critério “subspace fitting”, o qual é denominado “distância” entre os subespaços [74], [63] [155].

Por fim, o método ESPRIT tem como principal característica a exploração de uma propriedade da estrutura do arranjo de sensores. Entretanto, o método ESPRIT é classificado na categoria dos métodos totalmente baseados em subespaços em virtude da semelhança de sua formulação [137], [145].

O Critério de Ortogonalidade entre Subespaços

Considerando as decomposições da matriz \mathbf{R} em (5.59) e (5.62), tal critério usa o fato de que os autovetores associados ao subespaço de ruído, dados pelas colunas de \mathbf{U}_n , são ortogonais aos autovetores associados ao subespaço de sinal, dados pelas colunas de \mathbf{U}_s .

Considerando, ainda, a hipótese de posto cheio para a matriz \mathbf{P} , as colunas de $A(\Phi)$ são ortogonais aos autovetores do subespaço de ruído de \mathbf{R} . Assim,

$$\mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\phi_m) = \mathbf{0}, \text{ para } m = 1, 2, \dots, M. \quad (5.110)$$

a qual pode ser utilizada para estimar os parâmetros ϕ_m , para $m = 1, 2, \dots, M$, desde que \mathbf{U}_n^H possa ser adequadamente estimada. Neste caso, tal procedimento considera a relação de ortogonalidade em (5.110) de forma aproximada, ou seja, $\hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{a}(\phi_m) \approx \mathbf{0}$.

No contexto de uma otimização baseada nos mínimos-quadrados, esse procedimento consiste no seguinte problema de minimização

$$\hat{\phi}_m = \arg \left\{ \min_{\varphi} \left\| \hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{a}(\varphi) \right\| \right\}, \quad (5.111)$$

para $m = 1, 2, \dots, M$, e φ representa a variável independente no processo de minimização.

Um procedimento de estimação que considera a relação em (5.110) para todas as colunas de $\mathbf{A}(\Phi)$ simultaneamente, consiste no seguinte problema de otimização de segunda ordem

$$\hat{\Phi} = \arg \left\{ \min_{\varphi} \left\| \hat{\mathbf{U}}_n^H \mathbf{A}(\varphi) \right\|_F^2 \right\}, \quad (5.112)$$

o qual exige uma busca M -dimensional dos parâmetros.

Utilizando a relação $\|\mathbf{M}\|_F^2 = \text{Tr} \{ \mathbf{M} \mathbf{M}^H \}$ em (5.112), tem-se o seguinte problema equivalente

$$\hat{\Phi} = \arg \left\{ \min_{\varphi} \text{Tr} \left\{ \hat{\Pi}_{\mathbf{A}}^{\perp} \left(\mathbf{A}(\varphi) \mathbf{A}^H(\varphi) \right) \right\} \right\}, \quad (5.113)$$

no qual utiliza-se a igualdade $\hat{\Pi}_{\mathbf{A}}^{\perp} = \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H$.

A partir da função custo derivada para o critério ML baseado em subespaço em (5.73), considerando $\hat{\mathbf{R}}_s = \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\Lambda}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H$, tem-se

$$\hat{\Phi} = \arg \left\{ \min_{\varphi} \text{Tr} \left\{ \Pi_{\mathbf{A}}^{\perp}(\varphi) \hat{\mathbf{R}}_s \right\} \right\}. \quad (5.114)$$

Através da comparação entre (5.113) e (5.114), observa-se que ambas buscam os parâmetros $\hat{\phi}_m$, $m = 1, 2, \dots, M$, que melhor satisfazem a ortogonalidade entre o subespaço de sinal, representado pelo produto $\mathbf{A}(\varphi) \mathbf{A}^H(\varphi)$ em (5.113) e por $\hat{\mathbf{R}}_s$ em (5.114), e o subespaço de ruído, representado pelo projetor ortogonal $\Pi_{\mathbf{A}}^{\perp}(\varphi)$. A diferença básica entre as formas de obtenção das estimativas é que (5.113) é baseada no subespaço de ruído enquanto que o critério ML baseia-se no subespaço de sinal, uma vez que a estimação em (5.113) se dá em relação a $\mathbf{A}(\Phi)$ e não em relação a $\Pi_{\mathbf{A}}^{\perp}$, como no caso do critério ML em (5.73) ou (5.114). Por esse motivo, $\Pi_{\mathbf{A}}^{\perp}$ é estimado através do subespaço de ruído. No caso de sinais independentes e de mesma potência, $\mathbf{P} = \mathbf{I}$ e, conseqüentemente, $\mathbf{R}_s = \mathbf{A} \mathbf{A}^H$ e neste caso os dois critérios são assintoticamente equivalentes.

Uma das limitações desse critério é a incapacidade de resolver sinais próximos entre si, sobretudo em baixas relações sinal-ruído [140], [141]. Além disso, as matrizes \mathbf{A} e \mathbf{U}_s geram o mesmo espaço apenas quando \mathbf{P} tem posto cheio. Em um caso geral, quando o posto de \mathbf{P} é igual a $M' < M$, a matriz \mathbf{U}_s gera um subespaço M' -dimensional da matriz \mathbf{A} . Este é o caso de sinais coerentes, para os quais a propriedade de posto cheio da matriz \mathbf{P} e, conseqüentemente, de $\mathbf{A} \mathbf{P} \mathbf{A}^H$, é violada e o critério falha na obtenção de estimativas consistentes. Nesse caso, a redução no posto de \mathbf{P} dificulta a distinção entre o subespaço de sinal e de ruído e, conseqüentemente, prejudica a obtenção de estimativas adequadas para $\hat{\mathbf{U}}_n$. Para superar essa desvantagem, uma matriz positiva definida de ponderações pode

ser introduzida na função custo a ser minimizada, visando controlar a participação de cada autovetor de $\hat{\mathbf{U}}_n$, no intuito de compensar a correlação existente entre os sinais [141], [77].

Considerando a reparametrização em (5.77) e fazendo $\hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H = \hat{\mathbf{\Pi}}_B$, a estimativa do projetor ortogonal pode ser obtida a partir de uma estimativa dos coeficientes b_k da predição linear. Além disso, uma outra variação para o problema em (5.113) consiste na utilização de uma estimativa do subespaço de sinal em substituição à estimativa do subespaço de ruído, na qual $\hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H = \mathbf{I} - \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H$.

Método MUSIC O método MUSIC tem por objetivo formar uma função espectral definida como

$$P_{MUSIC}(\varphi) = \frac{1}{\|\mathbf{U}_n^H \mathbf{a}(\varphi)\|^2}, \quad (5.115)$$

que apresenta picos nas proximidades dos parâmetros ϕ_m do sinal observado, para $m = 1, 2, \dots, M$, possibilitando a obtenção de estimativas desses parâmetros. Tal forma de obtenção dos parâmetros DOA dá origem ao método MUSIC Espectral.

Uma forma alternativa e mais vantajosa consiste na busca das raízes de um polinômio associado ao denominador da função $P_{MUSIC}(\varphi)$ em (5.115), tal que suas raízes estejam relacionadas com os picos da função espectral. Essa forma paramétrica de estimação dá origem ao método root-MUSIC.

Seja o polinômio

$$b(z) = z^{N-1} \mathbf{b}^H(z) \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H \mathbf{b}(z), \quad (5.116)$$

no qual $\mathbf{b}(z) = [1 \ z \ \dots \ z^{N-1}]^T$ com $z = e^{j\varphi}$. Para $z = e^{j\phi_m}$, $\mathbf{b}(z) = \mathbf{a}(\phi_m)$ e, portanto, (5.116) é equivalente a (5.115), apresentando picos espectrais em $\varphi = \phi_m$, para $m = 1, 2, \dots, M$. O polinômio resultante é dado pela combinação linear dos autovetores associados ao subespaço de ruído da matriz de correlação do sinal.

Para $N - 1 = M$, apenas um autovetor é associado ao subespaço de ruído e neste caso este método coincide com o método de Pisarenko.

Uma outra variação para o método MUSIC resulta da minimização direta do denominador de (5.115), como em (5.112), dando origem ao problema de minimização

$$\hat{\Phi} = \arg \left\{ \min_{\varphi} \text{Tr} \left\{ \mathbf{A}(\varphi) \mathbf{A}^H(\varphi) \left(\hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \right) \right\} \right\}, \quad (5.117)$$

para $m = 1, 2, \dots, M$. Por considerar a obtenção das estimativas $\hat{\phi}_m$, para $m = 1, 2, \dots, M$, de forma simultânea o procedimento de minimização em (5.117) dá origem ao método denominado de MUSIC multidimensional (MD-MUSIC), notadamente mais complexo que o MUSIC clássico.

Uma extensão do MUSIC, denominada de MUSIC Ponderado, faz uso de uma matriz de ponderação \mathbf{W}_M de dimensões $(N - M) \times (N - M)$, que pondera a influência de cada um dos autovetores de forma distinta, levando à composição da função custo

$$J_{MW}(\varphi) = \text{Tr} \left\{ \mathbf{A}^H(\varphi) \left(\hat{\mathbf{U}}_n \mathbf{W}_M \hat{\mathbf{U}}_n^H \right) \mathbf{A}(\varphi) \right\}. \quad (5.118)$$

Uma outra variação para o MUSIC Ponderado faz uso da seguinte função custo

$$J_{MV}(\varphi) = \text{Tr} \left\{ \mathbf{A}(\varphi) \mathbf{V}_M \mathbf{A}^H(\varphi) \left(\hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \right) \right\}. \quad (5.119)$$

na qual \mathbf{V}_M é uma matriz que pondera as colunas (vetores de direção angular) de $\mathbf{A}(\varphi)$.

Embora o método MUSIC original apresente uma menor variância assintótica que as suas versões ponderadas, em situações em que o número de amostras é pequeno, a relação sinal-ruído é baixa e os sinais são correlacionados, pode-se obter uma melhor capacidade de resolução escolhendo adequadamente os elementos da matriz \mathbf{W}_M ou \mathbf{V}_M [74].

Para a comparação entre o método MUSIC e os métodos baseados no critério ML, como o IQML e MODE, deve-se considerar a reparametrização $\hat{\mathbf{\Pi}}_{\mathbf{B}} = \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H$ e $N - 1 = M$ em (5.119). Nesse caso, a escolha $\mathbf{V}_M = \mathbf{P}$ permite reescrever (5.119) como

$$J_{MV}(\Phi) = Tr \left\{ \hat{\mathbf{\Pi}}_{\mathbf{B}} \tilde{\mathbf{R}} \right\}, \quad (5.120)$$

na qual $\mathbf{A}(\Phi)\mathbf{P}\mathbf{A}^H(\Phi) = \mathbf{R} - \mathbf{I}\sigma^2 = \tilde{\mathbf{R}}$ (ver expressão (5.59)). Desta forma, o método MUSIC Ponderado, para uma escolha particular da matriz de ponderações, possui uma formulação semelhante a do método MODE, no qual a matriz de correlação é substituída por uma versão truncada baseada apenas no subespaço de sinal.

Para estabelecer comparações com os métodos baseados na predição linear deve-se considerar o método root-MUSIC em (5.116). Nesse caso, um preditor de ordem $L = N - 1$ é associado ao polinômio $b(z)$ em (5.116).

O desempenho do método MUSIC cresce assintoticamente com o aumento do número de amostras disponíveis para alta relação sinal-ruído [140] e [141]. Além disso, a sua formulação original em (5.115) requer um esforço computacional inferior quando comparado com os métodos baseados no critério ML.

O Critério de “Distância” entre Subespaços (“Subspace Fitting”)

Mais recentemente que os procedimentos baseados no critério de ortogonalidade entre os subespaços descritos anteriormente, surgiu uma nova categoria de estimadores baseados no critério de “distância” entre subespaços (“Subspace Fitting”) [74], [143], [156].

Uma medida de “distância” entre o subespaço de interesse e sua aproximação é obtida, geralmente, como um erro de aproximação entre duas matrizes [155], [156]. Apresenta-se, a seguir, essa classe de estimadores através de uma reparametrização adequada do critério ML.

Comparando (5.59) com (5.62) e com $\mathbf{\Lambda}_n = \sigma^2\mathbf{I}$, tem-se

$$\mathbf{A}\mathbf{P}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} = \mathbf{U}_s\mathbf{\Lambda}_s\mathbf{U}_s^H + \sigma^2\mathbf{U}_n\mathbf{U}_n^H. \quad (5.121)$$

Pós-multiplicando por \mathbf{U}_s e rearranjando os termos, tem-se

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{A}(\Phi)\mathbf{T}, \quad (5.122)$$

na qual $\mathbf{T} = \mathbf{P}\mathbf{A}^H\mathbf{U}_s(\mathbf{\Lambda}_s - \sigma^2\mathbf{I})^{-1}$ é uma matriz de posto cheio. Visto que os parâmetros ϕ_m , para $m = 1, \dots, M$, e \mathbf{T} são desconhecidos, é natural procurar seus valores que satisfazem (5.122). Se uma estimativa $\hat{\mathbf{U}}_s$ de \mathbf{U}_s for utilizada, tal solução não existirá. Neste caso, deve-se minimizar alguma “distância” entre $\hat{\mathbf{U}}_s$ e $\mathbf{A}\mathbf{T}$. Para esse propósito a norma de *Frobenius* é utilizada.

As estimativas são, então, obtidas resolvendo o seguinte problema de minimização

$$\left\{ \hat{\Phi}, \hat{\mathbf{T}} \right\} = \arg \left\{ \min_{\varphi, \mathbf{T}} \left\| \hat{\mathbf{U}}_s - \mathbf{A}(\varphi)\mathbf{T} \right\|_F^2 \right\}, \quad (5.123)$$

para $m = 1, 2, \dots, M$.

Similar ao problema enfrentado para o critério ML, esse é um problema de mínimos quadrados não-linear separável, cuja solução para o parâmetro linear $\hat{\mathbf{T}}$, com \mathbf{A} fixo, é dada por

$$\hat{\mathbf{T}} = \mathbf{A}^\dagger \hat{\mathbf{U}}_s. \quad (5.124)$$

Substituindo (5.124) em (5.123) e utilizando a relação $\|\mathbf{M}\|_F^2 = \text{Tr} \{ \mathbf{M} \mathbf{M}^H \}$, obtém-se a seguinte função custo a ser minimizada para essa categoria de estimadores

$$\begin{aligned} J_{SF}(\varphi) &= \text{Tr} \left\{ (\mathbf{I} - \mathbf{A} \mathbf{A}^\dagger) \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H \right\} \\ &= \text{Tr} \left\{ \mathbf{\Pi}_\mathbf{A}^\perp \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H \right\}. \end{aligned} \quad (5.125)$$

É interessante constatar que a estimação pela minimização de (5.125) se dá em relação a $\mathbf{\Pi}_\mathbf{A}^\perp$ como no caso do critério ML em (5.71).

De uma forma geral, reconhecendo a igualdade $\hat{\mathbf{\Pi}}_\mathbf{A} = \hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H$, pode-se reescrever (5.125) como

$$J_{SF}(\varphi) = \text{Tr} \left\{ \mathbf{\Pi}_\mathbf{A}^\perp \hat{\mathbf{\Pi}}_\mathbf{A} \right\}. \quad (5.126)$$

Uma variação para o problema em (5.123) pode surgir se estimativas do subespaço de ruído em sua formulação através da relação $\hat{\mathbf{U}}_s \hat{\mathbf{U}}_s^H = \mathbf{I} - \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H$ forem utilizadas, dando origem à seguinte função custo [74]

$$\begin{aligned} J_{NSF}(\varphi) &= \text{Tr} \left\{ \mathbf{\Pi}_\mathbf{A} \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H \right\} \\ &= \text{Tr} \left\{ \mathbf{\Pi}_\mathbf{A} \hat{\mathbf{\Pi}}_\mathbf{A}^\perp \right\}. \end{aligned} \quad (5.127)$$

Em (5.127) a estimação é feita em relação a $\mathbf{\Pi}_\mathbf{A}$, a partir de uma estimativa de $\hat{\mathbf{\Pi}}_\mathbf{A}^\perp = \hat{\mathbf{U}}_n \hat{\mathbf{U}}_n^H$ como no caso do critério de ortogonalidade em (5.113). Dessa forma, interpreta-se o critério de ortogonalidade como um caso particular do critério de “distância” entre subespaços.

As matrizes \mathbf{A} e \mathbf{U}_s geram o mesmo espaço apenas quando \mathbf{P} tem posto cheio. Caso contrário uma matriz positiva definida de ponderação pode ser adicionada ao problema [74]. A utilização de uma matriz de ponderação permite favorecer a escolha dos autovetores em $\hat{\mathbf{U}}_s$ mais representativos do sinal, além de reduzir a dimensão do problema original.

A adição de uma matriz de ponderação \mathbf{W} no problema em (5.125) leva à seguinte função custo [74], [156].

$$J_{WSF}(\varphi) = \text{Tr} \left\{ \mathbf{\Pi}_\mathbf{A}^\perp \hat{\mathbf{U}}_s \mathbf{W} \hat{\mathbf{U}}_s^H \right\}. \quad (5.128)$$

Particularmente, escolhendo $\mathbf{W} = \hat{\mathbf{\Lambda}}_s$ em (5.128), esse critério é equivalente ao critério ML baseado em subespaço em (5.73). Portanto, para o caso em que as fontes de sinais possuem potências semelhantes e são descorrelacionadas, $\hat{\mathbf{\Lambda}}_s = \mathbf{I}$ e nesse caso os critérios apresentam desempenho equivalentes. Essa constatação faz parte das contribuições dessa análise e justifica o desempenho equivalente entre os dois critérios.

A função custo em (5.128) generaliza, portanto, os métodos paramétricos baseados em subespaços, assim como (5.71) generaliza os métodos baseados no critério ML.

Os procedimentos baseados em subespaços também podem ser reparametrizados através da substituição do projetor $\mathbf{\Pi}_\mathbf{A}^\perp$ pelo projetor equivalente dado por $\mathbf{\Pi}_\mathbf{B}$, permitindo assim a

sua comparação com os procedimentos baseados na predição linear através de um preditor de ordem $L = M$ e considerando a restrição $b_0 = -1$ ao polinômio $b(z)$.

Os métodos apresentados a seguir fazem uso deste critério e apresentam bom desempenho em situações que envolvem um número finito de amostras e possíveis correlações entre as fontes de sinais, equiparando-se aos melhores métodos.

Método ESPRIT O método ESPRIT surgiu antes do conceito de “distância” entre subespaços e foi classificado como um método baseado nesse critério devido à semelhança de sua formulação [137], [145], [117].

Este método pode ser interpretado como a utilização de dois arranjos de sensores, lineares e uniformemente espaçados, separados por uma distância igual ao espaçamento entre seus sensores. Na prática não existe a necessidade de utilizar dois arranjos fisicamente separados, pois, através da geometria do arranjo, os elementos podem ser selecionados conforme essa propriedade [74], [137] e [117].

O método usa a estrutura da matriz de *Vandermonde* \mathbf{A} para definir as submatrizes \mathbf{A}_1 e \mathbf{A}_2 através da extração, respectivamente, da última e da primeira linha de \mathbf{A} , isto é

$$\mathbf{A}_{N \times M} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \text{última linha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{primeira linha} \\ \mathbf{A}_2 \end{bmatrix}. \quad (5.129)$$

Dessa forma, um arranjo linear uniforme com N elementos espaçados entre si por uma distância d pode ser visto como dois arranjos com $N - 1$ elementos. Um dos arranjos é composto pelos primeiros $N - 1$ elementos do arranjo inicial, enquanto que o outro é formado pelos $N - 1$ últimos elementos. Neste contexto, os pares de sensores são compostos pelo primeiro e o segundo elemento do arranjo inicial, o segundo e o terceiro elemento e assim sucessivamente.

Se os sinais recebidos de uma fonte na direção θ_m pelo n -ésimo par, descritos por (5.54), são $x_{1,n}(k)$ e $x_{2,n}(k)$, a relação entre esses dois sinais é dada por

$$x_{2,n}(k) = x_{1,n}(k)e^{j2\pi\Delta_o\cos\theta_m} \quad (5.130)$$

sendo que $\Delta_o = d/\lambda_c$ representa a distância entre os dois elementos medida em comprimentos de onda. Conseqüentemente, considerando todos os pares e a presença de ruído, os sinais fornecidos pelos dois arranjos, de acordo com (5.56), são dados por

$$\mathbf{y}_1(k) = \mathbf{A}_1\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}_1(k) \quad (5.131)$$

e

$$\mathbf{y}_2(k) = \mathbf{A}_1\beta\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}_2(k), \quad (5.132)$$

sendo que \mathbf{A}_1 é uma matriz de *Vandermonde* correspondente ao primeiro subarranjo, e β uma matriz diagonal com elementos dados por

$$\beta_{mm} = e^{j2\pi\Delta_o\cos\theta_m}, \quad m = 1, 2, \dots, M. \quad (5.133)$$

Comparando os sinais $\mathbf{y}_1(k)$ e $\mathbf{y}_2(k)$, conclui-se que a matriz dos vetores de direção para o segundo subarranjo é dada por $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1\beta$.

Considere as matrizes \mathbf{J}_0 e \mathbf{J}_1 com dimensões $(N - 1) \times N$, compostas por “1s” e “0s” e tais que $\mathbf{J}_0\mathbf{A} = \mathbf{A}_1$ e $\mathbf{J}_1\mathbf{A} = \mathbf{A}_1\beta$. Definindo

$$\mathbf{J} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{J}_0 \\ \mathbf{J}_1 \end{bmatrix} \quad (5.134)$$

tem-se

$$\mathbf{J}\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \\ \mathbf{A}_1\beta \end{bmatrix} \quad (5.135)$$

Conforme apresentado na seção 2.1, quando as matrizes \mathbf{P} , definida em (5.58), e \mathbf{A} têm posto cheio, as colunas de \mathbf{A} e de \mathbf{U}_s (definida em (5.62)), geram o mesmo subespaço de sinal. Neste caso existe uma matriz \mathbf{T}_A com dimensões $M \times M$, não singular, tal que $\mathbf{U}_s = \mathbf{A}\mathbf{T}_A$. Utilizando a equação (5.134), tem-se

$$\mathbf{J}\mathbf{U}_s = \mathbf{J}\mathbf{A}\mathbf{T}_A. \quad (5.136)$$

Definindo

$$\mathbf{J}\mathbf{U}_s \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{U}_{s1} \\ \mathbf{U}_{s2} \end{bmatrix} \quad (5.137)$$

e usando as expressões (5.135) e (5.136), tem-se

$$\mathbf{U}_{s1} = \mathbf{A}_1\mathbf{T}_A; \quad \mathbf{U}_{s2} = \mathbf{A}_1\beta\mathbf{T}_A \quad (5.138)$$

Combinando estas duas últimas relações obtém-se

$$\mathbf{U}_{s1}\mathbf{T}_U = \mathbf{U}_{s2}, \quad (5.139)$$

na qual \mathbf{T}_U é uma matriz de transformação não-singular única, definida como $\mathbf{T}_U = (\mathbf{T}_A)^{-1}\beta\mathbf{T}_A$. Dessa forma as matrizes \mathbf{T}_U e β estão relacionadas por uma transformação de similaridade.

Considerando as estimativas $\hat{\mathbf{U}}_{s1}$ e $\hat{\mathbf{U}}_{s2}$, tem-se a relação aproximada

$$\hat{\mathbf{U}}_{s1}\mathbf{T}_U \approx \hat{\mathbf{U}}_{s2}. \quad (5.140)$$

O método ESPRIT consiste na busca dos elementos de \mathbf{T}_U que melhor satisfaçam (5.140). Isto é conseguido através da minimização da norma do erro da relação aproximada em (5.140), ou seja,

$$\hat{\mathbf{T}}_U = \arg \left\{ \min_{\mathbf{T}_U} \left\| \hat{\mathbf{U}}_{s1}\mathbf{T}_U - \hat{\mathbf{U}}_{s2} \right\|_F \right\}. \quad (5.141)$$

O problema tratado pelo método ESPRIT em (5.141) possui a mesma formulação para o problema em (5.123), justificando assim a classificação do método ESPRIT como baseado no critério de “distância” entre subespaços.

A solução para o problema em (5.141) pode ser obtida através do procedimento LS ou TLS, dando origem aos respectivos métodos LS-ESPRIT e TLS-ESPRIT. Os parâmetros DOA são, então, obtidos a partir dos autovalores de $\hat{\mathbf{T}}_U$.

Devido à flexibilidade na partição do arranjo através da matriz \mathbf{A} , outras variações para o método ESPRIT são possíveis [74], [137], [117].

Método “Subspace Fitting Ponderado” - WSF O método precursor do WSF denominado de SSF (“Signal Subspace Fitting”) consiste na utilização direta do critério de “distância” dado pela função custo em (5.125) [74], [155].

Um outro método denominado de NSF (“Noise Subspace Fitting”) surge da implementação direta do critério de “distância” considerando uma aproximação baseada no subespaço de ruído, cuja função custo é dada por (5.127) [74]. Esta função custo possui a mesma formulação daquela encontrada para o método MUSIC Ponderado para um caso particular em que $\mathbf{V}_M = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}$ em (5.119).

Observa-se que o método NSF, assim como o método SSF, apresentam estimativas pouco confiáveis em um cenário em que as fontes de sinais são coerentes.

O método WSF surge para contornar essas dificuldades através da implementação da generalização para o critério de “distância” entre subespaços derivado em (5.128), o qual consiste em adicionar uma matriz positiva definida de ponderação \mathbf{W}_{SSF} , levando ao seguinte problema de minimização [74], [156]

$$\hat{\Phi} = \arg \left\{ \min_{\varphi} Tr \left\{ \mathbf{\Pi}_{\mathbf{A}}^{\perp}(\varphi) \hat{\mathbf{U}}_s \mathbf{W}_{SSF} \hat{\mathbf{U}}_s^H \right\} \right\}. \quad (5.142)$$

Para uma escolha adequada da matriz \mathbf{W}_{SSF} , o problema de minimização em (5.142) é equivalente ao problema encontrado para os métodos baseados no ML, sobretudo o método MODE, a reparametrização $\mathbf{\Pi}_{\mathbf{A}}^{\perp} = \mathbf{\Pi}_{\mathbf{B}}$ é considerada. Por esse motivo, as considerações com respeito à melhor escolha para a matriz \mathbf{W}_{SSF} seguem os resultados apresentados para a matriz de ponderações \mathbf{W}_{MODE} em (5.92). Além disso, quando a relação $\mathbf{\Pi}_{\mathbf{A}}^{\perp} = \mathbf{\Pi}_{\mathbf{B}}$ é utilizada em (5.142), surge o método denominado de root-WSF. Este consiste na solução do método WSF através da busca das raízes do polinômio $b(z)$ formado pelos elementos da matriz de reparametrização \mathbf{B}^H . Neste caso, a utilização do algoritmo de solução proposto para o método MODE aplica-se diretamente.

A consideração de uma matriz de ponderação também pode ser estendida para o método NSF, dando origem ao problema de minimização

$$\hat{\Phi} = \arg \left\{ \min_{\varphi} Tr \left\{ \mathbf{\Pi}_{\mathbf{A}}(\varphi) \hat{\mathbf{U}}_n \mathbf{W}_{NSF} \hat{\mathbf{U}}_n^H \right\} \right\}. \quad (5.143)$$

Para uma escolha adequada da matriz \mathbf{W}_{NSF} , o problema de minimização em (5.143) é equivalente ao problema encontrado para o método MUSIC Ponderado em (5.118) com $\mathbf{W}_M = \mathbf{W}_{NSF}$.

5.4.8 Conclusões e Perspectivas

Os métodos conhecidos para estimação de DOA foram classificados em três categorias. A primeira consiste dos métodos baseados no próprio critério ML, a segunda compreende os métodos baseados na predição linear e a terceira representa os métodos baseados em subespaços. Foram descritos os principais métodos de cada uma destas categorias através de uma formulação unificada.

Esta descrição unificada evidencia fortes relações entre todos os métodos, até então não explicitadas, e é a principal contribuição deste trabalho.

O prosseguimento deste trabalho terá como foco os métodos baseados no critério da máxima verossimilhança, em particular o método MODE. Esta escolha justifica-se pelo

excelente desempenho atingido por este método e pelas possibilidades de melhorar este desempenho, particularmente em termos de redução da relação sinal-ruído de limiar. Os objetivos pretendidos são: 1- obter várias soluções MODE para um dado problema, usando diferentes restrições de não-trivialidade no processo de otimização, e escolher a melhor delas através de um novo processo de otimização; 2- utilizar uma filtragem dos dados disponíveis, após uma primeira avaliação dos parâmetros DOA, visando eliminar ruído fora das direções espaciais estimadas.

A primeira proposta leva em conta que a função custo de máxima verossimilhança, empregada pelos métodos baseados no critério de máxima verossimilhança como o MODE, apresenta vários mínimos locais ao redor do mínimo global, particularmente nas condições de baixa relação sinal-ruído. O desempenho decai rapidamente com a relação sinal-ruído quando a solução MODE é obtida a partir de um mínimo local. Portanto, a proposta de se gerar várias soluções objetiva oferecer soluções alternativas referentes a outros mínimos locais e, eventualmente, até ao mínimo global. A pesquisa destas soluções pelo próprio critério de máxima verossimilhança pode oferecer melhores resultados.

A segunda proposta pretende reduzir o ruído adicionado aos dados, particularmente nas condições de baixa relação sinal-ruído. A primeira estimativa permitirá avaliar as regiões espaciais nas quais existem sinais incidentes. O filtro será configurado com base nesta estimativa e deverá reduzir o nível de ruído fora destas regiões. Após a filtragem, os dados serão novamente submetidos ao MODE para uma reestimação dos ângulos. Espera-se que o MODE consiga melhores resultados após a redução do ruído. Embora esta ação seja usual na área de telecomunicações, não foi proposta na literatura sobre DOA. Os problemas que podem limitar o aumento de desempenho são a qualidade da primeira estimativa dos ângulos e a quebra da hipótese de ruído branco.

5.5 Medida Objetiva de Qualidade de Voz e Áudio

5.5.1 Introdução

O avanço das técnicas de processamento digital de sinais e da tecnologia proporcionou o desenvolvimento de métodos e dispositivos de codificação e decodificação de voz e de áudio (codecs) mais eficientes.

A avaliação da qualidade de codecs é necessária para o desenvolvimento e homologação destes dispositivos, e também para o projeto de redes digitais de telecomunicações.

Os métodos objetivos clássicos de avaliação de desempenho, como a taxa de erro e a relação sinal-ruído, não oferecem medidas suficientemente correlacionadas com as impressões dos usuários. Assim, as medidas subjetivas de qualidade ainda são amplamente empregadas. Porém, seu custo, complexidade e tempo demandado motivam fortemente a busca por métodos eficazes para a realização de medidas objetivas que estimem a qualidade subjetiva de maneira satisfatória. Nesse contexto, a ITU (International Telecommunication Union) incentivou o desenvolvimento de métodos objetivos de avaliação de qualidade que atendessem às muitas exigências de desempenho. Resultaram daí duas normas para voz e uma para áudio.

Este trabalho aborda o funcionamento e a aplicabilidade desses métodos padronizados pela ITU. Apresenta também seus desempenhos e alguns resultados preliminares de estudos visando melhorar estes desempenhos.

São abordados inicialmente os métodos para avaliação de voz; em seguida é abordada a avaliação de áudio.

5.5.2 Avaliação objetiva de qualidade de voz

As normas da ITU para avaliação objetiva de qualidade de voz [96] e [97] descrevem os métodos PSQM e PESQ, respectivamente. O método PSQM baseia-se na simulação do ouvido humano através de modelo psicoacústico e foi o primeiro a atingir um nível satisfatório de desempenho. Por isto foi recomendado pela ITU em 1996. O método PESQ representa um avanço em relação ao PSQM e foi recomendado em 2001.

As características psicoacústicas empregadas nestes dois métodos e os detalhes da implementação do PSQM e de um método derivado do mesmo são apresentados a seguir.

Modelo psicoacústico para métodos de avaliação objetiva

Os melhores métodos objetivos desenvolvidos baseiam-se na modelagem matemática do ouvido humano [13], [157]. A Figura 5.3 ilustra as características básicas comuns a estes métodos. Todos utilizam os sinais original e decodificado e os submetem à modelagem psicoacústica que simula a transformação sofrida pelos sinais no ouvido. Em seguida os sinais transformados são submetidos a um processamento cognitivo que calcula a diferença perceptível entre as duas representações.

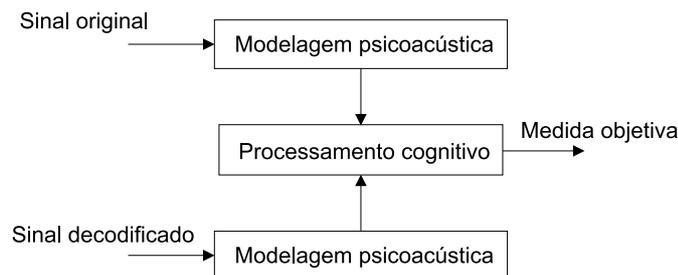


Figura 5.3: Esquema básico dos métodos psicoacústicos.

Modelagem psicoacústica O pré-processamento realizado pelo ouvido sobre o sinal acústico é uma atividade objetiva, pois envolve a transformação do sinal acústico que chega ao ouvido externo em impulsos elétricos nos feixes de neurônios distribuídos ao longo da cóclea no ouvido interno. O processamento subjetivo é realizado pelas funções superiores do córtex cerebral, baseado neste sinal condensado gerado pelo ouvido [6].

Um dos conceitos fisiológicos preponderantes para o modelagem do ouvido humano é o fenômeno das bandas críticas [160]. Elas definem um conjunto de faixas de frequência, cada uma delas em torno de uma frequência central. Em cada banda, um sinal de maior energia dominará a percepção e mascarará outro de menor intensidade, fenômeno este conhecido como mascaramento. Este efeito pode ser sentido tanto no domínio da frequência, em que só se distingue dois tons quando ambos estão em bandas críticas diferentes, quanto do tempo, em que um sinal de grande amplitude mascara outro de pequena amplitude por um certo tempo, após ter sido ouvido.

Na modelagem do ouvido, é ainda necessário levar em conta as transformações necessárias entre as escalas de amplitude de sinal e a escala de sonoridade no ouvido interno.

A modelagem matemática nos métodos objetivos consiste dos seguintes passos:

- relaciona-se as frequências acústicas à resolução perceptual de frequências, utilizando o conceito de bandas críticas, obtendo-se o padrão de excitação;
- como nem todas as bandas críticas têm o mesmo ganho, faz-se a ponderação do padrão de excitação pela sensibilidade do ouvido a cada faixa de frequência, o que equivale à conversão de um sinal que está numa escala de intensidade para uma escala de excitação ou sonoridade;
- foi verificado ainda que a escala de sonoridade não é linear em relação à sonoridade percebida pelo ouvido humano; isto acarretou a necessidade de se transformar esta escala através de uma função de compressão não-linear, obtendo-se assim a sonoridade subjetiva representando a densidade espectral de energia perceptual, aqui denominada representação interna.

Processamento cognitivo Consiste de todos os processamentos que são realizados após o cálculo do sinal de diferença entre as representações internas do sinal fonte e do sinal na saída do codec. A qualidade do sinal decodificado é calculada através deste sinal de diferença processado. Para os métodos PSQM e MOQV, em particular, o nível médio deste sinal, calculado ao longo do tempo através das suas componentes de frequência, é relacionado diretamente com a qualidade da voz fornecida pelo codec. As diferenças inaudíveis, dentro das precisões de representação e julgamento destes métodos, entre o sinal original e aquele resultante do codec, não influem na pontuação resultante da medida objetiva. Em particular, se os sinais são idênticos, será estimada uma qualidade perfeita, independente das características dos sinais de entrada.

O método PSQM e o método MOQV

O método PSQM foi proposto em 1996 e padronizado pela ITU [96]. Ele segue todas as características descritas nas subseções anteriores e apresenta correlação adequada com as medidas subjetivas em várias condições de teste.

Este método serviu de base para o desenvolvimento do programa MOQV [6], o qual foi implementado em Matlab a fim de se ter maior flexibilidade e versatilidade para a realização de modificações e testes. A Figura 5.4 mostra a estrutura adotada para o programa.

Este programa oferece diversas facilidades, as quais não são encontradas naquele implementado para o método PSQM: alinhamento temporal dos arquivos de voz fonte e decodificado via correlação cruzada; opção de várias taxas de amostragem; detalhamento das características dos arquivos de voz, como sua visualização e audição; ajuste do nível dos arquivos; diversas opções de mapeamento para os valores subjetivos [6, 8]. Tais melhorias resultam numa maior iteratividade, tornando seu uso adequado tanto para usuários com experiência quanto para iniciantes.

O alinhamento temporal entre os arquivos é realizado calculando-se a correlação cruzada entre eles em função do deslocamento entre os arquivos. A correlação é calculada através de um algoritmo de transformada rápida de Fourier (FFT). O deslocamento correspondente ao

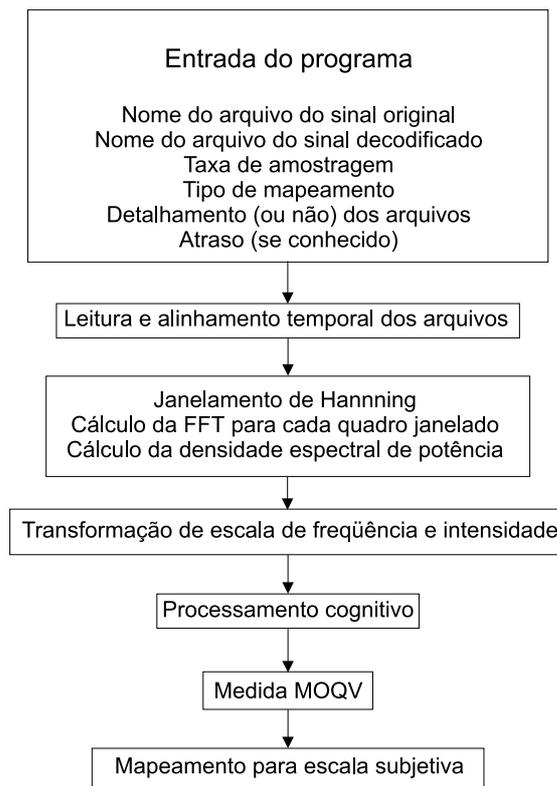


Figura 5.4: Fluxograma do programa MOQV.

valor máximo da correlação é tomado como a estimativa do desalinhamento entre os sinais e o alinhamento dos mesmos é feito automaticamente.

A operação de janelamento divide os arquivos em quadros de 256 ou 512 amostras, para uma taxa de amostragem de 8 kHz ou 16 kHz, respectivamente. Há uma superposição de 50% entre os quadros. Após, é feito o cálculo da FFT individualmente para cada quadro, através da rotina “mfft”, a qual chega a ser 10 vezes mais rápida que a rotina “fft” normal, pois considera apenas as componentes espectrais relevantes no cálculo das medidas MOQV. Em seguida há o cálculo da densidade espectral de potência.

As transformações de escalas de frequência e intensidade seguem aquelas utilizadas no método PSQM [96].

No processamento cognitivo calcula-se a diferença entre os sinais resultantes da transformação de intensidade. Em seguida são levados em conta efeitos de assimetria na percepção sonora relativa à inserção ou supressão de componentes estranhas pelo codec. Como a percepção de degradação é distinta nestes dois casos, o processamento de assimetria ajusta automaticamente o nível do sinal de diferença correspondente.

Ainda com relação ao processamento das assimetrias, foram utilizadas duas formas distintas de tratamento de distorções por supressão de trechos de voz e por excesso de volume. Estas duas formas deram origem a duas versões do programa: MOQV1 e MOQV2. Esta última versão apresenta um tratamento mais sofisticado para as distorções.

Por fim, realiza-se uma ponderação dos intervalos de silêncio para condicionar sua con-

tribuição para o valor objetivo final.

O programa fornece algumas opções para o mapeamento da medida MOQV:

- Para as medidas MOS ou CMOS, que são medidas subjetivas padronizadas [95]. A primeira representa um sistema de pontuação que define a qualidade absoluta de um sinal de voz, enquanto que a segunda fornece a qualidade relativa de um sinal em relação a outro de referência.
- Para as línguas francesa, inglesa, japonesa, ou mapeamento genérico.
- Opção de mapeamento por polinômios de 1^a a 6^a ordem, os quais foram determinados através de um banco de dados contendo diversos arquivos de voz, como é descrito na próxima seção.

O programa foi testado em um computador PC com processador Intel Pentium® III 650 MHz, com 128 Mbytes de memória RAM e sistema operacional WindowsME. Arquivos contendo 120.000 amostras exigiram um tempo de execução de 4,78 segundos, bem próximo àquele encontrado para o programa PSQM em linguagem C testado em estações Sun UltraSparc e ambiente Unix. Para arquivos de voz contendo 30.000 amostras, este tempo ficou abaixo de 1 segundo.

Análise de desempenho

Banco de dados utilizado Todos os testes realizados utilizaram os arquivos de voz contidos no banco de dados “Supplement 23” da ITU [1], o qual é constituído por arquivos de voz em inglês, francês e japonês, associados aos testes de vários codecs submetidos a algumas condições de teste. A cada teste é fornecido o valor MOS ou CMOS correspondente, o qual deve ser estimado pelo método MOQV. Tal material está dividido em três grupos de experimentos:

- 1^o Experimento: os arquivos de voz presentes neste experimento foram submetidos a diversos tipos de codecs padrão da ITU e de telefonia celular. Para cada uma das três línguas (francês, japonês e inglês), dois locutores de cada sexo foram utilizados, cada qual enunciando uma sentença. Há 44 condições de teste para cada locutor, perfazendo um total de 528 arquivos para o experimento (176 por língua).
- 2^o Experimento: aqui os arquivos de voz foram submetidos a diversos tipos de ruídos de ambiente, ruídos de escritório, veículo, rua, branco e música, com uma SNR de 10 ou 20 dB. Dois locutores de cada sexo foram utilizados para as primeiras 28 condições, e um de cada sexo para as últimas 12. Há então 40 condições, com um total de 136 arquivos de teste para cada uma das 3 línguas (perfazendo um total global de 408 arquivos para o experimento).
- 3^o Experimento: os arquivos deste experimento simulam os efeitos de transmissão do sinal codificado através de um canal de comunicações que introduz erros, em particular erros aleatórios e erros FER (burst frame erasure - erros de surto). Dois locutores de cada sexo foram utilizados, havendo 50 condições para cada um deles, perfazendo um total de 200 arquivos para teste por língua. Aqui, além das línguas já citadas, há também o italiano, o que resulta num total de 800 arquivos de teste.

Mapeamento entre as medidas No processo de mapeamento das medidas objetivas para as subjetivas foi utilizada a expressão

$$y(n) = b_p x^p(n) + b_{(p-1)} x^{(p-1)}(n) + \dots + b_0 ; \quad n = 1, \dots, N \quad (5.144)$$

na qual $x(n)$ representa as medidas objetivas e $y(n)$ representa os valores mapeados. Os coeficientes b_i são obtidos pela minimização da soma dos erros quadráticos entre os N valores de $y(n)$ e os valores subjetivos correspondentes.

Os valores para a ordem polinomial p variam entre 1 e 6.

O cálculo da correlação entre as medidas objetivas obtidas e as subjetivas correspondentes é realizado segundo

$$r = \frac{\sum_{n=1}^N [x(n) - \bar{x}][y(n) - \bar{y}]}{\{\sum_{n=1}^N [x(n) - \bar{x}]^2 \sum_{n=1}^N [y(n) - \bar{y}]^2\}^{1/2}} \quad (5.145)$$

sendo que \bar{x} e \bar{y} representam, respectivamente, as médias para as medidas objetivas e as medidas subjetivas. Assim, quanto mais próximo de 1 for o valor absoluto de r , melhor será o desempenho do método de avaliação objetiva.

Tipos de testes realizados Nos testes procurou-se abordar o maior número de situações possíveis, a fim de se traçar um perfil do desempenho do método MOQV. Para isso, considerou-se:

- As características de cada um dos três experimentos submetidos aos testes;
- Mapeamento para cada língua e mapeamento geral médio em relação a todas as línguas presentes no banco de dados. O mapeamento individual para cada língua resulta em uma melhor correlação entre as medidas objetivas e os valores subjetivos, já que esta abordagem faz com que os resultados estejam mais bem adaptados às peculiaridades daquela língua e cultura. O segundo critério consiste em se fazer um mapeamento geral, levando-se em consideração todas as amostras de todas as línguas disponíveis, o que faz com que a correlação diminua.
- A influência do valor da ordem polinomial p , permitindo assim determinar as ordens mais adequadas para a realização do mapeamento.

Ilustração dos resultados alcançados Uma grande quantidade de testes foi realizada, dando origem a um total de 156 curvas, as quais descrevem graficamente o desempenho do método para cada experimento considerado [6]. Apresenta-se aqui apenas alguns resultados típicos para exemplificar estes resultados.

A Figura 5.5 ilustra os resultados obtidos no estudo da correlação entre as medidas MOQV e aquelas subjetivas para as diversas línguas.

Esta figura foi gerada para o primeiro experimento, usando o mapeamento geral e com polinômio de 3ª ordem. No eixo x tem-se os valores objetivos MOQV, enquanto que no eixo y tem-se os valores subjetivos medidos. Os coeficientes ótimos da curva de mapeamento são $\{4,0365; 0,1027; -0,3306; 0,0393\}$, sendo que o primeiro número é o coeficiente de ordem zero. Os valores das correlações entre os valores objetivos e subjetivos para cada língua são

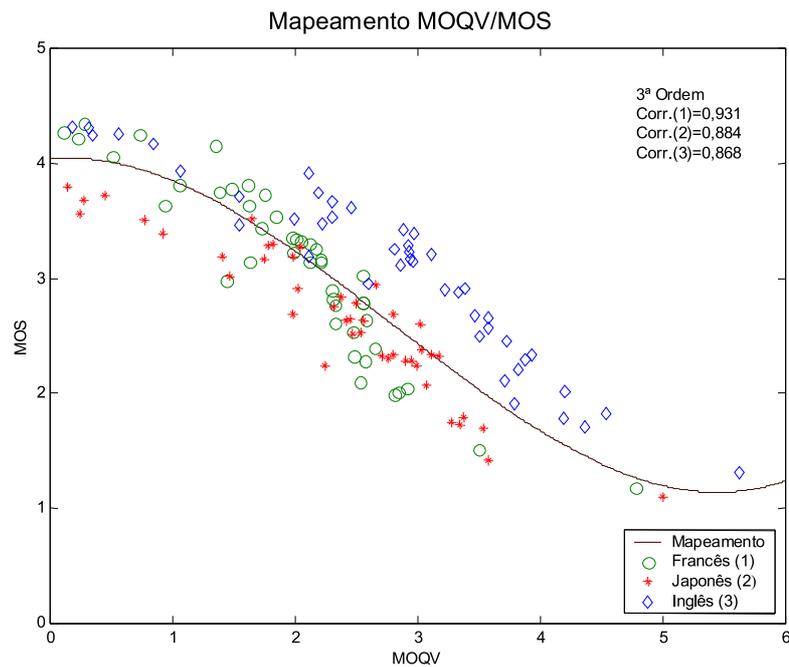


Figura 5.5: Mapeamento MOQV/MOS.

apresentados no canto superior direito do quadro. Os demais gráficos obtidos seguem as mesmas prerrogativas.

A Figura 5.6 ilustra os resultados obtidos no estudo sobre o valor adequado da ordem polinomial p a ser utilizada. Refere-se ao primeiro experimento com o mapeamento geral. Observa-se que a partir da 4^a ordem polinomial começa a haver uma quebra significativa de monotonicidade, o que não é desejável. Além disso, os ganhos nos valores das correlações vão se tornando desprezíveis conforme se aumenta o valor de p .

A Figura 5.7 ilustra o desempenho típico observado para cada um dos experimentos com o mapeamento geral e polinômio de terceira ordem. Como se pode observar, os melhores desempenhos foram obtidos para o primeiro e segundo experimento. As correlações obtidas para o terceiro experimento foram ruins, o que é ilustrado pelo grande espalhamento dos valores mapeados no gráfico. Isso indica que o método não é indicado para situações em que há a presença de erros de transmissão. Note-se também que o mapeamento realizado para o segundo experimento foi o CMOS, pois esta é a medida subjetiva oferecida pelo banco de dados, enquanto para os outros dois utilizou-se o MOS.

Além do cálculo da correlação entre as medidas objetivas MOQV e as medidas subjetivas, fez-se também uma análise estatística que incluiu a construção de histogramas descrevendo o comportamento dos desvios dos valores objetivos em relação aos valores subjetivos correspondentes. Foi ainda elaborada uma tabela com os valores de desvio máximo para determinados intervalos de confiança [6].

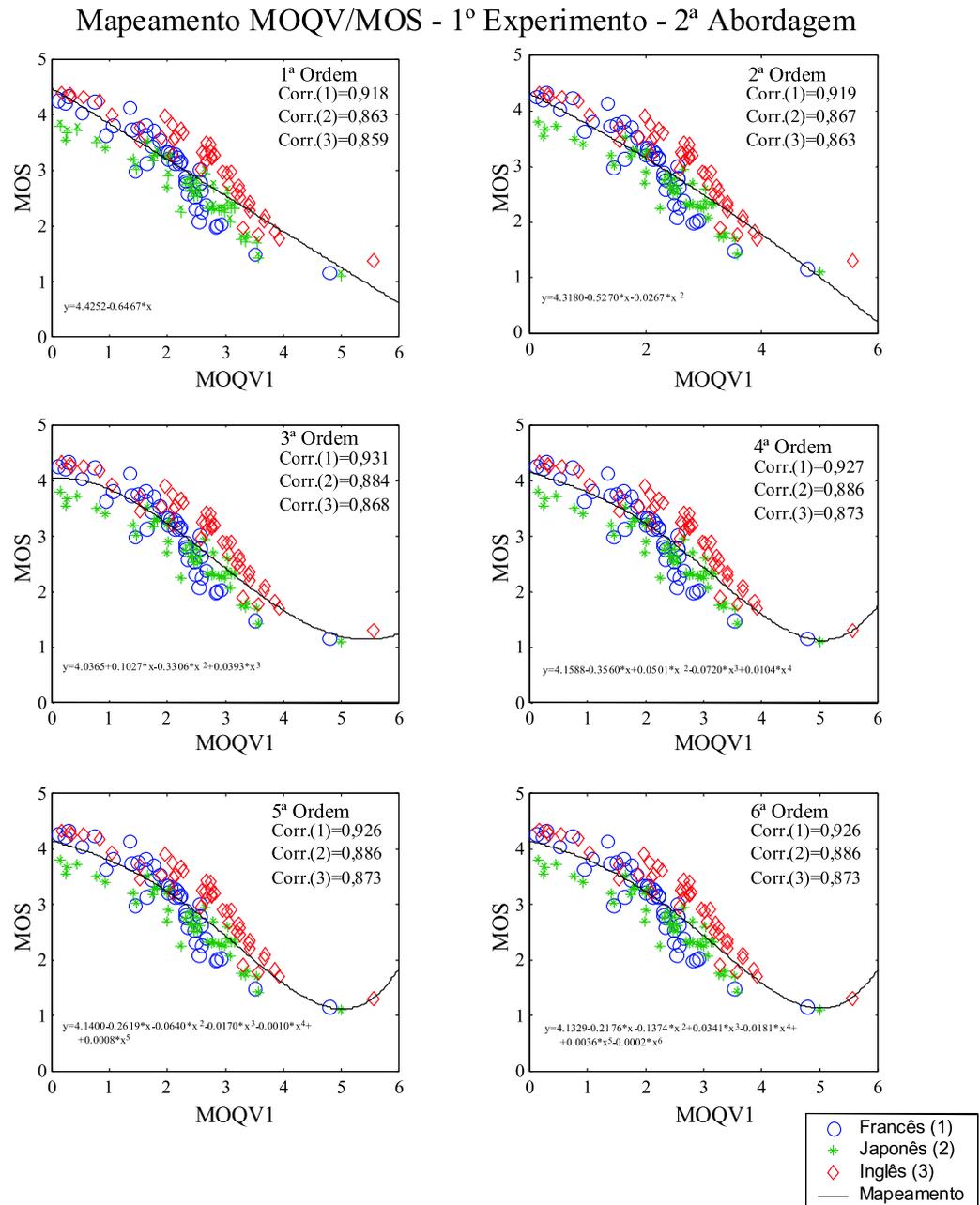


Figura 5.6: Estudo do valor da ordem do mapeamento.

Aplicabilidade

- O mapeamento específico é o mais adequado, pois se adapta melhor às peculiaridades de cada língua e cultura. Idealmente, cada língua deveria ter seus valores de mapeamento. Porém, devido à limitação do banco de dados utilizado, o qual continha apenas arquivos nas línguas inglesa, japonesa e francesa, determinou-se um mapeamento ge-

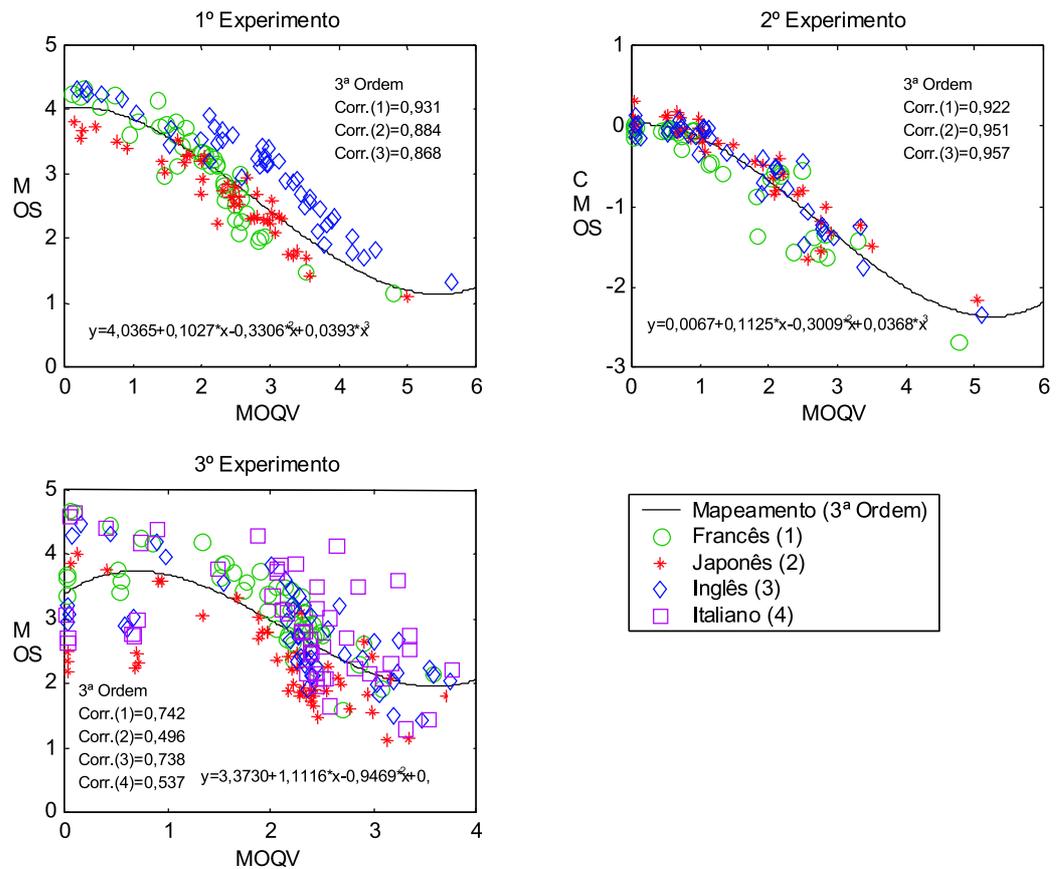


Figura 5.7: Desempenho do método MOQV para cada experimento.

ral, utilizando em conjunto as três línguas citadas, o qual pode ser utilizado para as demais línguas, incluindo o português.

- A monotonicidade é uma característica desejável neste tipo de mapeamento. Os resultados mostram que a utilização de ordens de mapeamento acima da terceira não é aconselhável por introduzir, em certos casos, grandes quebras na monotonicidade. A ordem de mapeamento mais apropriada para a maioria dos tipos de arquivos é a terceira, fato este observado para todas as línguas presentes nos testes.
- Pela análise dos gráficos, pode-se afirmar que o MOQV funcionou adequadamente para os dois primeiros experimentos, mostrando que este método adapta-se bem a casos em que o sinal é submetido a um ou mais tipos de codecs, bem como a situações em que há a presença de ruído de fundo. Já para o terceiro experimento, os resultados foram inferiores, denotando uma inadequação a situações em que os sinais estão sujeitos a condições de erro severas.

- Para a determinação de um mapeamento adequado às peculiaridades da língua portuguesa, em particular aquela falada no Brasil, seria necessário um banco de dados com arquivos de voz e valores de medidas subjetivas, o que ainda não foi feito devido à falta de estrutura laboratorial para este fim. A utilização do mapeamento geral, no entanto, mostra-se suficiente para grande parte das aplicações desejadas. Alternativamente, pode-se utilizar diretamente o valor MOQV.

5.5.3 Medida objetiva de qualidade de áudio

A problemática de avaliação objetiva de qualidade de áudio é bastante distinta daquela envolvida na avaliação da qualidade de voz.

A transmissão e o armazenamento digital de sinais de áudio vêm sendo, cada vez mais, baseados em algoritmos para redução de dados, os quais são adaptados a diversas propriedades do sistema auditivo humano, destacando-se os efeitos de mascaramento. Tais algoritmos não buscam necessariamente a minimização de distorções, e sim a manipulação adequada dessas distorções, de maneira que elas sejam minimamente percebidas pelo usuário do sistema. Assim, a qualidade desses codificadores perceptuais não pode mais ser medida por métodos tradicionais baseados no valor global de distorção, como a relação sinal-ruído (SNR) e a distorção harmônica total (THD). Em certos casos, as distorções são tão eficientemente mascaradas pelo sinal que se tornam praticamente inaudíveis, ainda que o sinal apresente uma relação sinal-distorção tão baixa quanto 13 dB.

Dessa forma, faz-se necessário o uso de testes subjetivos de audição para a realização de avaliações confiáveis da qualidade de codecs perceptuais. No entanto, tais testes são dispendiosos, seja em termos de tempo ou de custos. Portanto, é altamente desejável o desenvolvimento de medidas objetivas capazes de substituir, de maneira eficiente, os testes subjetivos.

Desde o final dos anos 70, alguns métodos foram propostos, mas, com o surgimento dos primeiros codecs perceptuais (MPEG e Dolby) no final dos anos 80, tais medidas se tornaram obsoletas. Então, em 1994, a ITU-R (International Telecommunication Union - Radiocommunication) fez uma chamada aberta de propostas, a fim de estabelecer um padrão para a medição objetiva da qualidade de áudio. Seis métodos foram apresentados, mas nenhum deles alcançou o desempenho mínimo desejado. Por esse motivo todos os esforços concentraram-se no desenvolvimento de um método conjunto que pudesse resolver os problemas inerentes às propostas iniciais. Surge assim o método PEAQ (Perceptual Evaluation of Audio Quality), com um desempenho superior aos demais. Apesar de ainda não apresentar desempenho satisfatório para todos os tipos de condições encontradas na prática, deu origem à recomendação ITU-R BS-1387 [23].

O objetivo deste trabalho é o estudo dos diversos conceitos envolvidos no método PEAQ, visando o desenvolvimento de um programa de computador baseado nas prerrogativas da Rec. ITU-R BS-1387. Intenciona-se que tal programa seja a ferramenta para se atingir dois objetivos:

- a aquisição de experiência na aplicação prática do método de avaliação objetiva;
- a pesquisa de aperfeiçoamentos do método, em particular para as condições práticas e padrões adotados com maior frequência no Brasil.

Nesse sentido, está sendo firmada uma parceria com a Fundação Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (CPqD), a qual complementar a infraestrutura disponibilizada pela Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Unicamp para o desenvolvimento do trabalho. Esta parceria permitirá também acesso direto à ITU, com a qual pretende-se manter relação durante todo o período de estudos, principalmente através da submissão de propostas e contribuições, além da aquisição de bancos de dados a serem usados durante o andamento do projeto.

O método PEAQ

A Figura 5.8 fornece uma visão global da estrutura utilizada no método PEAQ.

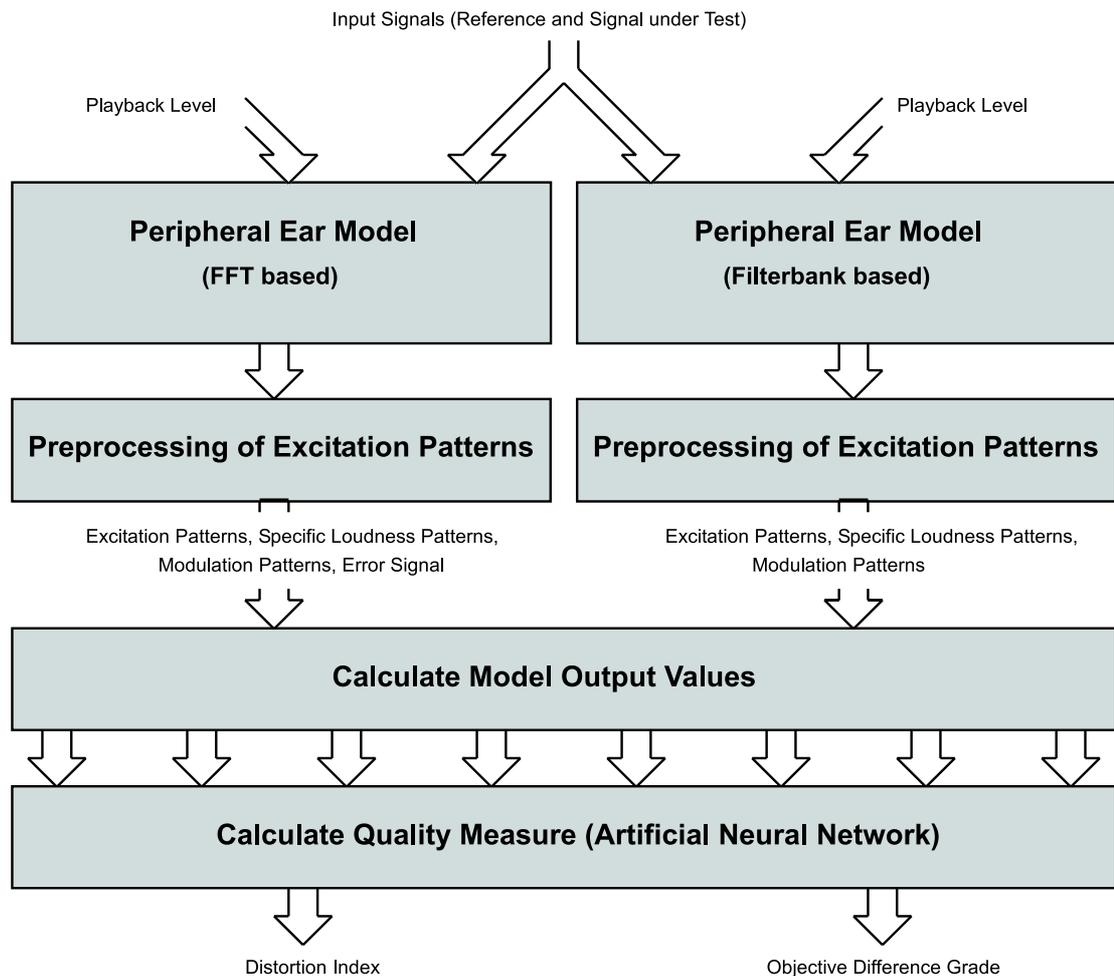


Figura 5.8: Diagrama de blocos genérico do método PEAQ.

Este método consiste de um modelo de simulação do ouvido, vários processamentos intermediários (aqui referidos como “pré-processamento dos padrões de excitação”) e o cálculo das variáveis de saída do modelo (MOV), a partir das quais obtém-se um único valor representando a qualidade de áudio básica do sinal sob teste.

Duas diferentes versões foram implementadas: a primeira, chamada “versão básica”, é baseada na FFT (Fast Fourier Transform), e tem como principal característica a baixa complexidade computacional, permitindo a implementação em tempo real; a segunda, a “versão avançada”, é baseada em um banco de filtros e tem como principal característica um melhor desempenho, porém com uma complexidade computacional mais elevada, o que a torna apropriada para aplicações mais exigentes.

A estrutura geral, à exceção de alguns poucos processamentos, é semelhante para as duas versões. As entradas para o cálculo das MOV, obtidas tanto para o sinal de referência quanto aquele sob teste, são:

- Os padrões de excitação, obtidos pela distribuição da energia dos sinais em diferentes regiões de pitch (o equivalente psicoacústico para a frequência);
- Os padrões de excitação espectralmente adaptados, os quais são computados apenas no modelo baseado no banco de filtros, permitindo a obtenção de resultados mais precisos;
- Os padrões de sonoridade (loudness) específica, simulando a sonoridade percebida pelo ouvinte;
- Os padrões de modulação, calculados a partir dos padrões de excitação;
- O sinal de erro, calculado como a diferença espectral entre os sinais (somente para o modelo do ouvido baseado na FFT).

Todas as computações para sinais em estéreo são feitas independentemente e da mesma maneira para os canais direito e esquerdo.

Cálculo das variáveis de saída do modelo (MOV) As variáveis de saída do modelo, referentes à Figura 5.8, são:

- Diferença de Modulação: diferenças na modulação das envoltórias temporais dos sinais de teste e de referência são medidas pelo cômputo da diferença da modulação local para cada canal em cada filtro auditivo. A seguir, a diferença de modulação momentânea é calculada pela soma das diferenças de modulação locais. Neste cálculo, o limiar de silêncio é levado em conta através de um fator de ponderação dependente do nível, calculado a partir dos padrões de excitação modificados e da função de ruído interno.
- Sonoridade do Ruído: estas variáveis de saída do modelo estimam a sonoridade parcial de distorções aditivas na presença do sinal de referência.
- Largura de Faixa: estima a largura de faixa média dos sinais de referência e teste.
- Taxa de Ruído/Mascaramento: estes valores são calculados a partir dos valores de ruído e mascaramento obtidos.
- Valor Relativo de Quadros com Distúrbios: mede a quantidade de quadros com distúrbios em relação ao número total. Quadros com pequena energia são desconsiderados.

- Probabilidade de Detecção: é a probabilidade de detecção de uma diferença de nível (ganho ou atenuação) para determinado canal do sinal de teste. Esta probabilidade é tanto maior quanto maior for a diferença de nível. Este valor é usado na estimação do número de quadros em que distorções serão detectadas pelos ouvintes.
- Estrutura Harmônica de Erro: um sinal de referência contendo harmônicas fortes tem um espectro caracterizado por um número de picos regularmente espaçados, separados por vales profundos. Sob determinadas condições, o sinal de erro pode herdar tal estrutura, porém ocupando o lugar dos vales, resultando em uma distorção com atributos tonais que poderiam aumentar a importância do erro. Por isso, um parâmetro de qualidade melhor que a magnitude da estrutura de erro harmônica é sua variabilidade sobre a seqüência completa, a qual é dada pelo desvio padrão da magnitude da estrutura harmônica sobre os quadros (Variação Harmônica de Erro. - EHV).

Estimação da qualidade perceptual básica do áudio Esta estimação é realizada pelo mapeamento das Variáveis de Saída do Modelo (MOV) para um único valor, através do uso de uma estrutura de rede neural artificial com uma camada oculta. Esta rede neural usa como função de ativação uma sigmóide assimétrica. A versão básica do método utiliza três nós na camada oculta da rede neural, enquanto que a versão avançada utiliza quatro. As entradas são então mapeadas para um índice de distorção, o qual é diretamente relacionado à qualidade perceptual básica do áudio.

5.5.4 Conclusões e Perspectivas

Com relação à avaliação de qualidade de voz, apresentou-se um método de avaliação objetiva de qualidade de codecs de voz para telefonia baseado no método PSQM. Esta proposta apresenta melhor desempenho e incorpora recursos de manipulação dos sinais que facilitam e agilizam seu uso. Foram descritas suas características básicas e apresentadas ilustrações dos resultados alcançados em testes exaustivos, utilizando o banco de dados ITU Supplement 23, o que permitiu traçar um perfil da aplicabilidade do método.

Todos os resultados obtidos são também válidos, de forma aproximada, para o método PSQM, e indicam a necessidade da realização de mais pesquisas, a fim de que se possa ampliar a aplicabilidade de ambos os métodos.

Neste contexto, pretende-se prosseguir o trabalho através de duas propostas: 1- melhorar o modelo perceptual visando melhorar a qualidade das estimativas; 2- desenvolver uma rotina a ser incorporada ao MOQV para capacitá-lo a trabalhar com sinais que sofreram atrasos variáveis, como em sistemas de telecomunicações que operam por pacotes, voz sobre IP e sistemas celulares móveis.

A primeira proposta objetiva refinar o modelo perceptual tanto em termos da representação psicoacústica como dos efeitos de mascaramento. Objetiva-se atingir melhores níveis de correlação com os resultados subjetivos naquelas situações que envolvem erros de transmissão, quando observa-se um decréscimo de desempenho.

A segunda proposta consiste no desenvolvimento de uma rotina capaz detectar e corrigir atrasos variáveis nos sinais de voz. Tais atrasos não são percebidos pelos ouvintes mas produzem uma redução significativa de desempenho de métodos de avaliação objetiva de qualidade. Esta rotina deverá ser incorporada ao método MOQV para ampliar a sua aplicabilidade.

O objetivo pretendido com o prosseguimento do trabalho em avaliação objetiva de qualidade de áudio é o desenvolvimento de um programa de computador. Pretende-se avaliar seu desempenho através de testes com bancos de dados. Nesta avaliação, procurar-se-á estabelecer a importância de cada processamento na determinação do nível de desempenho alcançado. A partir daí pretende-se realizar a pesquisa de alternativas que proporcionem avanços no desempenho em relação às estimativas de qualidade, ao esforço computacional e à adaptação às condições e padrões predominantes no Brasil.

Um instrumento importante para a concretização destes objetivos é a parceria com a Fundação CPqD. Tal parceria permitirá o acesso a importantes recursos de infraestrutura, como sala de testes equipada e adaptada aos padrões da ITU e equipamentos de informática. Além disso, haverá a possibilidade de se testar a aplicação prática do método frente a situações encontradas no Brasil, já que este centro de pesquisa é um tradicional prestador de serviços na área de telecomunicações. Por fim, esta parceria funcionará como um canal direto de acesso à ITU, o qual deverá se dar em duas vias: da ITU para o projeto de pesquisa, através da aquisição de bancos de dados contendo sinais de áudio e outras informações; do projeto de pesquisa para a ITU, através da submissão de propostas e contribuições, além da participação técnica em grupos de estudo.

5.6 Conclusão Geral

Vários resultados relacionados com linearidade em sinais, circuitos e sistemas, que constituem a base dos estudos a serem desenvolvidos no âmbito deste projeto, foram apresentados. Algumas investigações preliminares e possíveis assuntos específicos de pesquisa foram também expostos e discutidos. O projeto deverá contemplar majoritariamente os temas citados, embora existam muitas vertentes não mencionadas que poderão ao longo do período ser incorporadas aos temas de estudo, tanto do ponto de vista do desenvolvimento de condições teóricas e algoritmos numéricos quanto em relação a aplicações práticas em engenharia.

O objetivo deste projeto é explorar o tema sinais, circuitos e sistemas lineares em aplicações como o estudo de sistemas dinâmicos, o estudo de sinais em telecomunicações e outros assuntos correlatos.

Durante os próximos quatro anos (período de vigência deste projeto), pretende-se continuar a investigação nessas linhas de pesquisa, envolvendo alunos de mestrado e doutorado, aplicações na área de engenharia elétrica, desenvolvimento de algoritmos e de material didático ligados aos assuntos estudados.

Como resultado da colaboração dos pesquisadores principais deste projeto nos assuntos ligados ao tema, um livro texto deverá ser produzido.

Bibliografia

- [1] ITU-T Supplement 23. *ITU-T codec-speech database*, 1998.
- [2] A. Albert. Conditions for positive and nonnegative definiteness in terms of pseudoinverses. *SIAM Journal on Applied Mathematics*, 17(2):434–440, 1969.
- [3] C. A. Alves, R. F. Colares, and A. Lopes. Análise de métodos para doa em função de restrições de otimização. In *XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, page Publicado em cd, Gramado-Brasil, Set. 2000.
- [4] C. A. Alves, R. F. Colares, and A. Lopes. Constraints implementation for iqml and mode direction-of-arrival estimators. In *43th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, page publicado em cd, Michigan - USA, Ago. 2000.
- [5] K. J. Arrow and M. McManus. A note on dynamic stability. *Econometrica*, 26:448–454, 1958.
- [6] J. G. A. Barbedo. Avaliação objetiva de codecs de voz na faixa de telefonia. Master's thesis, School of Electrical and Computer Engineering - UNICAMP, Campinas-SP-Brazil, Jul. 2001.
- [7] J. G. A. Barbedo and A. Lopes. Proposta e avaliação de um método de medida objetiva de qualidade de codecs de voz. *aguardando publicação na Revista da Universidade de Fortaleza*.
- [8] J. G. A. Barbedo and A. Lopes. Proposta e avaliação de um método de medida objetiva de qualidade de codecs de voz. In *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, page Publicado em cd, Fortaleza-Brasil, Set. 2001.
- [9] J. G. A. Barbedo, M. V. Ribeiro, F. J. Von Zuben, A. Lopes, and J. M. T. Romano. Application of kohonen self-organizing maps to improve the performance of objective methods for speech quality assessment. In *XI European Signal Processing Conference - Eusipco 2002*, pages 519–522, Toulouse-França, Set. 2002.
- [10] J. G. A. Barbedo, M. V. Ribeiro, F. J. Von Zuben, A. Lopes, and J. M. T. Romano. Estimation of the subjective quality of speech signals using the kohonen self-organizing maps. In *International Telecommunication Symposium SBrT/IEEE*, page Publicado em CD, Natal - Brasil, Set. 2002.
- [11] B. R. Barmish. Necessary and sufficient conditions for quadratic stabilizability of an uncertain system. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 46(4):399–408, August 1985.

-
- [12] B. R. Barmish. *New Tools for Robustness of Linear Systems*. Macmillan Publishing Company, New York, NY, USA, 1994.
- [13] J. G. Beerends and J.A. Stemerdink. A perceptual speech-quality measure based on a psychoacoustic sound representation. *J. of Audio Eng. Soc.*, 42(3):115–123, Mar. 1994.
- [14] J. Bernussou, P. L. D. Peres, and J. C. Geromel. A linear programming oriented procedure for quadratic stabilization of uncertain systems. *Systems & Control Letters*, 13(1):65–72, July 1989.
- [15] I. S. Bonatti, A. Lopes, and P. L. D. Peres. Orthogonalizing the equally spaced impulse responses of non-ideal low pass filters. In *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, volume 3, pages 1137–1140, Guimarães, Portugal, July 1997.
- [16] I. S. Bonatti, P. L. D. Peres, and A. Lopes. Velocity of propagation in transmission lines. *International Journal of Electrical Engineering Education*, 35(1):79–86, January 1998.
- [17] I. S. Bonatti, P. L. D. Peres, and J. A. Pomilio. Oscillators analysis in a circuit theory context. In *Third International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS'96*, volume 1, pages 148–151, Rodos, Greece, October 1996.
- [18] I. S. Bonatti, P. L. D. Peres, and J. A. Pomilio. First harmonic analysis: a circuit theory point of view. *IEEE Transactions on Education*, 42(1):65–71, February 1999.
- [19] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. SIAM Studies in Applied Mathematics, Philadelphia, PA, 1994.
- [20] S. P. Boyd and C. H. Barratt. *Linear Control Design: Limits of Performance*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, USA, 1991.
- [21] Y. Bresler and A. Macovski. Exact maximum likelihood parameter estimation of superimposed exponential signals in noise. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP-34(5):1081–1089, Oct. 1986.
- [22] A. G. Brito, R. H. C. Takahashi, R. M. Palhares, and P. L. D. Peres. On robust non-fragile controller synthesis: the polytopic and norm-bounded uncertainty cases. In *XIV Congresso Brasileiro de Automática*, volume 1, pages 2456–2461, Natal, RN, Setembro 2002.
- [23] ITU-R Recommendation BS-1387. *Method for Objective Measurements of Perceived Audio Quality*, 1998.
- [24] C. S. Burrus, R. A. Gopinath, and H. Guo. *Introduction to Wavelets and Wavelet Transformers: A Primer*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1998.
- [25] C. T. Chen. *System and Signal Analysis*. Saunders College Publishing, Orlando, FL, 1989.

- [26] M. Chilali and P. Gahinet. \mathcal{H}_∞ design with pole placement constraints: an LMI approach. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 41(3):358–367, March 1996.
- [27] R. F. Colares. Aprimorando método para detecção de frequências baseado na norma-nínima, Sep. 1997.
- [28] R. F. Colares, C. A. Alves, and A. Lopes. Proposta para aplicação do método wtls em doa. In *XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, page Publicado em CD, Gramado-Brasil, Set. 2000.
- [29] R. F. Colares and A. Lopes. Improving doa estimation methods using a priori knowledge about the sources location. In *42th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pages 989–992, New Mexico - USA, Ago. 1999.
- [30] R. F. Colares and A. Lopes. Uma descrição unificada dos métodos modernos para doa. In *XVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, pages 167–172, Vitória-Brasil, Set. 1999.
- [31] J. Daafouz and J. Bernussou. Parameter dependent Lyapunov functions for discrete time systems with time varying parameter uncertainties. *Systems & Control Letters*, 43(5):355–359, August 2001.
- [32] J. Daafouz, P. Riedinger, and C. Iung. Static output feedback control for switched systems. In *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 3, pages 2093–2094, 2001.
- [33] M. C. de Oliveira, J. Bernussou, and J. C. Geromel. A new discrete-time robust stability condition. *Systems & Control Letters*, 37(4):261–265, July 1999.
- [34] M. C. de Oliveira, J. C. Geromel, and L. Hsu. LMI characterization of structural and robust stability: the discrete-time case. *Linear Algebra and Its Applications*, 296(1–3):27–38, June 1999.
- [35] M. C. de Oliveira and R. E. Skelton. Stability tests for constrained linear systems. In S. O. Reza Moheimani, editor, *Perspectives in Robust Control*, Lecture Notes in Control and Information Science, pages 241–257. Springer-Verlag, 2001.
- [36] P. J. de Oliveira, R. C. L. F. Oliveira, V. J. S. Leite, V. F. Montagner, and P. L. D. Peres. Estabilidade robusta de sistemas discretos no tempo através de desigualdades matriciais lineares. In *XIV Congresso Brasileiro de Automática*, pages 2884–2889, Natal, RN, Setembro 2002.
- [37] P. J. de Oliveira, R. C. L. F. Oliveira, V. J. S. Leite, V. F. Montagner, and P. L. D. Peres. LMI based robust stability conditions for linear uncertain systems: a numerical comparison. In *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control*, pages 644–649, Las Vegas, December 2002.
- [38] P. J. de Oliveira, R. C. L. F. Oliveira, and P. L. D. Peres. A new LMI condition for robust stability of polynomial matrix polytopes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 47(10):1775–1779, October 2002.

- [39] P. J. de Oliveira, R. C. L. F. Oliveira, and P. L. D. Peres. A new LMI condition for robust stability of polynomial matrix polytopes. In *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control*, Las Vegas, December 2002. 670–675.
- [40] P. J. de Oliveira, R. C. L. F. Oliveira, and P. L. D. Peres. Uma nova condição LMI para estabilidade robusta de politopos de matrizes polinomiais. In *XIV Congresso Brasileiro de Automática*, pages 2872–2877, Natal, RN, Setembro 2002.
- [41] C. E. de Souza, R. M. Palhares, and P. L. D. Peres. Robust \mathcal{H}_∞ filtering for uncertain linear systems with multiple time-varying state delays: an LMI approach. In *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control*, pages 2023–2029, Phoenix, AZ, December 1999.
- [42] C. E. de Souza, R. M. Palhares, and P. L. D. Peres. Robust \mathcal{H}_∞ filter design for uncertain linear systems with multiple time-varying state delays. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(3):569–576, March 2001.
- [43] R. A. Decarlo, M. S. Branicky, S. Pettersson, and B. Lennartson. Perspectives and results on the stability and stabilizability of hybrid systems. In *Proceedings of the IEEE*, volume 88, pages 1069–1082, July 2000.
- [44] J. C. Doyle, B. A. Francis, and A. R. Tannenbaum. *Feedback Control Theory*. Macmillan Publishing Company, New York, NY, 1992.
- [45] S. Haykin, editor. *Array Signal Processing*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1985.
- [46] E. Feron, P. Apkarian, and P. Gahinet. Analysis and synthesis of robust control systems via parameter-dependent Lyapunov functions. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 41(7):1041–1046, July 1996.
- [47] P. Gahinet, P. Apkarian, and M. Chilali. Affine parameter-dependent Lyapunov functions and real parametric uncertainty. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 41(3):436–442, March 1996.
- [48] P. Gahinet, A. Nemirovski, A. J. Laub, and M. Chilali. *LMI Control Toolbox for use with Matlab*. User’s Guide, The Math Works Inc., 1995.
- [49] J. C. Geromel, J. Bernussou, G. Garcia, and M. C. de Oliveira. \mathcal{H}_2 and \mathcal{H}_∞ robust filtering for discrete-time linear systems. In *Proceedings of the 37th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 1, pages 632–637, Tampa, FL, December 1998.
- [50] J. C. Geromel, M. C. de Oliveira, and L. Hsu. LMI characterization of structural and robust stability. *Linear Algebra and Its Applications*, 285(1–3):69–80, December 1998.
- [51] J. C. Geromel, P. L. D. Peres, and J. Bernussou. On a convex parameter space method for linear control design of uncertain systems. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 29(2):381–402, March 1991.
- [52] J. C. Geromel, P. L. D. Peres, and S. R. Souza. \mathcal{H}_2 guaranteed cost control for uncertain discrete-time linear systems. *International Journal of Control*, 57(4):853–864, 1993.

- [53] J. C. Geromel, P. L. D. Peres, and S. R. Souza. A convex approach to the mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ control problem for discrete-time uncertain systems. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 33(6):1816–1833, 1995.
- [54] L. El Ghaoui and M. Aitrami. Robust state-feedback stabilization of jump linear systems via LMIs. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 6(9–10):1015–1022, Nov–Dec 1996.
- [55] L. El Ghaoui and S. I. Niculescu, editors. *Advances in Linear Matrix Inequality Methods in Control*. Advances in Design and Control. SIAM, Philadelphia, PA, 2000.
- [56] L. C. Godara. Applications of antenna arrays to mobile communications, part i and part ii. *Proc. of the IEEE*, 85(7):1031–1060;1193–1245, Jul. 1997.
- [57] G. H. Golub and C. F. Van Loan. An analysis of the total least squares problem. *SIAM Journal on Numerical Analysis*, 17:883–893, 1980.
- [58] G. H. Golub and C. F. Van Loan. *Matrix Computations*. John Hopkins Press, New York, 1996. 3rd edition.
- [59] S. Haykin. *Digital Communications*. John Wiley & Sons, New York, NY, 1988.
- [60] D. Henrion, D. Arzelier, D. Peaucelle, and M. Šebek. An LMI condition for robust stability of polynomial matrix polytopes. *Automatica*, 37(3):461–468, March 2001.
- [61] D. Henrion, O. Bachelier, and M. Šebek. \mathcal{D} -stability of polynomial matrices. *International Journal of Control*, 74(8):845–846, May 2001.
- [62] D. Hershkowitz. Recent directions in matrix stability. *Linear Algebra and Its Applications*, 171:161–186, 1992.
- [63] M. Jansson, B. Göransson, and B. Ottersten. A subspace method for direction of arrival estimation of uncorrelated emitter signals. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 47(4):945–956, Apr. 1999.
- [64] C. R. Johnson. Sufficient conditions for D-stability. *Journal of Economic Theory*, 9:53–62, 1974.
- [65] F. L. C. Júnior, P. L. D. Peres, and I. S. Bonatti. A valuable tool: symbolic computation. simple ways to analyze linear electric circuits including the third-order kind. *IEEE Potentials*, 19(2):34–35, April/May 2000.
- [66] T. Kailath. *Linear System*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1980.
- [67] I. Kaminer, P. P. Khargonekar, and M. A. Rotea. Mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ control for discrete-time systems via convex optimization. *Automatica*, 29(1):57–70, 1993.
- [68] W. C. Karl and G. C. Verghese. A sufficient condition for the stability of interval matrix polynomials. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 38(7):1139–1143, July 1993.

- [69] E. Kaszkurewicz and A. Bhaya. Robust stability and diagonal Liapunov functions. *SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications*, 14:508–520, 1993.
- [70] S. M. Kay. *Modern Spectral Estimation - Theory and Application*. Prentice Hall Signal Processing Series, Englewood Cliffs, NJ, 1988.
- [71] S. M. Kay. *Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume I: Estimation Theory*. Prentice Hall Signal Processing Series, Englewood Cliffs, NJ, 1993.
- [72] H. K. Khalil. *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [73] P. P. Khargonekar and M. A. Rotea. Mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ control: a convex optimization approach. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 36(7):824–837, July 1991.
- [74] H. Krim and M. Viberg. Two decades of array signal processing research: the parametric approach. *IEEE Signal Processing Magazine*, 13(4):67–94, July 1996.
- [75] V. Kučera. *Discrete Linear Control: The Polynomial Equation Approach*. Wiley, Chichester, England, 1979.
- [76] R. Kumaresan. On the zeros of the linear prediction error filter for deterministic signals. *IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 71(2):217–220, Feb. 1983.
- [77] R. Kumaresan and D. Tufts. Estimating the angles of arrival of multiple plane waves. *IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems*, 19(1):134–139, Jan. 1983.
- [78] B. P. Lathi. *Signals, Systems and Communication*. John Wiley & Sons, New York, NY, 1965.
- [79] V. J. S. Leite, V. F. Montagner, and P. L. D. Peres. Robust pole location by parameter dependent state feedback control. In *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control*, pages 1864–1869, Las Vegas, December 2002.
- [80] V. J. S. Leite, V. F. Montagner, D. C. W. Ramos, and P. L. D. Peres. Estabilidade robusta de sistemas contínuos no tempo através de desigualdades matriciais lineares. In *XIV Congresso Brasileiro de Automática*, volume 1, pages 2878–2883, Natal, RN, Setembro 2002.
- [81] R. P. Lemos. *Mínimos-quadrados totais e máxima verossimilhança em estimação de frequências*. PhD thesis, School of Electrical and Computer Engineering - UNICAMP, Campinas-SP-Brazil, June 1997.
- [82] R. P. Lemos and A. Lopes. Details on the equivalence of the modified fblp method and the tls-fblp method. In *39th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pages 685 – 687, Iowa - USA, Ago. 1996.
- [83] J. Li, P. Stoica, and Z. Liu. Comparative study of IQML and MODE direction-of-arrival estimators. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 46(1):149–160, Jan. 1998.

- [84] A. Lopes, I. S. Bonatti, P. L. D. Peres, R. F. Colares, and C. A. Alves. A DOA estimator based on linear prediction and total least squares. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, 17(1):71–78, Junho 2002.
- [85] D. Mignone, G. Ferrari-Trecate, and M. Morari. Stability and stabilization of piecewise affine and hybrid systems: an LMI approach. In *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 1, pages 504–509, 2000.
- [86] U. F. Moreno, P. L. D. Peres, and I. S. Bonatti. Analysis of bifurcation parameters by symbolic computation. In *42nd Midwest Symposium on Circuits and Systems*, volume 2, pages 575–578, Las Cruces, NM, August 1999.
- [87] U. F. Moreno, P. L. D. Peres, and I. S. Bonatti. Contribuições para a análise de sistemas de segunda ordem com oscilações caóticas. In *XIII Congresso Brasileiro de Automática*, volume 1, pages 1444–1448, Florianópolis, SC, Setembro 2000.
- [88] U. F. Moreno, P. L. D. Peres, and I. S. Bonatti. Contributions to the analysis of second order piecewise linear systems with chaotic oscillations. In *2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS2000*, volume 1, pages 715–718, Geneva, Switzerland, May 2000.
- [89] U. F. Moreno, P. L. D. Peres, and I. S. Bonatti. Estabilidade de sincronização de osciladores caóticos. In *XIII Congresso Brasileiro de Automática*, volume 1, pages 1880–1885, Florianópolis, SC, Setembro 2000.
- [90] U. F. Moreno, P. L. D. Peres, and I. S. Bonatti. Synchronization stability analysis of chaotic oscillator. In *IEEE 39th Conference on Decision and Control*, volume 1, pages 4833–4838, Sydney, Australia, December 2000.
- [91] U. F. Moreno, P. L. D. Peres, and I. S. Bonatti. Análise de osciladores em sistemas lineares por partes com histerese. In *XIV Congresso Brasileiro de Automática*, volume 1, pages 2078–2083, Natal, RN, Setembro 2002.
- [92] T. Mori and H. Kokame. A parameter-dependent Lyapunov function for a polytope of matrices. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45(8):1516–1519, August 2000.
- [93] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer. *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1989.
- [94] A. V. Oppenheim, A. S. Willsky, and I. T. Young. *Signals and Systems*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1983.
- [95] ITU-T Recommendation P.830. *Subjective performance assessment of telephone-band and wideband digital codecs*, 1996.
- [96] ITU-T Recommendation P.861. *Objective quality measurement of telephone-band (300 - 3400 Hz) speech codecs*, 1996.
- [97] ITU-T Recommendation P.862. *Perceptual evaluation of speech quality (PESQ), an objective method for end-to-end speech quality assessment of narrow-band telephone networks and speech codecs*, 2001.

- [98] R. M. Palhares, C. E. de Souza, and P. L. D. Peres. Robust \mathcal{H}_∞ filter design for uncertain discrete-time state-delayed systems: an LMI approach. In *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control*, pages 2347–2352, Phoenix, AZ, December 1999.
- [99] R. M. Palhares, C. E. de Souza, and P. L. D. Peres. Filtragem robusta \mathcal{H}_∞ para sistemas lineares incertos com múltiplos retardos no tempo. In *XIII Congresso Brasileiro de Automática*, volume 1, pages 73–78, Florianópolis, SC, Setembro 2000.
- [100] R. M. Palhares, C. E. de Souza, and P. L. D. Peres. Robust \mathcal{H}_∞ control for uncertain discrete-time state-delayed linear systems with Markovian jumping parameters. In *Third IFAC Workshop on Time Delay Systems*, volume 1, pages 107–112, Santa Fe, New Mexico, USA, December 2001.
- [101] R. M. Palhares, C. E. de Souza, and P. L. D. Peres. Robust \mathcal{H}_∞ control for uncertain state-delayed linear systems with Markovian jumping parameters. In *European Control Conference – ECC 2001*, volume 1, pages 1285–1290, Porto, Portugal, September 2001.
- [102] R. M. Palhares, C. E. de Souza, and P. L. D. Peres. Robust \mathcal{H}_∞ filtering for uncertain discrete-time state-delayed systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 49(8):1096–1703, August 2001.
- [103] R. M. Palhares, S. L. C. Oliveira, and P. L. D. Peres. Relating two different approaches of \mathcal{H}_∞ state feedback control. *Revista SBA - Controle & Automação*, 9(2):77–84, 1998.
- [104] R. M. Palhares and P. L. D. Peres. Optimal filtering schemes for linear discrete-time systems – an LMI approach. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, volume 3, pages 1120–1125, Guimarães, Portugal, 1997.
- [105] R. M. Palhares and P. L. D. Peres. Optimal filtering schemes for linear discrete-time systems — an LMI approach. *International Journal of Systems Science*, 29(6):587–593, 1998.
- [106] R. M. Palhares and P. L. D. Peres. Robust \mathcal{H}_∞ filtering design with pole placement constraint in an LMI setting. In *Proceedings of the 8 Congreso Latinoamericano de Control Automatico*, volume 1, pages 43–48, Viña del Mar, Chile, 1998.
- [107] R. M. Palhares and P. L. D. Peres. Robust \mathcal{H}_∞ filtering design with pole constraints for discrete-time systems: an LMI approach. In *Proceedings of the 1999 American Control Conference*, volume 1, pages 4418–4422, San Diego, CA, June 1999.
- [108] R. M. Palhares and P. L. D. Peres. Robust \mathcal{H}_∞ filtering design with pole placement constraint via LMIs. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 102(2):239–261, August 1999.
- [109] R. M. Palhares and P. L. D. Peres. Mixed $\mathcal{L}_2 - \mathcal{L}_\infty/\mathcal{H}_\infty$ filtering for uncertain linear systems: an LMI approach. *International Journal of Systems Science*, 31(9):1091–1098, September 2000.
- [110] R. M. Palhares and P. L. D. Peres. Robust filtering with guaranteed energy-to-peak performance — an LMI approach. *Automatica*, 36(6):851–858, June 2000.

- [111] R. M. Palhares and P. L. D. Peres. Robust \mathcal{H}_∞ filter design with pole constraints for discrete-time systems. *Journal of The Franklin Institute*, 337(6):713–723, September 2000.
- [112] R. M. Palhares and P. L. D. Peres. LMI approach to the mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ filtering design for discrete-time uncertain systems. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 37(1):292–296, January 2001.
- [113] R. M. Palhares, P. L. D. Peres, and C. E. de Souza. Robust \mathcal{H}_∞ filtering for linear continuous-time uncertain systems with multiple delays: an LMI approach. In *Proceedings of the 3rd IFAC Symposium on Robust Control Design*, volume 1, pages 273–279, Prague, Czech Republic, June 2000.
- [114] R. M. Palhares, P. L. D. Peres, and J. A. Ramírez. A linear matrix inequality approach to the peak-to-peak guaranteed cost filtering design. In *Proceedings of the 3rd IFAC Symposium on Robust Control Design*, volume 1, pages 261–266, Prague, Czech Republic, June 2000.
- [115] R. M. Palhares, D. C. W. Ramos, and P. L. D. Peres. Alternative LMIs characterization of \mathcal{H}_2 and central \mathcal{H}_∞ discrete-time controllers. In *Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 2, pages 1495–1496, Kobe, Japan, 1996.
- [116] R. M. Palhares, R. H. C. Takahashi, and P. L. D. Peres. \mathcal{H}_∞ and \mathcal{H}_2 guaranteed costs computation for uncertain linear systems. *International Journal of Systems Science*, 28(2):183–188, 1997.
- [117] A. Paulraj, R. Roy, and T. Kailath. Esprit – a subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, Signal Processing*, 34(5):1340–1344, Jul. 1986.
- [118] A. J. Paulraj and C. B. Papadias. Space-time processing for wireless communications. *IEEE Signal Processing Magazine*, 14(6):49–83, Nov. 1997.
- [119] D. Peaucelle, D. Arzelier, O. Bachelier, and J. Bernussou. A new robust \mathcal{D} -stability condition for real convex polytopic uncertainty. *Systems & Control Letters*, 40(1):21–30, May 2000.
- [120] P. L. D. Peres, I. S. Bonatti, and A. Lopes. Transmission line modeling: a circuit theory approach. *SIAM Review*, 40(2):347–352, June 1998.
- [121] P. L. D. Peres, A. Lopes, and I. S. Bonatti. An algorithm for uniform orthogonalization. In *13th International Conference on Digital Signal Processing*, volume 2, pages 899–902, Santorini, Greece, July 1997.
- [122] P. L. D. Peres, A. Lopes, and I. S. Bonatti. An algorithm for constrained orthogonalization. In *XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, volume 2, Fortaleza, CE, Setembro 2001.
- [123] P. L. D. Peres and R. M. Palhares. Letters to the Editor on the paper ‘Continuous-time periodic H-infinity filtering via LMI’. *European Journal of Control*, 7(5):557–560, 2001.

- [124] S. K. Persidskii. Problem of absolute stability. *Automation and Remote Control*, 12:1889–1895, 1969.
- [125] S. Unnikrishna Pillai. *Array Signal Processing*. Springer-Verlag, New York, 1989.
- [126] V. F. Pisarenko. The retrieval of harmonics from a covariance function. *Royal J. Astron. Soc.*, 33:347–366, 1973.
- [127] J. A. Pomilio, C. R. de Souza, L. Matias, P. L. D. Peres, and I. S. Bonatti. Driving AC motors through a long cable: the inverter switching strategy. *IEEE Transactions on Power Energy*, 14(4):1441–1446, December 1999.
- [128] L. R. Rabiner and R. W. Schafer. *Digital Processing of Speech Signals*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1978.
- [129] M. A. Rahman and K.-B. Yu. Total least squares approach for frequency estimation using linear prediction. *IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 35(10):1440–1454, Oct. 1987.
- [130] D. C. W. Ramos, C. E. Câmara, P. L. D. Peres, and R. Palazzo Jr. Considerações sobre a realimentação de estados em codificadores convolucionais com aplicações em codificação e criptografia. In *Anais do XV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, volume 1, pages 258–262, Recife, PE, Setembro 1997.
- [131] D. C. W. Ramos, R. M. Palhares, and P. L. D. Peres. Caracterização de controladores \mathcal{H}_2 e \mathcal{H}_∞ para sistemas discretos por desigualdades matriciais lineares. In *Anais do 11º Congresso Brasileiro de Automática*, volume 1, pages 61–66, São Paulo, SP, Setembro 1996.
- [132] D. C. W. Ramos and P. L. D. Peres. Cálculo de domínio de estabilidade quadrática para sistemas lineares. In *XIII Congresso Brasileiro de Automática*, volume 1, pages 354–359, Florianópolis, SC, Setembro 2000.
- [133] D. C. W. Ramos and P. L. D. Peres. A less conservative LMI condition for the robust stability of discrete-time uncertain systems. *Systems & Control Letters*, 43(5):371–378, August 2001.
- [134] D. C. W. Ramos and P. L. D. Peres. An LMI approach to compute robust stability domains for uncertain linear systems. In *Proceedings of the 2001 American Control Conference*, volume 1, pages 4073–4078, Arlington, VA, June 2001.
- [135] D. C. W. Ramos and P. L. D. Peres. An LMI condition for the robust stability of uncertain continuous-time linear systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 47(4):675–678, April 2002.
- [136] A. Rantzer and M. Johansson. Piecewise linear quadratic optimal control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45(4):629–637, April 2000.
- [137] R. Roy and T. Kailath. Esprit - estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 37(7):984–995, Jul. 1989.

- [138] R. O. Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. *IEEE Trans. on Ant. and Prop.*, 34:276–280, Mar. 1986.
- [139] J. Sheinvald, M. Wax, and A. J. Weiss. On maximum-likelihood localization of coherent signals. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 44(10):2475–2482, Oct. 1996.
- [140] P. Stoica and A. Nehorai. Music, maximum likelihood and cramer-rao bound. *IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 37(5):720–741, May 1989.
- [141] P. Stoica and A. Nehorai. Music, maximum likelihood and cramer-rao bound: Futher results and comparisons. *IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 38(12):2140–2150, Dec. 1990.
- [142] P. Stoica and A. Nehorai. Performance study of conditional and unconditional direction-of-arrival estimation. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP-38(10):1783–1795, Oct. 1990.
- [143] P. Stoica and K. C. Sharman. Maximum likelihood methods for direction-of-arrival estimation. *IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 38(7):1132–1143, Jul. 1990.
- [144] P. Stoica and K. C. Sharman. Novel eigenanalysis method for direction estimation. *Proc. Inst. Elect. Eng.*, 137(1):19–26, Feb. 1990.
- [145] P. Stoica and T. Söderström. Statistical analysis of music and subspace rotational estimates of sinusoidal frequencies. *IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 39(8):1836–1847, Aug. 1991.
- [146] R. H. C. Takahashi, D. A. Dutra, R. M. Palhares, and P. L. D. Peres. On robust non-fragile static state-feedback controller synthesis. In *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 1, pages 4909–4914, Sydney, Australia, December 2000.
- [147] R. H. C. Takahashi, R. M. Palhares, and P. L. D. Peres. Discrete-time singular observers: $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ optimality and unknown inputs. In *Proceedings of the 36th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 1, pages 4810–4815, San Diego, CA, 1997.
- [148] R. H. C. Takahashi, R. M. Palhares, and P. L. D. Peres. Noise patterns in observed systems: from optimal filtering to singular observers. In *Proceedings of the 2nd IFAC Symposium on Robust Control Design*, volume 1, pages 477–482, Budapest, Hungary, 1997.
- [149] R. H. C. Takahashi, R. M. Palhares, and P. L. D. Peres. Discrete-time singular observers: $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ optimality and unknown inputs. *International Journal of Control*, 72(6):481–492, April 1999.
- [150] R. H. C. Takahashi, R. M. Palhares, and P. L. D. Peres. Higher-order sliding mode observers for optimal singular filtering in systems with unknown inputs. In *XIII Congresso Brasileiro de Automática*, volume 1, pages 307–312, Florianópolis, SC, Setembro 2000.

-
- [151] R. H. C. Takahashi, D. C. W. Ramos, and P L. D. Peres. Robust control synthesis via a genetic algorithm and LMIs. In *Proceedings of the 15th IFAC World Congress*, volume 1, pages 690–695, Barcelona, Spain, July 2002.
- [152] C. W. Therrien. *Discrete Random Signals and Statistical Signal Processing*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1992.
- [153] A. Trofino. Parameter dependent Lyapunov functions for a class of uncertain linear systems: an LMI approach. In *Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control*, volume 1, pages 2341–2346, Phoenix, AZ, December 1999.
- [154] D. W. Tufts and R. Kumaresan. Estimation of frequencies of multiple sinusoids: making linear prediction perform like maximum likelihood. *Proc. of the IEEE*, 70:975–989, Sept. 1982.
- [155] M. Viberg and B. Ottersten. Sensor array processing based on subspace fitting. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 39(5):1110–1121, May 1991.
- [156] M. Viberg, B. Ottersten, and T. Kailath. Detection and estimation in sensor array using weighted subspace fitting. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 39(11):2436–2449, Nov. 1991.
- [157] S. Voran. Objective estimation of perceived speech quality - development of the measuring normalizing block technique. *IEEE Trans. on Speech and Audio Processing*, 7(4):371–390, Jul. 1999.
- [158] L. Xie, S. Shishkin, and M. Fu. Piecewise Lyapunov functions for robust stability of linear time-varying systems. *Systems & Control Letters*, 31(3):165–171, August 1997.
- [159] K. Zhou, K. Glover, and J. C. Doyle. *Robust and Optimal Control*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, USA, 1996.
- [160] E. Zwicker and U. T. Zwicker. Audio engineering and psychoacoustics: Matching signals to the final receiver, the human auditory system. *J. Audio Engineering Society*, 39(3):115–126, Mar. 1991.

6. Aspectos Éticos

Nada a declarar.

7. Resultados de Auxílios Anteriores

- Doutorado — Processo FAPESP 95/00302-7 (concluído)
 - Título: Controle e Estimação \mathcal{H}_∞ : Uma Abordagem via Desigualdades Matriciais Convexas
 - Aluno: Reinaldo Martinez Palhares
 - Orientador: Pedro Luis Dias Peres
 - Data da defesa: 06/1998
- Mestrado — Processo FAPESP 96/048880-8 (concluído)
 - Título: Estudo de Sistemas Lineares Discretos Incertos através de Desigualdades Matriciais Lineares
 - Aluno: Domingos Cândido Wong Ramos
 - Orientador: Pedro Luis Dias Peres
 - Data da defesa: 02/1998
- Doutorado — Processo FAPESP 97/04476-5 (concluído)
 - Título: Análise e Controle de Sistemas Não-Lineares através da Teoria de Bifurcações e do Caos
 - Aluno: Ubirajara Franco Moreno
 - Orientador: Pedro Luis Dias Peres
 - Data da defesa: 11/2001
- Doutorado — Processo FAPESP 97/13703-5 (concluído)
 - Título: Análise de Estabilidade e Controle de Sistemas Dinâmicos através de Desigualdades Matriciais Lineares
 - Aluno: Domingos Cândido Wong Ramos
 - Orientador: Pedro Luis Dias Peres
 - Data da defesa: 04/2003
- Doutorado — Processo FAPESP 00/12632-1

- Título: Estabilidade e Controle de Sistemas Lineares com Elementos Não-Lineares
- Aluno: Vinícius Foletto Montagner
- Orientador: Pedro Luis Dias Peres
- Data da defesa: 02/2005 (previsão)
- Doutorado — Processo FAPESP 02/13523-7
 - Título: Estabilidade e Controle de Sistemas Lineares com Restrições de Estrutura
 - Aluno: Ricardo Coração de Leão Fontoura de Oliveira
 - Orientador: Pedro Luis Dias Peres
 - Data da defesa: 03/2006 (previsão)
- Mestrado — Processo FAPESP 99/01702-0 (concluído)
 - Título: Avaliação Objetiva de Codecs de Voz na Faixa de Telefonia
 - Aluno: Jayme Garcia Arnal Barbedo
 - Orientador: Amauri Lopes
 - Data de defesa: 08/2001
- Doutorado — Processo FAPESP 01/04144-0
 - Título: Avaliação Objetiva da Qualidade de Codecs de Àudio
 - Aluno: Jayme Garcia Arnal Barbedo
 - Orientador: Amauri Lopes
 - Data de defesa: 07/2005 (previsão)
- Trabalhos publicados
 - Revistas Internacionais:
[42], [102], [106], [108], [109], [110], [111], [112], [116], [123], [133], [135], [149].
 - Congressos Internacionais:
[37], [39], [41], [79], [86], [88], [90], [98], [100], [101], [104], [105], [107], [108], [113], [114], [115], [134], [146], [147], [148], [151], [9], [10].
 - Revistas Nacionais:
[103], [7].
 - Congressos Nacionais:
[22], [36], [40], [79], [80], [87], [89], [91], [99], [130], [131], [132], [150], [8].

8. Apresentação da Equipe

8.1 Pesquisadores, orientados e colaboradores

- **Coordenador:**

Prof. Dr. Pedro Luis Dias Peres (DT/FEEC/UNICAMP)

- **Pesquisadores principais:**

Prof. Dr. Amauri Lopes (DECOM/FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Ivanil Sebastião Bonatti (DT/FEEC/UNICAMP)

- **Pós-graduandos:**

- Doutorandos

- * Valter Júnior de Souza Leite

Bolsa: CAPES/PICDT

Orientador: Pedro L. D. Peres

- * Vinícius Foletto Montagner

Bolsa: FAPESP

Orientador: Pedro L. D. Peres

- * Ricardo Coração de Leão Fontoura de Oliveira

Bolsa: FAPESP (em solicitação)

Orientador: Pedro L. D. Peres

- * Jayme Garcia Arnal Barbedo

Bolsa: FAPESP

Orientador: Amauri Lopes

- * Guillermo Langwagen

Bolsa: OEA

Orientador: Amauri Lopes

- * Carlos Antonio Alves

Bolsa: sem bolsa

Orientador: Amauri Lopes

- Mestrandos

- * Luciano do Valle

Bolsa: CAPES

Orientador: Amauri Lopes

- **Colaboradores no Brasil:**

- Prof. Dr. Ricardo H. C. Takahashi (Depto. Matemática — UFMG, Belo Horizonte)
- Prof. Dr. Reinaldo M. Palhares (Depto. Eng. Elétrica — UFMG, Belo Horizonte)
- Prof. Dr. Edson R. de Pieri (DAS/UFSC, Florianópolis)
- Prof. Dr. Eugênio B. Castelan Neto (DAS/UFSC, Florianópolis)
- Prof. Dr. Ubirajara F. Moreno (DAS/UFSC, Florianópolis)
- Prof. Dr. Alexandre S. Bazanella (DELET/UFRGS, Porto Alegre)
- Prof. Dr. João Manoel Gomes da Silva (DELET/UFRGS, Porto Alegre)
- Prof. Dr. Wallace do Coutto Boaventura (Depto. Eng. Elétrica UFMG-Belo Horizonte)
- Prof. Dr. Rodrigo Pinto Lemos (Depto. Eng. Elétrica UFG-Goiania)

- **Colaboradores no Exterior:**

- Dra. Sophie Tarbouriech (LAAS/CNRS — Toulouse, França)
- Prof. Germain Garcia (LAAS/CNRS e INSA — Toulouse, França)
- Prof. Laurent El Ghaoui (EECS Department, University of California at Berkeley, EUA)
- Prof. Adam Semlyen (University of Toronto, Canada)
- Prof. M. Reza Iravani (University of Toronto, Canada)

- **Novos bolsistas**

Ao longo do projeto estão previstos novos bolsistas de pós-doutorado (2), doutorado (4), mestrado (4) e iniciação científica (4).

8.2 Responsabilidades

- **Estabilidade de Sistemas Dinâmicos**

Pedro Luis Dias Peres (coordenador do projeto), alunos de doutorado e de mestrado, colaboradores externos;

- **Ortogonalização Uniforme de Sinais**

Ivanil Sebastião Bonatti (pesquisador principal do projeto), Amauri Lopes (pesquisador principal do projeto), Pedro Luis Dias Peres (coordenador do projeto);

- **Algoritmos de Estimação de Direção de Chegada de Sinais usando Arranjo de Sensores; Avaliação Objetiva de Qualidade de Voz e de Áudio.**

Amauri Lopes (pesquisador principal do projeto), alunos de doutorado e de mestrado, colaboradores externos;

9. Orçamento Detalhado

9.1 Formulário

9.2 Justificativa

- **Computadores PC**

Os computadores são para uso preferencial dos membros do Projeto, estando integrados à rede do departamento para fins de transferência de arquivos, conexão com a internet, leitura de emails, impressão de arquivos. Três serão instalados nas salas dos professores envolvidos com o projeto e os demais ficarão nos laboratórios dos departamentos, com uso preferencial para os participantes do projeto. Quatro das máquinas terão, além da configuração básica, gravadores de CD-Rom para armazenamento de programas, artigos, apresentações, etc. Do total de oito computadores, quatro serão adquiridos no início do projeto, dois deverão ser adquiridos no segundo ano e dois no terceiro ano.

- **Computador PC — Lap-Top**

Um computador Lap-Top, portátil, deverá ser adquirido para ser utilizado pelos membros do projeto em viagens e apresentações.

- **Impressoras Laser**

Uma impressora será instalada no laboratório, sendo acessada remotamente por todos os usuários. Permitirá a impressão de artigos, relatórios, programas em larga escala. Outra impressora ficará próxima à sala dos professores envolvidos com o projeto. Essa segunda impressora será adquirida no segundo ano do projeto.

- **Impressora Jato-de-tinta**

Deverá ser instalada junto a um dos computadores dos professores, para uso um pouco mais restrito, destinado a impressões de qualidade em cores (transparências para apresentações, material de divulgação, impressões de material obtido via internet, etc.).

- **Scanner de mesa**

Deverá ser instalado junto a um dos computadores dos professores, para figuras e textos.

- **No-breaks**

Serão instalados junto a grupos de computadores, para evitar que oscilações bruscas da rede elétrica possam prejudicar as máquinas e os trabalhos em andamento.

- **Canhão projetor**

Será usado para apresentações de trabalhos dentro da FEEC, palestras de visitantes, teses e treinamento para apresentação de artigos em conferências.

10. Itens de Importação Direta

Não há itens a importar no projeto.

11. Cronograma de Execução

As atividades deste projeto serão desenvolvidas ao longo de quatro anos, segundo o cronograma de execução descrito na tabela 11.1.

11.1 Estabilidade de Sistemas Dinâmicos

- a) Levantamento bibliográfico sobre estabilidade robusta de sistemas com parâmetros variantes no tempo;
- b) Implementação de algoritmos baseados em funções de Lyapunov dependentes de parâmetros;
- c) Estudo de novos métodos baseados em desigualdades matriciais lineares e variáveis adicionais, e comparações com métodos da literatura;
- d) Redação e submissão de artigos.

11.2 Ortogonalização Uniforme de Sinus

- a) Levantamento bibliográfico sobre ortogonalização com bases de dimensão infinita;
- b) Estudo de condições garantindo a ortogonalização uniforme nesse contexto e das relações dos resultados com o teorema da amostragem;
- c) Redação e submissão de artigos.

11.3 Algoritmos de Estimação de Direção de Chegada de Sinais usando Arranjo de Sensores

- a) Levantamento bibliográfico sobre arranjo de sensores;
- b) Estudos de métodos de máxima verossimilhança em baixas relações sinal-ruído;
- c) Desenvolvimento de novos métodos para estimação de DOA;
- d) Redação e submissão de artigos.

11.4 Avaliação Objetiva de Qualidade de Voz e de Áudio

- Levantamento bibliográfico sobre avaliação objetiva de qualidade de voz e de áudio;
- Implementação de programas de computador para avaliação de voz e de áudio;
- Validação dos programas através de bancos de dados e comparações;
- Redação e submissão de artigos.

11.5 Livro: Linearidade em Sinais, Circuitos e Sistemas

- Levantamento bibliográfico;
- Preparação de notas de aula e cursos relacionados com o tema, na graduação e na pós-graduação;
- Elaboração e redação do manuscrito.

ATIVIDADES		SEMESTRES							
		1S	2S	3S	4S	5S	6S	7S	8S
11.1	a)	X	X	X	X	X	X		
	b)		X	X	X	X	X	X	
	c)			X	X	X	X	X	X
	d)			X	X	X	X	X	X
11.2	a)	X	X	X	X	X	X	X	
	b)		X	X	X	X	X	X	
	c)			X	X	X	X	X	X
11.3	a)	X	X	X	X	X	X	X	
	b)		X	X	X				
	c)			X	X	X	X	X	X
	d)			X	X	X	X	X	X
11.4	a)	X	X	X	X	X	X	X	
	b)		X	X	X	X			
	c)				X	X	X	X	X
	d)			X	X	X	X	X	X
11.5	a)	X	X	X	X	X	X		
	b)		X	X	X	X	X	X	
	c)			X	X	X	X	X	X

Tabela 11.1: Cronograma de execução.

12. Cronograma de Desembolso

O cronograma de aplicação dos recursos, restritos à aquisição de material permanente no Brasil, é apresentado no formulário específico FAPESP a seguir. Os valores deverão ser executados no início de cada ano.

13. Descrição da Infraestrutura Disponível

A Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP possui uma rede, dividida em subredes por departamentos. O Departamento de Telemática (Profs. Ivanil S. Bonatti e Pedro L. D. Peres) possui uma área de $160 m^2$, com cerca de 30 pontos de rede conectados a PCs e estações de trabalho, com acesso à Internet. O Departamento de Comunicações (Prof. Amauri Lopes) possui uma área de $320 m^2$, com cerca de 50 pontos de rede conectados a computadores PC e estações de trabalho, todos com acesso à Internet.

A UNICAMP possui um sistema de bibliotecas com assinaturas dos principais periódicos, alguns eletronicamente, e um bom acervo de livros básicos na área de teoria de controle, sistemas lineares, álgebra linear, matemática aplicada, etc. A maior parte dos livros de interesse para o projeto está concentrada na BAE (Biblioteca da Área das Engenharias) e na biblioteca do IMECC (Instituto de Matemática, Estatística e Computação Científica). Eventualmente, algum livro recente deverá ser adquirido para complementar algum tópico específico de estudo.

O apoio administrativo será fornecido pela secretaria do Departamento de Telemática, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP.

14. Projeção da Necessidade Anual de Pedidos Complementares

Ao longo do projeto estão previstos quatro bolsistas de mestrado (MS), quatro de doutorado (DR), quatro de iniciação científica (IC) e dois de pós-doutorado (PD-BR), cujos pedidos serão encaminhados à FAPESP segundo a tabela 11.2. Além disso, ao longo do projeto os pesquisadores deverão participar de reuniões científicas no Brasil (R-BR) e no exterior (R-EX), apresentando trabalhos diretamente ligados ao tema do projeto. Também estão previstas vindas de pesquisadores visitantes (PV), por períodos de curta e/ou média duração, para interagir com a equipe do projeto.

A tabela a seguir apresenta a previsão dos pedidos complementares ao longo do projeto.

Ano	PD-BR	DR	MS	IC	PV	R-BR	R-EX
1o.	0	0	1	1	0	3	2
2o.	0	1	1	1	0	3	2
3o.	1	2	1	1	2	3	2
4o.	1	1	1	1	1	3	2
Total	2	4	4	4	3	12	8

Tabela 11.2: Previsão de pedidos complementares.

Justificativas

- Pós-doutores: é prevista a participação de dois pós-doutores (provavelmente alunos do grupo que terão concluído seu doutorado), para estudo detalhado de tópicos do projeto.
- Doutores: quatro alunos de doutorado estão previstos, com o objetivo de formar pessoas qualificadas em assuntos ligados ao projeto, estudando assuntos específicos relacionados aos temas do projeto e propondo contribuições significativas em alguns tópicos.
- Mestres: quatro alunos de mestrado estão previstos, com o objetivo de formar pessoas qualificadas em assuntos ligados ao projeto, estudando assuntos específicos relacionados aos temas do projeto, implementando programas e fazendo análise comparativa das possíveis soluções, sempre buscando contribuições pontuais.

- **Iniciação Científica:** quatro alunos de iniciação científica deverão participar do projeto, inteirando-se dos assuntos relacionados aos temas principais, programando algoritmos e produzindo análise de resultados comparados. O objetivo é motivar nesses alunos o gosto pelas atividades de pesquisa, preparando pessoas capacitadas para realizar atividades de pós-graduação com qualidade.
- **Pesquisador Visitante:** ao longo do projeto, estão previstas três visitas técnicas de curta e/ou média duração de pesquisadores visitantes. Com essas visitas, pretende-se estabelecer e fortalecer laços de cooperação em temas correlatos; divulgar conhecimentos específicos desses pesquisadores através da realização de seminários, cursos e debates, aqui na FEEC/UNICAMP e em outras instituições de ensino e pesquisa do Estado de São Paulo; promover a integração e participação dos professores visitantes nas demais atividades de pesquisa do grupo, departamento e faculdade; proporcionar aos alunos interlocutores qualificados em assuntos específicos.
- **Participação em Reuniões no país:** a publicação dos resultados em congressos nacionais visa sobretudo divulgação e debate com a comunidade especializada dentro do Brasil; a apresentação de artigos em reuniões científicas permite também a interação com outros pesquisadores, professores e alunos, a troca de idéias e experiências acadêmicas e de ensino, tomar conhecimento do estado da arte das pesquisas em áreas correlatas.
- **Participação em Reuniões no exterior:** a publicação dos resultados em congressos internacionais promove a pesquisa feita no país, permite o contato com centros de pesquisa, conferencistas, professores, pesquisadores e alunos de todos os países. A participação em conferências internacionais de renome, com apresentação de artigos, contribui para a formação e para a reciclagem de pesquisadores e professores, permite o contato com outros centros e outras metodologias de pesquisa, o conhecimento em primeira mão de resultados preliminares em vários assuntos. Visitas de curta duração associadas a apresentações de artigos em congressos internacionais permitem o estabelecimento de novos contatos científicos, divulgação da pesquisa feita no país, conhecimento de outros centros de pesquisa e troca de experiências com professores de outras universidades.

15. Cadastro dos Pesquisadores

16. Súmulas Curriculares do Coordenador e dos Pesquisadores Principais

16.1 Pedro Luis Dias Peres (Coordenador)

1.1 Publicações (10 mais relevantes)

1. R. M. Palhares and P. L. D. Peres, LMI Approach to the Mixed $\mathcal{H}_2/\mathcal{H}_\infty$ Filtering Design for Discrete-Time Uncertain Systems, **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, Vol. 37, No. 1, pp. 292–296, January 2001.
2. C. E. de Souza, R. M. Palhares and P. L. D. Peres, Robust \mathcal{H}_∞ filter design for uncertain linear systems with multiple time-varying state delays, **IEEE Transactions on Signal Processing**, Vol. 49, No. 3, pp. 569–576, March 2001.
3. R. M. Palhares, C. E. de Souza and P. L. D. Peres, Robust \mathcal{H}_∞ Filtering for Uncertain Discrete-Time State-Delayed Systems, **IEEE Transactions on Signal Processing**, Vol. 49, No. 8, pp. 1096–1703, August 2001.
4. D. C. W. Ramos and P. L. D. Peres, A less conservative LMI condition for the robust stability of discrete-time uncertain systems, **Systems & Control Letters**, Vol. 43, N. 5, pp. 371–378, August 2001.
5. D. C. W. Ramos and P. L. D. Peres, An LMI condition for the robust stability of uncertain continuous-time linear systems, **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol. 47, No. 4, pp. 675–678, April 2002.
6. S. Tarbouriech, P. L. D. Peres, G. Garcia and I. Queinnec, Delay-dependent stabilization and disturbance tolerance for time-delay systems subject to actuator saturation, **IEE Proceedings - Control Theory and Applications**, Vol. 149, No. 5, pp. 387–393, September 2002.
7. P. J. de Oliveira, R. C. L. F. Oliveira and P. L. D. Peres, A new LMI condition for robust stability of polynomial matrix polytopes, **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol. 47, No. 10, pp. 1775–1779, October 2002.

8. V. J. S. Leite and P. L. D. Peres, An improved LMI condition for robust \mathcal{D} -stability of uncertain polytopic systems, **IEEE Transactions on Automatic Control**, Vol. 48, No. 3, March 2003.
9. U. F. Moreno, P. L. D. Peres and I. S. Bonatti, Analysis of Piecewise Linear Oscillators with Hysteresis, **IEEE Transactions on Circuits and Systems - I, Fundamental Theory and Applications, Special Issue on Switching Systems**, Vol. 50, No. 8, pp. 1120–1124, August 2003.
10. A. Lopes, I. S. Bonatti, P. L. D. Peres and C. A. Alves, Improving the MODEX algorithm for direction estimation, **Signal Processing**, Vol. 83, No. 9, pp. 2047–2051, September 2003.

1.2 Patentes/Softwares

Nada a declarar.

1.3 Indicadores

1) Livros Publicados	0
2) Publicações em periódicos	53
3) Capítulos de livros	0
4) Teses de mestrado orientadas (já defendidas)	7
5) Teses de doutorado orientadas (já defendidas)	6

2.1 Auxílios Vigentes

- Bolsa de Produtividade em Pesquisa, Nível I - B, CNPq, até Fevereiro de 2004.

2.2 Orientações em Andamento

- Doutorado
 - Vinícius Foletto Montagner, “Estabilidade e Controle de Sistemas Lineares com Elementos Não-Lineares”, Bolsa FAPESP (Processo 00/12632-1), defesa prevista para Fevereiro/2005;
 - Valter Júnior de Souza Leite, “Controle Robusto de Sistemas Incertos”, Bolsa CAPES-PICDT, defesa prevista para Fevereiro/2005;
 - Ricardo Coração de Leão Fontoura de Oliveira, “Estabilidade e Controle de Sistemas Lineares com Restrições de Estrutura”, Bolsa FAPESP (Processo 02/13523-7), defesa prevista para Março 2006

3.1 Outras informações

- Outros indicadores: 80 artigos completos publicados e/ou aceitos em congressos internacionais; 42 artigos completos publicados e/ou aceitos em congressos nacionais; 210 citações (ISI Web of Science); atividades de revisão para revistas e congressos (nacionais e internacionais) na área; assessoria *ad hoc* para FAPESP, CAPES, CNPq,

FAPEMIG, PIBIC/UNICAMP e PIBIC-CEFET/BH; 1 co-orientação de mestrado concluída; 8 orientações (já concluídas) de Iniciação Científica com Bolsa FAPESP; 36 participações em congressos (31 internacionais, 5 nacionais) apresentando artigos técnicos; participação em bancas: 21 mestrados, 4 qualificações de doutorado, 16 doutorados e 2 concursos públicos; Comitês Técnicos: XIII CBA; 4th IFAC Workshop on Time Delay Systems (Co-chair); CDC2003; XV CBA; Prêmio CNRS (melhor tese de doutorado em 1989); Professor homenageado pelos formandos em Engenharia Elétrica em 1999, 2000, 2003 e paraninfo em 2002.

16.2 Amauri Lopes

1.1 Publicações (10 mais relevantes)

1. A. Lopes, I. S. Bonatti, P. L. D. Peres and C. A. Alves, Improving the MODEX algorithm for direction estimation, **Signal Processing**, Vol. 83, No. 9, pp. 2047–2051, September 2003.
2. W.C.P. Boaventura, A. Semlyen, M.R. Iravani, and A. Lopes, “Sparse network equivalent based on time-domain fitting,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 17, no. 1, pp. 182–189, Jan. 2002.
3. A. Lopes, I. S. Bonatti, P. L. D. Peres, R. F. Colares, and C. A. Alves, “A doa estimator based on linear prediction and total least squares,” *Revista Brasileira de Telecomunicações*, vol. 17, no. 1, pp. 71–78, Jun. 2002.
4. R. F. Colares, C. A. Alves, and A. Lopes, “Descrição unificada dos métodos modernos para estimação doa em arranjos de sensores,” *Revista Brasileira de Telecomunicações*, vol. 16, no. 2, pp. 101–121, Dez. 2001.
5. I. S. Bonatti, P.L.D. Peres, and A. Lopes, “Velocity of propagation in transmission lines,” *International Journal of Electrical Engineering Education - University of Manchester - Institute of Science and Technology*, vol. 35, no. 1, pp. 79–86, 1998.
6. P.L.D. Peres, I. S. Bonatti, and A. Lopes, “Transmission line modeling: A circuit theory approach,” *Siam Review - Society for Industrial and Applied Mathematics*, vol. 40, no. 2, pp. 347–352, Jun. 1998.
7. R. P. Lemos and A. Lopes, “Estimação de frequências por predição linear com desempenho de máxima verossimilhança,” *Revista Brasileira de Telecomunicações*, vol. 13, no. 2, pp. 92–105, Dez. 1998.
8. R. P. Lemos and A. Lopes, “Equivalencia entre metodos basados en minimos cuadrados totales de maxima similitud,” *Revista Información Tecnológica - Chile*, vol. 9, no. 3, pp. 321–329, Dez. 1998.
9. P.L.D. Peres, A. Lopes, and I. S. Bonatti, “An algorithm for uniform orthogonalization,” in *13th International Conference on Digital Signal Processing*, Santorini - Grécia, Jul. 1997, pp. 899–902.
10. J. G. A Barbedo, M. V. Ribeiro, F. J. Von Zuben, A. Lopes, and J. M. T. Romano, “Application of kohonen self-organizing maps to improve the performance of objective methods for speech quality assessment,” in *XI European Signal Processing Conference - Eusipco 2002*, Toulouse-França, Set. 2002, pp. 519–522.

1.2 Patentes/Softwares

1 - “Método FL-PMC (FOURIER LAPPED - PERCEPTRON MULTICAMADAS) para a Estimação de Qualidade de Voz” - depósito no INSTITUTO NACIONAL DA PROPRIEDADE INDUSTRIAL, em 06.11.02, sob nº PI0204932-5.

1.3 Indicadores

Teses Orientadas

1. “Estudo de um Simulador Automático de Cabo para o Repetidor MCP Duobinário Modificado”. Eliana Alves - Mestrado - Março de 1985 - UNICAMP/FEC/DEE.
2. “Um Sistema para Projeto de Filtros Digitais Recursivos Descritos por Variáveis de Estado”. Narcizo Sabbatini Jr - Mestrado - Julho/1990. UNICAMP/FEE.
3. “Aplicação do Processamento Homomórfico na Codificação de Voz a Baixas Taxas”. Paulo Cesar Dantas Oliveira - Mestrado - Março/1992. UNICAMP/FEE.
4. “Detecção de Frequências Através de Predição Linear”. Ernesto José Batista Antunes - Mestrado - Junho/1992. UNICAMP/FEE.
5. “Métodos de Estimação dos Parâmetros de Modelos ARMA para Análise Espectral” . Adrián Sotero de Witt Batista - Mestrado - Junho/1992. UNICAMP/FEE.
6. “Obtenção e Processamento de Sinais de Eletrocardiografia de Alta Resolução” - Co-orientação. Belisário Nina Huallpa - Mestrado - Dezembro/1992. UNICAMP/FEE. Orientador: Dr. Eduardo T. Costa.
7. “Equalização com Decisão Realimentada em Comunicações Móveis”. Paulo Cardieri - Mestrado - Agosto/1994. UNICAMP/FEE.
8. “Métodos de Análise Espectral de Sinais de Maré Aplicados em Mar Semi-Fechado”. Ana Lúcia Travassos Romano - Mestrado - Março/1995. UNICAMP/FEE.
9. “Métodos de Alta Resolução com Restrição de Subespaço Para Detecção de Frequências”. Rodrigo Pinto Lemos - Mestrado - Março/1995. UNICAMP/FEE.
10. “Receptores de Seqüência de Máxima Verossimilhança Aplicados em Telefonia Móvel Digital”. Cássio Luis Batista - Mestrado - Abril/1995. UNICAMP/FEE.
11. “Mínimos Quadrados Totais e Máxima Verossimilhança na Estimação de Frequências”. Rodrigo Pinto Lemos - Doutorado - junho /97. Unicamp/FEEC.
12. “Aprimorando Método Para Detecção de Frequências Baseado na Norma-Mínima”. Ricardo Fialho Colares - Mestrado - setembro/97. UNICAMP/FEEC.
13. “Aplicação da Transformada Wavelets na Compressão de Imagens”. Mylene Christine Queiroz de Farias - Mestrado - junho/98. UNICAMP/FEEC.
14. “Descrição Unificada de Métodos de Estimação D.O.A. em Arranjo de Sensores”. Ricardo Fialho Colares - Doutorado - setembro/2000. UNICAMP/FEEC.
15. “Avaliação Objetiva de Codecs de Voz na Faixa de Telefonia”. Jayme Garcia Arnal Barbedo - Mestrado - Bolsa FAPESP - processo 99/01702-0 - julho/01. UNICAMP/FEEC.
16. “Equivalentes de Rede Esparsos e Robustos Baseados na Modelagem Paramétrica no Domínio do Tempo”. Wallace do Couto Boaventura - - Doutorado - Fevereiro/2002. UNICAMP/FEEC.

Iniciação Científicas Orientadas

- 10 projetos orientados.

2.2 Orientações em Andamento

1. “Desenvolvimento de algoritmos robustos para estimação da direção de propagação através de arranjos de sensores” Aluno: Carlos Antonio Alves - Início: março de 1996. Doutorado.
2. “Medida objetiva de qualidade de áudio”. Aluno: Jayme Garcia Arnal Barbedo - Início: agosto de 2001. Doutorado. Bolsa FAPESP - processo 01/04144-0.
3. “Aplicação de bancos de filtros na representação de sinais e sistemas” Aluno: Guillermo Langwagen - Início: março de 2001. Doutorado. Bolsa: UNESCO.
4. “Aplicação de arranjo de antenas em comunicações móveis” Aluno: Luciano Ataíde do Valle - Início: março de 2001. Mestrado. Bolsa Capes.

2.3 Projeto e Desenvolvimento de Protótipos

- 1- Repetidor Regenerativo para Sinais MCP de 2,048 Mb/s e 30 Canais Telefônicos -1973 a 1978.
- 2- Sistema de Monitoração e Alarme do Terminal de Linha de um Sistema MCP de 30 Canais - 1979.
- 3- Codificador-Transmissor de Sinais MCP de 4,096 Mb/s para Sistemas de Resposta Parcial - 1981.
- 4- Repetidor Regenerativo para Sinais MCP de 4,096 Mb/s e 60 Canais Telefônicos - 1982.
- 5- Estação de Processamento Digital de Sinais Utilizando um Computador do tipo PC - 1989.
- 6- Filtro Passa-Baixas Analógico de Butterworth de 7^a Ordem - 1989.
- 7- Equalizador de Fase para Filtro Passa-Baixa - 1989.

2.3 Geração e Desenvolvimento de Processos

- 1- Programa de computador para estudo da equalização de sinais MCP de 2,048 Mb/s - 1979.
- 2- Novo método de cálculo de diagramas de olho de códigos de bloco - 1980.
- 3- Programa de computador para avaliação de desempenho de repetidores regenerativos - 1981.
- 4- Novo método de projeto de equalizadores de fase para repetidores regenerativos - 1982.
- 5- Novo método de projeto de equalizadores de fase para filtros passa-baixas analógicos - 1988.

6- Programa de computador para projeto de filtros digitais ótimos para especificações genéricas - 1990.

7- Programa de computador para análise de sinais de eletrocardiograma de alta resolução - 1992.

8- Programa de computador para análise de desempenho de receptores ótimos para telefonia móvel digital - 1995.

9- Programa de computador para estimação de DOA via estimador de Máxima Verossimilhança. - 2001.

10- Programa de computador para avaliação objetiva de qualidade de voz em telefonia. - 2001.

3.1 Outras Informações

1. Participação em convênio com a Fundação Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Telecomunicações (ex- CPQD da Telebrás) para desenvolvimento de pesquisas na área de processamento digital de voz e vídeo.

2. Diretor Associado da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP de 05/95 até 05/99.

Honrarias

- Professor homenageado pelos formandos da turma de 1977 da Faculdade de Engenharia de Campinas - Unicamp.

- Professor homenageado pelos formandos da turma de 1979 da Faculdade de Engenharia de Campinas - Unicamp.

- Paraninfo dos formandos de 1992 da FEE/UNICAMP.

- Paraninfo dos formandos de 1993 da FEE/UNICAMP.

- Paraninfo dos formandos de julho de 1994 da FEE/UNICAMP.

16.3 Ivanil Sebastião Bonatti

1.1 Publicações

1. A. Lopes, I. S. Bonatti, P. L. D. Peres and C. A. Alves, Improving the MODEX algorithm for direction estimation, **Signal Processing**, aceito para publicação.
2. U. F. Moreno, P. L. D. Peres and I. S. Bonatti, Analysis of Piecewise Linear Oscillators with Hysteresis, **IEEE Transactions on Circuits and Systems - I, Fundamental Theory and Applications, Special Issue on Switching Systems**, aceito para publicação.
3. José Marcos C. Brito and Ivanil S. Bonatti, An analytical comparison among adaptive modulation, adaptive FEC, adaptive ARQ and Hybrid systems for wireless ATM networks, **5th IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications - WPMC 2002**, Vol. , pp. 1034–1038, Honolulu, USA, 27–30 October, 2002.
4. José Marcos C. Brito and Ivanil S. Bonatti, Threshold levels for adaptive modulation with channel coding in the wireless ATM networks, **5th International Conference on High-speed Networks and Multimedia Communications — HSNMC 2002**, Vol. , pp. 187–191, Jeju Island, Korea, 3–5 July, 2002.
5. Amauri Lopes, Ivanil S. Bonatti, Pedro L. D. Peres, Ricardo F. Colares and Carlos A. Alves, A DOA Estimator Based on Linear Prediction and Total Least Squares, **Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações**, Vol. 17, N. 1, pp. 71–78, Junho 2002.
6. Amauri Lopes, Ivanil S. Bonatti, Pedro L. D. Peres, Ricardo F. Colares and Carlos A. Alves, A DOA estimator based on linear prediction and total least squares, XIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, Fortaleza, Ceará 2001.
7. F. L. C. Júnior, P. L. D. Peres and I. S. Bonatti, A valuable tool: symbolic computation. Simple ways to analyze linear electric circuits including the third-order kind, **IEEE Potentials**, Vol. 19, No. 2, pp. 34–35, April/May 2000.
8. Ubirajara F. Moreno, Pedro L. D. Peres and Ivanil S. Bonatti, Contributions to the analysis of second order piecewise linear systems with chaotic oscillations, **2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems — ISCAS2000**, Vol. I, pp. 715–718, Geneva, Switzerland, May 28-31, 2000.
9. J. A. Pomilio, C. R. de Souza, L. Matias, P. L. D. Peres and I. S. Bonatti, Driving AC Motors through a Long Cable: The Inverter Switching Strategy, **IEEE Transactions on Power Energy**, Vol. 14, No. 4, pp. 1441–1446, December 1999.
10. Ivanil S. Bonatti, Pedro L. D. Peres and José A. Pomilio, First Harmonic Analysis: A Circuit Theory Point of View, **IEEE Transactions on Education**, Vol. 42, N. 1, pp. 65–71, February 1999.

1.2 Patentes/Softwares

Nada a declarar.

1.3 Indicadores

Livros Publicados	1
Publicações em periódicos	11
Capítulos de livros	1
Trabalhos em eventos	68
Teses de doutorado orientadas	3
Teses de mestrado orientadas	14
Teses de iniciação orientadas	15

2.1 Auxílios Vigentes

- Bolsa de Produtividade em Pesquisa, Nível II - B, CNPq, até Fevereiro de 2005.

2.2 Orientações em andamento

- Aplicativo computacional para o entroncamento de redes de telecomunicações, Lucas Gonçalves Franco, Iniciação Científica, Processo FAPESP 02/12738-0, Iniciado em março de 2003.

3.1 Outras informações

- Outros indicadores:

Atividades de revisão para revistas e congressos (nacionais e internacionais);

Assessoria *ad hoc* para FAPESP, CAPES, CNPq;

Participação em 42 bancas de teses e concursos.