

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**RECONFIGURABILIDADE EM UM SISTEMA DE  
COMUNICAÇÃO MÓVEL BASEADO NA ARQUITETURA  
DE UM RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE**

**ANDRÉ GUSTAVO MONTEIRO LIMA**

**ORIENTADOR: LEONARDO RODRIGUES ARAÚJO XAVIER DE  
MENEZES**

**TESE DE DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM – 006 A/ 2006**

**BRASÍLIA/DF: MARÇO – 2006**



## FICHA CATALOGRÁFICA

LIMA, ANDRÉ GUSTAVO MONTEIRO

Reconfigurabilidade em um Sistema de Comunicação Móvel Baseado na Arquitetura de um Rádio Definido por Software [Distrito Federal] 2006.

xvii, 179p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Doutor, Engenharia Elétrica, 2006).

Tese de Doutorado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Rádio Definido por Software

2. Sistemas Inteligentes

3. Sistemas Auto-Reconfiguráveis

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

LIMA, A. G. M. (2006). Reconfigurabilidade em um Sistema de Comunicação Móvel Baseado na Arquitetura de um Rádio Definido por Software. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM – 006A/2006, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 179p.

## CESSÃO DE DIREITOS

**AUTOR:** André Gustavo Monteiro Lima

**TÍTULO:** Reconfigurabilidade em um Sistema de Comunicação Móvel Baseado na Arquitetura de um Rádio Definido por Software

**GRAU:** Doutor

**ANO:** 2006

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta tese de doutorado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva direitos de publicação e nenhuma parte dessa tese de doutorado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.

---

André Gustavo Monteiro Lima  
SQS 209, Bl. A, Ap. 103, Asa Sul.  
70272-010 Brasília – DF – Brasil.

Aos meus pais, Wilton e Algiza e à minha esposa Cintia Regina.

## **AGRADECIMENTOS**

Inicialmente gostaria de agradecer ao Prof. Leonardo Rodrigues Araújo Xavier de Menezes, meu mestre e guia nesta jornada, por seus ensinamentos e por sua amizade verdadeira.

Aos meus companheiros do Centro de Desenvolvimento de Sistemas (CDS), que proporcionaram as condições necessárias para que eu pudesse desenvolver minhas atividades do curso de doutorado.

À equipe do Grupo de Rádio Definido por Software da UnB, que através dos seus trabalhos permitiram visualizar, de forma concreta, idéias teóricas estudadas nesta tese.

Ao Exército Brasileiro, pela oportunidade de realizar este curso.

À minha esposa Cintia Regina, pela paciência nas longas jornadas dedicadas aos estudos.

Aos meus pais Wilton e Algiza, pela minha formação.

À Deus.

## **RESUMO**

### **RECONFIGURABILIDADE EM UM SISTEMA DE COMUNICAÇÃO MÓVEL BASEADO NA ARQUITETURA DE UM RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE**

**Autor: André Gustavo Monteiro Lima**

**Orientador: Leonardo Rodrigues Araújo Xavier de Menezes**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**Brasília, março de 2006**

Recentemente o cenário das telecomunicações tem envidado esforços no sentido de se criar uma convergência de serviços e redes. Já se percebe resultados no que diz respeito a serviços, os quais são facilitados pela atuação na camada de aplicação. A convergência de redes, entretanto, ainda tem um longo caminho a ser percorrido, sendo o Rádio Definido por Software um forte candidato a fornecer soluções de interoperabilidade nesse nível.

Considerando a possibilidade de ir além, fornecendo aos futuros sistemas, além da convergência, uma inteligência, define-se o que tem sido chamado de Rádio Cognitivo, que nada mais é do que um Rádio Definido por Software dotado de uma inteligência que permita, entre outras coisas, tomar decisões quanto à Interface Aérea Instantânea a ser adotada, considerando as condições do canal e as necessidades de serviço do usuário.

Portanto, para se alcançar esse objetivo é necessário que se criem formas de se ler as condições instantâneas do canal e verificar os serviços disponíveis, de tal forma que, combinados com as necessidades do usuário, se possa decidir, baseado em regras pré-definidas, que reconfiguração executar.

Esta tese pretende propor soluções para a obtenção das condições do canal instantâneo para a verificação das redes existentes, fornecendo ao terminal definido por software informações básicas a serem utilizadas na decisão da reconfiguração.

## **ABSTRACT**

### **RECONFIGURABILITY IN A MOBILE SYSTEM BASED ON THE SOFTWARE DEFINED RADIO ARCHITECTURE**

**Author: André Gustavo Monteiro Lima**

**Supervisor: Leonardo Rodrigues Araújo Xavier de Menezes**

**Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

**Brasília, march of 2006**

Recently the telecommunications scenarios have been accomplishing efforts to create a convergence of services and networks. Nowadays it is possible to verify results in the service areas, which is facilitated by the performance of the application layer. The convergence of networks, however, still possesses several challenges, being the Software Defined Radio a good possibility to supply interoperability solutions in this level.

Considering the possibility to go beyond, supplying to the future systems, besides the convergence, an intelligence, one defines the so called Cognitive Radio. This radio is a Software Defined Radio with an intelligence that allow, to make decisions about the Instantaneous Air Interface to be adopted, considering the conditions of the channel and the needs of the user's service.

Therefore, to reach this objective it is necessary to develop a way to read the conditions of the instantaneous channel and to verify the available services. This information, combined with the user's needs, can decide the reconfiguration that must be instantiated based on pre-defined rules.

This thesis intends to propose solutions for the obtaining of the instantaneous channel conditions and verification of the existent networks, supplying to the software defined terminal with basic information to be used in the decision about the reconfiguration.

# SUMÁRIO

<b>Lista de Tabelas</b>	p. xi
<b>Lista de Figuras</b>	p. xii
<b>1 INTRODUÇÃO</b>	p. 1
1.1 JUSTIFICATIVA . . . . .	p. 1
1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO . . . . .	p. 2
<b>2 ARQUITETURA DE UM RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE IDEAL</b>	p. 3
2.1 CONCEPÇÃO . . . . .	p. 3
2.2 LIMITAÇÕES . . . . .	p. 6
2.2.1 Conversores A/D/A . . . . .	p. 6
2.2.2 Processadores de Sinais . . . . .	p. 11
<b>3 ANTENAS</b>	p. 14
3.1 SISTEMA DE ANTENAS . . . . .	p. 14
3.1.1 Conjunto de Antenas . . . . .	p. 15
3.1.2 Dispositivos MEMS . . . . .	p. 17
3.2 ANTENAS INTELIGENTES EM SISTEMAS RDS . . . . .	p. 19
3.3 CONCLUSÃO . . . . .	p. 28
<b>4 EQUACIONAMENTO DA DIREÇÃO DE CHEGADA - DOA</b>	p. 29
4.1 CENÁRIO DE ESTUDO . . . . .	p. 29
4.2 ESTIMAÇÃO DA DIREÇÃO DE CHEGADA . . . . .	p. 32



4.3	DIRECIONAMENTO DA ANTENA . . . . .	p. 38
4.3.1	Estimador CAPON . . . . .	p. 38
4.3.2	Estimador MUSIC . . . . .	p. 41
4.3.3	Estimador ESPRIT . . . . .	p. 44
4.3.4	Estimador EM . . . . .	p. 48
4.4	EQUACIONAMENTO DA FREQUÊNCIA DE CHEGADA - FOA . . . . .	p. 51
4.4.1	Estimador de DFOA CAPON . . . . .	p. 52
4.4.2	Estimador de DFOA MUSIC . . . . .	p. 53
4.4.3	Estimador de DFOA ESPRIT . . . . .	p. 54
4.5	CONCLUSÃO . . . . .	p. 55
<b>5</b>	<b>SIMULAÇÃO DA FOA</b> . . . . .	<b>p. 56</b>
5.1	VALIDAÇÃO DO EQUACIONAMENTO DA DFOA . . . . .	p. 56
5.1.1	Métodos CAPON e MUSIC . . . . .	p. 56
5.1.2	Método ESPRIT . . . . .	p. 58
5.2	A REDUNDÂNCIA ESPACIAL . . . . .	p. 60
5.2.1	Entendendo o problema . . . . .	p. 60
5.2.2	Generalização da estimação da DOA banda larga . . . . .	p. 63
5.2.3	Método Otimizado de Resolução da Ambigüidade (MORA) . . . . .	p. 66
5.2.4	Resultados Obtidos . . . . .	p. 68
5.3	LIMIARES DE DECISÃO PARA O NÚMERO DE USUÁRIOS . . . . .	p. 75
5.4	SIMULAÇÃO GERAL DA DFOA . . . . .	p. 81
5.5	ANÁLISE DOS RESULTADOS E CONCLUSÕES . . . . .	p. 86
<b>6</b>	<b>PERFIL DE PROPAGAÇÃO</b> . . . . .	<b>p. 89</b>
6.1	INTRODUÇÃO . . . . .	p. 89
6.2	CANAL MULTIPERCURSO . . . . .	p. 91

6.3	DEFINIÇÃO DO $\tau$ OA ATRAVÉS DA CORRELAÇÃO . . . . .	p. 99
6.3.1	Conceito Básico . . . . .	p. 99
6.3.2	Simulações e Resultados . . . . .	p. 100
6.3.3	Análise crítica . . . . .	p. 101
6.4	DEFINIÇÃO DO $\tau$ OA ATRAVÉS DO MÉTODO EM . . . . .	p. 110
6.4.1	Método EM . . . . .	p. 111
6.4.2	Distribuição estatística do perfil de retardos multipercurso . . . . .	p. 112
6.4.3	Estimação do retardo via método EM . . . . .	p. 115
6.4.4	Análise e conclusões . . . . .	p. 116
<b>7</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	p. 117
	<b>Referências</b>	p. 119
	<b>Apêndice A – Códigos da <math>\tau</math>OA</b>	p. 124
	<b>Apêndice B – Códigos da DFOA</b>	p. 135

# ***LISTA DE TABELAS***

2.1	Estratégias de amostragem em um RDS [(1)] . . . . .	p. 10
3.1	Serviços em terminais de 4G . . . . .	p. 14
3.2	Serviços em terminais Militares . . . . .	p. 14
4.1	Referências bibliográficas de métodos de estimação de DOA . . . . .	p. 39
5.1	Parâmetros de simulação . . . . .	p. 57
5.2	Estimação da frequência espacial através do ESPRIT . . . . .	p. 60
5.3	Ambigüidade utilizando-se o método CAPON . . . . .	p. 62
5.4	Valores máximos do espectro CAPON referentes à simulação do cenário apresentado na Tabela 5.3 . . . . .	p. 62
6.1	Ambientes multipercurso simulados para análise . . . . .	p. 93
6.2	Ambientes multipercurso simulados para análise . . . . .	p. 100
6.3	Valores de retardos estimados . . . . .	p. 101

# ***LISTA DE FIGURAS***

2.1	Componentes Básicos de um RDS. . . . .	p. 3
2.2	Diagrama de Blocos de um RDS Ideal. . . . .	p. 4
2.3	Teorema de Nyquist. . . . .	p. 6
2.4	Intervalo dinâmico de um conversor AD. . . . .	p. 7
2.5	Superamostragem do sinal. . . . .	p. 8
2.6	Subamostragem de um sinal passa-banda. . . . .	p. 8
3.1	Sistema de antenas planares com $M \times N$ elementos. . . . .	p. 16
3.2	MEMS tipo <i>cantilever</i> . . . . .	p. 17
3.3	Dipolo reconfigurável. . . . .	p. 18
3.4	Antena microstrip reconfigurável. . . . .	p. 18
3.5	Antena sináptica reconfigurável opticamente. . . . .	p. 19
3.6	Classificação de sistemas em função de suas aplicações. . . . .	p. 21
3.7	Antena espiral banda larga. . . . .	p. 23
3.8	Antena fractal borboleta multibanda. . . . .	p. 24
3.9	Comunicação móvel "por fio". . . . .	p. 25
3.10	Projeção para sistemas convergentes de 4G. . . . .	p. 26
3.11	Recepção de três sinais simultâneos. . . . .	p. 27
4.1	Cenário onde o sistema SDR está imerso. . . . .	p. 30
4.2	Canal filtro linear variante com o tempo. . . . .	p. 30
4.3	Utilização de um conjunto de sensores em um RDS. . . . .	p. 33
4.4	Conjunto de $M \times N$ sensores do tipo <i>microstrip</i> planar. . . . .	p. 34
4.5	Geometria relacionada ao conjunto de sensores em estudo. . . . .	p. 34

4.6	Interpretação geométrica do MUSIC. . . . .	p. 42
4.7	Geometria para o conjunto de sensores em um estimador ESPRIT. . . . .	p. 45
4.8	Visão geométrica do problema DFOA MUSIC. . . . .	p. 53
5.1	Estimação da DFOA utilizando o método CAPON [(2)]. . . . .	p. 57
5.2	Estimação da DFOA utilizando o método MUSIC. . . . .	p. 58
5.3	Trecho do código Esprit.m. . . . .	p. 59
5.4	Fluxograma da utilização de compensação de frequências na estimação da DFOA com o método ESPRIT. . . . .	p. 65
5.5	Fluxograma do Método Otimizado de Resolução da Ambigüidade (MORA) na estimação da DFOA com os métodos CAPON e MUSIC. . . . .	p. 67
5.6	Desempenho da DFOA em função da SNR, com 2 usuários, 8 antenas e modulação 8-PSK. . . . .	p. 69
5.7	Desempenho da DFOA em função do esquema de modulação, com 2 usuários e 8 antenas. . . . .	p. 70
5.8	Desempenho da DOA em função do número de antenas, com 2 usuários e modulação 8-PSK. . . . .	p. 71
5.9	Desempenho da FOA em função do número de antenas, com 2 usuários e modulação 8-PSK. . . . .	p. 72
5.10	Desempenho da DOA em função do número de usuários, com 8 antenas e modulação 8-PSK. . . . .	p. 73
5.11	Desempenho da FOA em função do número de usuários, com 8 antenas e modulação 8-PSK. . . . .	p. 74
5.12	Limiar de decisão do número de usuários em função da SNR para os métodos MUSIC e ESPRIT, com 2 usuários, 8 antenas e modulação 8-PSK. . . . .	p. 76
5.13	Limiar de decisão do número de usuários em função do número de antenas para o método MUSIC, com 2 usuários e modulação 8-PSK. . . . .	p. 77
5.14	Limiar de decisão do número de usuários em função do número de antenas para o método ESPRIT, com 2 usuários e modulação 8-PSK. . . . .	p. 78
5.15	Limiar de decisão do número de usuários em função do número de usuários para o método MUSIC, com 8 antenas e modulação 8-PSK. . . . .	p. 79

5.16	Limiar de decisão do número de usuários em função do número de usuários para o método ESPRIT, com 8 antenas e modulação 8-PSK. . . . .	p. 80
5.17	Desempenho da DFOA em função da SNR, com 2 usuários, 8 antenas e modulação 8-PSK. . . . .	p. 82
5.18	Desempenho da DFOA em função do esquema de modulação, com 2 usuários e 8 antenas. . . . .	p. 83
5.19	Desempenho da DOA em função do número de antenas, com 2 usuários e modulação 8-PSK. . . . .	p. 84
5.20	Desempenho da FOA em função do número de antenas, com 2 usuários e modulação 8-PSK. . . . .	p. 85
5.21	Desempenho da DOA em função do número de usuários, com 8 antenas e modulação 8-PSK. . . . .	p. 87
5.22	Desempenho da FOA em função do número de usuários, com 8 antenas e modulação 8-PSK. . . . .	p. 88
6.1	Exemplo de canal multipercurso. . . . .	p. 91
6.2	Perfil de retardos de potência. . . . .	p. 92
6.3	Efeito do canal multipercurso na BER sem a terceira componente e sem retardo. . . . .	p. 94
6.4	Efeito do canal multipercurso na BER com a terceira componente e sem retardo. . . . .	p. 95
6.5	Efeito do canal multipercurso na BER em função do retardo, dado $P_0 = 1$ , $P_1 = 0.2$ e $P_2 = 0.2$ . . . . .	p. 96
6.6	Efeito do canal multipercurso na BER em função do retardo, dado $P_0 = 1$ , $P_1 = 0.5$ e $P_2 = 0.5$ . . . . .	p. 97
6.7	Efeito do canal multipercurso na BER em função do retardo, dado $P_0 = 1$ , $P_1 = 1$ e $P_2 = 1$ . . . . .	p. 98
6.8	Coeficientes de correlação obtidos pela varredura sobre o "snapshot" para os ambientes de 1 a 4 sem considerar os níveis de potência das componentes multipercurso. . . . .	p. 102
6.9	Coeficientes de correlação obtidos pela varredura sobre o "snapshot" para os ambientes de 5 a 8 sem considerar os níveis de potência das componentes multipercurso. . . . .	p. 103

6.10	Coeficientes de correlação obtidos pela varredura sobre o "snapshot" para os ambientes de 1 a 4 considerando os níveis de potência das componentes multipercurso. . . . .	p. 104
6.11	Coeficientes de correlação obtidos pela varredura sobre o "snapshot" para os ambientes de 5 a 8 considerando os níveis de potência das componentes multipercurso. . . . .	p. 105
6.12	Análise do efeito Doppler no sinal no domínio da frequência. . . . .	p. 108
6.13	Distribuição de construções e árvores entre duas antenas A e B. . . . .	p. 113
6.14	Ondas guiadas e espalhadas entre dois pontos A e B . . . . .	p. 114

## LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURA E ABREVIACÕES

$\mu$ OA	- Freqüência Espacial de Chegada
tOA	- Perfil de Retardo de Chegada
3G	- Terceira Geração
4G	- Quarta Geração
ACM	- Adaptive Computing Machine
ADA	- Analógico-Digital-Analógico
ALE	- Automatic Link Establishment
ANATEL	- Agência Nacional de Telecomunicações
ASIC	- Application-Specific Integrated Circuit
AWGN	- Aditive White Gaussian Noise
BW	- BandWidth
CDMA	- Code Division Multiple Access
CM	- Capacidade Multimodo
CMe	- Capacidade Multimodo Efetiva
CME	- Contra Medida Eletrônica
DDC	- Digital Down Converter
DDS	- Direct Digital Grequency Synthesizer
DEP	- Densidade Espectral de Potência
DFOA	- Direction and Frequency Of Arrival
DOA	- Direction Of Arrival
DSP	- Digital Signal Processor
EM	- Expectation Maximization
ERB	- Estação Rádio Base
ESPRIT	- Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
FDD	- Frequency Division Duplexer
FDH	- Full Domain Hooping
FDOA	- Frequency Delay Of Arrival Duplexer
f <sub>dp</sub>	- função densidade de probabilidade
FFT	- Fast Fourier Transform
FI	- Freqüência Intermediária
FIR	- Finite Impulse Response



FOA	- Frequency Of Arrival Duplexer
FPGA	- Field Programmable Gate Array
GRDS	- Grupo de Rádio Definido por Software
IAI	- Interface Aérea Instantânea
IMT-2000	- International Mobile Telecommunication - 2000
MEMS	- Micro-EletoMechanical System
ML	- Maximum Likelihood
MORA	- Método Otimizado de Resolução da Ambigüidade
MUSIC	- Multiple Signal Classification
NCO	- Numerically Controlled Oscillator
OL	- Oscilador Local
QOS	- Quality of Service
RCP	- Reconfigurable Communications Processor
RDS	- Rádio Definido por Software
RF	- Rádio-Frequência
SC2	- Sistema de Comando e Controle
SDMA	- Spatial Division Multiple Access
SDR	- Software Defined Radio
SMC	- Sistema Móvel Celular
SMP	- Sistema Móvel Pessoal
SNR	- Signal Noise Rate
TDD	- Time Division Duplexer
TDMA	- Time Division Multiple Access
TDOA	- Time Delay of Arrival Duplexer
UIT	- União Internacional de Telecomunicações
ULA	- Uniform Linear Array
UMTS	- Universal Mobile Telecommunication Services
UOA	- User Of Arrival
UWB	- Ultra WideBand
VHDL	- VHSIC Hardware Description Language
VHSIC	- Very High Speed Integrated Circuit
WLAN	- Wireless Local Area Network
WPAN	- Wireless Personal Area Network
WSSUS	- Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 JUSTIFICATIVA

A tecnologia de rádio definido por software (RDS), do inglês “*Software Defined Radio*” (SDR), tem como origem pesquisas de cunho militar, com uma migração recente para a área comercial, através do SDR Forum [(3)]. Por concepção militar, foi criada com o objetivo de integrar as várias interfaces aéreas existentes no campo de batalha. No campo comercial, apresenta-se, principalmente, como um caminho para a convergência dos diversos sistemas de comunicação existentes, e também como a possibilidade de se dispor de um terminal assinante multimodo e multibanda que possa ser utilizado por qualquer pessoa, em qualquer local do planeta e a qualquer tempo. Esses eram os objetivos almejados pelos atuais sistemas de 3<sup>a</sup> geração (3G), que finalmente deverão ser alcançados pelos sistemas de 4<sup>a</sup> geração (4G).

Para que esses objetivos sejam alcançados, muitos desafios ainda deverão ser vencidos, entre os quais destacam-se os seguintes:

- conversores ADA de maior capacidade e melhores características;
- antenas de banda ultralarga ou multibanda, que comportem a vasta faixa de frequências dos respectivos sistemas;
- processadores de sinais rápidos o suficiente, de forma a executar, em tempo real, a grande quantidade de cálculos a serem realizados no sinal de RF digitalizado, mantendo a flexibilidade de reconfigurabilidade exigida pelos sistemas RDS;
- regras de reconfigurabilidade, do ponto de vista técnico e regulatório, bem definidas.

O êxito na busca de soluções para os diversos desafios trará um novo elenco de possibilidades no contexto da comunicação digital e da propagação, permitindo técnicas inovadoras e exigindo a quebra de paradigmas em várias áreas, inclusive no que diz respeito à normatização dos atuais sistemas.

O enfoque desta Tese de Doutorado envolve um dos desafios apresentados anteriormente e duas das possibilidades do vasto elenco inovador resultante da adoção do SDR. Como desafio, pretende-se propor caminhos e informações básicas para a definição de regras de reconfigurabilidade das técnicas de codificação do canal e de codificação da fonte, baseadas nas condições instantâneas do canal, estimadas a partir do sistema de antenas. Como inovação, pretende-se apresentar uma técnica de estimação de Frequência(s) de Chegada e do perfil de retardos instantâneo do canal multipercurso, baseados nas já bem conhecidas técnicas de estimação de Direção de Chegada do sinal na antena.

## **1.2 ESTRUTURA DO TRABALHO**

De forma a alcançar os objetivos pretendidos nesta tese, foi inicialmente realizada uma breve introdução ao assunto (Capítulo 1). No Capítulo 2 é descrita a arquitetura de um RDS ideal e respectivos desafios a serem ultrapassados. No Capítulo 3 é realizada uma análise das possibilidades de antenas a serem utilizadas no RDS. Seguindo, no capítulo 4 são apresentadas as técnicas de definição da direção de chegada de sinais em antenas inteligentes. A proposta de estimativa conjunta da direção e da frequência de chegada, baseadas no uso de antenas inteligentes, é apresentada.

No Capítulo 5 são simuladas as propostas de estimação de frequência de chegada com base nas técnicas de estimação da direção chegada, quais sejam, CAPON, ESPRIT, MUSIC e EM. Como conclusão, é verificada a viabilidade e a validade de tais técnicas com este objetivo. Propostas no sentido da realização de ambas as tarefas pela antena, definição de frequência e de direção de chegada, simultaneamente, são apresentadas, simuladas e avaliadas. No Capítulo 6 são propostas duas técnicas de estimação do perfil de retardos instantâneo do canal: uma baseada na realização da correlação do sinal colhido na antena com uma seqüência de treinamento e outra utilizando o método EM e um modelo estatístico adequado para canais multipercurso.

Finalmente, no capítulo 7, conclusões a respeito das várias propostas, acompanhadas dos impactos nos atuais sistemas de comunicações, são realizadas. São ainda apresentadas propostas de trabalhos de pesquisas futuras em seqüência a este trabalho.

## 2 ARQUITETURA DE UM RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE IDEAL

### 2.1 CONCEPÇÃO

A Figura 2.1 ilustra os componentes básicos de um Rádio Definido por Software: um *Front-End* RF, um Receptor Digital e as funções de processamento em banda base. O receptor digital é também denominado *Digital Down Converter* - DDC, na literatura técnica. Do ponto de vista mais genérico, este modelo se assemelha bastante aos rádios digitais mais modernos e, com menos intensidade, com os antigos rádios analógicos. A maior diferença existente entre um RDS ideal e um rádio definido por hardware está no *Front-End* RF, o qual procura eliminar todas as frequências intermediárias, discretizando o sinal desde o sistema de antenas. A Figura 2.2 apresenta o diagrama de blocos mais detalhado [(4)].

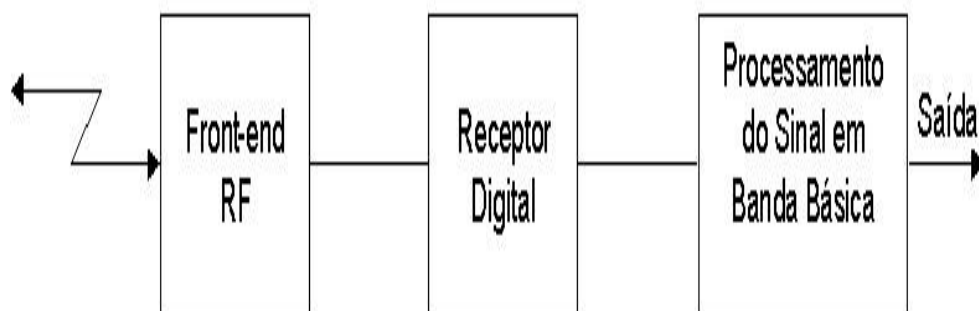


Figura 2.1: Componentes Básicos de um RDS.

Conforme se pode verificar, em um RDS ideal o *Front-End* RF é composto somente pelo sistema de antenas e um conversor A/D. Tal fato caracteriza a amostragem do sinal RF desde a chegada na antena, permitindo que todo o processamento posterior seja realizado através da associação de um software com um dispositivo de processamento de sinais. Não há a utilização dos misturadores e filtros compondo frequências intermediárias (FI), sendo o sinal transla-

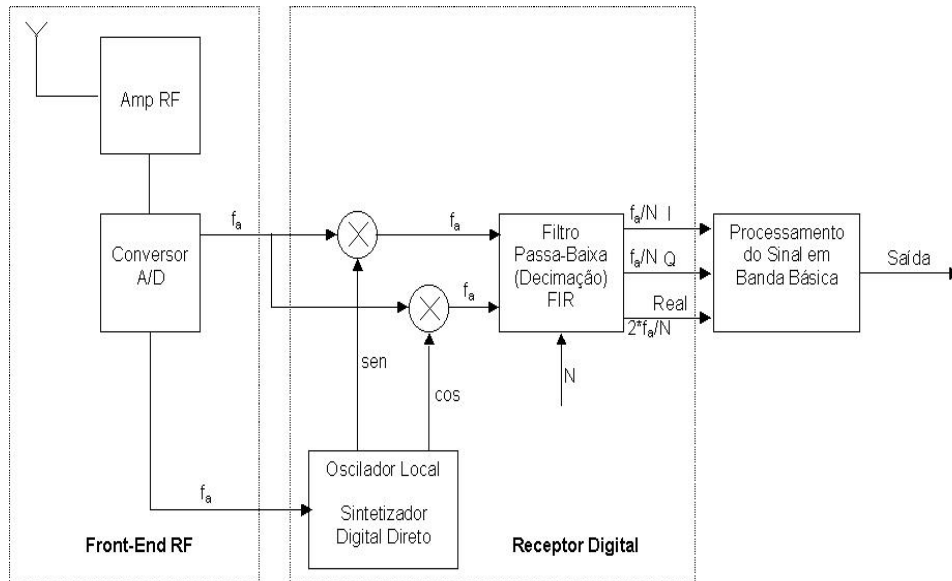


Figura 2.2: Diagrama de Blocos de um RDS Ideal.

dados para a banda básica pelo receptor digital. Portanto, o receptor digital define a faixa de frequências de trabalho, a largura de banda do sinal e a taxa de amostragem do sinal entregue ao sistema de processamento em banda básica.

Da observação da Figura 2.2, verifica-se que o receptor digital é formado por um misturador complexo, um oscilador local, um filtro passa-baixa e um decimador. Esse conjunto de funções recebe como entrada o sinal RF digitalizado e fornece como saída as componentes em fase e quadratura do sinal em banda básica e o sinal real.

O oscilador local (OL) nada mais é do que um sintetizador digital direto de frequência (*Direct Digital frequency Synthesizer* - DDS ou *Numerically Controlled Oscillator* - NCO). Este componente gera amostras digitais de duas ondas *sen* e *cos*, precisamente deslocadas de  $90^\circ$ , em uma taxa exatamente igual ao clock do conversor A/D. A modificação da frequência das ondas *sen* e *cos* se dá pela variação contínua e precisa da fase gerada em cada amostra. Portanto, a sintonia da frequência desejada no OL possui uma precisão temporal da ordem do tempo necessário para carregar uma nova palavra de frequência digital no registro ( $< \mu s$ ). Os valores de *sen* e *cos* serão utilizados como entrada do misturador digital.

O misturador digital nada mais é do que 2 (dois) multiplicadores digitais. Recebe como entradas as saídas do OL e as amostras digitais do sinal RF, fornecendo saídas em fase e quadratura a uma taxa igual à frequência de amostragem do conversor A/D ( $f_s$ ). As componentes em fase e quadratura permitem manter as informações de fase contida no sinal de chegada. O efeito desta multiplicação é a translação complexa em banda lateral da entrada real. Assim, as altas frequências do sinal banda larga na entrada do conversor A/D são transladadas para o

nível DC com um deslocamento igual à frequência do OL. A mudança da fase no OL define a frequência a ser recebida no momento, ou seja, através da sintonia do OL, centraliza-se o sinal de interesse em torno do nível DC, tal que o filtro passa-baixa possa selecionar somente o sinal desejado. Diferentemente de um misturador analógico, o qual gera muitos produtos indesejados, o misturador digital produz, idealmente, somente duas saídas: sinais com a soma e com a diferença das respectivas frequências.

O filtro passa-baixa recebe como entradas as amostras oriundas do misturador na frequência de amostragem do A/D ( $f_s$ ) e fornece como saída uma faixa estreita do sinal de entrada RF transladada para o nível DC. Pode ser implementado por meio de um FIR complexo, o qual irá processar os sinais em fase e quadratura oriundos do misturador. Portanto, esse filtro passa todos os sinais de 0 Hz até a frequência de corte, ou até a largura de banda do sinal, rejeitando todas as outras frequências.

De forma a ajustar a frequência de corte do filtro à largura de banda do sinal pretendido, utiliza-se da técnica de decimação. Como no receptor digital a banda de saída e a taxa de amostragem de saída são diretamente relacionadas, o fator de decimação determina a razão entre as taxas de amostragem de saída e de entrada, acarretando a mesma razão entre as respectivas larguras de banda. Portanto, se pode escrever as seguintes relações entre a banda de saída ( $B_{saída}$ ), taxa de amostragem de entrada ( $R_{sent}$ ), fator de decimação ( $N$ ), taxa de amostragem de saída complexa ( $R_{scomp}$ ) e taxa de amostragem de saída real ( $R_{s\Re}$ ), descritas nas Equações (2.1), (2.2) e (2.3).

$$B_{saída} = \frac{R_{sent}}{N} \quad (2.1)$$

$$R_{scomp} = \frac{R_{sent}}{N} \quad (2.2)$$

$$R_{s\Re} = \frac{2R_{sent}}{N} \quad (2.3)$$

Costuma-se classificar os receptores digitais em função do fator de decimação como: banda larga ( $2 \leq N \leq 64$ ) ou banda estreita ( $64 \leq N \leq 131072$ ).

Após a decimação, será entregue ao processador de sinais em banda básica as componentes complexas e reais do sinal desejado, com a largura de banda e a taxa apropriadas. Neste momento, realiza-se as funções de modulação/demodulação, codificação/decodificação do canal e da fonte, etc.

## 2.2 LIMITAÇÕES

Nesta seção, não se pretende esgotar todos os problemas a serem solucionados para a obtenção de um RDS ideal, mas tão somente elencar os principais desafios. Portanto, serão abordados os conversores A/D/A e os processadores de sinais.

### 2.2.1 Conversores A/D/A

O conceito básico para o entendimento das técnicas de conversão analógica/digital é o Critério de Nyquist [(5)] e [(6)], o qual estatui que: *"um sinal com largura de banda  $f_a$  deve ser amostrado a uma taxa  $f_s > 2f_a$  ou informações sobre o sinal serão perdidas"*. Este teorema baseia-se no fato de que quando um sinal analógico contínuo no tempo é amostrado uniformemente, o espectro do sinal é repetido nos múltiplos inteiros da frequência de amostragem, conforme se pode verificar na Figura 2.3, onde  $f_s = 2f_a$ . Cada repetição do espectro define uma zona de Nyquist. Observe que, à medida que  $f_s$  se torna maior que  $f_a$ , as repetições do espectro se tornam mais distantes. Só há sobreposição de espectros quando  $f_s < 2f_a$ .

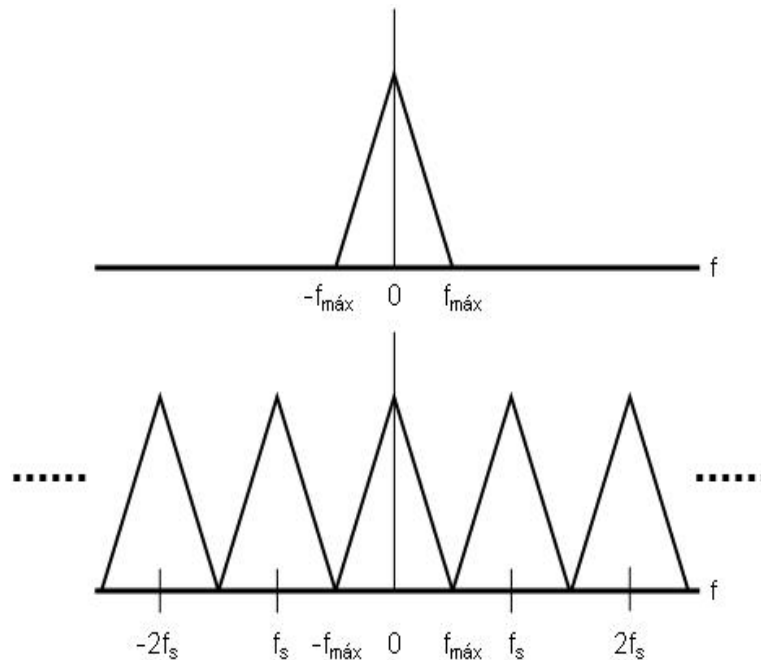


Figura 2.3: Teorema de Nyquist.

A largura da banda de Nyquist é definida como sendo o espectro da 1ª zona de Nyquist, compreendida entre o nível DC e  $f_s/2$ . É importante notar que, na hipótese de haver sinais indesejados acima da frequência máxima de um sinal alvo em banda básica, este sinal aparecerá como imagem na 1ª zona de Nyquist, provocando uma interferência conhecida como

*aliasing*. Para evitar esse efeito, utiliza-se um filtro anti-*aliasing* antes da conversão do sinal, diminuindo-se sensivelmente qualquer possibilidade de imagens de sinais indesejados. A especificação desse filtro é um primeiro limitador do processo de amostragem. Inicialmente, deve-se encontrar a melhor relação custo x benefício entre a frequência de corte desse filtro e a taxa de decaimento de atenuação. Considerando o uso de uma frequência de amostragem no limite do critério de Nyquist, o filtro teria que apresentar uma transição até a atenuação máxima no espaço compreendido entre  $f_a$  e  $(f_s - f_a)$ , o que poderia levar a condicionantes de projeto muito críticos. Esta limitação está diretamente relacionada ao intervalo dinâmico (*Dynamic Range-DR*) do conversor, o qual pode ser visualizado na Figura 2.4.

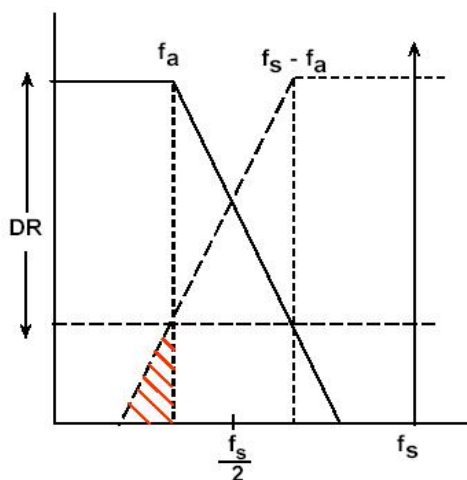


Figura 2.4: Intervalo dinâmico de um conversor AD.

Uma maneira de relaxar os parâmetros de projeto do filtro anti-*aliasing* é através da utilização da técnica de SUPERAMOSTRAGEM do sinal (*oversampling*). Através do uso de uma frequência de amostragem maior, a distância entre duas zonas de Nyquist consecutivas também aumenta, enquanto o intervalo dinâmico permanece o mesmo. Com isto, obtem-se um intervalo maior para o decaimento da atenuação do filtro. Conforme verificado na Figura 2.5, a transição de corte do filtro passa a ser mais suave, podendo ser realizada até  $(Kf_s - f_a)$ , no caso ideal. A contrapartida é a necessidade de se dispor de um conversor AD com uma maior taxa de amostragem e um maior poder de processamento.

Uma leitura cuidadosa do critério de Nyquist revela que, ao contrário do que é normalmente repetido em vários livros e artigos, a taxa de amostragem não deve ser maior que o dobro da frequência máxima do sinal, mas tão somente deve ser superior ao dobro da largura de banda do sinal. Portanto, um sinal com largura de banda de 200 kHz na faixa de 1,8 GHz não precisa ser amostrado a 3,6 GAmostras/s. Baseado na tecnologia atual, esta condição inviabilizaria qualquer tentativa de amostragem do sinal RF. "Basta" que se realize uma amostragem a uma taxa de 400 kAmostras/s.



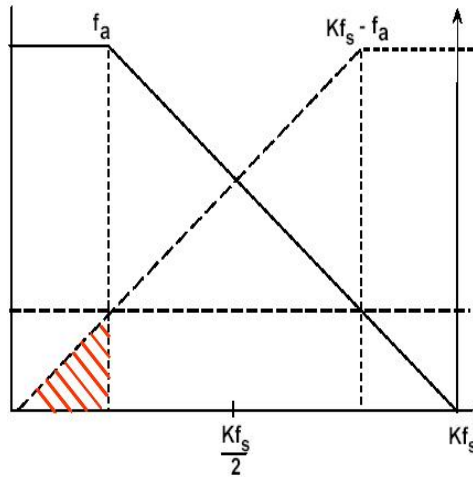


Figura 2.5: Superamostragem do sinal.

Baseado neste entendimento do critério de Nyquist, surge a técnica de SUBAMOSTRAGEM do sinal (*undersampling*), conhecida também como amostragem harmônica e amostragem passa-banda. A Figura 2.6, onde se utiliza uma frequência de amostragem igual ao dobro da largura de banda do sinal, ajuda a esclarecer este conceito.

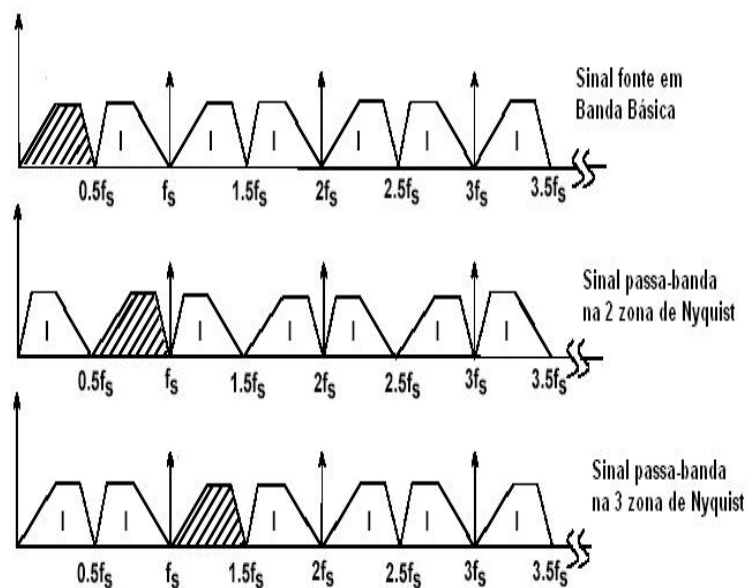


Figura 2.6: Subamostragem de um sinal passa-banda.

Na primeira situação da Figura 2.6, o sinal a ser amostrado se encontra em banda básica e, portanto, todas as informações do sinal original recaem na 1ª zona de Nyquist. A segunda situação trata de um sinal passa-banda (hachurado). Após o processo de amostragem, todas as informações do sinal original recaem na 1ª zona de Nyquist como um sinal imagem, exceto pelas informações de sua localização e de sua ordem de frequência que, neste caso, encontram-

se invertidas. A reversão de sua ordem de frequência pode ser realizada através de técnicas de FFT. Finalmente, na terceira situação, o sinal original aparece como imagem na 1ª zona de Nyquist sem reversão da ordem de frequência.

Conforme desenvolvido em [(7)], as condições para se garantir que não ocorram sobreposições de sinais neste processo de amostragem, considerando que a largura de banda do sinal é delimitada pela frequência mínima ( $f_{\min}$ ) e máxima ( $f_{\max}$ ), são as descritas nas Equações (2.4) e (2.5), Onde  $f_s$  deve satisfazer à Equação (2.6).

$$f_s > 2(f_{\max} - f_{\min}) \quad (2.4)$$

$$2(f_{\max} - f_{\min}) \leq f_s \leq 2f_{\max} \quad (2.5)$$

$$\frac{2f_{\max}}{k} \leq f_s \leq \frac{2f_{\min}}{(k-1)} \quad (2.6)$$

$$k \in Z \quad (2.7)$$

$$2 \leq k \leq \frac{f_{\max}}{f_{\max} - f_{\min}} \quad (2.8)$$

$$f_{\max} - f_{\min} \leq f_{\min} \quad (2.9)$$

Como limitação desta técnica de amostragem, o conversor AD deve ser apto a operar em frequências mais altas. Os conversores convencionais são projetados para operar em sinais de frequências máximas de até  $1^{1/2}$  a taxa de amostragem [(8)]. Por outro lado, os fabricantes geralmente só fornecem especificações para frequências bem abaixo da taxa de amostragem máxima. Verifica-se ainda que o desempenho dos conversores se degrada com o aumento da frequência do sinal de entrada. Uma outra limitação se relaciona à necessidade de filtros passa-banda analógicos mais críticos, de forma a prevenir a distorção do sinal desejado provocada pelos sinais nos canais adjacentes.

Os conceitos ora apresentados são utilizados na literatura técnica existente sobre RDS de forma conjunta, causando, por vezes, confusão no entendimento do leitor. Em [(9)], são colocados os seguintes métodos de conversão A/D para RDS:

- sigma-delta;

- quadratura;
- passa-banda.

Em [(1)], as estratégias de amostragem são apresentadas de acordo com a Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Estratégias de amostragem em um RDS [(1)]

Arquitetura do Rádio Rx	Saída Analógica	Estratégia de Amostragem
Conversão direta	I/Q em banda básica	Quadratura em banda básica
Super-heterodino	I/Q em banda básica sinal FI	Quadratura em banda básica amostragem da FI sigma-delta passa-banda
FI baixa	Frequência FI (1/4 da frequência de amostragem)	Amostragem direta

A Tabela 2.1 ilustra a relação entre a arquitetura do receptor e a técnica de amostragem. Na amostragem direta, a taxa de amostragem é, no mínimo, duas vezes maior que a mais alta componente de frequência do sinal analógico. Neste caso, geralmente se utiliza a técnica de superamostragem, sendo um caso especial aquele em que a frequência portadora do sinal analógico é 1/4 da frequência de amostragem, permitindo a implementação simplificada de um *down-convertor* [(10)]. Esta arquitetura é ilustrada na Figura 2.2. Quando a frequência intermediária (FI) é o próprio nível DC, caso proposto na arquitetura da Figura 2.2, diz-se que o sistema utiliza amostragem em FI zero. Na amostragem em quadratura, o sinal analógico de entrada é dividido nas componentes em fase e em quadratura, cada uma ocupando metade da largura de banda do sinal original, permitindo, por um lado, reduzir a taxa de amostragem por um fator 2, mas impondo a necessidade de se dispor de dois conversores AD. A amostragem da FI considera a utilização de estágios para baixar a frequência do sinal de entrada para uma frequência mais baixa, diminuindo as exigências do conversor AD, mas afastando a digitalização do sinal de entrada da antena. A técnica de amostragem passa-banda é a subamostragem, já descrita anteriormente.

Finalmente, não se considera adequada a classificação do sigma-delta como uma estratégia ou método de conversão AD, quando comparada com as técnicas descritas no parágrafo anterior, visto ser, de fato, uma arquitetura de conversor ADA e não uma técnica de amostragem. Para um melhor esclarecimento, as principais arquiteturas utilizadas em conversores ADA são:

- aproximação sucessiva;

- sigma-delta ( $\Sigma\Delta$ );
- *flash*;
- *subranging* (ou *pipelined*);
- *bit-per-stage* (ou *ripple*);

Há ainda uma série de outras arquiteturas desenvolvidas e em desenvolvimento. Todas buscam aumentar a velocidade de amostragem e melhorar as suas resoluções, mantendo um nível de potência e de tensão reduzidos. Embora as arquiteturas *flash*, *subranging* e *ripple* sejam aquelas que apresentam velocidades mais altas, é a sigma-delta que tem tido maior aplicação no campo de sistemas de comunicações.

Das técnicas de amostragem apresentadas nestas seções, verifica-se que há muitos desafios a serem vencidos. Dos sistemas de comunicações sem fio candidatos a utilizarem da tecnologia RDS, grande parte estão em faixas acima de 1 GHz, com taxas de dados cada vez maiores. Ainda que utilizando-se de técnicas de amostragem passa-banda, nota-se que as larguras de banda dos futuros sistemas estão cada vez maiores, como é o caso do UMTS ( 5 MHz), o CDMA2000 (20 MHz) e, em um caso extremo, o Ultra WideBand (UWB).

Tais limitações da tecnologia atual conduzem à necessidade de se desenvolver sistemas com a inserção de estágios de FI. Por outro lado, definindo-se como parâmetro de pesquisa e desenvolvimento a possibilidade de evolução dos conversores ADA, pode-se admitir que a FI seja, de fato, a frequência do sinal de chegada, transladando uma tecnologia desenvolvida da FI para a frequência de chegada do mesmo.

### 2.2.2 Processadores de Sinais

Em 1965, Gordon Moore, que mais tarde fundou a Intel ao lado de Bob Noyce, previu que a capacidade de um chip de computador dobraria anualmente [(11)]. Moore fez a projeção com base na relação preço/desempenho dos chips de computador do triênio anterior. Na verdade, Moore não acreditava que esse índice de avanço fosse durar muito tempo. Mas, dez anos depois, a previsão se mostrou verdadeira e ele voltou a prever que a capacidade dobraria a cada dois anos. Até hoje as previsões para a capacidade de integração se mantiveram e essa duplicação da quantidade de integração a cada dezoito meses é conhecida como a Lei de Moore. Tais evoluções trouxeram inúmeras possibilidades para o nosso mundo atual, desde a existência de computadores pessoais até o desenvolvimento de sofisticados dispositivos de comunicação. Ainda que o desenvolvimento dos conversores ADA não acompanhem o mesmo ritmo dos processadores relacionados à Lei de Moore, sofrendo melhorias na resolução da conversão digital

de aproximadamente 1,5 bits a cada 6 anos [(12)].

No que se refere aos terminais de comunicação móveis, merecem destaques os Processadores Digitais de Sinais (DSP), os Conjuntos de Portas Lógicas Programáveis em Campo (FPGA) e os Circuitos Integrados de Aplicações Específicas (ASIC).

Os DSPs são os dispositivos mais populares, atualmente. Entretanto, o aumento das necessidades para a largura de banda introduzida pelos recentes padrões de 3G, como é o caso do UMTS, está impulsionando o desenvolvimento de novas soluções de processadores reconfiguráveis. Algumas publicações afirmam que as atuais necessidades de processamento para a indústria de terminais sem fio estão excedendo a Lei de Moore [(13)], crescendo de uma ordem de grandeza a cada 4 anos. Tais fatos têm levado à conclusão de que novas arquiteturas devem ser introduzidas, não sendo suficiente simplesmente obter versões mais rápidas da arquitetura atual disponível. Exemplos de novos dispositivos seguindo esta linha são os Processadores de Comunicações Reconfiguráveis Chameleon (RCP) e a Máquina de Computação Adaptativa (ACM).

As interfaces do desenvolvedor com os DSPs são bem mais simples atualmente, não exigindo o conhecimento profundo em códigos *Assembly*. Utiliza-se compiladores bem mais razoáveis, baseados em linguagens de alto nível (geralmente o C ou C++), que já produzem códigos executáveis de alto desempenho, próximos daqueles que seriam produzidos pela programação em *Assembly*. Tais compiladores permitem alcançar um tempo menor de desenvolvimento e uma maior dinâmica de mercado. Exemplos de interfaces que são utilizadas são o *Code Composer Studio*, da Texas, o *Analog Devices CROSSCORE*, da AD, e o *CodeWarrior*, da Motorola.

Os FPGAs são programáveis e muito potentes. Ainda assim, não têm conseguido superar o uso ou a preferência pelos DSPs. Tais dispositivos são mais complexos de se programar de forma eficiente, utilizando-se a linguagem VHDL, tendo ainda como agravante a dificuldade de se reconfigurar dinamicamente. A Xilinx e a Altera são as duas maiores fornecedoras desses produtos. Atualmente o número de portas lógicas chega a mais de 8 milhões. Tradicionalmente, os FPGAs têm sido utilizados como ferramentas de prototipagem do ASICs. Em [(14)] pode-se verificar um exemplo de implementação de um UMTS baseado em FPGA.

Os ASICs possuem como vantagem o fato de serem bem mais rápidos. Entretanto, não são reconfiguráveis, sendo voltados somente para a execução de tarefas fixas. Por serem voltados para tarefas específicas, podem ser produzidos em larga escala, razão pela qual são bem mais baratos.

Seja qual for o dispositivo adotado em um projeto de RDS, o fato é que sempre estará sendo buscada uma maior capacidade de processamento para atender aos sistemas cada vez

mais complexos, uma maior facilidade de desenvolvimento, através de uma boa interface com o programador, e uma melhor capacidade de reconfiguração.

# 3 ANTENAS

## 3.1 SISTEMA DE ANTENAS

O RDS tem como um dos objetivos básicos permitir a utilização de terminais multimodo, o que acaba por implicar na necessidade de terminais com antenas banda larga ou multibanda. A Tabela 3.1 ilustra algumas faixas de frequências das possíveis interfaces aéreas a integrarem os terminais RDS de 4G, enquanto que a Tabela 3.2 apresenta uma possibilidade de serviços em terminais multimodo na área militar, especificamente, no Exército Brasileiro.

Tabela 3.1: Serviços em terminais de 4G

<b>Serviço</b>	<b>Frequências</b>
IMT-2000	1870 - 2920 MHz
SMC e SMP	900 e 1800 MHz
W-LAN	2.4 GHz e 5 GHz
UWB	3-9 GHz

Tabela 3.2: Serviços em terminais Militares

<b>Serviço</b>	<b>Frequências</b>
Fonia e dados em HF	3 - 30 MHz
Fonia e dados em VHF	30 - 300 MHz
Troncalizado	800 MHz
W-LAN	2.4 GHz e 5 GHz
UWB	3-9 GHz

Conforme se pode verificar, há uma grande variação de faixa de frequência de operação nos diversos serviços. Acrescente-se ainda o fato de que a largura de banda dos serviços IMT-2000, UWB, etc, são bem maiores, podendo chegar a 20 MHz na interface CDMA2000. Com o crescimento de interfaces fazendo uso de acesso ao meio por código (CDMA), uma atenção especial deve ser dispensada à autointerferência, fator limitante da capacidade desses sistemas.

Uma opção para reduzir este problema tem sido intensamente estudada através do uso de antenas inteligentes, as quais direcionam o seu feixe somente na direção de chegada dos usuários de interesse. Esta técnica é referenciada como acesso espacial ao meio (SDMA).

Entende-se que os futuros RDS deverão possuir antenas que cubram um vasto intervalo de frequências, com capacidade de prover banda larga mantendo um ganho razoável e que permita adotar regras de direcionamento do feixe.

O projeto de uma antena banda larga que atenda às necessidades dos sistemas citados nas Tabelas 3.1 e 3.2, além de complicado, provavelmente proporcionará antenas de baixíssimos ganhos. Não obstante, várias pesquisas têm sido realizadas no sentido de se desenvolver antenas banda larga menos exigentes, cobrindo a faixa envolvendo o SMP, WLAN na faixa de 2,4 GHz e WPAN [(15)], [(16)] e [(17)]. Uma alternativa à adoção de uma antena com banda ultralarga é a utilização de antenas multibandas.

Considerando estas dificuldades, pode-se pensar no desenvolvimento de antenas reconfiguráveis, onde, através de um software ou dispositivos auxiliares, a antena possa modificar as suas características de comportamento no que diz respeito à largura de banda e frequência de operação. A seguir, são explanadas duas tecnologias modernas relacionadas com estas necessidades.

### 3.1.1 Conjunto de Antenas

De certa forma, os conjuntos de antenas (*array*) apresentam características de reconfigurabilidade limitadas somente ao seu diagrama de irradiação. A Figura 3.1 ilustra um conjunto de antenas planares com  $M \times N$  elementos, omitidos na figura com o objetivo de se obter uma maior clareza. As distâncias entre cada elementos são dadas por  $d_x$  e  $d_y$ .

De forma a ilustrar a metodologia de funcionamento destas antenas, são apresentadas as Equações (3.1), (3.2), (3.3), (3.4) e (3.5) [(18)] e [(19)].

$$X(t) = \sum S_i(t)A_i + N(t) \quad (3.1)$$

$$R_{xx}(k) = E[X_k X_k^H] \quad (3.2)$$

$$R_{xx}(k) = \alpha R_{xx}(k-1) + (1-\alpha)X_k X_k^H \quad (3.3)$$

Onde:



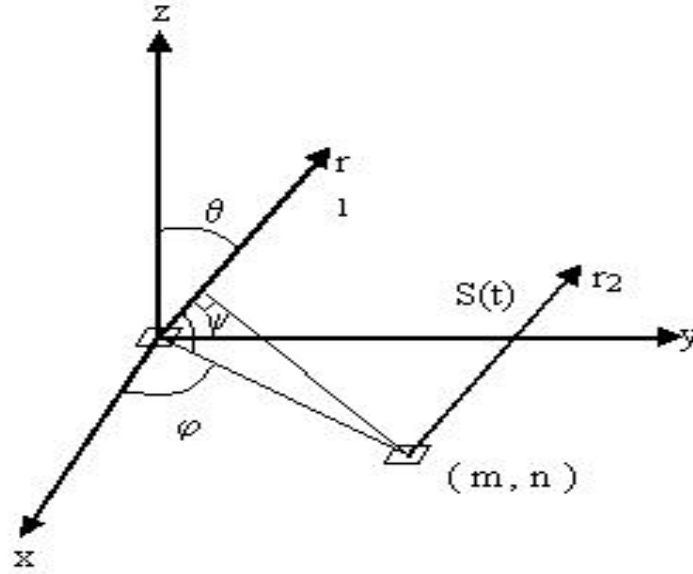


Figura 3.1: Sistema de antenas planares com  $M \times N$  elementos.

$$a_i(\theta_i, \varphi_i) = e^{-j2\pi f \tau_i} \quad (3.4)$$

$$\tau_i = \frac{md_x \sin\theta \cos\varphi + nd_y \sin\theta \sin\varphi}{c} \quad (3.5)$$

A Equação (3.1) representa a saída do conjunto de antenas considerando todos os sinais incidentes em um determinado momento, onde  $S(t)$  é um sinal incidente,  $N(t)$  é o ruído e  $A$  é a matriz de direcionamento, formado pelos elementos definidos na Equação (3.4).  $c$  é a velocidade da luz no espaço livre e  $i$  é uma representação simplificada de um elemento  $(m, n)$ .

A Equação (3.2), que pode ser estimada ao longo do tempo também pela Equação (3.3), representa a correlação espacial, e permite estimar a direção de chegada através do vetor direcionamento. A correlação espacial permite descrever como os sinais recebidos pela antena são correlacionados. O parâmetro  $\alpha$  é definido como fator de esquecimento e pode variar de 0 a 1. Baseado no valor da correlação espacial e na matriz de direcionamento, utiliza-se algoritmos estimadores tais como o *Multiple Signal Classification* (MUSIC), o *Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques* (ESPRIT) ou o *Expectation Maximization* (EM), para determinar a direção de chegada  $(\theta, \varphi)$ .

Uma vez estimada a direção de chegada de interesse, deve-se direcionar os feixes da antena de forma a obter um ganho específico na direção do(s) sinal(is) desejado(s), enquanto que as contribuições devidas ao ruído e às interferências sejam minimizadas. Isto é conseguido ponderando os sinais nos elementos da antena com pesos complexos  $w$ , resultando em um ganho

ou atenuação, bem como no deslocamento de fase em cada elemento. Para o conjunto planar da Figura 3.1 são necessários  $M \times N$  pesos complexos, que formam a matriz peso  $W$ . Portanto, a saída em cada elemento será definida pela equação matricial (3.6). Os pesos ótimos são obtidos através de algoritmos adaptativos que perseguem uma resposta unitária nas direções de interesse e nula nas direções dos interferentes.

$$y_k = W^H x_k = W^H A(\theta, \varphi) S(kT) \quad (3.6)$$

### 3.1.2 Dispositivos MEMS

Considerando o conjunto de antenas uniforme e equidistante da Figura 3.1, o Teorema da Amostragem Espacial garante que se o afastamento  $d$ , entre os elementos do arranjo for inferior a  $\lambda/2$ , então a defasagem entre dois elementos consecutivos define de forma unívoca a direção  $\theta$ . Portanto, a distância entre os elementos das antenas e a frequência de operação estão intimamente relacionados. Este teorema revela que a utilização dessas configurações de conjuntos de antenas depende da habilidade de reorganizar os elementos da antena com distâncias apropriadas ou geometria dos arranjos da antena apropriada à frequência e ao diagrama de irradiação desejados. Uma solução imediata, mas ineficiente, é obter esta configuração através de uma ação puramente mecânica. Entretanto, soluções envolvendo dispositivos ópticos e micro-eletromecânicos (*Micro-ElectroMechanical System* - MEMS) têm se apresentado como uma boa alternativa para a solução destes problemas [(20), (21), (22), (23), (24), (25), (26)].

As chaves MEMS possuem diversas características atrativas para o desenvolvimento de uma antena reconfigurável, entre elas: banda larga, baixa perda de inserção e baixa variação de corrente, seja no estado LIGADO ou DESLIGADO. Tais chaves são micro-dispositivos consistindo de uma membrana suspensa sobre um eletrodo. A ativação da chave é provocada por um campo eletrostático induzido por uma tensão aplicada. A Figura 3.2 ilustra um tipo de chave MEMS chamado *cantilever*. Neste tipo de MEMS, a força eletrostática é usada para mover a fita (*cantilever*), a qual conecta o circuito em série.



Figura 3.2: MEMS tipo *cantilever*.

A idéia é utilizar essas chaves de forma a modificar as distância entre os respectivos elementos das antenas, ou ainda modificar a sua disposição geométrica. As Figuras 3.3 e 3.4 apresentam duas possibilidades de utilização de chaves em antenas reconfiguráveis. A Figura

3.3 representa um dipolo impresso reconfigurável nas frequências  $f_0$ ,  $f_0/2$  e  $f_0/3$ . Observe que os segmentos do dipolo são conectados por uma série de chaves MEMS. Já a Figura 3.4 apresenta uma antena microstrip 4x4 reconfigurável nas frequências  $f_0$ ,  $f_0/2$  e  $f_0/4$ . Nesta configuração, uma linha sólida entre os elementos indica chaves fechadas, enquanto a ausência de linhas indica um circuito aberto.

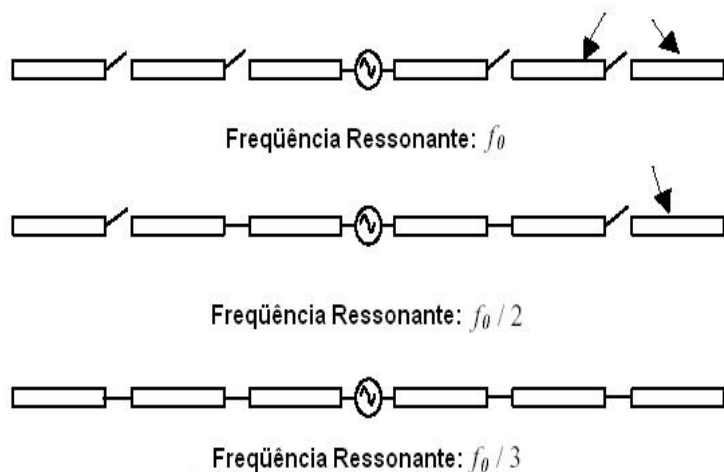


Figura 3.3: Dipolo reconfigurável.

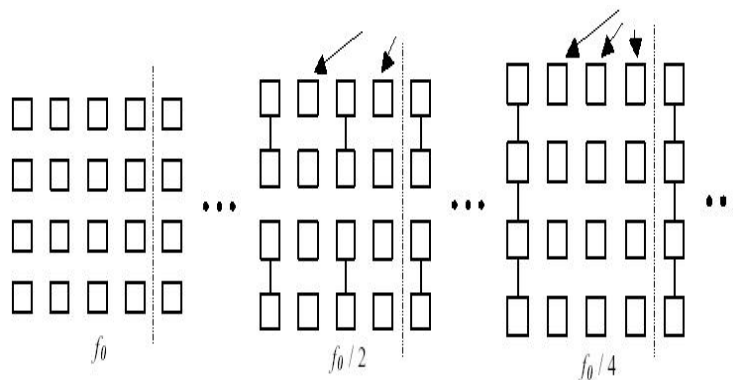


Figura 3.4: Antena microstrip reconfigurável.

Uma das grandes limitações das chaves MEMS é a sua velocidade de chaveamento. Dependendo da aplicação, esta limitação pode se tornar crítica. Outros problemas relacionados com a distorção do diagrama de irradiação provocado pela proximidade dos MEMS com os elementos ressonantes e isolamento dos dispositivos de controle da antena são ainda desafios a serem vencidos. A utilização de circuitos ópticos apresentam uma alternativa a esses problemas, através de MEMS chaveados optico-eletronicamente. Neste caso, os estados das chaves são definidos por pulsos de luz provenientes de um cabo de fibra óptica. A Figura 3.5 apresenta uma antena sináptica reconfigurável opticamente, constituída de uma grade condutiva. Esta técnica permite

um baixo consumo de potência óptica, fácil acoplamento de luz no dispositivo e perda mínima de desempenho em RF.

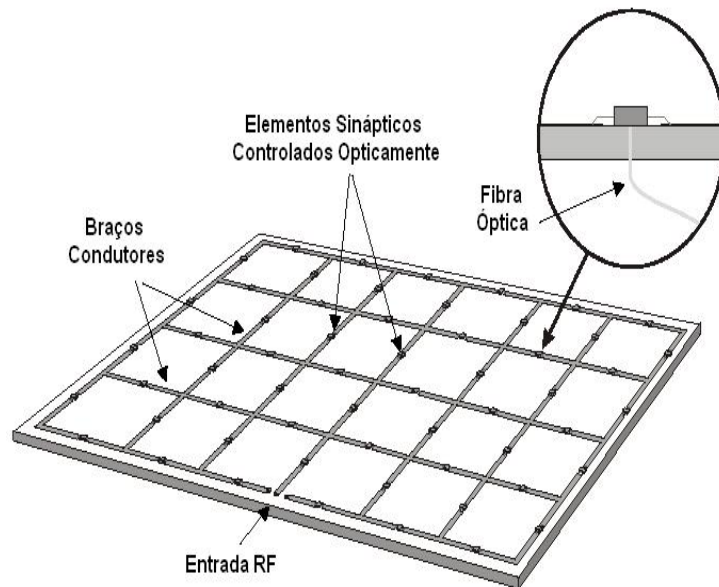


Figura 3.5: Antena sináptica reconfigurável opticamente.

## 3.2 ANTENAS INTELIGENTES EM SISTEMAS RDS

O RDS é frequentemente associado ao uso das antenas inteligentes e este trabalho é aderente a este posicionamento. Entretanto, uma definição mais completa do conceito de antenas inteligentes será aqui adotado. Frequentemente se verifica o uso do termo "Antena Inteligente" como sinônimo de "Conjunto de Antenas" (*Antenna Array*). Tal associação leva à conclusão de que a inteligência da antena está unicamente relacionada com a sua capacidade de direcionar o seu lóbulo principal na(s) direção(ões) do(s) sinal(is) desejado(s), minimizando o diagrama de irradiação em todas as outras direções. Tal relação, além de muito simplista, elimina ainda a possível capacidade de uma antena realizar a estimação do perfil de retardo dos sinais multipercursos, permitindo uma combinação adequada no receptor e otimizando o trabalho do receptor RAKE, em um ambiente CDMA, ou de um equalizador comum em outras técnicas de acesso. A obtenção destas componentes multipercurso permitem ainda uma estimativa do canal instantâneo, através de seu perfil multipercurso, abrindo caminhos para a criação de regras de reconfigurabilidade em um RDS.

De forma a não limitar as potencialidades que este conceito de antena possa vir a proporcionar, neste trabalho será utilizada a definição realizada em [(27)]:

*"Antena ou conjunto de antenas que possa operar em qualquer ambiente e que tenha a*

*capacidade de extrair o sinal de interesse na presença de interferências ou desordem e então adaptar-se ao ambiente do sinal.”*

Observa-se, portanto, nesta definição, uma ampliação do escopo de uma simples antena. Sem a pretensão de querer corrigir a definição apresentada anteriormente, pode-se reescrevê-la considerando um novo paradigma na área de antenas da seguinte forma:

*”Sensor ou conjunto de sensores que possa operar em qualquer ambiente e que tenha a capacidade de extrair o sinal de interesse na presença de interferências ou desordem e então adaptar-se ao ambiente do sinal.”*

Desta forma, o conceito antigo do que vinha a ser uma antena passa a ser designado simplesmente como um sensor. A partir do momento que o sensor (ou um conjunto de sensores) realiza funções inteligentes, conforme definido anteriormente, ele passa a constituir o conceito de antenas, mais precisamente, **Antenas Inteligentes**. Durante toda a descrição desta pesquisa, será adotada esta última definição.

As Tabelas 3.1 e 3.2 apresentam possíveis cenários de convergência onde um sistema RDS poderá ser empregado. Conforme já discutido, estes ambientes conduzem à necessidade de antenas multibanda e banda larga. Por outro lado, a necessidade de sistemas de maior capacidade, conduz à utilização de conjunto de sensores com direcionamento do feixe. Todas estas condicionantes levam a parâmetros de projeto muito fortes e difíceis de se obter na prática, baseado na tecnologia atual. Uma forma de classificar estes problemas é através da introdução de ainda mais uma variável relacionada à aplicação do sistema RDS. A Figura 3.6 apresenta uma proposta de classificação dos sistemas em função de sua aplicação em um ambiente RDS.

Embora a classificação da Figura 3.6 pareça ser óbvia, uma leitura mais atenta revela bastante detalhes. Um primeiro aspecto a observar é a diferença entre conjunto de sensores e de conjunto de antenas. Tal diferença se esclarece pela definição de antenas realizada na introdução deste capítulo. Conjunto de sensores configura os *Arrays*, enquanto que o conjunto de antenas se caracteriza por um conjunto de antenas diversas, com características físicas e elétricas próprias, formando uma espécie de campo de antenas. Um exemplo de conjunto de antenas poderia ser um conjunto composto por uma antena dipolo, uma antena Yagi e ainda um *Phased Array*, cada uma atendendo a uma necessidade de comunicação diferente e alimentando um mesmo RDS, através de algum dispositivo apropriado. Tanto o conjunto de sensores quanto o conjunto de antenas não são viáveis para uso portátil. O primeiro em função de suas dimensões físicas para que se tenha um ganho e uma resolução apropriada. O segundo implicaria em um conjunto de dispositivos a serem portados pelo usuário, todos conectados a um único rádio. Não obstante, algumas situações específicas poderiam comportar um conjunto de antenas no modo portátil. Um exemplo disso seria um soldado portando uma pequena antena UWB em seu capacete

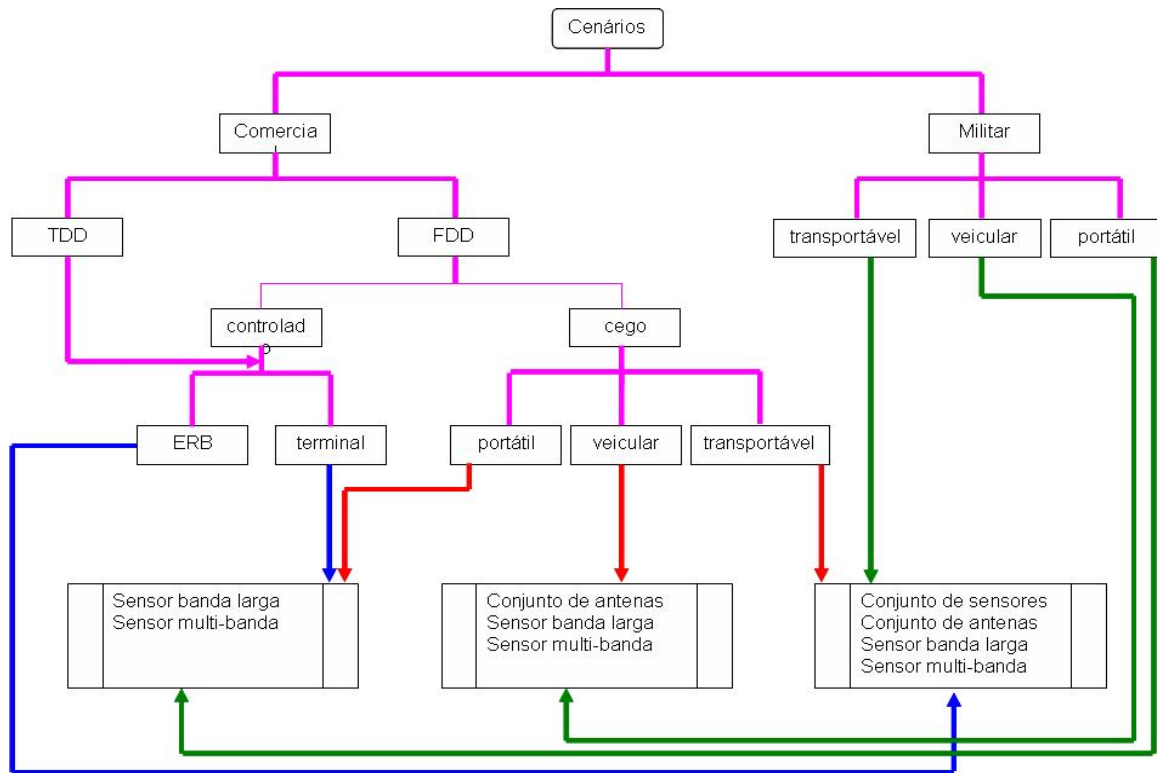


Figura 3.6: Classificação de sistemas em função de suas aplicações.

forneendo comunicação de voz com outros soldados em seu grupo de combate, transmitindo simultaneamente as suas coordenadas e imagens captadas através de uma microcâmera para o comando da ação em um ponto à retaguarda através de uma comunicação em VHF. Por outro lado, não seria proibitivo o uso de antenas de dimensões maiores em um ponto fixo de um teatro de operações militares ou em uma Estação Rádio-Base (ERB). Já em estações móveis militares veiculares, enquanto que o uso de antenas de dimensões maiores pode apresentar uma séria limitação à sua mobilidade, o uso de um conjunto de antenas menores não seria um fator crucial ao seu deslocamento, exceto pela necessidade de um estudo mais cuidadoso das interferências resultantes entre as respectivas antenas.

Uma outra observação que se faz necessária é quanto aos sensores banda larga e multibanda. Observe-se que um sensor multibanda pode comportar uma banda larga.

De ponto de vista comercial, a divisão entre sistemas TDD (*Time Division Duplexer*) e FDD (*Frequency Division Duplexer*) se mostra necessária em função da diferença entre o canal de subida e de descida. Em um canal TDD, a mesma freqüência utilizada para a transmissão é utilizada para a recepção, sendo os respectivos canais separados em intervalos de tempo. Considerando que os intervalos de tempo entre transmissão e recepção sejam menores ou iguais ao tempo de coerência do canal, pode-se prever o comportamento do canal na subida baseado no seu perfil de descida. Tal fato resulta na não necessidade de se dispor de antenas dotadas de um

alto grau de inteligência no terminal do usuário, transferindo determinadas tarefas para a ERB, mantendo a Qualidade de Serviço (QOS). Os sistemas FDD não possuem tal característica, uma vez que o enlace de subida e de descida ocorrem em frequências diferentes e largamente espaçadas.

Os sistemas FDD foram divididos em controlados ou cegos, em função de possuírem ou não um canal de controle. Um exemplo de sistema FDD controlado é o atual sistema de 2G ou 2,5G. Por outro lado, sistemas de comunicações HF não possuem canais de controle e, portanto, não são capazes de obter nenhuma informação do canal no ponto distante, exceto se possuírem algum protocolo do tipo ALE (Automatic Link Establishment) ou equivalente. Em sistemas comerciais, o caso de sistemas FDD cego é o que mais necessita de inteligência em seus terminais portáteis, configurando-se em um desacordo referente às dimensões e economia de energia do sistema.

Um projeto cuidadoso pode levar a uma antena banda larga ou multibanda que atenda aos requisitos dos futuros sistemas RDS e suas aplicações. As Figuras 3.7 e 3.8 apresentam um exemplo de cada caso. Tais curvas foram obtidas por simulação através do Método dos Momentos [(28)]. Conforme se pode observar, a antena espiral apresenta variação significativa na impedância de entrada somente até os 500 MHz, apresentando um comportamento constante até 5 GHz. Em relação à potência radiada, esta antena apresenta uma curva plana em toda a faixa de 0,5 a 5 GHz, com ganhos razoáveis. Conforme se pode verificar, pelos diagramas de irradiação, esta antena poderia ser aplicada em terminais 2G, 3G e WLAN. Já a antena fractal da Figura 3.8 apresenta um comportamento ressonante, neste caso, nas frequências de 390 MHz, 1,48 GHz e 3,35 GHz, demonstrando um bom casamento de impedâncias e alta potência radiada nestas frequências. Os diagramas de radiação nestas frequências são apresentados. Outras frequências ressonantes podem ser obtidas pelo aumento do número de fractais na antena. O ângulo da antena borboleta utilizada e o tamanho são parâmetros que podem levar a um projeto nas frequências desejadas.

Nos exemplos anteriores, o que se pode perceber é que tais antenas não possuem a capacidade de dirigir os seus feixes somente nos sinais de interesse, configurando-se em uma limitação quando utilizando-se a técnica de acesso por códigos. Uma segunda limitação se dá pela incapacidade da antena de obter informações do canal, funcionando simplesmente como um sensor. Alguns artigos tratam este problema supondo uma reciprocidade entre o canal de subida e de descida, ou seja, o perfil do canal na frequência de recepção da ERB será o mesmo perfil no canal de recepção do terminal do usuário. Tal princípio é incorreto, principalmente quando se trabalha com sistemas com espaçamentos muito grandes, como é o caso dos sistemas de 3G. Nesta pesquisa, prefere-se adotar uma posição mais cuidadosa, não considerando canais recíprocos. Ao contrário, tentar-se-á introduzir alguma inteligência viável nos terminais dos

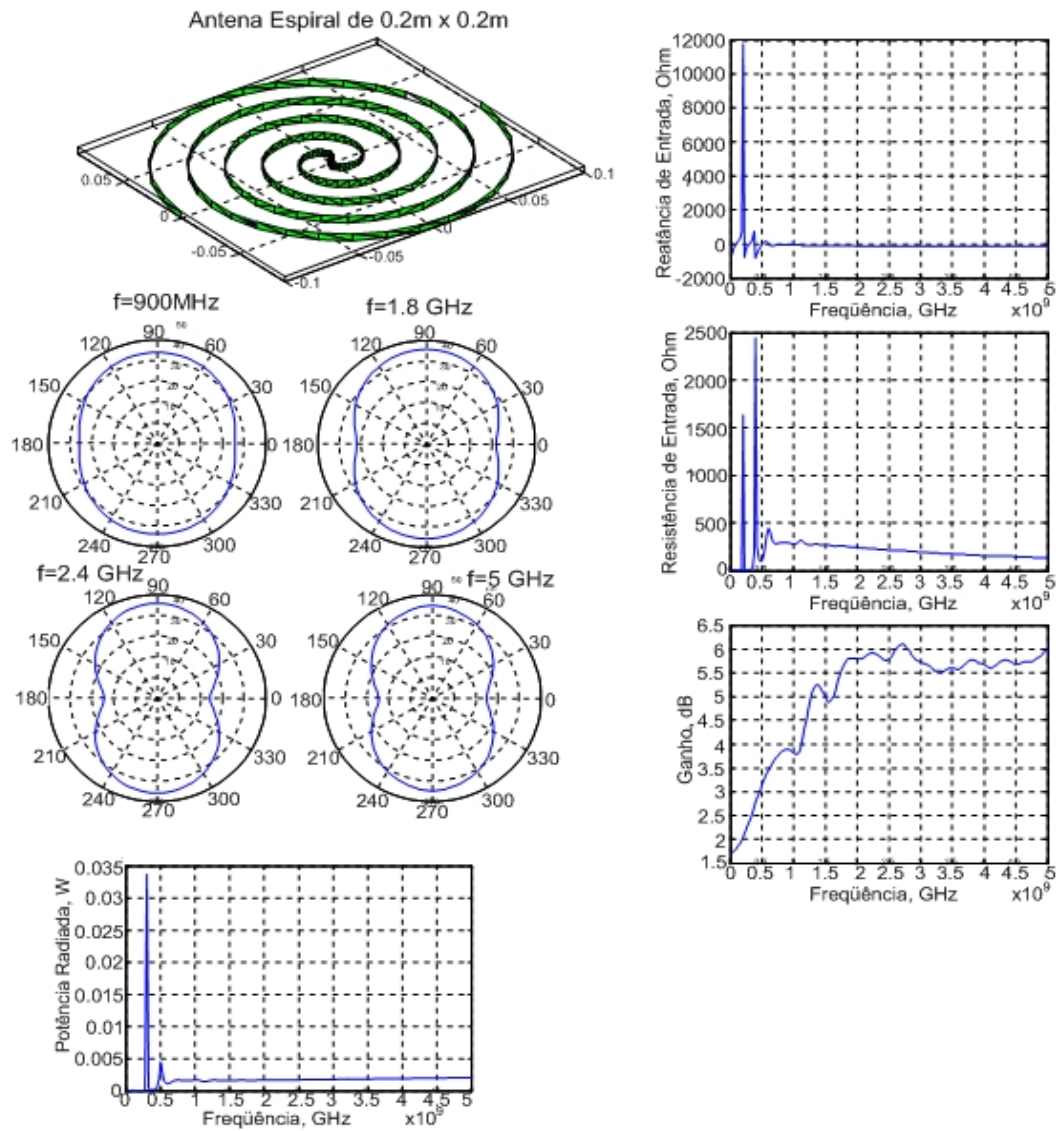


Figura 3.7: Antena espiral banda larga.



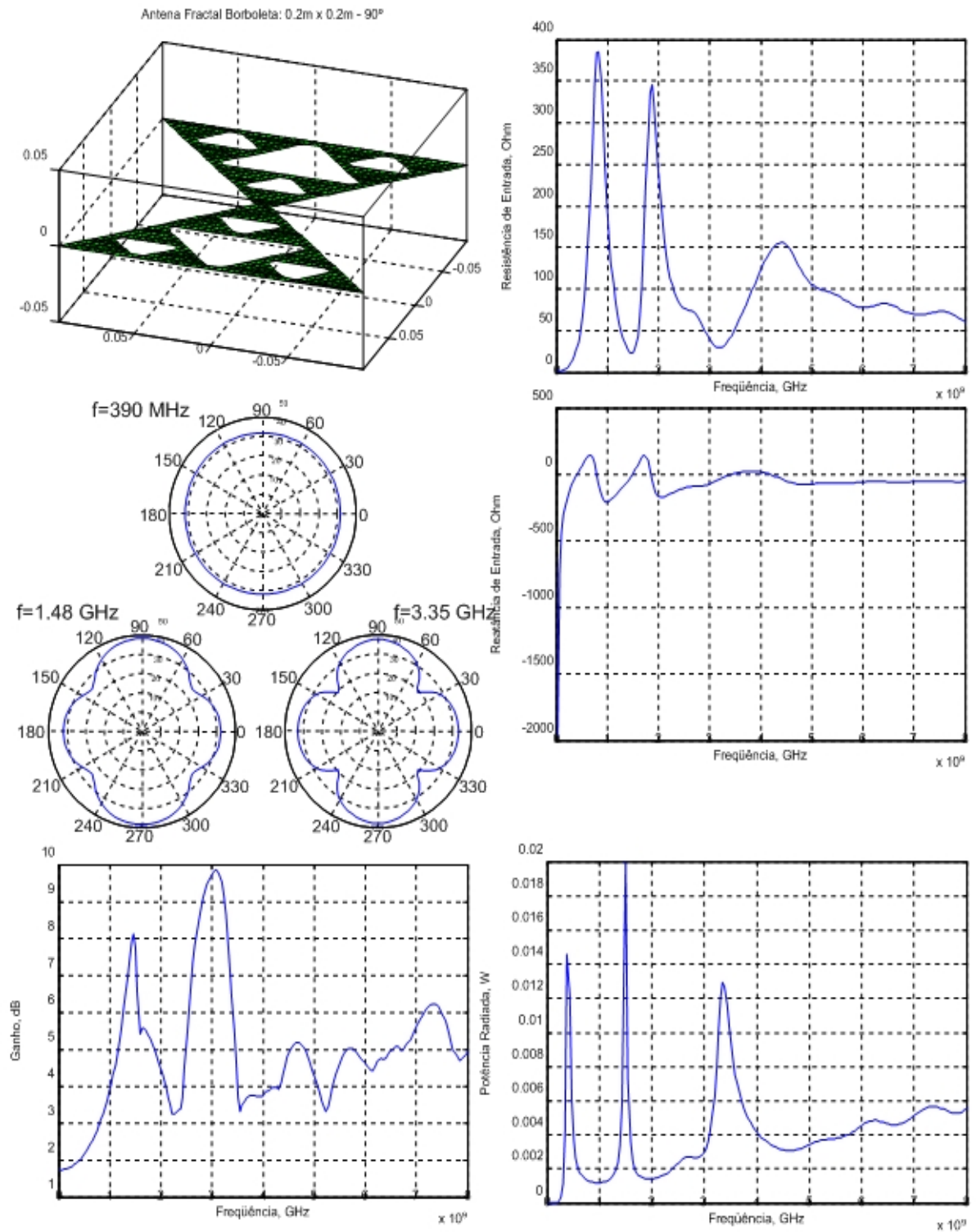


Figura 3.8: Antena fractal borboleta multibanda.

usuários. As melhorias obtidas nos sistemas serão somente função desta, ainda que pequena, inteligência e na capacidade da ERB.

Uma última consideração a respeito de todos os sistemas da Figura 3.6, é quanto à frequência de operação ativa. A Figura 3.9 ilustra um caso onde os futuros RDS deverão reconhecer a frequência ativa a cada momento. Trata-se de um serviço introduzido pela Brasil Telecom Celular no Brasil, onde uma mini-central telefônica, a qual exerce a função de *gateway*, se comunica com terminais móveis em uma área limitada através da interface *bluetooth*. Ao entrar na área de cobertura da mini-central, o celular realiza conexão com a mesma e pode fazer pelo seu celular uma ligação utilizando uma linha fixa conectada à central. Obviamente, por motivos regulatórios, a comunicação com a ERB e com a mini-central são realizadas em frequências diferentes.

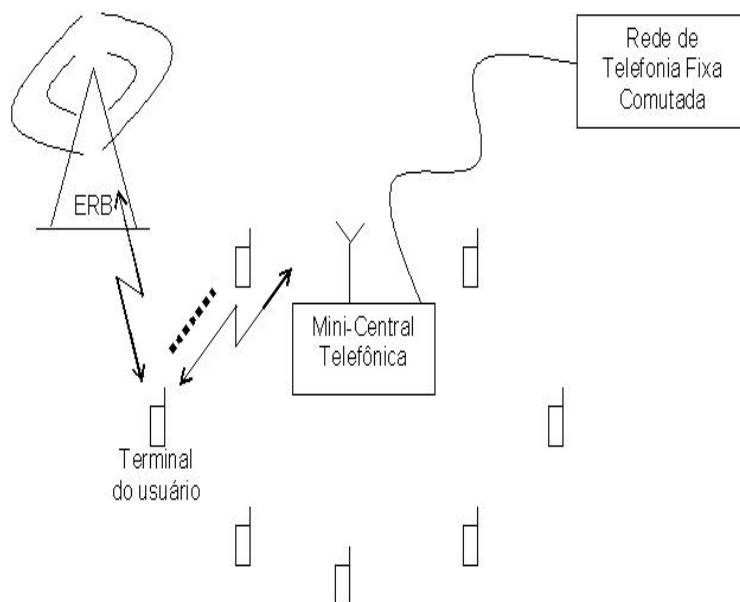


Figura 3.9: Comunicação móvel "por fio".

Realizando uma projeção, este mesmo terminal da figura poderá conectar-se ao monitor e ao teclado de seu computador pessoal via WPAN (UWB), de forma a visualizar os e-mails recebidos em seu terminal, a uma rede WLAN em um aeroporto para acessar a INTERNET, ou a um serviço de 2G em frequências diferentes. Basta que o seu terminal possua ou esteja habilitado a realizar o *download* da interface aérea desejada. Isto configura o ambiente da Figura 3.10, onde todos os serviços poderão estar sendo utilizados simultaneamente ou não.

Lembrando da arquitetura da Figura 2.2, visualiza-se duas formas de realizar esta recepção multimodo: uma adotando-se a amostragem direta e outra utilizando uma amostragem passa-banda.

Através da amostragem direta, a amostragem seria realizada desde o nível DC até a mais alta

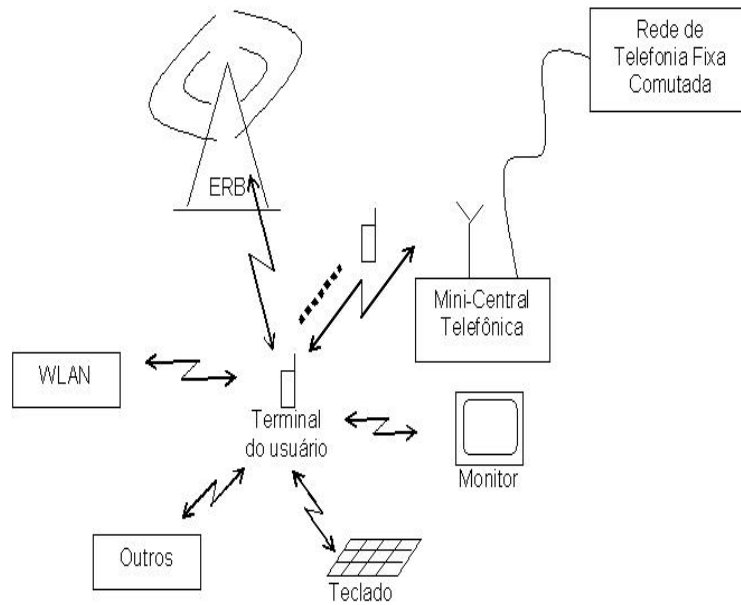


Figura 3.10: Projeção para sistemas convergentes de 4G.

componente de frequência do sinal ocupando a banda mais alta. Há duas abordagens possíveis para o receptor digital neste caso: utilizar um banco de receptores digitais ou variar a fase do sintetizador digital direto através das portadoras dos sinais de interesse. Na primeira opção, haverá um custo maior, bem como um aumento de consumo de energia e do tamanho do terminal. No segundo caso, esta variação deve ser rápida o suficiente de forma a manter a taxa de amostragem para os respectivos sinais. Por exemplo, considere o caso da Figura 3.11, onde há 3 (três) sinais de interesse. A frequência mais alta do conjunto de sinais é  $f_{s3}$ , donde se define a taxa de amostragem como, no mínimo,  $2f_{s3}$ . De forma a manter uma taxa de amostragem mínima de cada um dos três sinais, o oscilador local deverá variar sua fase a uma velocidade, dada pela Equação (3.7). Na hipótese de haver sinais faixa larga, esta taxa de variação da oscilação pode começar a se configurar como um fator crítico. Finalmente, deverá existir um banco de filtros FIR ou tratar a filtragem final com a mesma abordagem do OL.

$$R_{OL} \geq \max [2f_c, 2(f_{s2} - f_{i2}), 2(f_{s3} - f_{i3})] \quad (3.7)$$

A adoção da amostragem passa-banda no modo de recepção multimodo, leva às mesmas condições verificadas na amostragem direta, exceto pela taxa de amostragem no conversor AD, que passa a ser dada pela Equação (3.7).

Considerando o aspecto prático de aplicação deste terminal multimodo, pode-se prever que os terminais não estarão utilizando todos os modos durante todo instante de tempo. Portanto, os terminais, conforme visualizado nos parágrafos anteriores, terão uma capacidade ociosa.

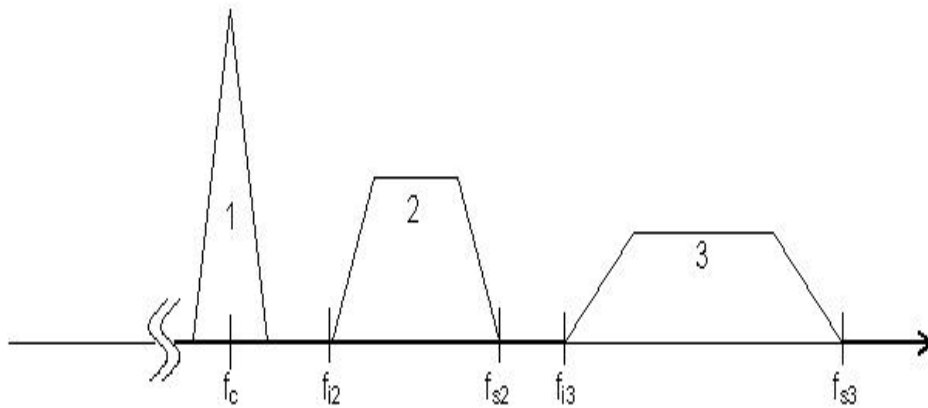


Figura 3.11: Recepção de três sinais simultâneos.

Um projeto mais eficiente, do ponto de vista de utilização da capacidade do terminal, seria desenvolver um terminal ideal com possibilidade de infinitos modos, mas com capacidade de uso simultâneo de um número limitado dos mesmos. Define-se portanto, nesta pesquisa, os seguintes parâmetros de um RDS:

- *Capacidade Multimodo (CM)*: capacidade potencial de um terminal RDS de instanciar modos diferentes;
- *Capacidade Multimodo Efetiva (CMe)*: capacidade de um terminal RDS de instanciar modos diferentes simultaneamente.

Observa-se, pela definição proposta, que o parâmetro CM é limitado pela capacidade de memória do RDS ou pela sua capacidade de realizar um download de interfaces aéreas. Por outro lado, o parâmetro CMe está intimamente relacionado com o seu *front-end* RF, sua arquitetura de receptores digitais e suas taxas de amostragem. Desta forma, ao se instanciar, efetivamente, uma interface aérea, as propriedades destes respectivos objetos deverão ser consultadas para verificar a viabilidade desta realização.

Baseado neste entendimento e nestas definições, há ainda um problema a ser equacionado: como certificar-se de qual interface deve ser instanciada a cada momento? Visualiza-se, neste trabalho, duas maneiras de responder a esta pergunta:

- através de uma regra bem definida de reconfigurabilidade, onde se determina quais interfaces são mais adequadas ou podem ser utilizadas;
- através da percepção, pelo terminal, de qual interface está presente no ambiente de operação.

No próximo capítulo pretende-se definir regras de verificação de interfaces aéreas utilizando-se antenas inteligentes. Considerando que, do ponto de vista regulatório, cada interface aérea está associada à sua respectiva faixa de frequência, a observação do sinal em uma determinada faixa de frequência pode determinar a sua presença. Voltando ao exemplo da Figura 3.9, ao entrar no ambiente domiciliar, a verificação de sinal na faixa de *bluetooth* indica a possibilidade de instanciar tal interface e passar a fazer ligações através da mini-central telefônica pela linha fixa. A esta técnica de verificação de interfaces, denomina-se nesta tese o termo *Reconhecimento de Frequência de Chegada* (FOA). Desta forma, um terminal RDS deverá possuir a capacidade de reconhecer, no mínimo, CMe e, no máximo, CM frequências de chegada. Pretende-se estimar estas frequências através dos já conhecidos métodos utilizados nas técnicas de definição de direção de chegada.

### **3.3 CONCLUSÃO**

Baseado na abordagem genérica sobre o sistema de antenas, se pode visualizar que o desenvolvimento de um RDS está diretamente vinculado ao progresso na área de antenas inteligentes e reconfiguráveis. Pesquisas já estão em andamento neste sentido, e devem conduzir a antena a adotar uma posição ainda mais significativa dentro de um sistema rádio, trazendo para o estágio de RF funções até então executadas somente nos estágios anteriores ou em banda básica. Esta tese pretende apresentar uma proposta no sentido de alcançar este avanço na área de antenas obtendo a frequência de chegada e o perfil de retardos multipercurso de chegada.

# **4 EQUACIONAMENTO DA DIREÇÃO DE CHEGADA - DOA**

Neste capítulo, primeiramente, será estudada uma aplicação específica de uma antena inteligente, baseada no direcionamento do diagrama de irradiação na(s) direção(ões) de interesse ou direção(ões) de chegada (Direction Of Arrival - DOA). Inicialmente, será definido o ambiente de trabalho desta antena. Baseado neste ambiente, necessita-se descobrir as direções de chegadas para então adaptar a antena a ela, eliminando ou reduzindo a recepção ou transmissão em todas as outras direções. Este estudo servirá como ponto inicial e inspirador para o equacionamento da estimação da frequência do sinal de chegada.

## **4.1 CENÁRIO DE ESTUDO**

A Figura 4.1 ilustra o cenário dos canais de propagação considerados para os futuros sistemas RDS. Considerando uma evolução constante para sistemas de comunicação pessoais, ou seja, para ambientes móveis, deve-se considerar um canal multipercurso. Cada usuário está localizado em um ponto distinto da área de cobertura, enviando sinais direcionados diferentemente. Cada componente multipercurso do sinal de cada usuário também chega à antena com uma direção diferente. Finalmente, considerando um RDS multimodo, é razoável admitir que se tenha usuários operando em frequências portadoras diferentes também. Portanto, há uma diversidade de possíveis  $K$  frequências de chegada e  $k \cdot L$  componentes multipercursos com diferentes ângulos de chegada a serem resolvidos pelo sistema.

A modelagem de cada canal será realizada considerando a resposta ao impulso do canal como um filtro linear variante com o tempo, conforme a Figura 4.2. Tal resposta ao impulso deve caracterizar o canal banda larga e conter todas as informações necessárias para simular ou analisar qualquer tipo de transmissão rádio através do canal. A sua variação com o tempo é uma função do movimento do receptor no espaço e a sua natureza de filtragem está relacionada com a soma de amplitudes e atrasos das múltiplas versões da onda chegando em cada instante de tempo.

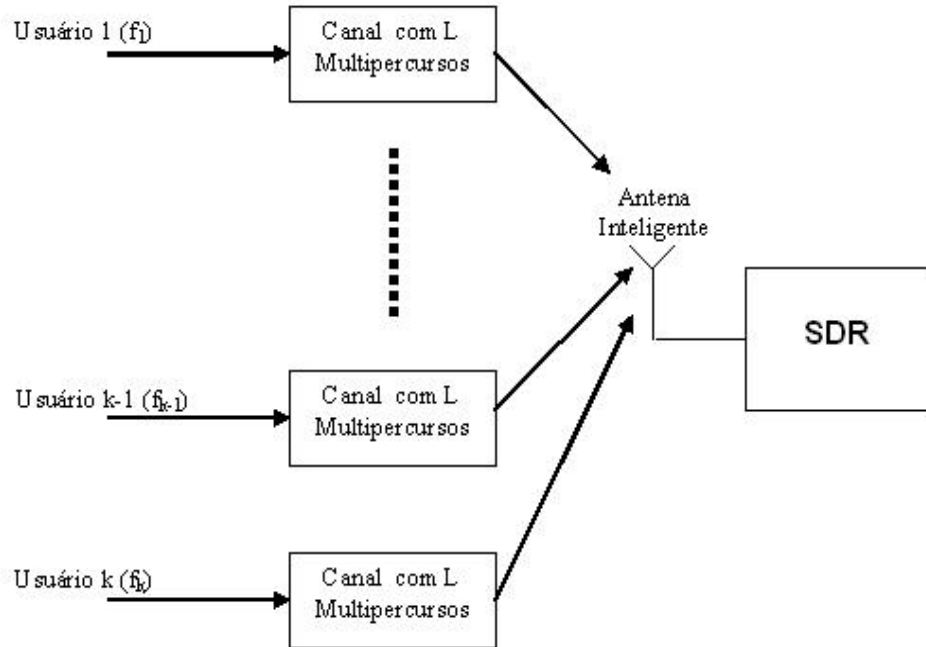


Figura 4.1: Cenário onde o sistema SDR está imerso.



Figura 4.2: Canal filtro linear variante com o tempo.

De forma a equacionar o cenário proposto, considere-se, inicialmente, a existência de somente um usuário na Figura 4.1. Uma vez que o sinal recebido em um canal multipercurso consiste de uma série de réplicas do sinal original deslocadas em fase, retardadas no tempo e atenuadas, a resposta ao impulso em banda básica pode ser expressa conforme a Equação (4.1) [(29)].

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i(t, \tau) \exp[j(2\pi(f_c + f_D)\tau_i(t) + \psi_i(t, \tau))] \delta(t - \tau_i) \quad (4.1)$$

Onde os respectivos parâmetros representam:

- $\alpha_i(t, \tau) \Rightarrow$  amplitude real da  $i$ -ésima componente multipercurso no tempo  $t$ ;
- $\tau \Rightarrow$  representa o retardo multipercurso do canal para um valor fixo de tempo ( $t$ );
- $\tau_i(t) \Rightarrow$  excesso de retardo da  $i$ -ésima componente multipercurso no tempo  $t$ ;
- $2\pi(f_c + f_D)\tau_i(t) + \psi_i(t, \tau) \Rightarrow$  representa o deslocamento de fase devido à propagação no espaço livre da  $i$ -ésima componente multipercurso mais um deslocamento adicional de fase, o qual é encontrado no canal;
- $f_D$  representa o deslocamento Doppler do canal.

É necessário manter em mente que cada componente multipercurso possui uma direção própria e independente. O sinal recebido será dado pela Equação (4.2), ou seja, a convolução do sinal transmitido pela resposta ao impulso do canal multipercurso.

$$y(t) = x(t) * h(t, \tau) \quad (4.2)$$

Pela simples adaptação da Equação (4.2) para o caso de um cenário com  $K$  usuários, obtém-se a Equação (4.3). Da análise desta equação, verifica-se que os parâmetros do canal a serem estimados envolvem a direção de chegada de cada sinal e de suas componentes multipercurso, a frequência de operação de cada sinal, neste trabalho sendo chamada de frequência de chegada, o perfil de retardo multipercurso, o deslocamento Doppler e a fase introduzida pelo canal.

$$y(t) = \sum_{k=1}^K x_k(t) * h_k(t, \tau) \quad (4.3)$$

$$y(t) = \sum_{k=1}^K x(t) * \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_{ik}(t, \tau) \exp[j(2\pi(f_{c_k} + f_{D_k})\tau_{ik}(t) + \psi_{ik}(t, \tau))] \delta(t - \tau_{ik})$$



Este canal, ou alguma versão simplificada do mesmo, será adotado por toda a pesquisa. Algumas simplificações possíveis são: considerar que todos os usuários possuem a mesma frequência de chegada (neste caso o sistema seria apto a receber sinais de um único modo - terminais monomodo); desprezar o deslocamento Doppler (esta consideração é válida para terminais móveis de baixa velocidade, não podendo ser aplicável, por exemplo, para um avião de caça da Força Aérea ou para um carro de Fórmula 1); não existência de sinais multipercursos, ou seja, um canal AWGN (embora seja uma situação irreal, na maioria das vezes, tal consideração permite uma análise sistemática e evolutiva do sistema); e a existência de um único usuário (neste caso, estuda-se o comportamento do sistema para um usuário e, após isto, busca-se uma forma de estender os resultados obtidos para um ambiente mais genérico).

## 4.2 ESTIMAÇÃO DA DIREÇÃO DE CHEGADA

A técnica mais comum para obter a direção de chegada (DOA) do sinal recebido em um sistema de comunicações é a sua estimativa utilizando-se um conjunto de sensores, (*array* de antenas, na literatura técnica). Esta técnica consiste em formar um arranjo de sensores, com uma geometria apropriada, e fazer variar as fases em cada sensor, obtendo-se um diagrama de irradiação específico para cada conjunto de fases aplicadas. A Figura 4.3 ilustra uma proposta de utilização de um conjunto de sensores adaptado ao esquema de um RDS apresentado na Figura 2.2. Observa-se que, baseado no sinal em banda básica recebido por cada um dos sensores, estima-se a direção de chegada (DOA) do sinal atual. Um algoritmo adaptativo calcula os valores dos pesos necessários de modo a direcionar o feixe da antena para os sinais desejados e eliminar os sinais indesejados ou interferentes. De fato, realiza-se uma filtragem espacial do sinal recebido. Um circuito equivalente é utilizado na transmissão visando direcionar o feixe ao receptor pretendido.

Há na literatura uma vasta quantidade de artigos e livros tratando do assunto de verificação da DOA de um conjunto de sensores, dos quais destacam-se as referências [(30),(31), (32), (33)]. Nesta seção, serão verificados os conceitos envolvidos com esta técnica, utilizando-se de um conjunto de sensores idênticos do tipo *microstrip*, espaçados uniformemente e posicionados simetricamente no plano  $xy$  conforme as Figuras 4.4 e 4.5. Nestas figuras, considera-se que uma onda  $S(t)$  incide na antena com ângulos de elevação  $\theta$  e azimute  $\varphi$ . O horizonte é representado pelo ângulo de elevação igual a  $\pi/2$ . De forma a realizar um equacionamento inicial, algumas suposições são feitas:

- o espaçamento entre os elementos do conjunto é pequeno o suficiente para que se possa considerar que a amplitude da onda em todos eles é o mesmo;

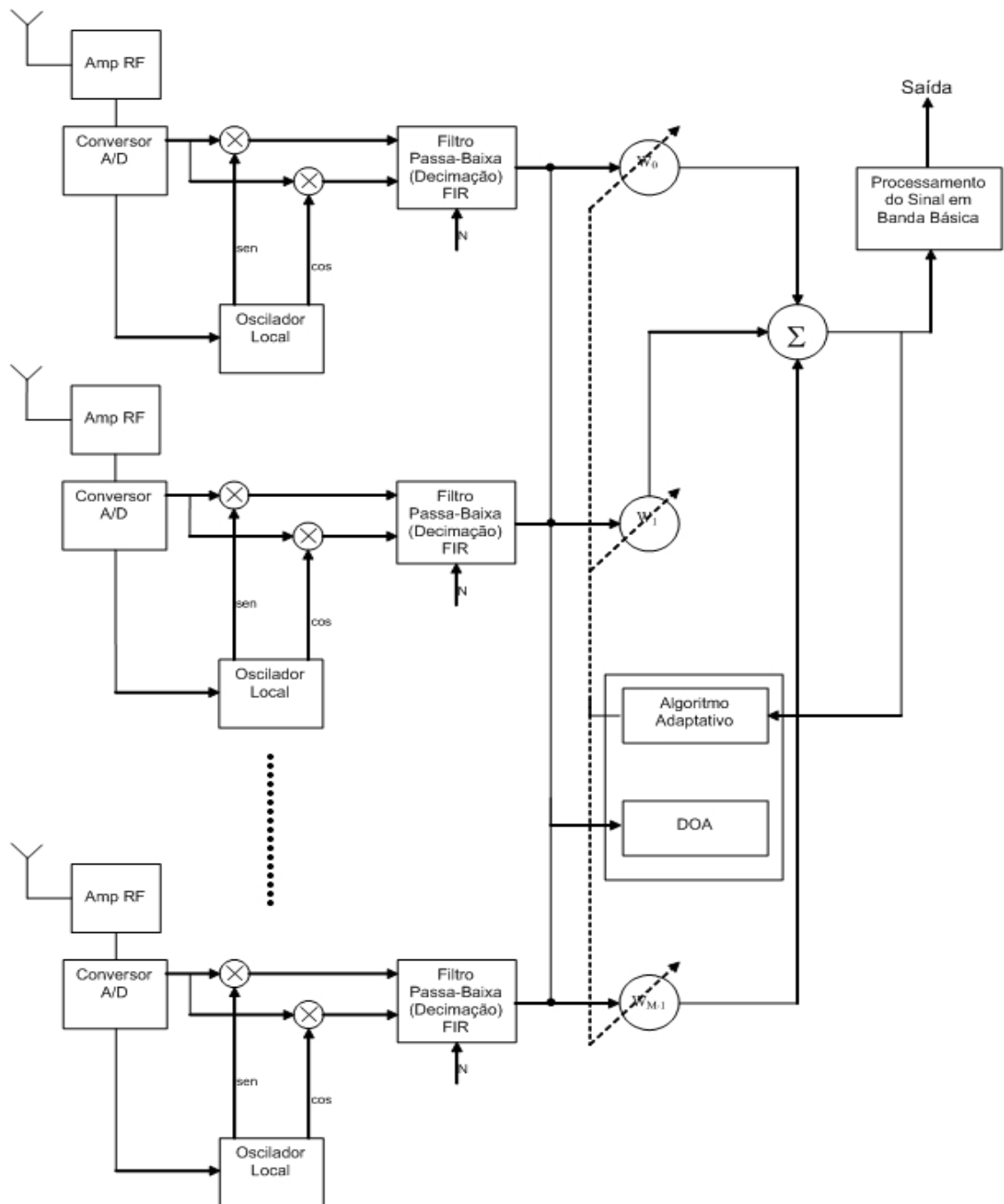


Figura 4.3: Utilização de um conjunto de sensores em um RDS.

- não há acoplamento mútuo entre os elementos do conjunto;
- existe um número finito de ondas incidentes;
- a largura da banda do sinal incidente é pequena, quando comparada com a frequência portadora.

O acoplamento mútuo existente em um conjunto de sensores é assunto de muitas pesquisas [(34), (35), (36)], mas não está no escopo desta tese.

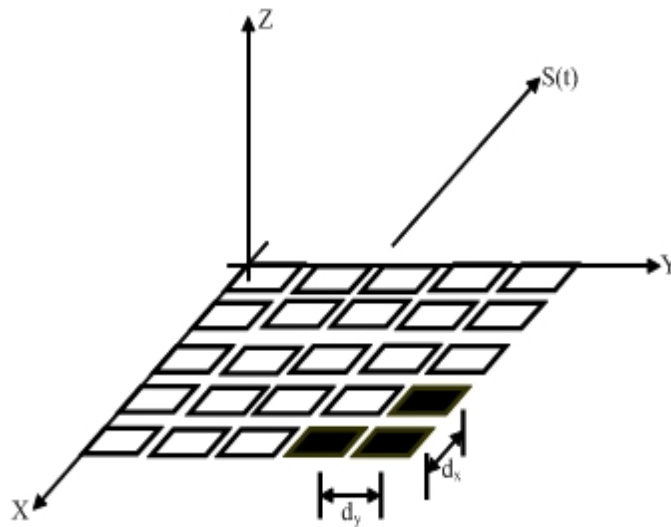


Figura 4.4: Conjunto de  $M \times N$  sensores do tipo *microstrip* planar.

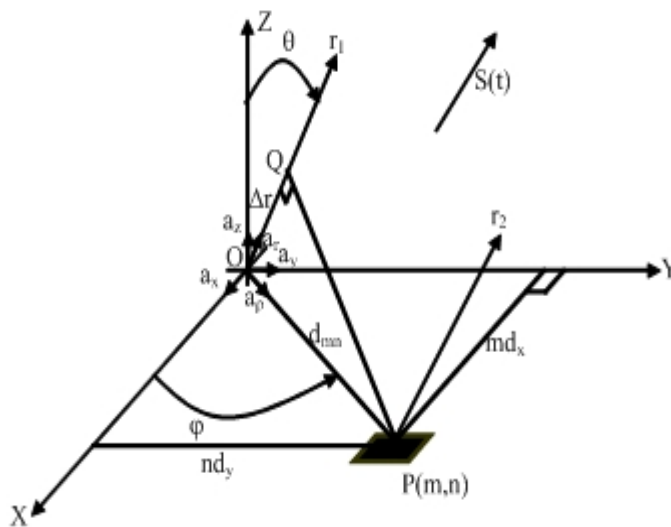


Figura 4.5: Geometria relacionada ao conjunto de sensores em estudo.

Conforme se pode observar na Figura 4.5, a frente de onda  $(\theta, \varphi)$  chega nos vários elementos do conjunto em instantes de tempo diferentes. Este retardo existente entre diferentes elementos do conjunto é influenciado, entre outros, pelos seguintes fatores: distância entre os elementos da antena; geometria da antena (dependendo da forma da antena, distâncias diferentes entre os seus elementos ocorrerão, acarretando em retardos diferentes); número de elementos na antena (quanto maior o número de elementos em uma mesma antena, menor será a separação entre eles, mantendo-se o tamanho do conjunto completo constante).

Considerando que a onda se propaga a uma velocidade  $v$  e, de acordo com a Figura 4.5, o retardo existente entre um elemento do conjunto e um outro de referência, por exemplo, o colocado na origem  $(0,0)$  é dado pela Equação (4.4).

$$\Delta t_{mn} = \frac{\Delta r}{v} \quad (4.4)$$

Do triângulo OPQ:

$$\Delta r = d_{mn} \cos(\varphi) \quad (4.5)$$

Do triângulo OPR:

$$d_{mn} = \sqrt{m^2 d_x^2 + n^2 d_y^2} \quad (4.6)$$

Considerando ainda a Equação (4.7) e decompondo-se os vetores  $\vec{a}_r$  e  $\vec{a}_\rho$  na base ortonormal cartesiana, conforme as Equações (4.8) e (4.9), deduz-se a expressão do retardo entre o elemento  $(m,n)$  e a referência, obtendo-se a Equação (4.10). A Equação (4.10) fornece os retardos de tempo em que uma frente de onda incide provoca sobre cada um dos  $M \times N$  elementos do conjunto.

$$\cos(\varphi) = \frac{\vec{a}_r \cdot \vec{a}_\rho}{|\vec{a}_r| |\vec{a}_\rho|} \quad (4.7)$$

$$\vec{a}_r = \sin \theta \cos \varphi \vec{a}_x + \sin \theta \sin \varphi \vec{a}_y + \cos \theta \vec{a}_z \quad (4.8)$$

$$\vec{a}_\rho = \frac{m d_x \vec{a}_x + n d_y \vec{a}_y}{\sqrt{m^2 d_x^2 + n^2 d_y^2}} \quad (4.9)$$

$$\Delta t_{mn} = \frac{m d_x \sin \theta \cos \varphi + n d_y \sin \theta \sin \varphi}{v} \quad (4.10)$$

Da Figura 4.3, percebe-se que o sinal avaliado pelo bloco DOA está em banda básica e já amostrado. Cada conjunto de amostras realizadas no conjunto de sensores em um instante de tempo denomina-se *snapshot*. Assim, o *snapshot* no elemento (m,n) pode ser escrito na forma da Equação (4.11), onde  $S(t)$  é o sinal em banda básica,  $T$  é o período de amostragem e  $p$  representa o instante de amostragem igual a  $pT$ . Esta expressão pode ser aproximada pela Equação (4.12), onde  $n_p[m, n]$  representa o ruído amostrado no instante de tempo  $pT$ .

$$x_p[m, n] = S(pT - \Delta t_{mn}) \quad (4.11)$$

$$x_p[m, n] = S[pT]e^{-j2\pi f_c \Delta t} + n_p[m, n] \quad (4.12)$$

$$x_p[m, n] = S[pT]a_{mn}(\theta, \varphi) + n_p[m, n]$$

Considerando o sinal em todos os  $M \times N$  elementos, obtém-se a equação na forma matricial do sinal de cada antena devido à incidência do sinal  $S(t)$  no conjunto de sensores, conforme a Equação (4.13). Nesta equação,  $S_0(pT)$  é o sinal gerado pelo usuário 0, no instante de amostragem  $pT$ , e recebido pelo sensor (0,0).

$$\begin{pmatrix} x_p[0] \\ x_p[1] \\ \vdots \\ x_p[MN-1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_0(\theta_0, \varphi_0) \\ a_1(\theta_0, \varphi_0) \\ \vdots \\ a_{MN-1}(\theta_0, \varphi_0) \end{pmatrix} S_0(pT) + \begin{pmatrix} n_p[0] \\ n_p[1] \\ \vdots \\ n_p[MN-1] \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

Considerando a existência de  $K$  usuários, a Equação (4.13) assume a forma da Equação (4.14).

$$\begin{pmatrix} x_p[0] \\ x_p[1] \\ \vdots \\ x_p[MN-1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_0(\theta_0, \varphi_0) & a_0(\theta_1, \varphi_1) & \dots & a_0(\theta_{K-1}, \varphi_{K-1}) \\ a_1(\theta_0, \varphi_0) & a_1(\theta_1, \varphi_1) & \dots & a_1(\theta_{K-1}, \varphi_{K-1}) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{MN-1}(\theta_0, \varphi_0) & a_{MN-1}(\theta_1, \varphi_1) & \dots & a_{MN-1}(\theta_{K-1}, \varphi_{K-1}) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} S_0(pT) \\ S_1(pT) \\ \vdots \\ S_{K-1}(pT) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_p[0] \\ n_p[1] \\ \vdots \\ n_p[MN-1] \end{pmatrix} \quad (4.14)$$

Finalmente, após a realização de  $P$  amostras, obtém-se a Equação (4.15), resultante da

incidência de  $K$  frentes de ondas discretas no conjunto de sensores. Esta mesma equação é reescrita na forma matricial mais simples em (4.16).

$$\begin{pmatrix} x_0[0] & x_1[0] & \dots & x_P[0] \\ x_0[1] & x_1[1] & \dots & x_P[1] \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ x_0[MN-1] & x_1[MN-1] & \dots & x_P[MN-1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_0(\theta_0, \varphi_0) & a_0(\theta_1, \varphi_1) & \dots & a_0(\theta_{K-1}, \varphi_{K-1}) \\ a_1(\theta_0, \varphi_0) & a_1(\theta_1, \varphi_1) & \dots & a_1(\theta_{K-1}, \varphi_{K-1}) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{MN-1}(\theta_0, \varphi_0) & a_{MN-1}(\theta_1, \varphi_1) & \dots & a_{MN-1}(\theta_{K-1}, \varphi_{K-1}) \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} S_0(0) & S_0(1) & \dots & S_0(P) \\ S_1(0) & S_1(1) & \dots & S_1(P) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ S_{K-1}(0) & S_{K-1}(1) & \dots & S_{K-1}(P) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_0[0] & n_1[0] & \dots & n_P[0] \\ n_0[1] & n_1[1] & \dots & n_P[1] \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ n_0[MN-1] & n_1[MN-1] & \dots & n_P[MN-1] \end{pmatrix} \quad (4.15)$$

$$x_{p[MN \times P]} = A_{[(MN \times K)]} S_{p[K \times (P+1)]} + N_{p[MN \times (P+1)]} \quad (4.16)$$

Na Equação (4.16), a matriz  $X_p$  é a matriz de *snapshots*, a qual contém as amostras do sinal de saída em cada elemento do conjunto de sensores em  $P+1$  instantes de tempo. A matriz  $A$  é a matriz de direcionamento do conjunto ou matriz de vetores diretores. Cada coluna desta matriz é chamada de vetor de direcionamento e está relacionada a cada uma das  $K$  direções de chegada. Finalmente, a matriz  $S_p$  contém em cada linha o sinal proveniente de cada usuário tomando como referência o sinal coletado pelo elemento de referência do conjunto no elemento de referência do conjunto, neste caso o (0,0), nos respectivos instantes de amostragem. Considerando que sinais chegam em direções diferentes, admite-se que as colunas da matriz  $A$  formam um conjunto linearmente independente.

Dada a matriz  $X_p$ , pode-se calcular a matriz correlação espacial  $R_{xx_p}$ , conforme a Equação (4.17). É através do exame desta matriz que os métodos tradicionais estimam a direção de chegada. Os elementos da matriz correlação espacial descrevem como os sinais recebidos pelo conjunto de sensores se correlacionam. Esta matriz não é conhecida, a priori, e precisa ser es-

timada. A Equação (3.3) apresenta uma estimativa exponencialmente ponderada da correlação espacial. Uma outra forma, mais simples, de realizar a sua estimativa é através da Equação (4.18).

$$R_{xx}[p] = E[X_p X_p^H] \quad (4.17)$$

$$R_{xx}[p] = \frac{\sum X_p X_p^H}{P} \quad (4.18)$$

### 4.3 DIRECIONAMENTO DA ANTENA

Conforme se pode verificar na Figura 4.3, baseado nas saídas em banda básica de cada elemento do conjunto de sensores, obtém-se a direção de chegada, conforme o item anterior. Tal direção de chegada é a entrada de um algoritmo adaptativo que tem como objetivo prover o correto direcionamento da antena. Tal algoritmo também pode receber como entrada o último sinal filtrado espacialmente. Como saída, o algoritmo ajustará os pesos em cada elemento do conjunto. Tais pesos funcionam como os coeficientes do filtro aplicado nas direções de chegada do sinal incidente, tendo como função amplificar ou atenuar e retardar os sinais em cada elemento. Portanto, o sinal de saída do conjunto de sensores entregue para processamento posterior é dado pela Equação (4.19), ou seja, a soma de  $x_p$  ponderada por  $W$ .

$$y_p = W^H x_p = W^H [A_{[(MN-1) \times K]} S_p [K \times P] + N_p [(MN-1) \times P]] \quad (4.19)$$

Portanto, o grande desafio é obter um algoritmo adaptativo que execute de forma eficiente e eficaz a filtragem espacial (ou seja, prover somente o sinal desejado e rejeitar os sinais indesejados) com a menor necessidade computacional possível. Tal filtragem deve considerar um ambiente multipercurso. Há um grande número de pesquisas sendo realizadas no sentido de se obter um algoritmo de estimativa de DOA cada vez mais otimizado. Os principais são o MUSIC, o CAPON, o ESPRIT e o EM, os quais serão brevemente descritos a seguir em ordem de complexidade. As principais referências para cada um dos métodos estão organizadas na Tabela 4.1.

#### 4.3.1 Estimador CAPON

O método de maximização da verossimilhança (ML - *Maximum-Likelihood*) na estimativa espectral do número de onda foi introduzido por CAPON, o qual buscava uma alternativa de

Tabela 4.1: Referências bibliográficas de métodos de estimação de DOA

Método	Referência
CAPON	[(37)], [(38)], [(39)], [(40)], [(41)], [(42)]
MUSIC	[(43)], [(44)], [(45)], [(46)], [(47)], [(48)], [(49)], [(37)], [(38)], [(39)], [(40)], [(41)], [(42)], [(50)]
ESPRIT	[(51)], [(43)], [(44)], [(45)]
EM	[(46)], [(47)], [(48)], [(49)]

alta resolução ao método baseado na análise de Fourier.

A motivação deste método é baseada na idéia da construção de um operador linear espaço-temporal o qual, quando aplicado a um segmento de conjunto de dados, gera uma estimativa linear de mínima variância para a amplitude complexa da onda plana discreta em um número de onda particular. Se a matriz densidade espectral para o ruído for conhecida, o estimador de amplitude ótimo pode ser construído, onde entende-se como ruído as componentes do campo aleatório correspondentes aos números de onda diferentes daquele desejado. Entretanto, em termos práticos, não há o conhecimento a priori da matriz de ruído. Então, um estimador para a matriz densidade espectral total, incluindo o sinal desejado e o ruído, é utilizado. O operador resultante é aplicado para separar segmentos dos dados descorrelacionados e as estimativas da amplitude complexa são utilizadas para obter-se a potência da onda plana, ou seja, a variância da amplitude complexa da onda plana. Este método é repetido em um intervalo de valores de número de ondas para gerar um gráfico da potência estimada em função do número de onda, o qual, com uma normalização adequada, pode ser interpretada como uma estimativa da densidade espectral.

De forma a equacionar o problema, seja  $x(t, z)$  um campo aleatório, homogêneo no espaço-tempo, de média zero, o qual é suposto ser amostrado por um conjunto de sensores com vetor posição  $z_m (1 \leq m \leq M)$  sobre o intervalo de tempo  $0 \leq t \leq T$ . O primeiro passo para a obtenção da estimativa espectral é obter a matriz densidade espectral das  $M$  formas de onda. Considerando que o intervalo de tempo de observação  $T$  é longo o suficiente para que o estimador convencional possa ser usado e segmentando cada forma de onda em  $N$  pedaços não sobrepostos, a transformada de Fourier do  $n$ -ésimo segmento da  $m$ -ésima forma de onda é dada pela Equação (4.20) e a estimativa para a densidade espectral  $M \times N$  é dada pela Equação (4.21), onde  $x_n(\omega)$  são vetores  $M \times 1$  definidos pela Equação (4.22).

$$x_{n,m}(\omega) = \sqrt{\frac{N}{T}} \int_{t=(n-1)\frac{T}{N}}^{\frac{nT}{N}} x(t, z) e^{j\omega t} dt \quad (4.20)$$



$$\hat{S}(\omega) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N x_n(\omega) x_n^H(\omega) \quad (4.21)$$

$$x_n^H(\omega) = [x_{n,1}^*(\omega) \dots x_{n,M}^*(\omega)] \quad (4.22)$$

Desta forma, o estimador espectral ora estudado é a forma quadrática da Equação (4.23) em termos da matriz densidade espectral estimada, onde  $h$  é um vetor  $M \times 1$ , o qual depende do número de onda  $k$  e de  $\hat{S}(\omega)$ , conforme a Equação (4.24).

$$\hat{P}(\omega, k) = h^T \hat{S}(\omega) h \quad (4.23)$$

$$h = \frac{\hat{S}^{-1}(\omega) \Gamma(k)}{\Gamma^T(k) \hat{S}^{-1}(\omega) \Gamma(k)} \quad (4.24)$$

$\Gamma(k)$  é um vetor  $M \times 1$  dependente somente de  $k$  e é apresentado na Equação (4.25). Das Equações (4.23) e (4.24), obtém-se a Equação (4.26), onde  $h$  satisfaz à condição da Equação (4.27). Esta condição implica que a estimativa espectral é normalizada para indicar a densidade de potência, com respeito à frequência angular  $\omega$ , das componentes discretas da onda plana.

$$\Gamma^T(k) = [e^{-jkz_1} e^{-jkz_2} \dots e^{-jkz_m}] \quad (4.25)$$

$$\hat{p}(\omega, K) = \frac{1}{\Gamma^T(k) \hat{S}^{-1}(\omega) \Gamma(k)} \quad (4.26)$$

$$H^T \Gamma(k) = 1 \quad (4.27)$$

Utilizando este equacionamento genérico como conjunto de  $M \times N$  sensores, ilustrada na Figura 4.4, pode-se escrever a Equação (4.28) para a matriz covariância teórica do vetor de saída do conjunto de sensores. Nesta equação,  $\sigma_0^2 a(\Theta_0) a^H(\Theta_0)$  é o sinal de interesse, os termos do somatório são os sinais interferentes e  $\sigma^2 I$  representa o ruído AWGN.

$$R = \sigma_0^2 a(\Theta_0) a^H(\Theta_0) + \sum_{k=1}^{K-2} \sigma_k^2 a(\Theta_k) a^H(\Theta_k) + \sigma^2 I \quad (4.28)$$

Aplicando os pesos para a filtragem da saída, a solução a ser adotada se resume em:

1. Determinar um vetor peso  $W_0$  que seja solução para o seguinte problema:

$$W_{oti} = \min_W W^H R W, \text{ onde } : W^H a(\Theta_0) = 1 \quad (4.29)$$

2. Aplicar  $W_0^H R W_0$  na estimativa de  $\sigma_0^2$ .

A solução da Equação (4.29) é facilmente obtida, considerando que exista o inverso da matriz  $R$ , conforme a Equação (4.30). O resultado desta equação é introduzido no segundo passo do método para se obter a estimativa de  $\sigma_0^2$  conforme a Equação (4.31).

$$W_0 = \frac{R^{-1} a(\Theta_0)}{a^H(\Theta_0) R^{-1} a(\Theta_0)} \quad (4.30)$$

$$\sigma_0^2 = P_c(\Theta_0) = \frac{1}{a^H(\Theta_0) R^{-1} a(\Theta_0)} \quad (4.31)$$

Se a energia da  $i$ -ésima fonte pontual chega na direção  $\Theta_i$ , espera-se que  $P_c$  tenha um pico neste ângulo. Então, a DOA das fontes pontuais são estimadas dentre os maiores picos de  $P_c(\Theta)$ , os quais podem ser obtidos através de uma pesquisa espectral.

### 4.3.2 Estimador MUSIC

O termo MUSIC significa classificação de sinais múltiplos (*MUltiple Signal Classification*) e descreve uma técnica de determinação dos parâmetros de frentes de ondas múltiplas chegando em um conjunto de sensores. Foi proposta por Schmidt em 1979 como uma solução de alta resolução para a classificação de sinais múltiplos explorando a autoestrutura da matriz covariância de entrada, baseando-se na visão geométrica dos sinais incidentes.

Analisando a Equação (4.16) do ponto de vista geométrico, tanto o vetor medido  $X$  quanto os vetores diretores (colunas de  $A$ ) podem ser interpretados como um vetor no espaço  $MN$  dimensional. Desta forma, na ausência de ruído,  $X$  é uma combinação linear de um conjunto particular de vetores diretores com coeficientes definidos por  $S$ , o que equivale a dizer que  $X$  estará sempre em um subespaço do espaço vetorial gerado pelas colunas de  $A$ . Portanto, a matriz de *snapshot* permite definir o subespaço do sinal. Por outro lado, ao fazer os valores de  $\theta$  e  $\varphi$  variarem em todas as possibilidades de seu domínio, obtém-se o conjunto de todos os vetores diretores possíveis, denominados de conjunto *Manifold*. Esta ação é denominada de calibração do conjunto de sensores. Se houver uma interseção entre o conjunto *Manifold* e o subespaço do sinal, estas interseções definem, portanto, as direções de chegada dos sinais no conjunto de sensores. A Figura 4.6 ilustra esta interpretação geométrica, onde existem 3 sensores e dois

sinais incidentes. Observa-se que o subespaço do sinal é definido por 2 autovetores, enquanto que um terceiro define o espaço do ruído.

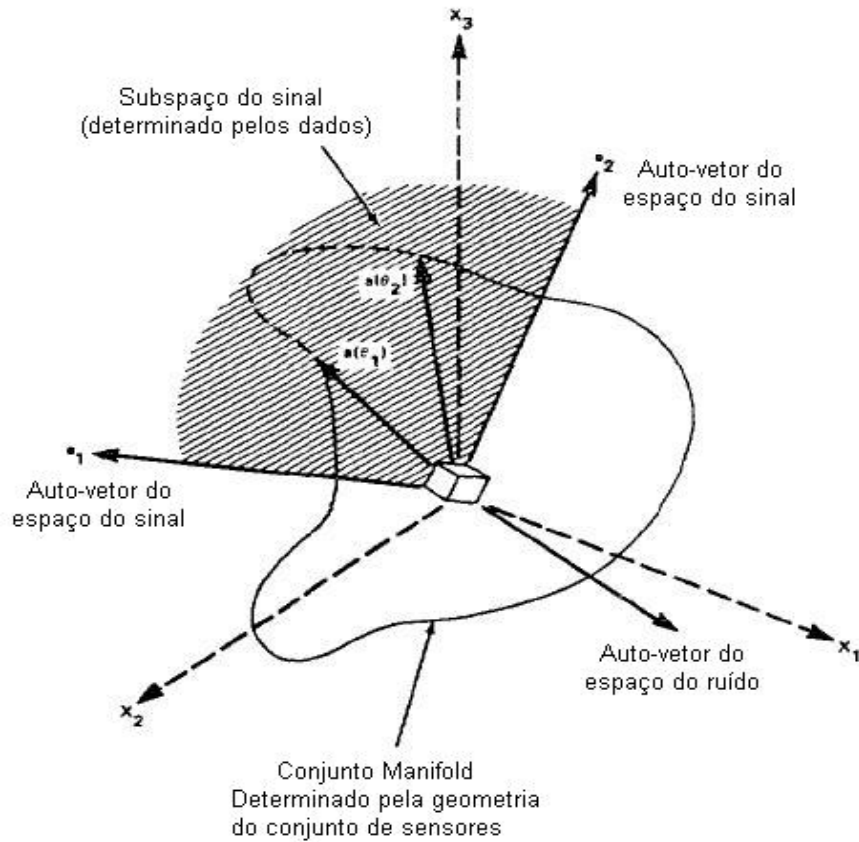


Figura 4.6: Interpretação geométrica do MUSIC.

De forma a se obter os respectivos autovetores, considere a matriz covariância na entrada da Equação (4.17) e note que a mesma pode ser escrita conforme a Equação (4.32), onde  $R_{ss}$  é a matriz correlação do sinal.

$$R_{xx} = E[XX^H] = E[(AS + N)(AS + N)^H] = AR_{ss}A^H + \sigma_n^2 I \quad (4.32)$$

Os autovalores de  $R_{xx}(\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{MN-1})$  obedecem à Equação (4.33), donde se conclui que os autovalores de  $R_{ss}(v_0, v_1, \dots, v_{K-1})$  obedecem à Equação (4.34).

$$|AR_{ss}A^H - (\lambda_i - \sigma_n^2)I| = 0 \quad (4.33)$$

$$v_i = \lambda_i - \sigma_n^2 \quad (4.34)$$

Uma vez que os vetores diretores são linearmente independentes, a matriz  $R_{ss}$  é não-singular,

considerando que os sinais incidentes não são fortemente correlacionados. A matriz diretora composta de colunas de posto completo e a não singularidade de  $R_{ss}$  garantem que, quando o número de ondas incidentes é menor do que o número de elementos no conjunto de sensores, a matriz  $AR_{ss}A^H$  é positiva com posto  $K$ . Ou seja, há MN-K autovalores  $v_i$  de  $AR_{ss}A^H$  iguais a zero, o que significa MN-K autovalores de  $R_{xx}$  iguais a  $\sigma_n^2$ . Portanto, os (MN-K) menores autovalores de  $R_{xx}$  são iguais a  $\sigma_n^2$ . Entretanto, nem todos os autovalores correspondentes à potência do ruído serão iguais. Desta forma, determina-se a multiplicidade  $L$  dos menores autovalores, permitindo-se, assim, obter-se uma estimativa do número de sinais  $\hat{K}$  da Equação (4.35).

$$\hat{K} = MN - L \quad (4.35)$$

Definindo-se  $q_i$  como o autovetor associado ao autovalor  $\lambda_i$ , ou seja,  $(R_{xx} - \lambda_i I)q_i = 0$ , e utilizando a Equação (4.33), então todos os autovetores associados aos MN-K menores autovalores obedecem à Equação (4.36). Uma vez que  $A$  tem posto completo e  $R_{ss}$  é não singular, resulta na Equação (4.37). Esta equação mostra que os autovetores associados aos MN-K menores autovalores são ortogonais aos vetores diretores. Portanto, pode-se estimar os vetores diretores associados com os sinais recebidos encontrando-se os vetores que sejam o mais ortogonais possíveis aos autovetores associados aos autovalores de  $R_{xx}$ , os quais são aproximadamente iguais a  $\sigma_n^2$ . Conclui-se que o subespaço do sinal é ortogonal ao subespaço do ruído.

$$AR_{ss}A^H q_i = 0 \quad (4.36)$$

$$A^H q_i = 0 \quad (4.37)$$

Com estes resultados, pode-se então definir um procedimento para encontrar a direção de chegada dos sinais, bastando realizar uma pesquisa no conjunto *Manifold* de valores que sejam ortogonais ao subespaço do ruído. O subespaço do ruído é definido pela matriz contendo os autovetores do ruído  $V_n = [q_K q_{K+1} \dots q_{MN-1}]$ . Como os vetores diretores são ortogonais ao subespaço do ruído,  $a^H(\phi)V_n V_n^H a(\phi) = 0$  quando  $\phi$  corresponde a uma direção de chegada. Portanto, as direções de chegada dos sinais incidentes podem ser estimadas dos picos de valores do espectro espacial dado pela Equação (4.38). Os  $\hat{K}$  maiores valores de picos correspondem às direções de chegada dos sinais incidindo na antena.

$$P(\phi) = \frac{1}{a^H(\phi)V_n V_n^H a(\phi)} \quad (4.38)$$

Resumindo, o algoritmo MUSIC é realizado pelos seguintes passos:

1. Baseado na matriz de *snapshot*, obtenha  $R_{xx}$ ;
2. Calcule a autoestrutura de  $R_{xx}$ ;
3. Decida o número de sinais  $\hat{K}$ ;
4. Calcule  $P(\phi)$  em função de  $\phi$ ;
5. Encontre os  $K$  picos de  $P(\phi)$ .

### 4.3.3 Estimador ESPRIT

A grande limitação do estimador MUSIC é a necessidade de obter um conhecimento completo do conjunto *Manifold*. A pesquisa sobre os parâmetros do espaço é computacionalmente muito exigente. Em função deste problema, o estimador ESPRIT (*Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques*) foi proposto em 1989 por Richard Roy e Thomas Kailath. O ESPRIT é similar ao MUSIC, uma vez que explora o modelo de dados subjacente, mas, ao contrário do MUSIC, não exige uma pesquisa através de todos os possíveis vetores diretores. A redução da necessidade computacional é obtida pela imposição de certas condições na estrutura do conjunto de sensores. Tal estrutura é decomposta em subconjuntos de pares idênticos, com os elementos correspondentes dos dois subconjuntos dispostos a uma distância translacional fixa um do outro. Ou seja, o conjunto deve possuir uma invariância no deslocamento (translacional) e os sensores devem ocorrer em pares com idêntica separação. A Figura 4.7 apresenta um exemplo desta configuração. Os elementos em cada par têm diagramas idênticos e são separados translacionalmente por um vetor deslocamento conhecido  $\vec{\Delta}$ . Obviamente, todos os sensores devem ter sensibilidade diferente de zero em todas as direções de interesse.

Considerando a antena específica utilizada nos estudos anteriores, pode-se formar  $m = MN/2$  pares de sensores. Supondo que o número de sinais incidentes é menor que o número de pares ( $K < m$ ), os sinais recebidos no  $i$ -ésimo par de cada um dos subconjunto de sensores (X e Y) podem ser descritos conforme as Equações (4.39) e (4.40), as quais podem ser reescritas na forma matricial conforme as Equações (4.41) e (4.42).  $\Phi$  é uma matriz diagonal unitária ( $K \times K$ ) cujos elementos da diagonal representam o deslocamento de fase entre os pares de sensores para cada um dos  $K$  sinais e relaciona as medidas obtidas no subconjunto X com as do subconjunto Y. Esta matriz é dada pela Equação (4.43).

$$x_i = \sum_{k=1}^K S_k a_i(\Theta_k, \varphi_k) + n_{xi} \quad (4.39)$$

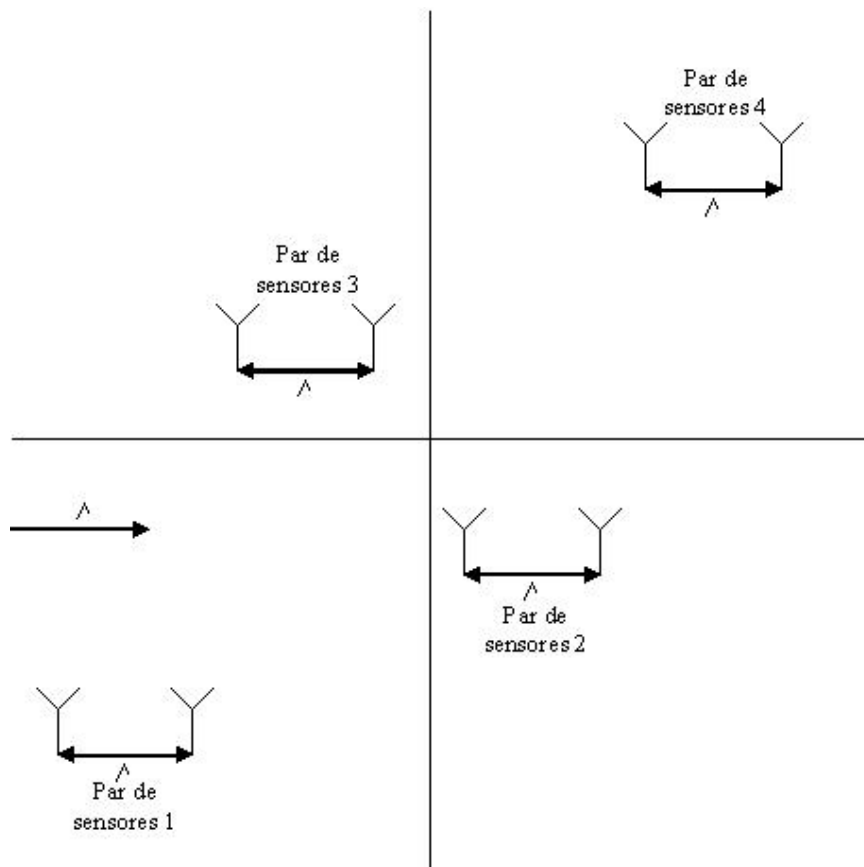


Figura 4.7: Geometria para o conjunto de sensores em um estimador ESPRIT.

$$y_i = \sum_{k=1}^K S_k e^{j\omega_0 \Delta \frac{md_x \sin(\Theta_k) \cos(\varphi_k) + nd_y \sin(\Theta_k) \sin(\varphi_k)}{v}} a_i(\Theta_k, \varphi_k) + n_{yi} \quad (4.40)$$

$$X = AS + n_x \quad (4.41)$$

$$Y = A\Phi S + n_y \quad (4.42)$$

$$\Phi = \text{diag}\{exp(j\gamma_1), exp(j\gamma_2), \dots, exp(j\gamma_K)\} \quad (4.43)$$

Onde:

$$\gamma_K = \Delta \frac{md_x \sin(\Theta_k) \cos(\varphi_k) + nd_y \sin(\Theta_k) \sin(\varphi_k)}{v} \quad (4.44)$$

Finalmente, a saída combinada dos dois subconjuntos resulta na saída total do conjunto de sensores ( $Z$ ) e é dada pela Equação (4.45).

$$\begin{aligned} Z &= \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} = \bar{A}S + n_z \\ \bar{A} &= \begin{pmatrix} A \\ A\Phi \end{pmatrix} \\ n_z &= \begin{pmatrix} n_x \\ n_y \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4.45)$$

A estrutura de  $\bar{A}$  é explorada para obter as estimativas dos elementos diagonais de  $\Phi$  sem ter o conhecimento de  $A$ . A idéia básica é explorar a invariância rotacional do subespaço do sinal subjacente, induzido pela invariância translacional do conjunto de sensores. O subespaço do sinal apropriado é aquele que contém as saídas dos dois subconjuntos  $X$  e  $Y$ . Na ausência de ruído, o subespaço do sinal pode ser obtido a partir dos *snapshots* e encontrando um conjunto de  $K$  vetores de medidas linearmente independentes. Estes vetores varrem o subespaço  $K$ -dimensional de  $C^{MN}$ , varrido por  $\bar{A}$ . O subespaço do sinal pode também ser obtido pelo conhecimento das medidas das covariâncias  $R_{zz}$ , de forma análoga à realizada no estimador MUSIC, onde os  $K$  autovetores  $V_s$  correspondentes aos  $K$  maiores autovalores satisfazem à Equação (4.46). Portanto, deve existir uma única matriz não singular  $T$  tal que  $V_s = \bar{A}T$ .

$$R^{V_s} = R^{\bar{A}} \quad (4.46)$$

A estrutura invariante do conjunto implica em que  $V_s$  possa ser decomposto em  $V_x \in C^{MN \times K}$  e  $V_y \in C^{MN \times K}$ , tal que satisfaça à Equação (4.47) e  $R^{V_x} = R^{V_y} = R^{V_A}$ .

$$V_s = \begin{pmatrix} V_x \\ V_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} AT \\ A\Phi T \end{pmatrix} \quad (4.47)$$

Uma vez que  $V_x$  e  $V_y$  compartilham um espaço em comum, o posto de  $V_{xy}$  é  $K$ . Isto resulta na existência de uma única matriz  $F$  com posto  $K$ ,  $F \in C^{2K \times K}$ , tal que:

$$0 = V_{xy}F = V_x F_x + V_y F_y = AT F_x + A\Phi T F_y \quad (4.48)$$

Definindo-se  $\Psi = -F_x F_y^{-1}$ , a Equação (4.48) pode ser escrita conforme a Equação (4.49) ou a correspondente Equação (4.50).

$$AT\Psi = A\Phi T \quad (4.49)$$

$$AT\Psi T^{-1} = A\Phi \quad (4.50)$$

Para cada direção de chegada diferente,  $A$  é posto completo. Assim, obtém-se a Equação (4.51). Portanto, os autovalores de  $\Psi$  são iguais aos elementos da diagonal de  $\Phi$  e as colunas de  $T$  são autovetores de  $\Psi$ . Logo, os parâmetros do sinal são obtidos como funções não lineares dos autovalores do operador  $\Psi$ , que mapeia um conjunto de vetores  $V_x$ , que varre o subespaço  $m$ -dimensional do sinal dentro de  $V_y$ .

$$T\Psi T^{-1} = \Phi \quad (4.51)$$

Em sistemas reais, considerando os efeitos do ruído, tem-se  $R^{V_s} \neq R^{\bar{A}}$  e  $R^{V_x} \neq R^{V_y}$ . Portanto, não é possível encontrar  $\Psi$  tal que  $V_x\Psi = V_x$ . Assim, emprega-se o método dos mínimos quadrados, o que resulta nos seguintes procedimentos:

1. Obtenha uma estimativa  $\hat{R}_{zz}$  de  $R_{zz}$  das medidas;
2. Execute a autodecomposição de  $\hat{R}_{zz}$ , de forma que  $\hat{R}_{zz} = V\Lambda V$ , onde  $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_0, \dots, \lambda_{m-1}\}$  e  $V = [q_0, \dots, q_{m-1}]$ ;



3. Decida o número de sinais  $\hat{K}$ ;
4. Obtenha uma estimativa do subespaço do sinal  $\hat{V}_s = [\hat{V}_0, \dots, \hat{V}_{\hat{K}-1}]$  e o decomponha nas matrizes dos subconjuntos:  $\hat{V}_s = \begin{pmatrix} \hat{V}_x \\ \hat{V}_y \end{pmatrix}$ ;
5. Calcule a autodecomposição  $\hat{V}_{xy}^H \hat{V}_{xy} = V \Lambda V^H$  e particione V em submatrizes  $(\hat{K}_x \hat{K}_y)$ ,  $V = \begin{pmatrix} V_{xx} & V_{xy} \\ V_{yx} & V_{yy} \end{pmatrix}$ ;
6. Calcule os autovalores  $\hat{\Phi}_k$  de  $\Psi = -V_{xy} V_{yy}^{-1}$ ;
7. Estime a direção de chegada através da Equação (4.53)

$$\hat{\phi}_k = \cos^{-1} \left[ c \frac{\text{arg}(\hat{\Phi}_k)}{\omega_0 \Delta} \right] \quad (4.52)$$

#### 4.3.4 Estimador EM

A estimativa da DOA de sinais incidindo em um conjunto de sensores com o emprego do algoritmo EM é baseada na decomposição dos sinais recebidos (observados) em suas componentes e, então, na estimativa dos parâmetros de cada componente do sinal separadamente. De fato, o algoritmo EM é o caso geral da solução de estimativas pela máxima verossimilhança (ML - *Maximum Likelihood*) para dados incompletos. A seguir, é descrito o tradicional procedimento EM, conforme proposto em [(52)]. Após isto, será realizada a aplicação do método para o caso específico do conjunto de sensores.

Considere os dados incompletos observados X com função densidade de probabilidade  $f_X(x; \Theta)$ , onde  $\theta \in \Theta \subseteq R^K$ . Seja Y o dado completo relacionado a X, e descrito pela Equação (4.53), onde H é uma transformação não inversível.

$$H(Y) = X \quad (4.53)$$

Tomando-se a densidade de probabilidade de X e a densidade de probabilidade condicional de Y dado X=x, as quais obedecem à Equação (4.54), e depois aplicando o logaritmo dos dois lados desta equação, obtém-se a Equação (4.55). Finalmente, calculando a esperança condicional dado X=x em  $\theta'$  resulta na Equação (4.56).

$$f_Y(y; \theta) = f_{Y/X=x}(y; \theta) f_X(x; \theta), \forall H(y) = x \quad (4.54)$$

$$\log f_X(x; \theta) = \log f_Y(y; \theta) - \log f_{Y/X=x}(y; \theta) \quad (4.55)$$

$$\log f_X(x; \theta) = E[\log f_Y(y; \theta)/X = x; \theta'] - E[\log f_{Y/X=x}(y; \theta)/X = x; \theta'] \quad (4.56)$$

De forma a facilitar o trabalho com as equações, define-se as funções  $L(\theta)$ ,  $U(\theta, \theta')$  e  $V(\theta, \theta')$ , conforme as Equações (4.57), (4.58) e (4.59).  $L(\theta)$  é a log-probabilidade dos dados observados, como função do parâmetro que se deseja estimar.

$$L(\theta) = \log f_X(x; \theta) \quad (4.57)$$

$$U(\theta, \theta') = E[\log f_Y(y; \theta)/X = x; \theta'] \quad (4.58)$$

$$V(\theta, \theta') = E[\log f_{Y/X=x}(y; \theta)/X = x; \theta'] \quad (4.59)$$

De acordo com a desigualdade de Jensen,  $V(\theta, \theta')$  obedece à Equação (4.60), de onde se conclui os resultados das Equações (4.61) e (4.62).

$$V(\theta, \theta') \leq V(\theta', \theta') \quad (4.60)$$

$$U(\theta, \theta') > U(\theta', \theta') \quad (4.61)$$

$$L(\theta) > L(\theta') \quad (4.62)$$

Ou seja, dado um  $\hat{\theta}^{(0)}$  e definindo como  $\hat{\theta}^{(n)}$  a estimativa atual de  $\theta$  depois de  $n$  iterações do algoritmo, então o próximo ciclo de iteração pode ser descrito pelos dois passos a seguir, uma vez que a densidade de probabilidade estará sendo maximizada:

1. PASSO E: calcula-se  $U(\theta, \hat{\theta}^{(n)})$ ;
2. PASSO M:  $Max_{\theta} U(\theta, \hat{\theta}^{(n)}) \rightarrow \hat{\theta}^{(n+1)}$

Se  $U(\theta, \theta')$  é contínuo em  $\theta$  e  $\theta'$ , o algoritmo converge para um ponto estacionário da função log-probabilidade. De forma a evitar máximos que não sejam globais, vários pontos de

início podem ser necessários.

O melhor material, do qual se teve acesso, realizando uma análise do algoritmo EM foi o Apêndice F de [(32)], onde se analisa o caso linear Gaussiano, o caso real escalar para sinais superpostos, o caso real vetorial para sinais superpostos e o caso complexo vetorial para sinais superpostos. Em cada caso, o problema é analisado, equacionado e a regra de maximização da função  $U(\theta, \hat{\theta}^{(n)})$  é obtida. A seguir, serão descritos os resultados obtidos para cada caso conjugado com as condições consideradas.

### a) Caso Linear Gaussiano

Para este caso, considera-se:

- Dados completos:  $x(\theta) = S(\theta) + v$ , onde  $x, s, v \in \mathfrak{R}^n$
- Dados incompletos:  $y(\theta) = Hx(\theta) + \varpi$ , onde  $y, \varpi \in \mathfrak{R}^m$

Onde as médias e as matrizes covariâncias de  $x$  e  $y$  são respectivamente:

$$m_x = S(\theta), \Lambda_x = \Lambda_v, m_y = HS(\theta) \text{ e } \Lambda_y = H\Lambda_v H^T + \Lambda_\varpi$$

Para esta situação, maximizar  $U(\theta, \theta')$  corresponde a minimizar o  $\bar{U}(\theta, \theta')$  dado pela Equação (4.63).

$$\bar{U}(\theta, \theta') = -\frac{1}{2} S^T(\theta) \Lambda_x^{-1} S(\theta) + S^T(\theta) \Lambda_x^{-1} S(\theta') + S^T(\theta) H^T \Lambda_y^{-1} [Y - HS(\theta')] \quad (4.63)$$

Portanto, o estimador de  $\theta$  a ser utilizado pelo algoritmo EM é o da Equação (4.64).

$$\hat{\theta} = \arg_{\theta} \min \bar{U}(\theta, \theta') = S^T(\theta) \{ \Lambda_x^{-1} S(\theta) - 2[\Lambda_x^{-1} S(\theta') + H^T \Lambda_y^{-1} [Y - HS(\theta')]] \} \quad (4.64)$$

### b) Sinais Superpostos - Caso Real Escalar

Para este caso, considera-se:

- Dados completos: sinais escalares  $s_i(t, \theta_i)$ ,  $i=1, \dots, K$
- Dados incompletos:  $y(t, \theta)$ , onde  $y(t, \theta) = \sum_{k=1}^K s_k(t, \theta_k) + n(t)$

Onde  $t \in [0, T]$ ,  $\theta_k \in \Theta$  para  $\forall k$  e  $\theta = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_k)$ . Para o ruído AWGN  $n(t)$ ,  $E[n(t)] = 0$  e  $R_n(t_1, t_2) = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2)$ .

Nestas condições, são obtidas as Equações (4.65) e (4.66).

$$\bar{U}(\theta, \theta') = \frac{2}{N_0} \sum_{k=1}^K \frac{1}{\alpha_k} \int_0^T [\|S_k(t, \theta_k)\|^2 - 2S_k^T(t, \theta_k)\hat{s}(t; Y, \theta')] dt \quad (4.65)$$

$$\hat{s}_k(t; y, \theta') = s_k(t, \theta') - \alpha_k [y(t) - \sum_{p=1}^K s_p(t, \theta_p')] \quad (4.66)$$

Onde  $\alpha_i$  forma uma série de escalares  $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{K+1}) \in \mathfrak{R}$ , tais que:  $\alpha_i > 0$  e  $\sum_{i=1}^{K+1} \alpha_i = 1$ .

Portanto, o problema de otimização é particionado em K subproblemas, que permitem determinar a solução para o estimador do parâmetro  $\hat{\theta}_k$  conforme a Equação (4.67).

$$\hat{\theta}_k = \min_{\theta_k} \bar{U}(\theta, \theta') = \frac{1}{\alpha_k} \int_0^T [\|S_k(t, \theta_k)\|^2 - 2S_k^T(t, \theta_k)\hat{s}(t; Y, \theta')] dt \quad (4.67)$$

### c) Sinais Superpostos - Caso Vetorial

Tanto para o caso real, quanto para o caso complexo, demonstra-se que as soluções são as mesmas aplicadas ao caso escalar real, dadas pelas Equação (4.66) e (4.67).

Conforme verificado nas análises anteriores, em nenhum momento o estimador EM utiliza-se da matriz autocorrelação espacial. Isto conduz a uma propriedade interessante, conforme [(53)], de que tais estimadores permitem o reconhecimento do usuário de um sistema CDMA, o que não é conseguido pelos estimadores que fazem uso da matriz de autocorrelação, como o CAPON, MUSIC, ESPRIT, etc.

## 4.4 EQUACIONAMENTO DA FREQUÊNCIA DE CHEGADA - FOA

Nesta seção pretende-se analisar, equacionar e propor procedimentos de estimativa simultânea, da frequência e da direção de chegada. Neste trabalho, será utilizado o acrônimo DFOA para esta técnica, de forma a não criar confusão com as técnicas FDOA e TDOA, relacionadas, respectivamente, com os termos "*Frequency Delay Of Arrival*" e "*Time Delay Of Arrival*". No Capítulo 5, os equacionamentos aqui realizados serão simulados e os resultados obtidos apresentados.

De fato, a origem de grande parte dos estimadores de DOA veio da análise espectral do sinal, o que está intimamente relacionado com a definição da FOA. Entretanto, as grandes preocupações com o aumento da capacidade da rede, através das técnicas de acesso SDMA, a eliminação dos efeitos negativos do canal multipercuro, as necessidades em aplicações de

guerra eletrônica no meio militar, entre outras, adicionadas à não existência da demanda específica que a tecnologia RDS provocará, levaram o foco dos estimadores a se concentrarem, principalmente, na estimação da DOA. Desta forma, o ajuste realizado em cada uma das técnicas para realizar a captura da DFOA são, em princípio, diretos, resumindo-se em simplesmente aumentar a dimensão do problema de estimação, considerando a frequência como uma variável nos respectivos vetores diretores.

Um aspecto importante a se observar é que, diferentemente da estimativa espacial, a qual deve cobrir todos os ângulos espaciais ao redor da antena, para a grande maioria das aplicações o intervalo ou conjunto de frequências possíveis é muito bem determinado. Este aspecto reduz drasticamente a carga computacional necessária a sua estimativa. Por exemplo, um sistema que opere o SMC e o SMP não necessita rastrear todo o espectro de frequências, bastando realizar o rastreamento discreto no conjunto de frequências na faixa de 900 MHz e 1,8 GHz. Considerando ainda o uso de serviços com canais de controle, possivelmente só haverá a necessidade de rastrear estes canais. Havendo a observação de presença de sinais em algum dos canais de controle, o sistema se autoreconfigura e passa a realizar a recepção contínua naquele intervalo de frequências, eliminando o seu rastreamento.

Casos particulares, como o de equipamentos de guerra eletrônica, deverão possuir uma capacidade computacional maior, de forma a varrer uma faixa de frequência mais abrangente, da qual não se possui maiores conhecimentos à priori.

#### 4.4.1 Estimador de DFOA CAPON

Este estimador se baseia na realização da pesquisa espacial aplicada à Equação (4.31). De forma a realizar também a pesquisa espectral, deve-se observar que, agora, o vetor diretor é uma função da frequência de chegada. Portanto, as Equações (4.30) e (4.31) são aqui reescritas conforme as Equações (4.68) e (4.69).

$$W_{ij} = \frac{R^{-1}a(\Theta_i, f_j)}{a^H(\Theta_i, f_j)R^{-1}a(\Theta_i, f_j)} \quad (4.68)$$

$$\sigma_{ij}^2 = P_c(\Theta_i, f_j) = \frac{1}{a^H(\Theta_i, f_j)R^{-1}a(\Theta_i, f_j)} \quad (4.69)$$

Desta forma, realiza-se a pesquisa espectro-espacial com a ajuda das Equações (4.68) e (4.69) e verifica-se a existência de picos em cada uma das frequências ou em cada um dos intervalos de frequências, em função do ângulo de chegada. O gráfico equivalente da densidade espectral será tridimensional, com coordenadas  $P_c$ ,  $\Theta$  e  $f$ .

## 4.4.2 Estimador de DFOA MUSIC

A forma mais simples de entender a utilização do estimador MUSIC para a DFOA é através da visão geométrica. Desta forma, a Figura 4.8 apresenta a tradicional interpretação do MUSIC para um conjunto de três sensores e dois sinais incidentes, um na frequência  $f_1$  com ângulo de chegada  $\theta_1$ , enquanto que o outro com  $f_2$  e  $\theta_2$ . Tais dimensões foram escolhidas de forma a que se possa realizar uma visualização do problema.

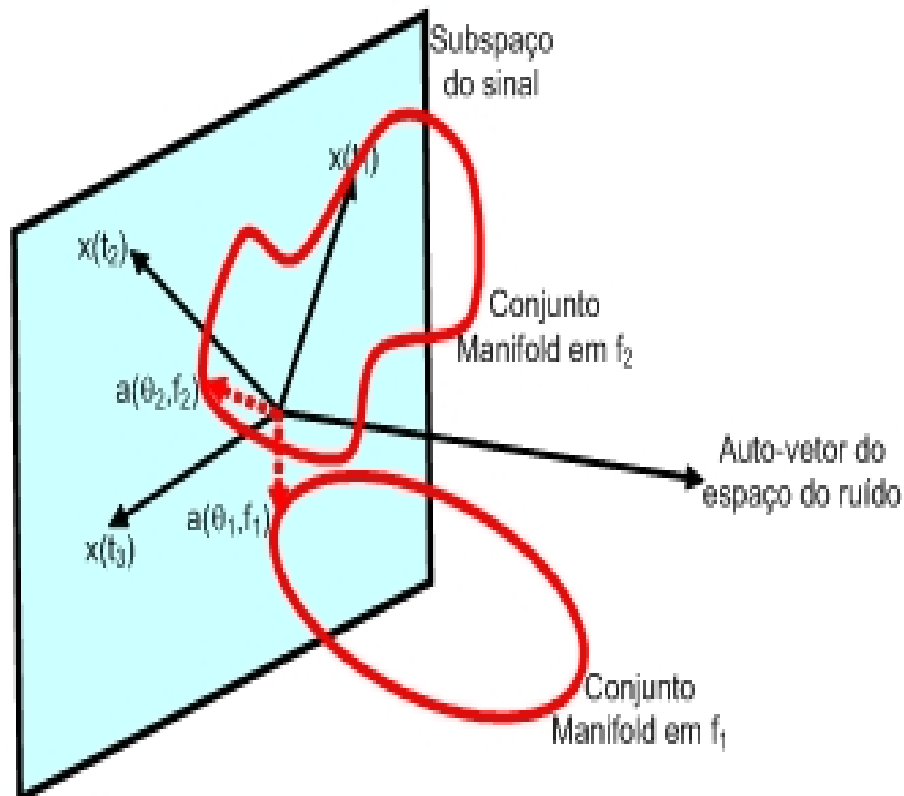


Figura 4.8: Visão geométrica do problema DFOA MUSIC.

Conforme se pode verificar, há um conjunto de "conjuntos *Manifold*". Para cada frequência possível de operação, se forma um conjunto *Manifold*. As interseções dos respectivos *Manifold* com o subespaço do sinal definirão os sinais chegando no conjunto de sensores. Como no caso da figura há somente uma direção de chegada para cada frequência, os conjuntos *Manifold* "tangenciam" o subespaço do sinal. Se não houver interseção de um *Manifold* com o subespaço do sinal, não haverá nenhum sinal chegando na respectiva frequência.

De acordo com esta interpretação, o grande inconveniente é a necessidade de se realizar a calibração do conjunto de sensores para cada uma das possíveis frequências de chegada, acarretando em uma carga computacional muito alta.

Portanto, os procedimentos são análogos aos apresentados no item 4.3.2, exceto pelo fato de que o vetor diretor é função do ângulo e da frequência de chegada, com a necessidade de se calibrar o conjunto de sensores no domínio espacial e espectral.

1. Baseado na matriz de *snapshot*, obtenha  $R_{xx}$ ;
2. Calcule a autoestrutura de  $R_{xx}$ ;
3. Decida o número de sinais  $\hat{K}$ ;
4. Calcule  $P(\phi, f)$  em função de  $\phi$  e dos possíveis valores de frequência;
5. Encontre os K picos de  $P(\phi, f)$ .

### 4.4.3 Estimador de DFOA ESPRIT

Conforme se pode verificar no item 4.3.3, não há nenhuma restrição para a aplicação do ESPRIT quando se possui sinais com frequências diferentes, bastando ajustar alguns parâmetros específicos. Observe que na Equação (4.40) o parâmetro  $\gamma$ , relacionado à translação do subconjunto de sensores é uma função da frequência angular. Portanto, esta equação deve ser ajustada conforme a Equação (4.70), onde cada usuário possui a sua frequência associada. No cálculo da estimativa do ângulo de chegada, deve-se novamente ajustar a frequência, relacionando-a ao usuário, resultando nos procedimentos listados.

$$y_i = \sum_{k=1}^K S_k e^{j\omega_k \Delta \frac{md_x \sin(\Theta_k) \cos(\varphi_k) + nd_y \sin(\Theta_k) \sin(\varphi_k)}{v}} a_i(\Theta_k, \varphi_k) + n_{yi} \quad (4.70)$$

1. Obtenha uma estimativa  $\hat{R}_{zz}$  de  $R_{zz}$  das medidas;
2. Execute a autodecomposição de  $\hat{R}_{zz}$ , de forma que  $\hat{R}_{zz} = V \Lambda V$ , onde  $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_0, \dots, \lambda_{m-1}\}$  e  $V = [q_0, \dots, q_{m-1}]$ ;
3. Decida o número de sinais  $\hat{K}$ ;
4. Obtenha uma estimativa do subespaço do sinal  $\hat{V}_s = [\hat{V}_0, \dots, \hat{V}_{\hat{K}-1}]$  e o decomponha nas matrizes dos subconjuntos:  $\hat{V}_s = \begin{pmatrix} \hat{V}_x \\ \hat{V}_y \end{pmatrix}$ ;
5. Calcule a autodecomposição  $\hat{V}_{xy}^H \hat{V}_{xy} = V \Lambda V^H$  e particione V em submatrizes  $(\hat{K} \times \hat{K})$ ,  $V = \begin{pmatrix} V_{xx} & V_{xy} \\ V_{yx} & V_{yy} \end{pmatrix}$ ;

6. Calcule os autovalores  $\hat{\Phi}_k$  de  $\Psi = -V_{xy}V_{yy}^{-1}$ ;
7. Estime a direção de chegada através da Equação (4.71)

$$\hat{\phi}_k = \cos^{-1}\left[c \frac{\text{arg}(\hat{\Phi}_k)}{\omega_k \Delta}\right] \quad (4.71)$$

## 4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram descritos alguns dos estimadores tradicionais de direção de chegada de sinais em uma antena inteligente, quais sejam: CAPON, MUSIC, ESPRIT e EM. Foi apresentado o equacionamento de cada um destes métodos, indicando os algoritmos resumidos a serem implementados nos dispositivos de processamento digital de sinais das antenas.

Baseado nos respectivos métodos, foi realizado o equacionamento e indicada a adaptação a ser realizada para que se possa estimar, de forma conjunta, a direção e a frequência de chegada, exceto para o método EM.

No próximo capítulo será feita uma validação dos métodos propostos.



## **5 SIMULAÇÃO DA FOA**

Neste capítulo serão implementados e validados os conceitos definidos e propostos no Capítulo 4. Considerando que a implementação dos respectivos métodos não é direta, passando por uma variedade de problemas acessórios, este capítulo será apresentado de maneira cadenciada e evolutiva.

Primeiramente, será apresentado na Seção 5.1 o resultado obtido pontualmente pela aplicação dos métodos MUSIC, CAPON e ESPRIT para a estimação da DFOA. Conforme será verificado, embora os resultados obtidos isoladamente sejam satisfatórios, a execução dos respectivos métodos se mostra inviável de ser aplicado continuamente em função da existência de ambigüidades no ângulo espacial.

De forma a solucionar o problema de ambigüidade, duas soluções diferentes são propostas e implementadas na Seção 5.2, considerando os algoritmos propostos. Realizada nova simulação, verifica-se que, embora o problema da ambigüidade seja resolvido pelas alternativas propostas, surge um novo problema na estimação do número de usuários.

Assim, na Seção 5.3 é proposto um caminho para a definição de parâmetros de entrada na estimativa do número de usuários.

Finalmente, a Seção 5.4 apresenta os resultados obtidos com simulações considerando todos os itens anteriores e a Seção 5.5 apresenta uma análise e as conclusões.

### **5.1 VALIDAÇÃO DO EQUACIONAMENTO DA DFOA**

Considerando a similaridade dos métodos CAPON e MUSIC, os mesmos serão apresentados em um mesmo item, ficando o método ESPRIT para a subseção posterior.

#### **5.1.1 Métodos CAPON e MUSIC**

De forma a verificar a validade de realização do DFOA, foram realizadas simulações com sinais em frequências diferentes chegando a uma antena inteligente com ângulos distintos. A

Tabela 5.1 apresenta os parâmetros utilizados na simulação do MUSIC e do ESPRIT, enquanto que as Figuras 5.1 e 5.2 ilustram os resultados obtidos.

Tabela 5.1: Parâmetros de simulação

Parâmetros	CAPON	MUSIC
M=N	8	8
$d_x = d_y$	0.0075m	0.083m
Num. Usuários	3	2
Valores (L,A,F)	(30,60,15000) (-45,45,15000) (75,-45,20000)	(50,60,1800) (40,20,900)
SNR	20 dB	20 dB

Quanto aos valores da Tabela 5.1, **M** e **N** representam o número de sensores da antena planar em cada direção. Os valores  $d_x$  e  $d_y$  são as distâncias que separam os respectivos elementos. De acordo com o Teorema da Amostragem Espacial, tal valor deve ser menor que a metade do comprimento de onda. Entretanto, neste caso, há diferentes frequências de operação e, portanto, diferentes comprimentos de onda. Desta forma, foi utilizado o menor comprimento de onda do universo de sinais para definir a separação entre os elementos das antenas. As coordenadas (**L,A,F**) representam, respectivamente, a longitude, a altitude e a frequência de operação do respectivo sinal. Finalmente, SNR representa a relação Sinal/Ruído em que a simulação foi realizada.

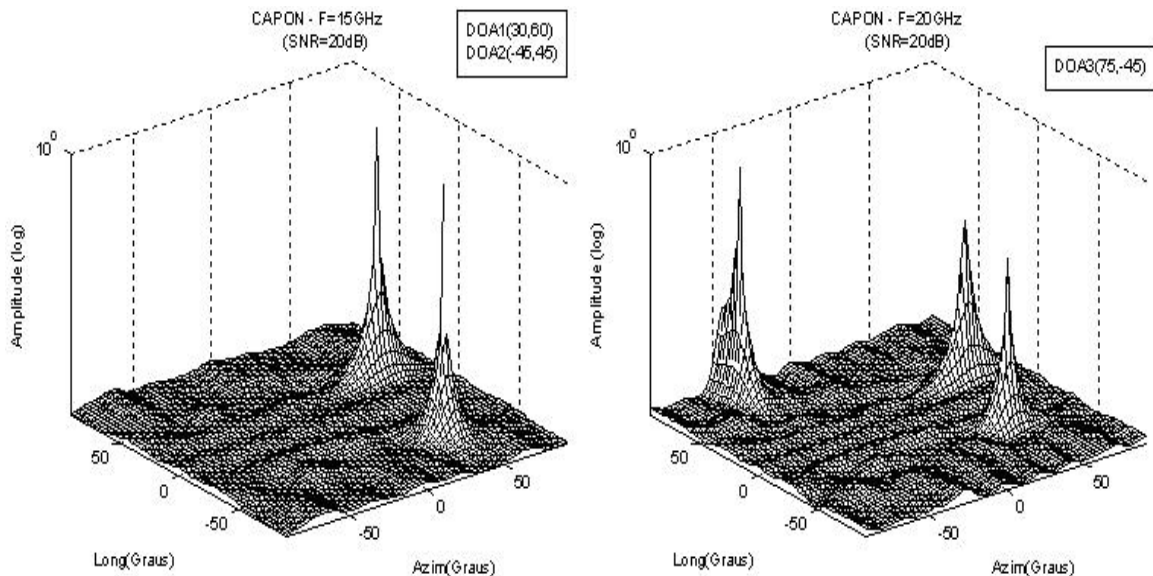


Figura 5.1: Estimação da DFOA utilizando o método CAPON [(2)].

As Figuras 5.1 e 5.2 apresentam o "espectro" CAPON e MUSIC. Verifica-se facilmente que as direções de chegada são obtidas em cada um dos métodos. Tanto na simulação com o método

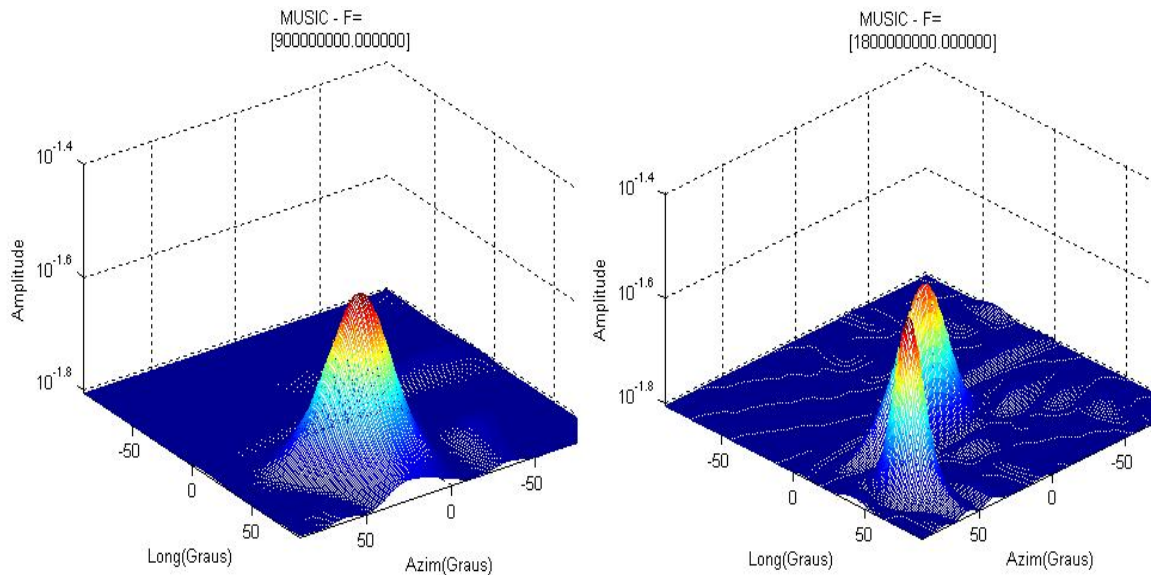


Figura 5.2: Estimação da DFOA utilizando o método MUSIC.

CAPON quanto com o método MUSIC, as direções de chegada são definidas pelos valores de pico dos respectivos espectros. Em cada uma das frequências de operação é possível visualizar os máximos nas respectivas direções de chegada. A variação nos valores dos espectros em outras direções de chegada são justificadas pelo ruído. Portanto, a idéia proposta é validada pela simulação realizada.

Uma observação mais cuidadosa, entretanto, permite verificar a existência de uma espécie de interferência dos sinais chegando em uma frequência na outra. Na Figura 5.1, embora na frequência de operação de 20 GHz exista somente um usuário, pode-se visualizar 3 (três) máximos mais pronunciados. O mesmo ocorre na simulação da Figura 5.2. No caso das simulações apresentadas, estas interferências não foram suficientes para levar a um erro, visto que os valores do espectro das mesmas foram menores do que o valor do espectro do sinal verdadeiro. Entretanto, pela realização de várias simulações pode-se perceber que esta hipótese é muito freqüente, o que leva a um sistema inviável. Portanto, uma solução deve ser buscada visando a solução deste problema, identificando-se qual a origem do problema.

### 5.1.2 Método ESPRIT

O método ESPRIT não permite uma visualização gráfica, conforme realizado com os outros métodos, por possuir uma solução analítica. Adicionalmente, o aprofundamento no estudo deste método leva à conclusão de que o mesmo não estima o ângulo de chegada, mas sim a frequência espacial. Para um melhor entendimento do que aqui é falado, a Figura 5.3 apresenta um trecho do código que traduz o algoritmo ESPRIT apresentado no Capítulo 4.

```

...
% Implementação do Algoritmo Esprit
% XX: M x SNAP matriz de medidas do array
% d: Número de usuários
% mu_est: Vetor contendo a frequência espacial estimada

function mu_est = Esprit(XX,U,SNR,d)

[M SNAP]=size(XX);
J1=[eye(M-1) zeros(M-1,1)];
J2=[zeros(M-1,1) eye(M-1)];

% Estimativa do subespaço do sinal
Us=U(:,1:d);

% Equação de Invariância
B=pinv(J1*Us)*J2*Us;

% Cálculo dos Auto-valores da Decomposição de B
[T F]=eig(B);

% Estimativa das Frequências Espaciais
mu_est=angle(diag(F));

&

```

Figura 5.3: Trecho do código Esprit.m.

O que se pode perceber é que, de fato, o valor que é estimado é a frequência espacial. Portanto, a Equação (4.53) não trata de uma estimativa, mas da estimação de um ângulo de chegada relacionado à frequência espacial que foi estimada. Esta abordagem real da metodologia de trabalho do ESPRIT não é apresentada em nenhuma das mais importantes referências e acarreta em uma série de dificuldades:

- como obter o ângulo de chegada considerando as duas variáveis espaciais (longitude e azimute)?
- dada uma frequência espacial, como saber a que frequência de operação ela se refere?
- dado um *array* plano, como relacionar a frequência espacial estimada com o ângulo de chegada, uma vez que, neste caso, os índices das antenas incluem-se nos valores estimados?

Do último questionamento, não foi encontrado, através de pesquisa em várias referências importantes, nenhum artigo em que se aborde o uso do método ESPRIT em uma antena que não seja linear uniforme (Uniform Linear Array - ULA).

Conforme se pode verificar, a frequência espacial é uma função de 3 (três) variáveis. Portanto, da estimativa dela não é possível obter diretamente o valor da DFOA por se tratar de um

problema indeterminado. Este fato leva, a exemplo dos métodos CAPON e MUSIC, também a uma ambigüidade de soluções.

Não obstante, dado um conjunto de sinais em diferentes ângulos e frequências chegando a um conjunto de antenas, a estimativa da frequência espacial continua sendo realizada com uma precisão bastante razoável, inerente ao método ESPRIT. Considere uma antena linear uniforme onde incidem dois sinais com DFOA diferentes, conforme a Tabela 5.2. As frequências espaciais de entrada foram calculadas através da Equação (5.1).

$$\mu = \frac{2\pi d_{max} \sin\theta}{\lambda} \quad (5.1)$$

Para esta situação, com uma precisão de 4 casas decimais, o Esprit acerta a frequência espacial com uma precisão exata até a terceira casa decimal. Isto mostra que a existência de sinais chegando a antena em diferentes frequências não inviabiliza a execução do método ESPRIT. Entretanto, deve-se buscar uma forma de se extrair a informação DFOA da informação estimada, ou seja, a frequência espacial.

Tabela 5.2: Estimação da frequência espacial através do ESPRIT

Parâmetros	Valores
M	8
$d_x$	0.0075m
Num. Usuários	2
Valores (L,F)	(30,15000) (45,20000)
Frequências Espaciais	1.1781 e 2.2214
SNR	-20 a 20 dB

## 5.2 A REDUNDÂNCIA ESPACIAL

### 5.2.1 Entendendo o problema

Conforme verificado no item 5.1.2, de fato, o método ESPRIT estima a frequência espacial. Assim, fazendo referência à simulação realizada sobre os valores da Tabela 5.2, onde se obteve os valores estimados exatamente iguais aos valores de entrada, com uma SNR de 20 dB, haveria 4 (quatro) combinações diferentes de DFOA, conforme as Equações (5.2), (5.3), (5.4) e (5.5).

Com  $\mu_1$  estimado:

$$f_1 = 15GHz, \theta_{11} = \arcsen\left[\frac{\mu_1 c}{2\pi f_1 d_{max}}\right] = \arcsen\left[\frac{1.1781.3.10^8}{2\pi.15.10^9.0.0075}\right] = 30.0001^0 \quad (5.2)$$

$$f_2 = 20GHz, \theta_{12} = \arcsen\left[\frac{\mu_1 c}{2\pi f_2 d_{max}}\right] = \arcsen\left[\frac{1.1781.3.10^8}{2\pi.20.10^9.0.0075}\right] = 22.0244^0 \quad (5.3)$$

Com  $\mu_2$  estimado:

$$f_1 = 15GHz, \theta_{21} = \arcsen\left[\frac{\mu_2 c}{2\pi f_1 d_{max}}\right] = \arcsen\left[\frac{2.2214.3.10^8}{2\pi.15.10^9.0.0075}\right] = 70.5258^0 \quad (5.4)$$

$$f_2 = 20GHz, \theta_{22} = \arcsen\left[\frac{\mu_2 c}{2\pi f_2 d_{max}}\right] = \arcsen\left[\frac{2.2214.3.10^8}{2\pi.20.10^9.0.0075}\right] = 44.9989^0 \quad (5.5)$$

Estes resultados são o que está se chamando nesta tese de "Ambigüidade de DFOA". O resultado prático seria o diagrama de irradiação da antena apontado para duas direções desnecessárias. Embora no exemplo utilizado não tenha ocorrido, pela observação de um vasto número de simulações foi verificado ser comum obter ângulos ambíguos complexos, correspondendo à situação onde a fração dentro da função *arcsen* possui módulo maior do que 1. Em um ambiente real, com um número maior de usuários, o problema se torna ainda mais complexo.

Uma análise cuidadosa dos métodos CAPON e MUSIC levou à conclusão de que a interferência visualizada nas Figuras 5.1 e 5.2 tem origem no mesmo problema do método ESPRIT, ou seja, os métodos CAPON e MUSIC também estimam, de fato, a frequência espacial, e não os ângulos de chegada. Para verificar isto, foi realizada uma simulação considerando os valores da Tabela 5.3, onde foi considerada, também, uma antena linear uniforme. O passo utilizado na busca da DOA, nesta simulação, foi de somente  $1^0$ . Os dois valores máximos do espectro CAPON encontrados para cada uma das frequências de operação são os mostrados na Tabela 5.4.

Da observação da Tabela 5.4, verifica-se que os dois valores máximos do espectro CAPON são  $59.4$  e  $4.9$ , os quais correspondem aos ângulo  $76^0$  e  $55^0$ , respectivamente, nas frequências de  $15$  e  $18$  GHz, diferentemente dos valores de entrada. Utilizando-se, entretanto, as frequências espaciais de entrada e verificando-se as combinações de ângulos de chegada que elas proporcionam em função do universo de frequências existentes, obtém-se os valores calculados nas Equações (5.6), (5.7), (5.8) e (5.9).

Tabela 5.3: Ambigüidade utilizando-se o método CAPON

Parâmetros	Valores
M	8
$d_x$	0.0085m
Num. Usuários	2
Valores (L,F)	(6.7,15000) (53.7,18000)
Frequências Espaciais	0.3058 e 2.5316
SNR	20 dB

Tabela 5.4: Valores máximos do espectro CAPON referentes à simulação do cenário apresentado na Tabela 5.3

-	<b>f=15GHz</b>		<b>f=18GHz</b>	
Espectro	59.4	2.7	4.9	0.96
Ângulo	75	7	54	6

Com  $\mu_1$  real:

$$f_1 = 15GHz, \theta_{11} = \arcsen\left[\frac{\mu_1 c}{2\pi f_1 d_{max}}\right] = \arcsen\left[\frac{0.3058 \cdot 3 \cdot 10^8}{2\pi \cdot 15 \cdot 10^9 \cdot 0.0085}\right] = 6.5757^0 \quad (5.6)$$

$$f_2 = 18GHz, \theta_{12} = \arcsen\left[\frac{\mu_1 c}{2\pi f_2 d_{max}}\right] = \arcsen\left[\frac{0.3058 \cdot 3 \cdot 10^8}{2\pi \cdot 18 \cdot 10^9 \cdot 0.0085}\right] = 5.5860^0 \quad (5.7)$$

Com  $\mu_2$  real:

$$f_1 = 15GHz, \theta_{21} = \arcsen\left[\frac{\mu_2 c}{2\pi f_1 d_{max}}\right] = \arcsen\left[\frac{2.5316 \cdot 3 \cdot 10^8}{2\pi \cdot 15 \cdot 10^9 \cdot 0.0085}\right] = 71.4487^0 \quad (5.8)$$

$$f_2 = 18GHz, \theta_{22} = \arcsen\left[\frac{\mu_2 c}{2\pi f_2 d_{max}}\right] = \arcsen\left[\frac{2.5316 \cdot 3 \cdot 10^8}{2\pi \cdot 18 \cdot 10^9 \cdot 0.0085}\right] = 53.6908^0 \quad (5.9)$$

Observa-se, portanto, que os ângulos gerados pelas combinações apresentadas são exatamente aqueles estimados pelo método CAPON (considerando a precisão de  $1^0$  adotada), o que leva a conclusão de que o método CAPON estima, de fato, a frequência espacial em que o es-

pectro é máximo. O grande problema é que o valor do espectro cruzado pode ser maior do que o valor do espectro verdadeiro, levando a erros, conforme o que ocorreria nesta simulação. O mesmo fato é observado no método MUSIC.

Conclui-se, portanto, que:

- embora os métodos CAPON, MUSIC e ESPRIT sejam referenciados como algoritmos estimadores da DOA, eles, de fato, estimam a frequência espacial de chegada, de forma que seria mais adequado adotar o acrônimo  $\mu$ OA para os mesmos;
- é necessário criar algum procedimento adicional para que se possa obter as informações DFOA utilizando-se dos respectivos métodos.

Nos itens seguintes são apresentadas as abordagens propostas nesta tese para viabilizar a estimação do DFOA utilizando os métodos tradicionais ESPRIT, MUSIC e CAPON. No item 5.2.2 é descrita a proposta utilizando uma generalização dos métodos de estimação da DOA com sinais banda larga, enquanto que no item 5.2.3, é apresentada uma solução mista, considerando o método banda larga e os resultados das observações feitas até o momento.

## 5.2.2 Generalização da estimação da DOA banda larga

Toda a teoria relacionada com a estimação da DOA apresentada neste trabalho, até o momento, são eficientes para sinais banda estreita. Quando os sinais incidentes na antena inteligente são banda-larga, uma série de considerações deve ser feita.

Para fins deste estudo, define-se um sinal banda larga como aquele que tem uma razão de largura de banda em relação à sua frequência central maior do que 1%. Para estes sinais, a dependência da frequência do sinal incidente no arranjo sobre a matriz *Manifold* e sobre o diagrama de irradiação deve ser considerada na estimação da DOA do sinal [(54)]. Na presença de sinais banda larga, a profundidade dos nulos do diagrama de irradiação varia rapidamente com a frequência sobre a largura da banda do sinal e os sistemas adaptativos criados para sinais banda estreita tornam-se ineficazes para seguir a variação de frequência do sinal incidente [(55)]. A degradação do desempenho é causada, principalmente, pelo fato de que o deslocamento de fases inter-elemento torna-se uma função da frequência e a adaptação dos pesos são realizadas de forma independente da frequência, o que implica em uma solução avançada de processamento de sinal [(56)].

Dos problemas apresentados, têm sido estudadas técnicas de compensação de frequências, dos quais se destacam os seguintes:



- decomposição espectral;
- focalização;
- interpolação.

Na decomposição espectral, o sinal recebido por cada elemento de antena é convertido para uma FI e decomposto em componentes banda estreita não sobrepostos usando um conjunto de filtros passa-banda. A adaptação é realizada em cada banda individualmente [(55)].

Na técnica de focalização, os sinais decompostos são rearranjados tal que a matriz diretora seja constante para todas as frequências dentro de uma largura de banda comum do sinal recebido. As componentes de todas as frequências são então combinadas dentro de uma simples matriz, conseguindo então uma substancial redução de dados [(57)].

A técnica de interpolação usa o fato de que a translação de um array por um fator  $\alpha$  e a redução da frequência pelo mesmo fator leva a uma resposta do array imodificada. A largura de banda do sinal banda larga incidente é dividida dentro de várias bandas estreitas e toda a banda é assumida ser recebida por diferentes arrays. Para cada frequência, arrays virtuais com a mesma resposta em suas respectivas frequências de operação são obtidos pela técnica de interpolação aplicada ao array nominal [(58)].

Fazendo uma analogia para o problema nesta tese estudado, a existência de vários sinais incidentes em diferentes frequências, ainda que banda estreita, pode ser vista como um sinal banda larga no somatório. Considerando a arquitetura de um RDS utilizando antenas inteligentes da Figura 4.3, há várias possibilidades de uso da técnica de decomposição espectral. De fato, o sinal banda larga tratado nos artigos recém-citados é o caso particular do caso em que se têm diversos sinais banda larga em frequências diferentes. Assim, tanto o problema aqui estudado quanto a estimação da DOA de um sinal banda larga em uma frequência particular são casos particulares de um mesmo problema ainda não estudado.

Ainda com referência à Figura 4.3, uma primeira opção para a aplicação da técnica de compensação de frequência é alternar dinamicamente, via software, os valores de fase do oscilador local e o fator de decimação do filtro passa-baixa, de forma a obter o *snapshot* em uma determinada frequência a cada intervalo de tempo e, sobre estes valores amostrados, verificar a existência de usuários e as respectivas DOA. A segunda abordagem consiste em manter fixo o valor das fases do oscilador local e aplicar uma filtragem nas bandas transladadas dos sinais desejados. Em cada uma das faixas aplicar uma decimação para finalizar a sintonia dos respectivos sinais em banda básica. Na primeira abordagem é necessária uma taxa de amostragem maior e processadores mais rápidos, de forma a manter o Teorema de Nyquist, ainda que intercalando entre os sinais. Já na segunda abordagem, torna-se crítico projetar o filtro multifaixas

que atenda aos requisitos do projeto.

De forma a validar as propostas, foi simulado nesta tese a primeira abordagem, seguindo o fluxograma da Figura 5.4. Para esta técnica, foi utilizado o algoritmo ESPRIT por exigir um menor esforço computacional. Conforme se pode perceber, há a necessidade de se intercalar em cada uma das faixas de frequências, colher um *snapshot*, decidir a existência de usuários e sua quantidade e estimar as suas DOA. Como no CAPON e no MUSIC exige-se uma grande quantidade de processamento e, por conseqüência tempo, na obtenção do *Manifold*, estes algoritmos não se mostram interessantes na decomposição espectral.

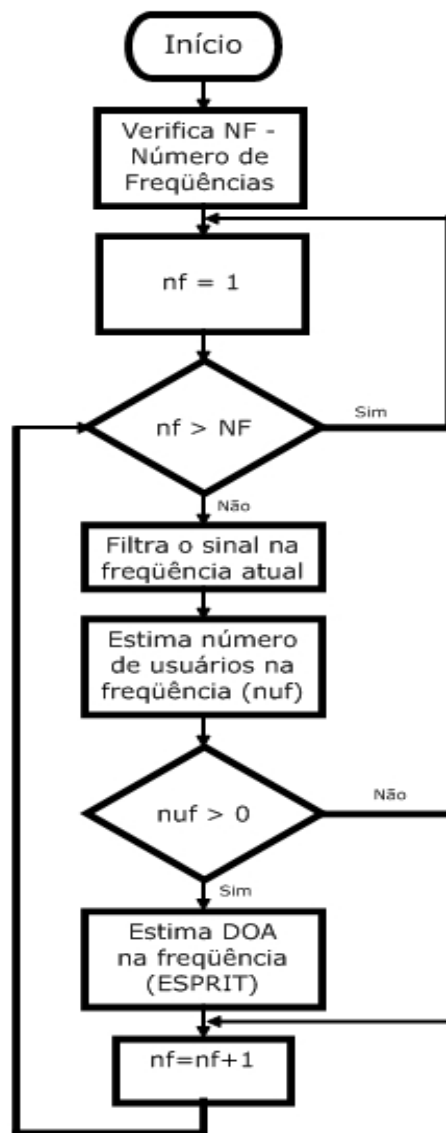


Figura 5.4: Fluxograma da utilização de compensação de frequências na estimação da DFOA com o método ESPRIT.

### 5.2.3 Método Otimizado de Resolução da Ambigüidade (MORA)

Considerando o uso da decomposição espectral com os métodos CAPON e MUSIC, deduz-se que é necessário obter tantos conjuntos *Manifold* quanto for o número de frequências do universo de operação do rádio. Tal fato onera o sistema em termos de processamento, recaindo na principal desvantagem destes métodos em relação ao ESPRIT. Desta forma, buscou-se uma solução otimizada que permita a obtenção dos parâmetros desejados sem uma excessiva capacidade computacional.

Conforme observado anteriormente, de fato, os métodos MUSIC e CAPON descobrem a frequência espacial e não a direção de chegada, o que acaba por refletir na ambigüidade de DOA. Tal fato pode ser utilizado em favor do sistema, ou seja, dado um *snapshot* composto dos diversos sinais no universo de frequências de operação do sistema, basta realizar a estimativa das frequências espaciais considerando uma única frequência de operação, que esta irá refletir todas as outras frequências de operação do universo. Isto permite direcionar a antena nas direções de chegada de todos os sinais em todas as frequências de operação. Entretanto, resta descobrir quais as frequências de chegada existente no ambiente em que a antena está imersa e isto pode ser feito com parte do método descrito no item 5.2.2, verificando o número de usuários em cada uma das frequências do universo do sistema. Trata-se, portanto, de um método misto. O fluxograma da Figura 5.5 traduz este método proposto.

Uma desvantagem imediata do método proposto é que, para cada DOA verdadeira no receptor, a antena estará apontando também para a direção ambígua nas outras frequências. Isto se deve ao fato de que, para formar o diagrama de irradiação são utilizados pesos que consideram as FOA. Como não se sabe, ao certo, a que frequência está relacionada cada DOA, haverá a necessidade de considerar os pesos em todas as frequências do universo em que seja detectado algum usuário. Tal fato não ocorre na proposta do item anterior.

Avaliando a principal desvantagem desta proposta, entretanto, pode-se concluir que a mesma não chega a ser crítica. Visualiza-se que estas técnicas de estimação da DFOA sejam mais aplicadas aos terminais móveis, visto que é provável que as Estações Rádio-Base permaneçam dedicadas ao principal serviço disponibilizado pela operadora de serviços. Não se vislumbra a médio prazo que as estações móveis utilize-se de um número tão grande de serviços simultaneamente. Ainda que um determinado terminal tenha a possibilidade de se reconfigurar para receber, por exemplo, 10 interfaces aéreas diferentes, não há aplicações suficientes no contexto futuro atualmente visionado para que o usuário esteja utilizando mais do que 2 ou 3 interfaces diferentes, por exemplo, conversação de voz, *download* de e-mail via WLAN e assistir um programa de TV, tudo simultaneamente. Assim, considerando a utilização de 2 interfaces aéreas, o terminal estaria transmitindo ou recebendo de duas direções desnecessárias. Na transmissão,

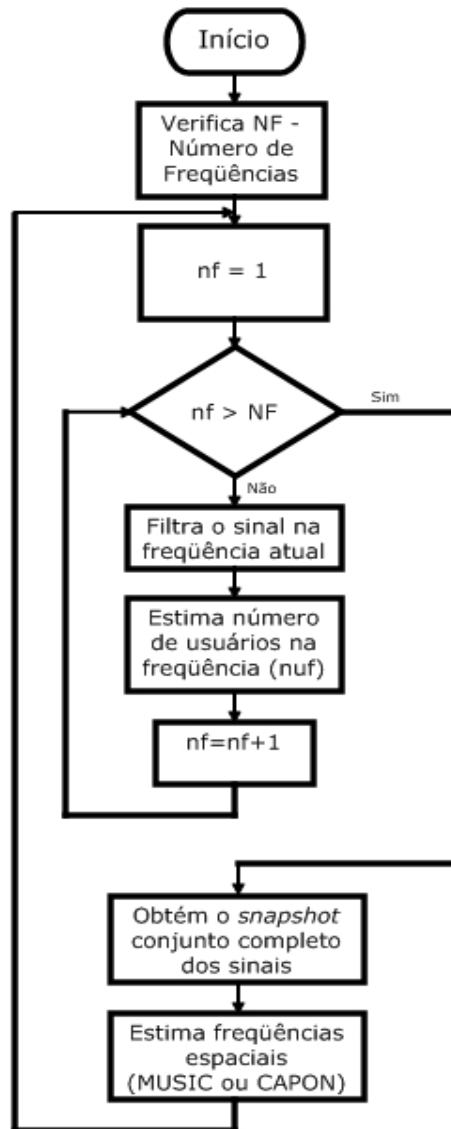


Figura 5.5: Fluxograma do Método Otimizado de Resolução da Ambigüidade (MORA) na estimação da DFOA com os métodos CAPON e MUSIC.

uma vez que o terminal móvel possui um nível de potência de transmissão bem menor do que das ERB's, a interferência produzida em um ambiente CDMA não seria tão alta a ponto de degradar a capacidade do sistema substancialmente. Desta forma, considerando a economia de processamento e energia obtida com a solução apresentada e as limitações envolvidas com o método ESPRIT, entende-se que seja interessante avaliar esta segunda proposta. Os resultados obtidos considerando estas propostas e os métodos MUSIC e ESPRIT são apresentados no item 5.2.4.

## 5.2.4 Resultados Obtidos

De forma a validar a proposta realizada, foram realizadas simulações variando-se os seguintes parâmetros:

- relação Sinal/Ruído (SNR): -20 a 20 dB;
- ordem do esquema de modulação M-PSK: 2 a 8;
- número de antenas: [4 8 16 32];
- número de usuários: 1 a 8.

Para cada simulação foram realizadas de 1000 a 3000 rodadas de estimação de DFOA. Para cada rodada, ângulos aleatórios são sorteados e o número de usuários em cada frequência do universo também são sorteadas aleatoriamente. Como parâmetros de avaliação da qualidade das propostas, foram definidos os listados nas Equações (5.10) e (5.11), onde  $eang$  representa o erro médio quadrático no ângulo (em graus) da simulação completa em cada valor do parâmetro sendo variado;  $NS$  é o número de simulações para cada parâmetro sendo variado;  $AR$  o ângulo real sorteado,  $AE$  o ângulo estimado e  $nusr$  o número de usuários.

$$eang = \frac{\sum_{i=1}^{NS} \sqrt{\frac{\sum_{j=1}^{nusr} (AR_j - AE_j)^2}{nusr}}}{NS} \quad (5.10)$$

$$P_e = \frac{N_{erros}}{N_{estimativas}} \quad (5.11)$$

As Figuras 5.6, 5.7, 5.8, 5.9, 5.10 e 5.11 apresentam os resultados obtidos.

Na Figura 5.6 verifica-se a qualidade da estimativa em função da relação Sinal/Ruído. É imediato que a estimativa não é boa, com uma probabilidade de erro na definição da frequência de chegada em torno de 27% para os métodos MUSIC e CAPON. O método ESPRIT não

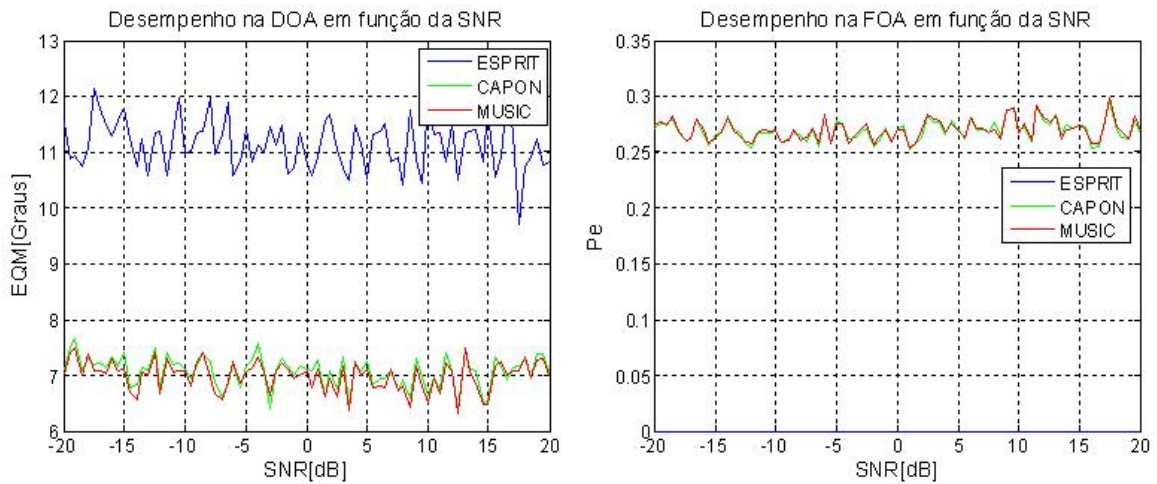


Figura 5.6: Desempenho da DFOA em função da SNR, com 2 usuários, 8 antenas e modulação 8-PSK.

apresentou nenhum erro neste parâmetro, o que é de se esperar, visto o método de compensação de frequência adotado. Quanto a DOA, o CAPON e o MUSIC apresentam um erro em torno de  $7^{\circ}$ , enquanto que o ESPRIT realiza um erro variando em  $11^{\circ}$ . Somente a análise desta figura já é suficiente para concluir que o método não está trabalhando de forma satisfatória.

A simulação da Figura 5.7 foi realizada com o objetivo de verificar se a ordem do esquema de modulação adotado interfere, de alguma forma, na estimação da DFOA. Conforme verificado, a qualidade da estimativa não varia, independente da utilização do BPSK, QPSK ou 8-PSK, obtendo-se resultados equivalentes àqueles da Figura 5.6.

As Figuras 5.8 e 5.9 apresentam os resultados obtidos na estimação da DFOA em função do número de antenas no array. Na Figura 5.8, verifica-se que o método CAPON é o menos sensível a um número reduzido de antenas para a estimação da DOA, enquanto que o método ESPRIT não apresenta mudanças consideráveis em sua estimativa. O MUSIC apresentou um aumento no erro de  $1^{\circ}$  ao se reduzir o número de antenas para 4, convergindo para o erro do CAPON com o aumento do número de antenas. Já no que diz respeito à FOA, não houve uma alteração significativa com a mudança do número de elementos na antena.

As Figuras 5.10 e 5.11 apresentam a sensibilidade dos métodos ao número de usuários no sistema. Neste quesito, o método ESPRIT apresenta uma limitação imediata, por poder estimar somente a metade do número de elementos na antena (número de *doublets*). Verifica-se ainda que o método ESPRIT é excelente para a situação onde existe somente 1 usuário, mas apresenta uma degradação muito grande com o aumento do mesmo, passando de 0 a  $20^{\circ}$  quando o número de usuários varia de 1 a 4. Dentro desta mesma faixa de variação, o erro do CAPON e do MUSIC varia de  $7^{\circ}$  a  $12^{\circ}$ . Adicionalmente, quando o número de usuários vai de 5 a 7 usuários,

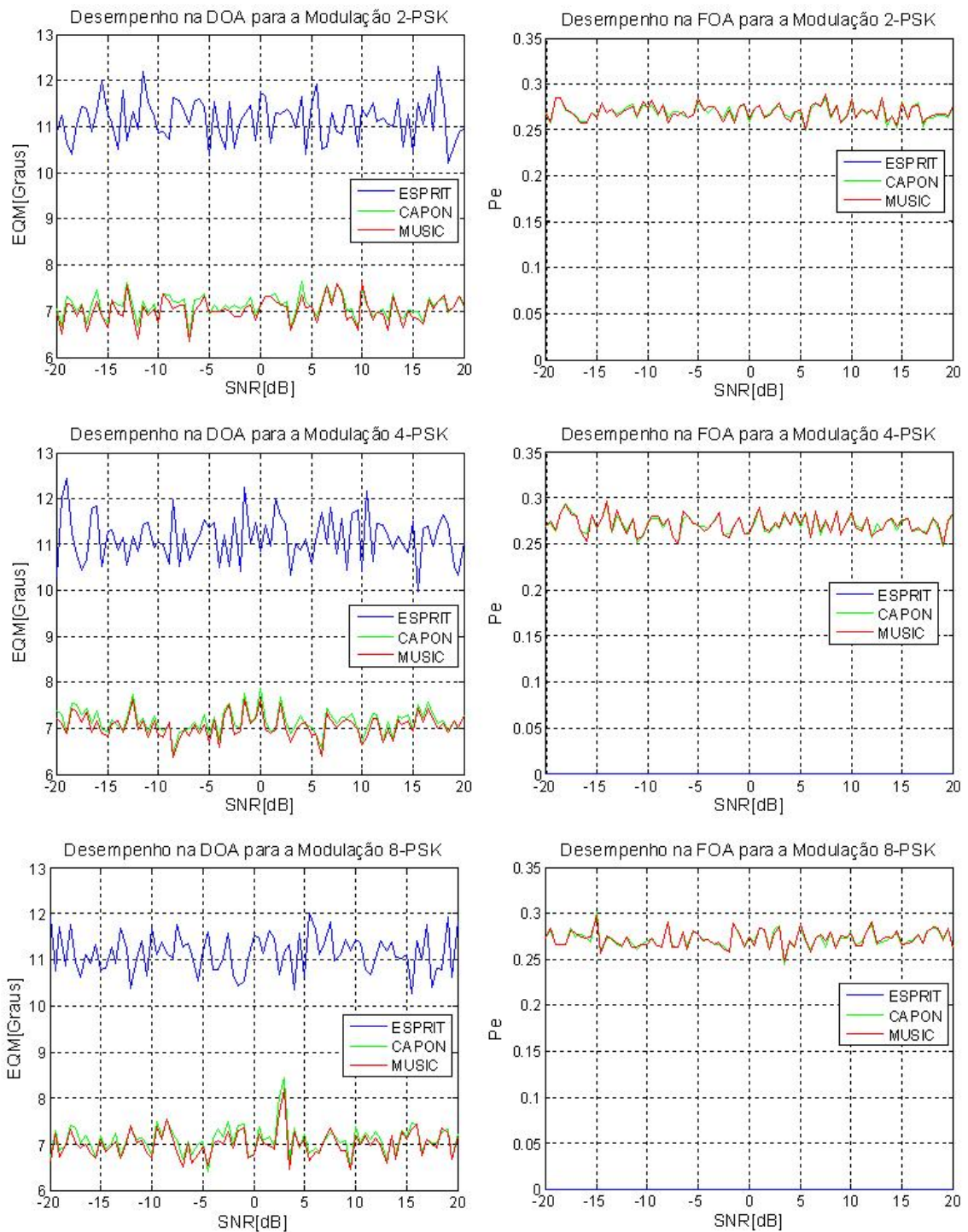


Figura 5.7: Desempenho da DFOA em função do esquema de modulação, com 2 usuários e 8 antenas.

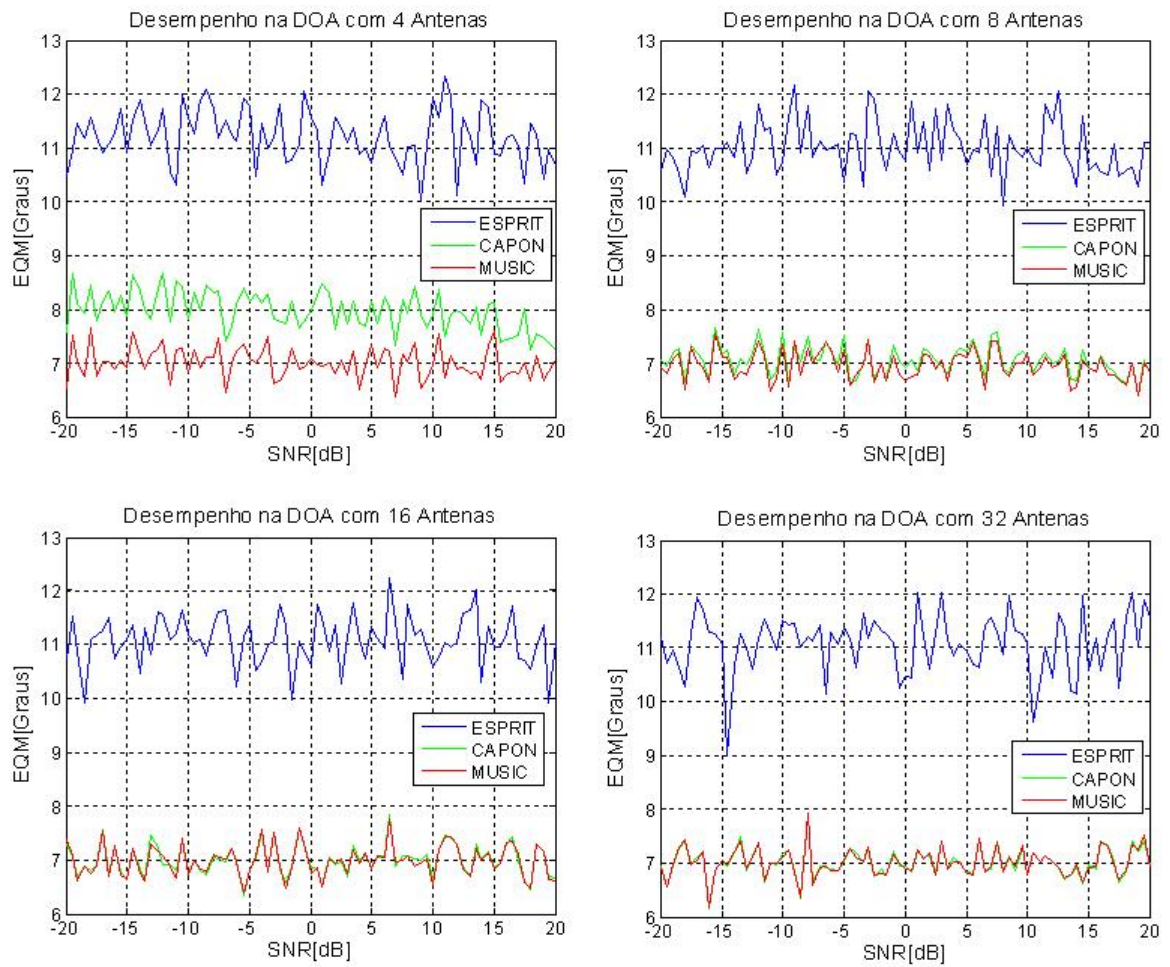


Figura 5.8: Desempenho da DOA em função do número de antenas, com 2 usuários e modulação 8-PSK.



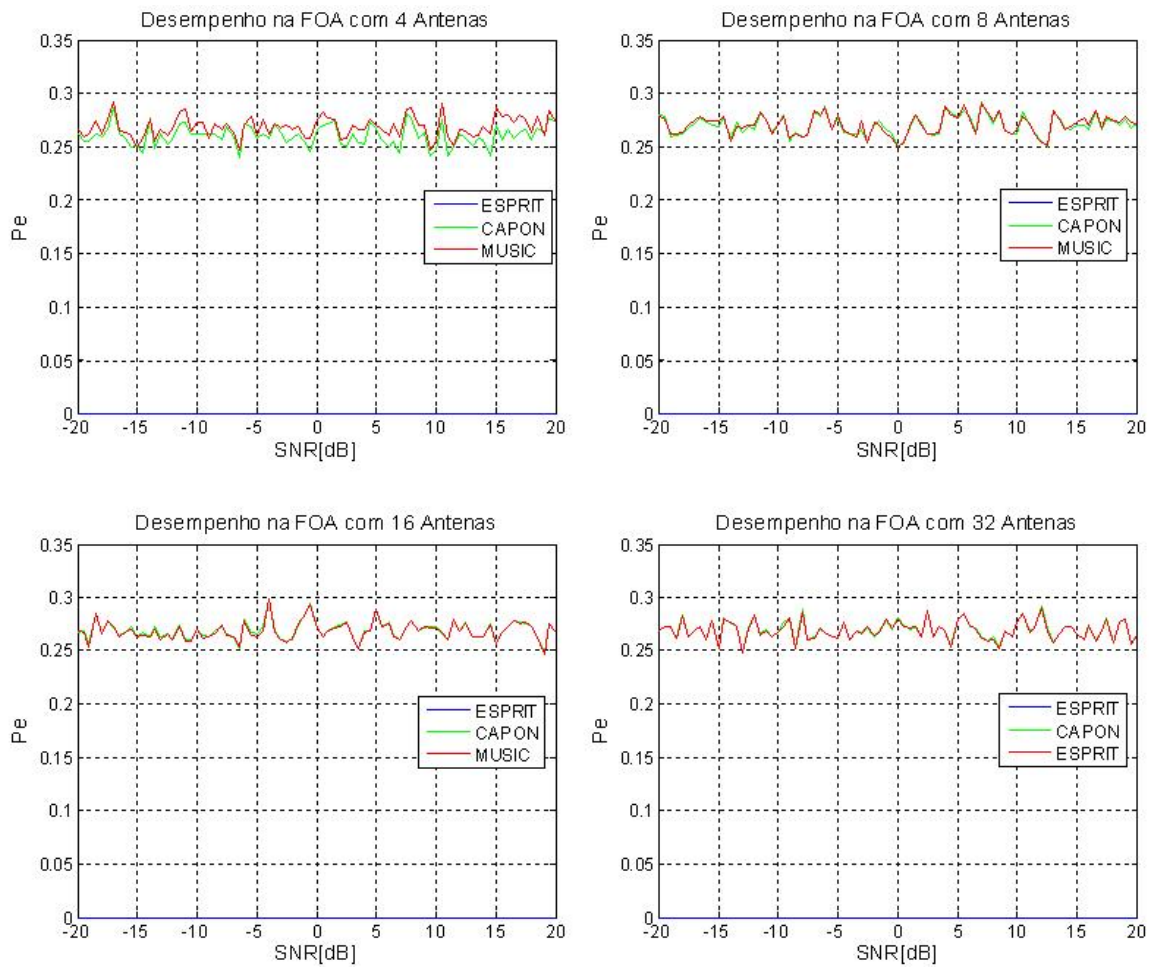


Figura 5.9: Desempenho da FOA em função do número de antenas, com 2 usuários e modulação 8-PSK.

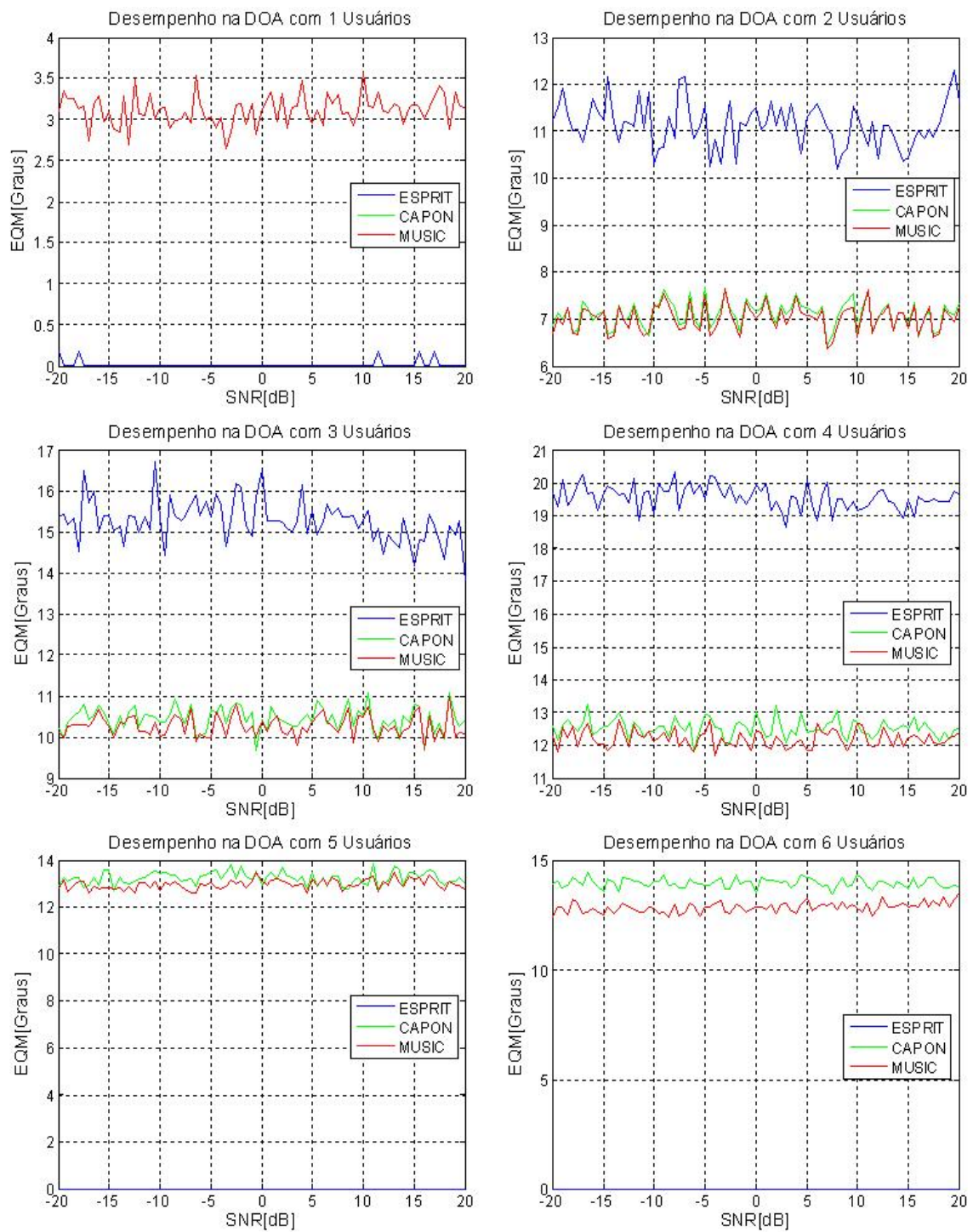


Figura 5.10: Desempenho da DOA em função do número de usuários, com 8 antenas e modulação 8-PSK.

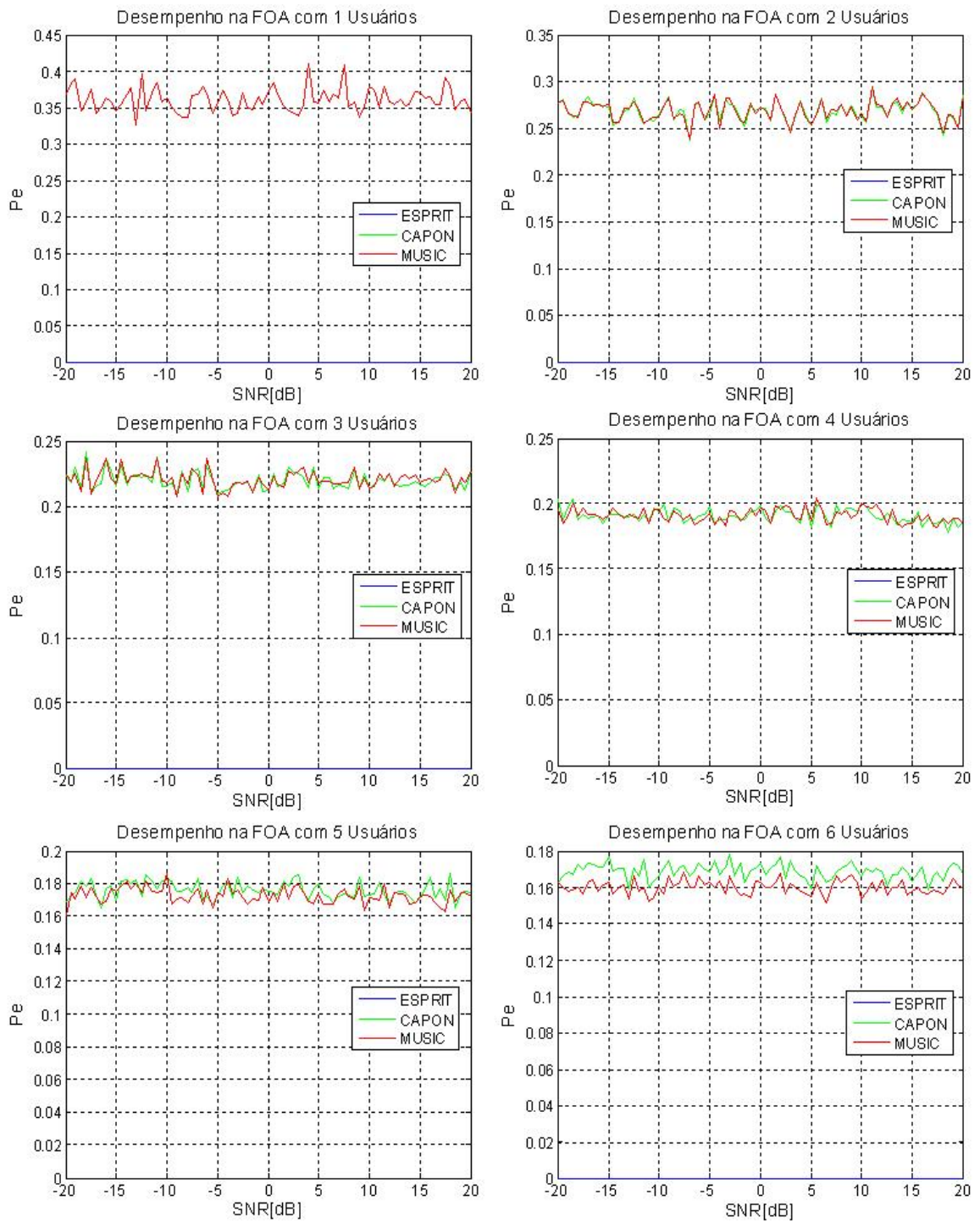


Figura 5.11: Desempenho da FOA em função do número de usuários, com 8 antenas e modulação 8-PSK.

estes métodos aumentam o seu erro em mais  $2^0$ , sendo o método MUSIC menos sensível a esta variação.

Já quanto à FOA, os resultados apresentados contrariam de maneira significativa o que seria esperado, ou seja, quanto maior o número de usuários, menor a probabilidade de erro, passando de uma média de 37% a 16% quando o número de usuários vai de 1 a 7.

De tudo que foi analisado, verifica-se que:

- o método não está apresentando bons resultados;
- os resultados obtidos contrariam a lógica esperada.

Assim, mostrou-se necessário realizar uma investigação minuciosa e detalhada de todas as variáveis e parâmetros envolvidos ao longo de todo o processo de estimativa. Desta análise, ficou bem claro que a fonte do problema está na estimativa do número de usuários no sistema. Sistemáticamente, os algoritmos erram nesta estimativa, fornecendo sempre um número maior de usuários. Isto explica o fato do erro na FOA ser maior para um número real menor de usuários. Considerando que existe somente um usuário e o algoritmo estima a existência de mais usuários, aumenta também a possibilidade destes outros usuários inexistentes serem estimados em outra frequência. Já com um número maior de usuários, mesmo que a estimativa deste número esteja errada, é mais fácil que a frequência do sinal inexistente recaia, por coincidência, na frequência verdadeira.

Portanto, embora não estivesse nos objetivos iniciais desta tese, foi necessário criar uma otimização da estimativa do número de usuários para que se pudesse viabilizar a DFOA, o que é apresentado no próximo item.

### **5.3 LIMIARES DE DECISÃO PARA O NÚMERO DE USUÁRIOS**

Recorrendo-se às descrições dos métodos CAPON, MUSIC e ESPRIT, no Capítulo 4, verifica-se, de imediato, que o CAPON não possui nenhuma técnica de estimação do número de usuários. Já o MUSIC e o ESPRIT obtém este número através da Equação (5.12). Nas considerações da proposta DFOA, está sendo utilizado o método do MUSIC para a estimação do número de usuários no método CAPON.

$$\hat{D} = M - K \quad (5.12)$$

Onde  $M$  é o número de elementos e  $K$  é a multiplicidade da matriz de autovalores.

A obtenção da multiplicidade da matriz de autovalores é imediata em um cenário ideal, onde não há ruído e todos os valores que não estejam na diagonal principal da matriz são exatamente iguais a zero. Com a introdução do ruído, entretanto, a matriz resultante não é diagonal e a multiplicidade pode ser influenciada pelo ruído. Desta forma, a multiplicidade deve ser obtida relativamente a um limiar diferente de zero. Nas simulações nesta tese realizadas, foi utilizada a função  $rank(x,y)$  para obter-se esta multiplicidade, onde  $x$  é a matriz de autovetores e  $y$  é o limiar de decisão da multiplicidade, que neste caso real deve ser diferente de zero.

Nas simulações anteriormente realizadas, utilizou-se como limiar o nível de ruído no ambiente, o que acarretou em estimativas ruins. Através da observação do comportamento do sistema, foi verificado ainda que estes limiares são sensíveis aos vários parâmetros existentes.

Desta forma, optou-se por simular todas as situações possíveis e aqui consideradas para o sistema e definir para cada uma delas o valor aceitável do limiar de decisão do número de usuários. Estes valores deverão, então, constituir mais um parâmetro de entrada nas futuras estimativas de DFOA. Os resultados destas simulações são apresentados nas Figuras 5.12, 5.13, 5.14, 5.15 e 5.16. Em todas as curvas é plotada a razão limiar/sigma, o que significa dizer que o valor de decisão deve ser o encontrado na curva versus o nível de ruído no canal. Foram plotados os valores mínimos, máximos e médios de limiares, respectivamente, nas cores azul, vermelha e verde.

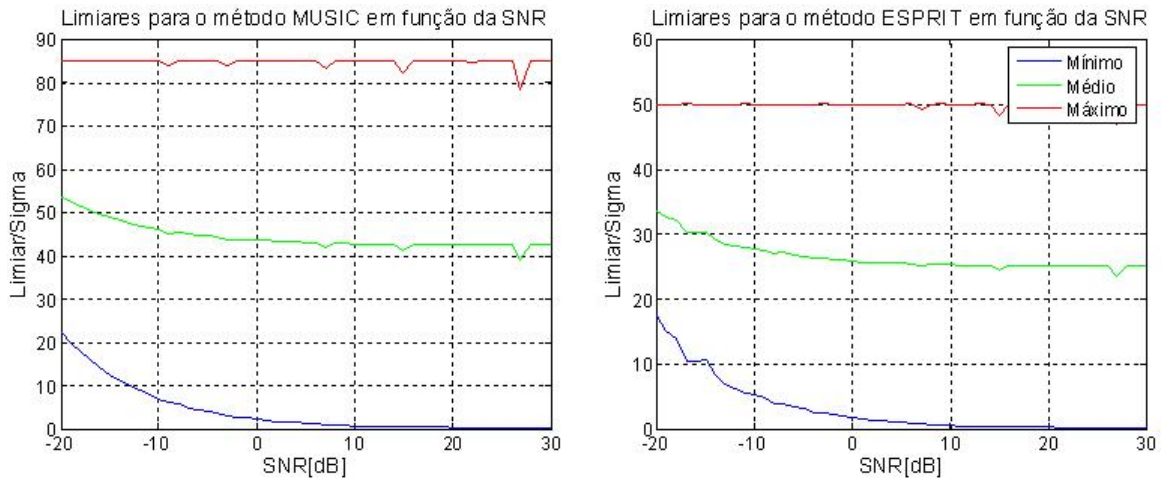


Figura 5.12: Limiar de decisão do número de usuários em função da SNR para os métodos MUSIC e ESPRIT, com 2 usuários, 8 antenas e modulação 8-PSK.

Da análise das curvas, se verifica que há um valor mínimo de decisão em função da relação SNR e que estes valores não são sensíveis ao número de antenas no array, conforme se pode verificar pela comparação das Figuras 5.12, 5.13 e 5.14. Por outro lado, os limiares são diferentes,



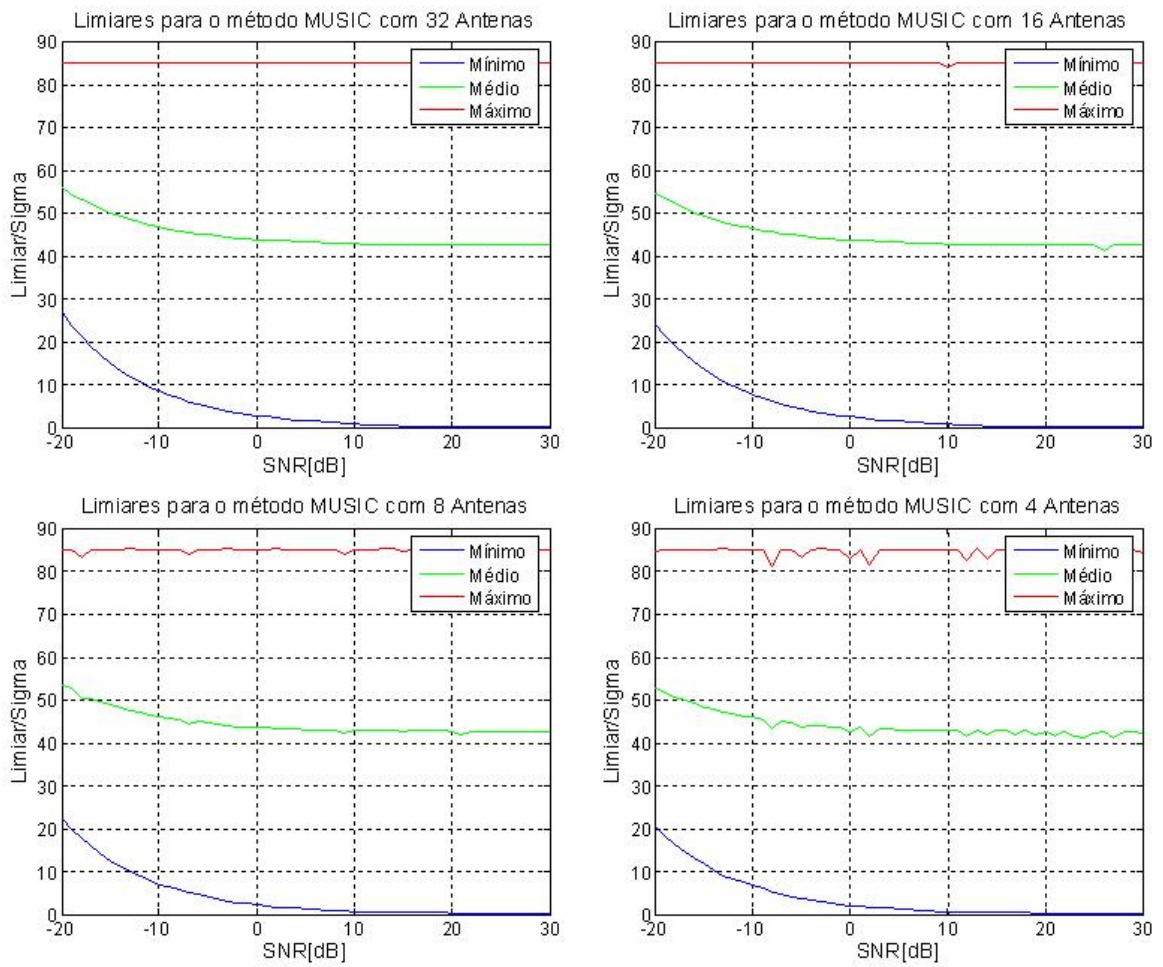


Figura 5.13: Limiar de decisão do número de usuários em função do número de antenas para o método MUSIC, com 2 usuários e modulação 8-PSK.

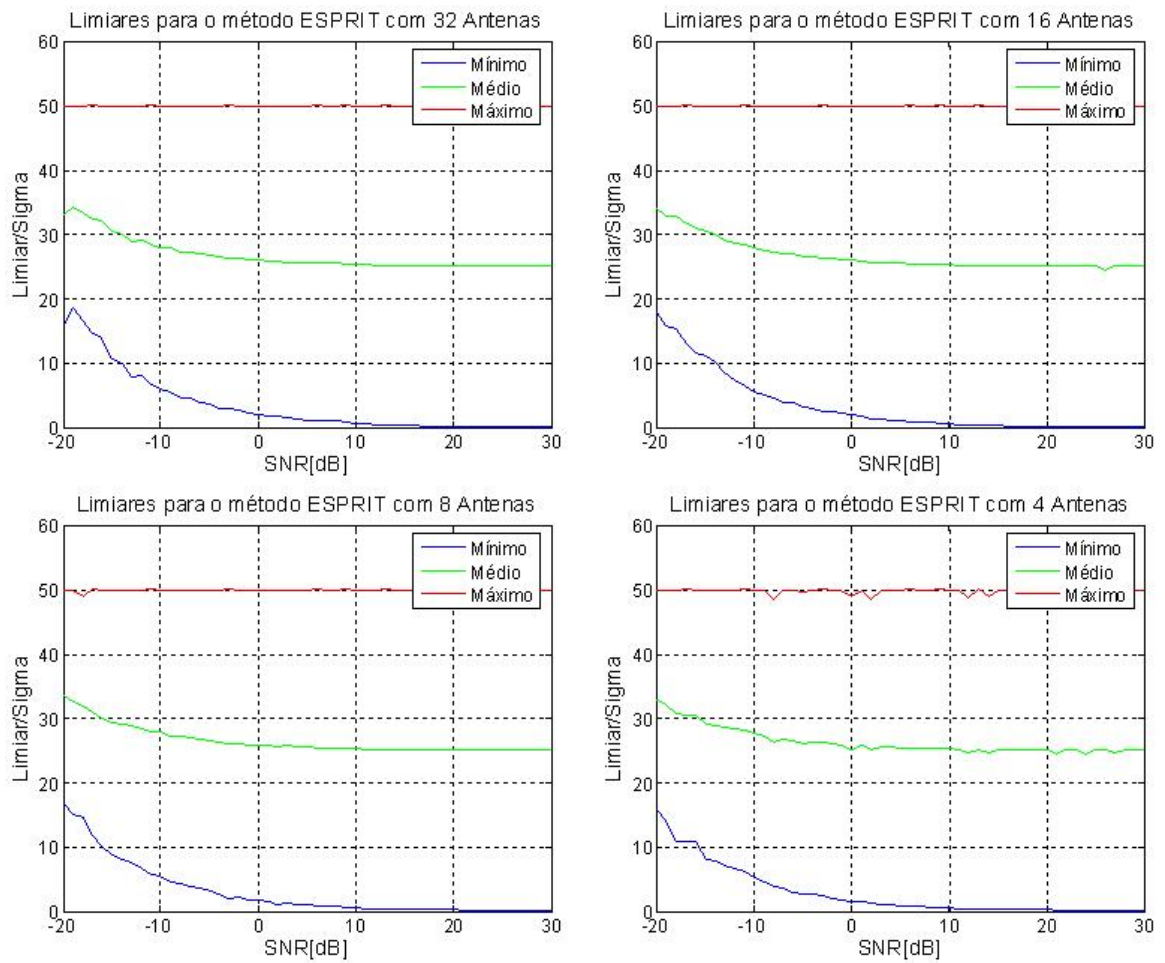


Figura 5.14: Limiar de decisão do número de usuários em função do número de antenas para o método ESPRIT, com 2 usuários e modulação 8-PSK.

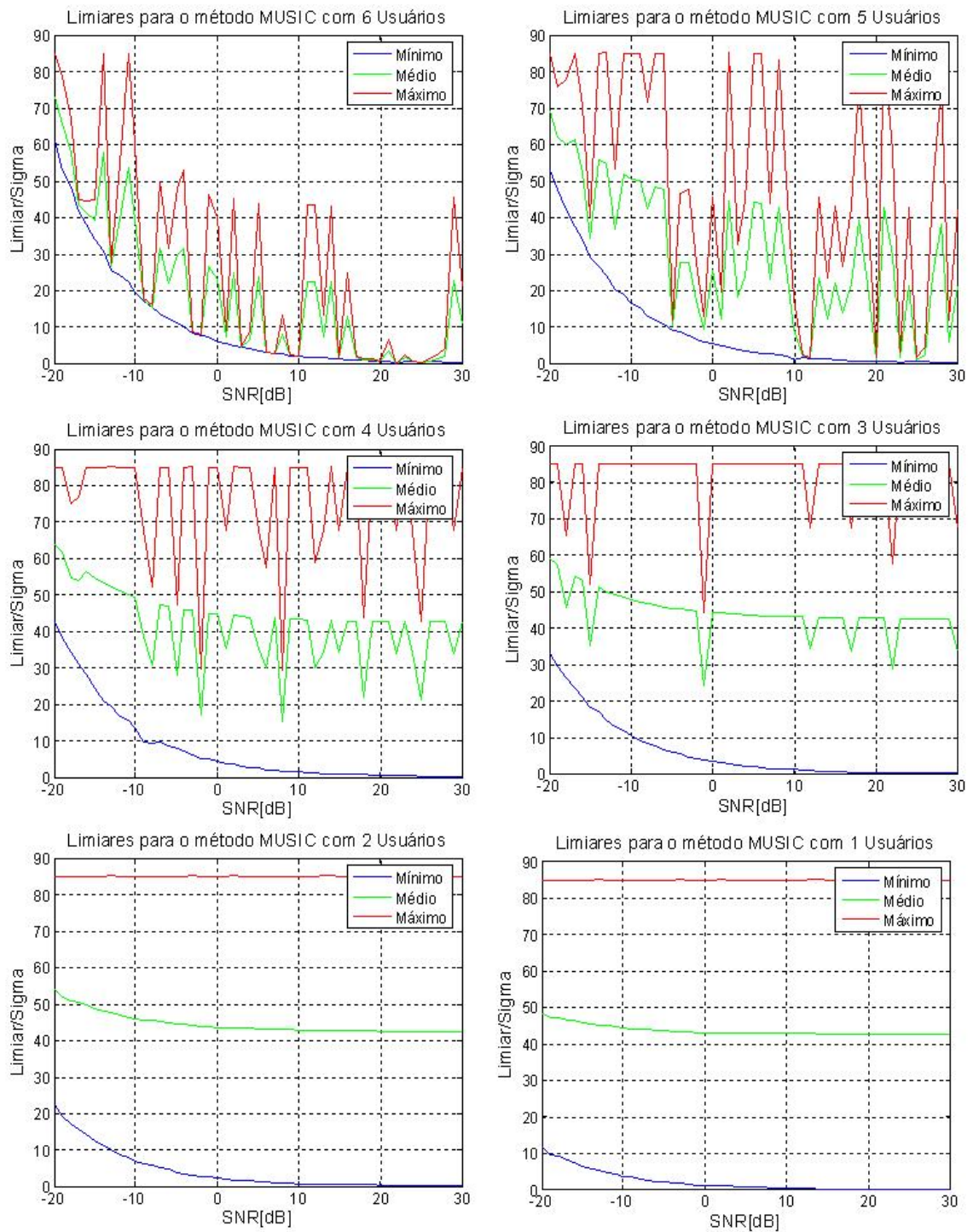


Figura 5.15: Limiar de decisão do número de usuários em função do número de usuários para o método MUSIC, com 8 antenas e modulação 8-PSK.



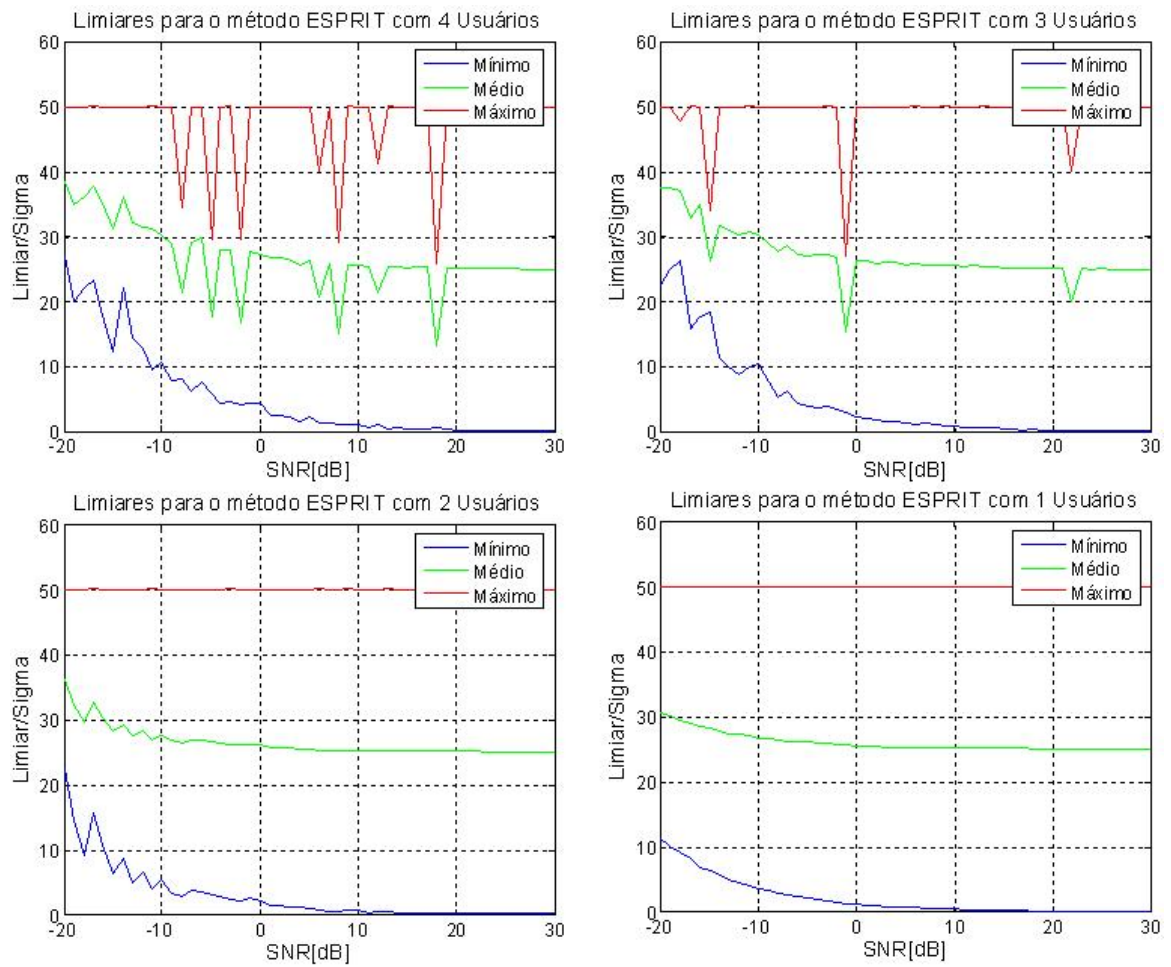


Figura 5.16: Limiar de decisão do número de usuários em função do número de usuários para o método ESPRIT, com 8 antenas e modulação 8-PSK.

considerando o método DFOA adotado.

A variável crítica relacionada a estimação do número de usuários, de fato, é a quantidade de usuários existentes. Conforme se pode depreender na Figura 5.15, o intervalo de variação do limiar torna-se muito estreito para o método MUSIC quando o número de usuários aumenta, havendo determinadas condições onde somente um valor de limiar é capaz de fornecer uma estimativa correta do número de usuários. Tal aspecto não se mostra crítico pela observação das curvas do método ESPRIT, na Figura 5.16. Entretanto, deve-se observar que o número máximo suportado por este método pela antena utilizada (8 elementos) é de 4 usuários, onde o comportamento do método MUSIC é ainda razoável. O que se pode notar no método MUSIC é que, conforme o número de usuários no ambiente tende a se aproximar do número de elementos na antena, o limiar de decisão vai se tornando um fator extremamente crítico, de forma que, embora se possa estimar a DFOA dos usuários existentes, uma informação anterior a esta impede de fazê-lo com perfeição por não se ter o conhecimento do número de usuários.

Isto conduz à necessidade de se ter um array de antenas dimensionado com um número maior de sensores. Mais uma vez, considerando a situação prática, uma estação móvel não deverá estar utilizando mais do que 3 ou 4 interfaces aéreas simultaneamente, o que permite utilizar um array de 8 elementos. Por outro lado a estação base poderá ter um número bem maior de usuários, conduzindo à necessidade de se adotar uma antena com um número bem maior de sensores. Ainda em relação à estação móvel, mesmo um array de 8 sensores pode se tornar excessivamente grande, enquanto técnicas mais avançadas de dimensionamento não permitam obter elementos menores. Desta forma, em um estágio inicial, um terminal apropriado deveria possuir um array de 4 sensores e permitir, no máximo, a utilização de 2 interfaces aéreas simultaneamente, com um número potencial de tantas quantas forem necessárias.

Do ponto de vista da implementação prática, deve-se carregar na memória do terminal os valores de limiares correspondentes à pior situação prevista para o equipamento, ou seja, número máximo de interfaces aéreas simultâneas previstas. O terminal deve estimar a relação sinal/ruído e buscar o valor do limiar correspondente na memória. Para fins de simulação, nesta tese, serão adotados os valores médios exatos das diversas curvas levantadas para o limiar de decisão.

## **5.4 SIMULAÇÃO GERAL DA DFOA**

Considerando todas as técnicas desenvolvidas nesta tese, quais sejam: estimação da DFOA; eliminação da ambigüidade de ângulo de chegada através de técnicas de compensação de frequência (ESPRIT) e MORA (MUSIC/CAPON); e calibração do limiar de decisão do número

de usuários; foram realizadas simulações visando verificar os resultados obtidos, os quais são apresentados nas Figuras 5.17, 5.18, 5.19, 5.20, 5.21 e 5.22. Estas simulações foram realizadas em cenários análogos àqueles apresentados nas Figuras 5.6, 5.7, 5.8, 5.9, 5.10 e 5.11, exceto pela variação da SNR, aqui estendido até 30 dB. Da comparação entre os resultados obtidos nas simulações correspondentes, pode-se concluir da melhoria obtida.

Uma melhoria imediata, facilmente observável, é quanto à estimação da FOA. Conforme se pode verificar em todas as curvas, a probabilidade de erro na estimação da frequência de chegada, dentro das condições simuladas aqui, foi mínima. Isto já permite validar completamente a proposta deste item da tese.

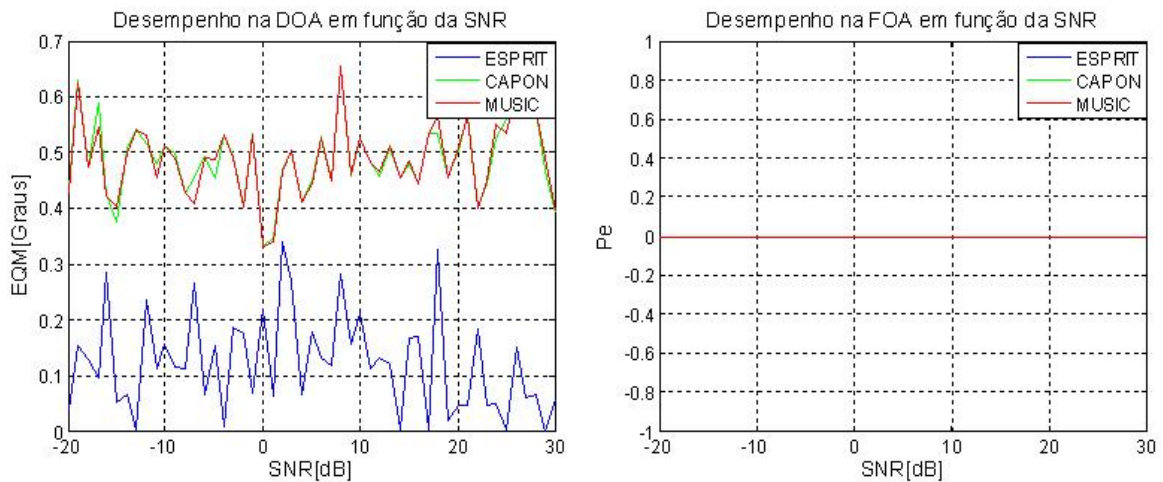


Figura 5.17: Desempenho da DFOA em função da SNR, com 2 usuários, 8 antenas e modulação 8-PSK.

Da comparação da Figura 5.17 com a Figura 5.6, verifica-se uma grande melhora em relação à estimação da DOA, sendo obtido um erro insignificante, para fins práticos. Um fato interessante a ser observado, é que o erro não é fortemente influenciado pela relação SNR, mantendo-se variando dentro de um mesmo intervalo para qualquer nível de ruído no universo de valores simulados. O CAPON e o MUSIC apresentam comportamentos, praticamente, iguais. A diferença entre as duas técnicas não aparece dentro das simulações por estar ligada à direcionalidade das antenas que a utilizam, após a adoção dos respectivos pesos, mas este não é um objetivo desta tese.

Da observação da Figura 5.18, conclui-se, novamente, que não há nenhuma influência do esquema de modulação adotado na estimação da DFOA. Já quanto ao número de sensores no array, observa-se na Figura 5.19 que o método MUSIC apresenta um comportamento inadequado quando a relação número de usuários versus número de antenas começa a ficar grande. Entretanto, só é influenciada a estimação da DOA, mantendo-se boa a estimação da FOA. Já os outros métodos apresentam um bom comportamento.

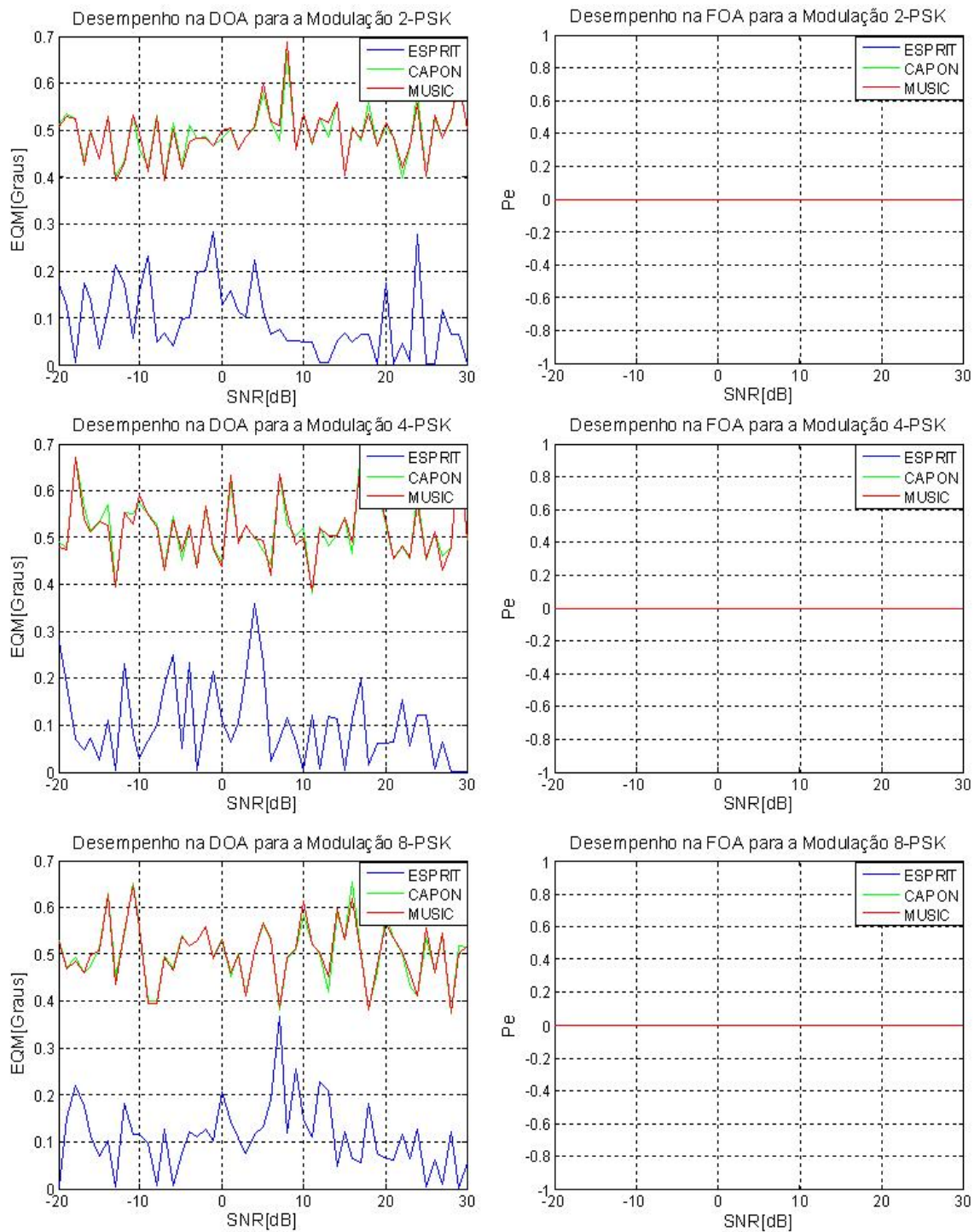


Figura 5.18: Desempenho da DFOA em função do esquema de modulação, com 2 usuários e 8 antenas.

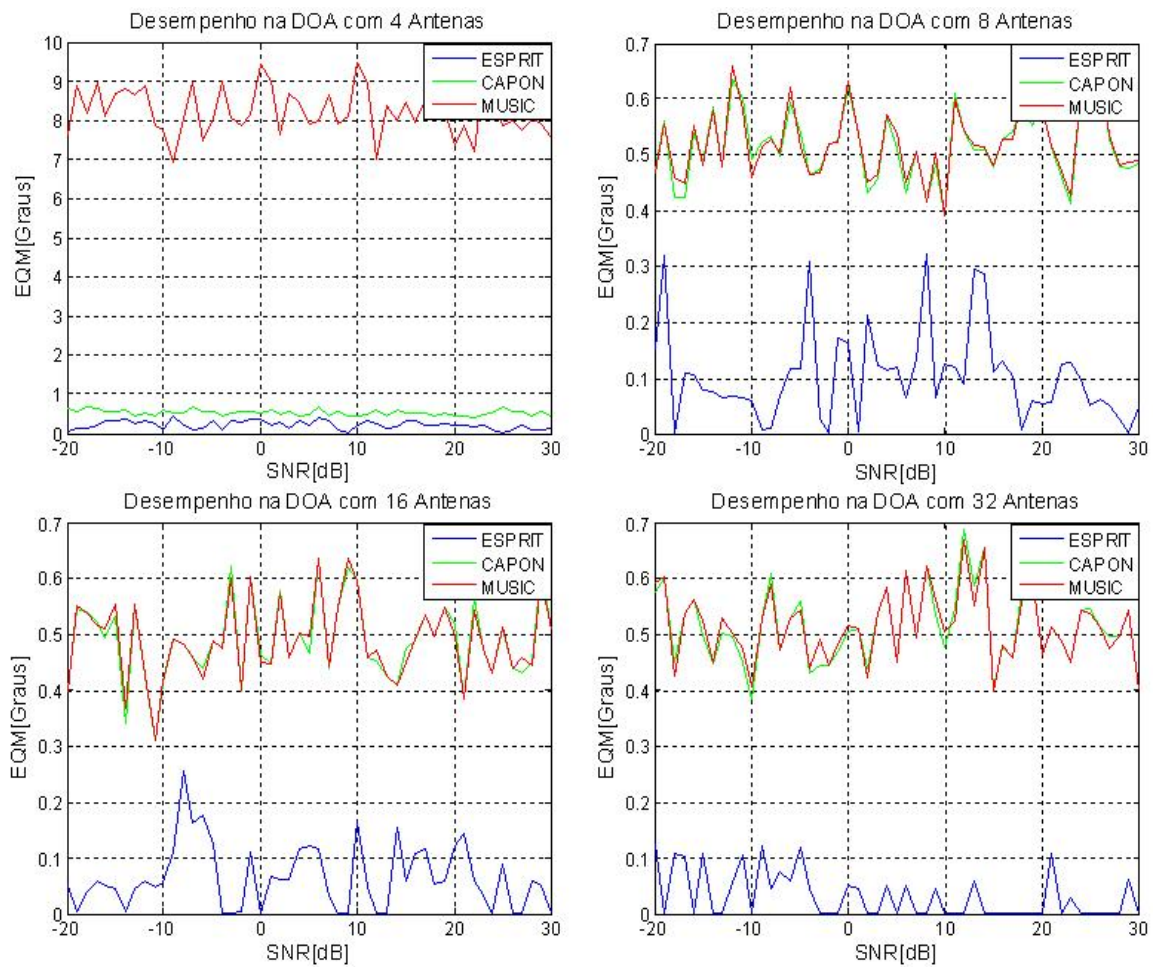


Figura 5.19: Desempenho da DOA em função do número de antenas, com 2 usuários e modulação 8-PSK.



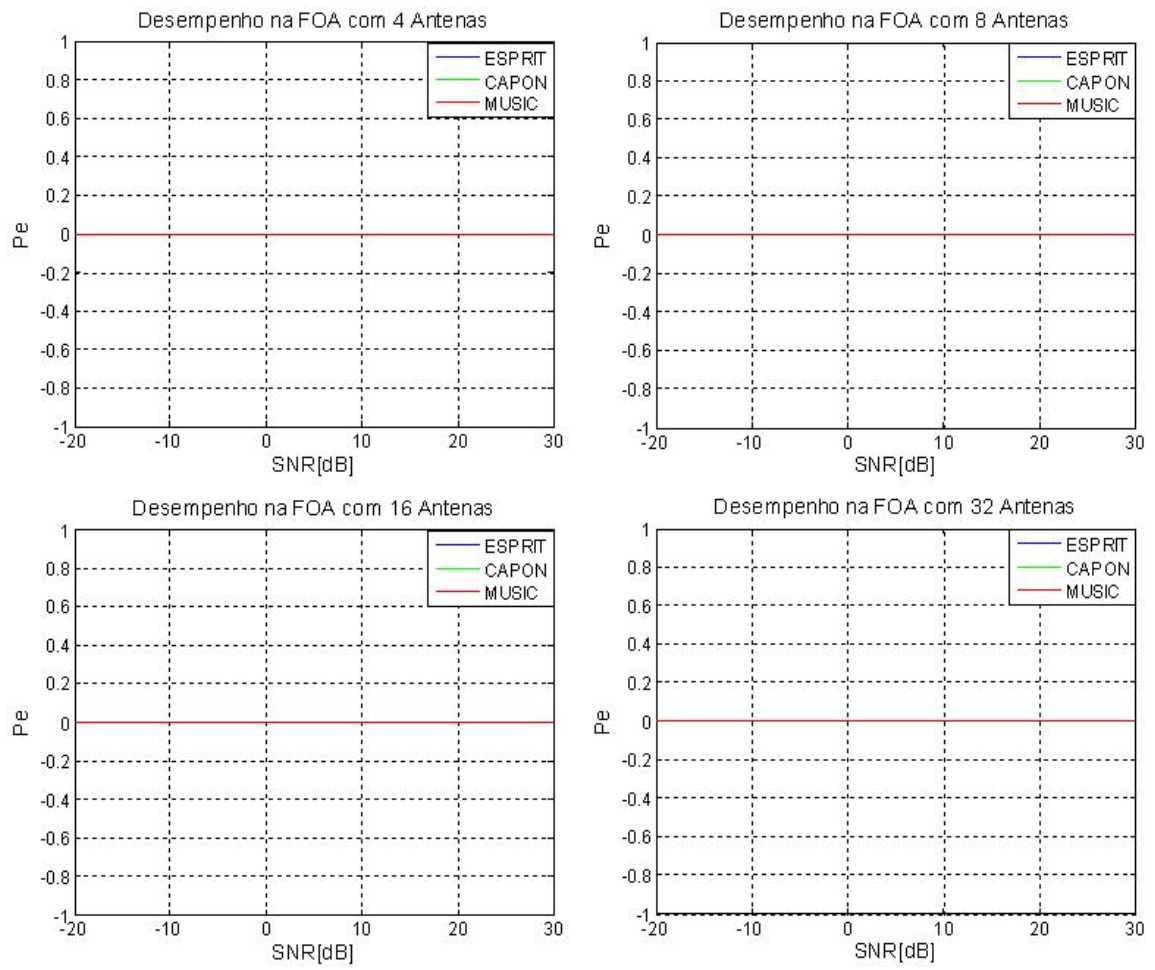


Figura 5.20: Desempenho da FOA em função do número de antenas, com 2 usuários e modulação 8-PSK.

Finalmente, da observação da Figura 5.21, conclui-se que o método CAPON é o mais adequado para um ambiente onde a relação número de usuários versus número de elementos na antena é o mais desfavorável. Neste quesito, o ESPRIT é, sem dúvida, o pior método, por ser limitado no número máximo de usuário possíveis de serem estimados. Entretanto, mesmo para estes parâmetros, a estimação da FOA não é prejudicada.

## 5.5 ANÁLISE DOS RESULTADOS E CONCLUSÕES

Neste capítulo foi validada a proposta da estimação da DFOA, introduzindo-a como contribuição deste trabalho. Como contribuições acessórias, obteve-se um tratamento adequado para o problema da ambigüidade do ângulo de chegada na estimação da DFOA, a extensão do conceito de definição da DOA com sinais banda larga para a estimação da DFOA em sinais multi-banda; e a proposição de técnicas de calibração para a estimativa correta do número de usuários.

Embora eficiente para a estimação da FOA em quaisquer condições, o método ESPRIT apresenta limitações quanto ao número de interfaces aéreas simultâneas. Considerando as possíveis aplicações práticas e a sua pequena demanda por processamento, tal técnica é mais adequada para utilização em terminais SDR móveis, onde certamente não haverá uma demanda por um número maior de serviços diferentes simultâneos e o tamanho do terminal e problemas relacionados ao consumo de energia são mais importantes.

Os métodos CAPON e MUSIC apresentam comportamentos análogos quanto à estimação da DFOA, mas, como já é de conhecimento geral, o MUSIC possibilita um diagrama de irradiação mais diretivo. Ambos os métodos apresentam vantagens em relação ao ESPRIT quando em um ambiente com um número maior de usuários. Suas aplicações são indicadas para futuras estações base de RDS, onde se permite o uso de antenas e terminais com maior capacidade de processamento e consumo de energia. Sempre que se puder privilegiar o número de sensores em relação ao potencial número de interfaces aéreas ou usuários simultâneos, o método MUSIC será o preferencial, obtendo-se com ele uma menor poluição espectral e, por consequência, maior capacidade do sistema. Se, por outro lado, o sistema RDS for aplicado em áreas onde a poluição ou a capacidade não sejam variáveis críticas de projeto, havendo uma preferência pela economia de recursos, com um número menor de antenas, pode-se adotar o método CAPON. Este pode ser o caso também para estações-base transportáveis.

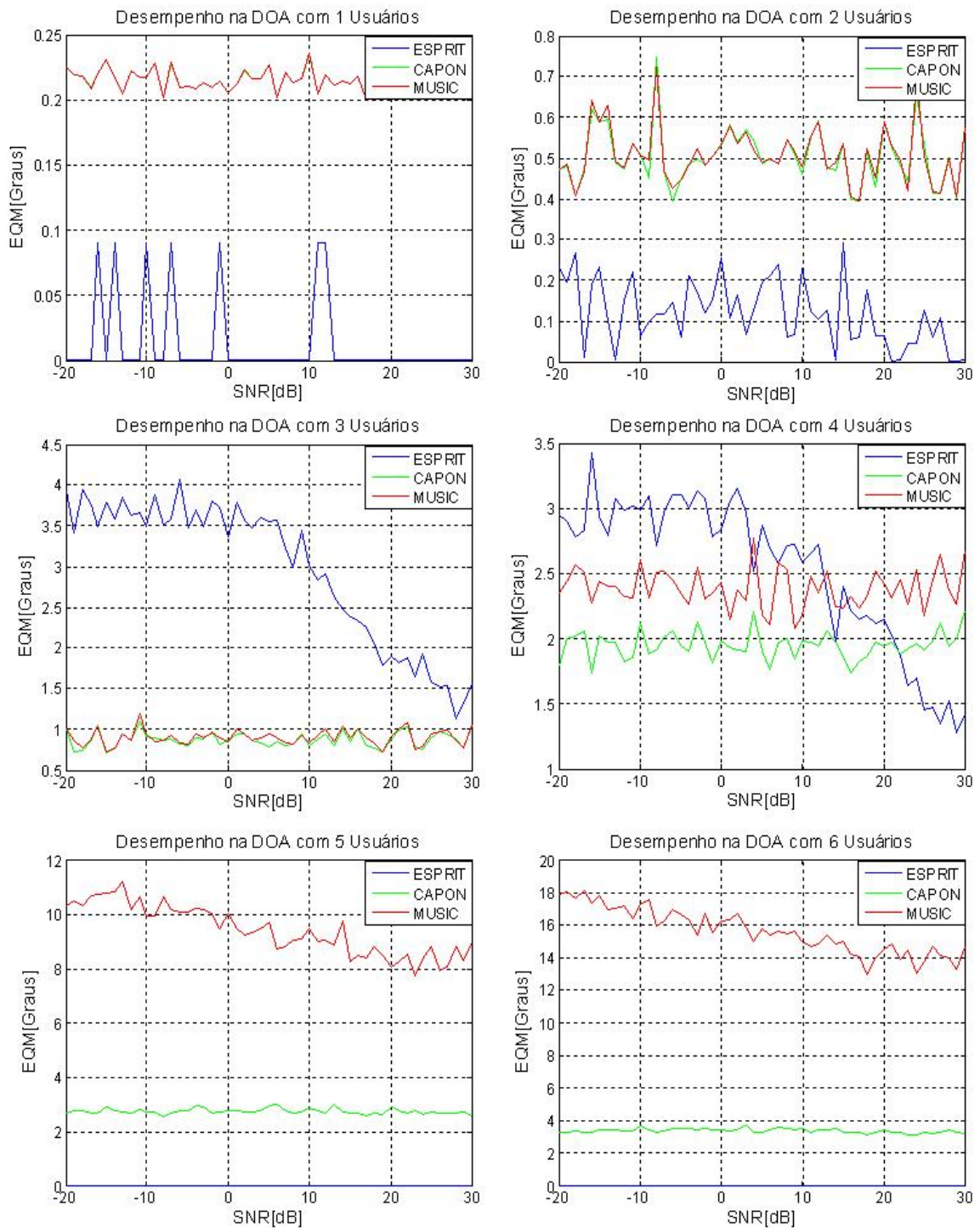


Figura 5.21: Desempenho da DOA em função do número de usuários, com 8 antenas e modulação 8-PSK.



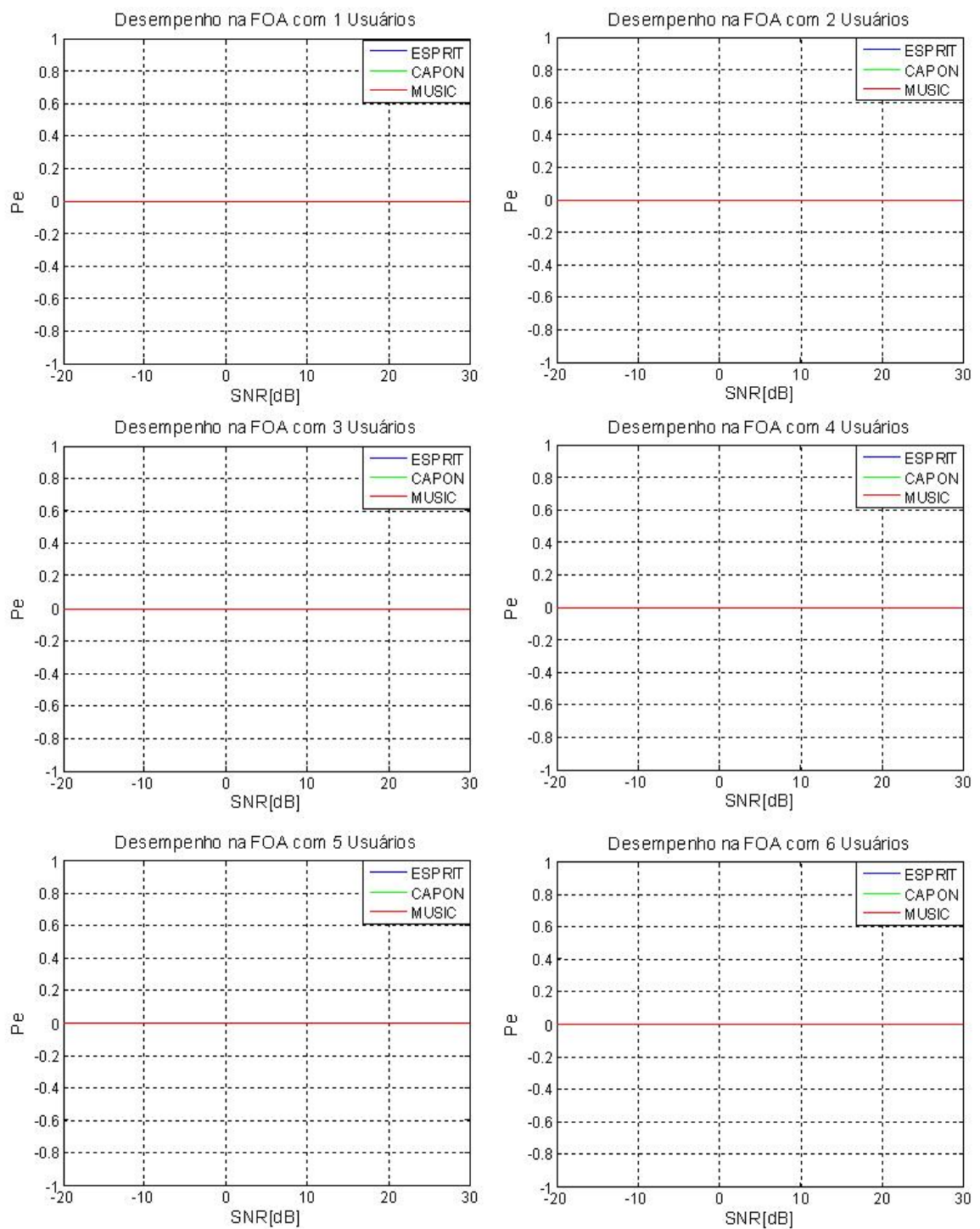


Figura 5.22: Desempenho da FOA em função do número de usuários, com 8 antenas e modulação 8-PSK.

# 6 *PERFIL DE PROPAGAÇÃO*

## 6.1 INTRODUÇÃO

Como um forte candidato a promover uma solução de interoperabilidade em sistemas 4G, os rádios definidos por software devem estar preparados para enfrentar os principais problemas inerentes aos canais sem fio, relacionados com as características dos canais rádio móveis. Considerando que nestes canais geralmente não existe um caminho direto entre transmissor e receptor e que, entre os mesmos, há diversos caminhos diferentes para a onda, através dos mecanismos básicos de propagação (reflexão, difração e espalhamento), resulta que no receptor há várias réplicas de um mesmo sinal chegando em um determinado instante de tempo com atrasos diferentes, são as ondas multipercursos. Estas ondas combinam-se no receptor para dar um sinal resultante, o qual pode variar largamente em amplitude e fase, dependendo da distribuição de intensidade e tempo de propagação relativo das ondas e da largura de banda do sinal transmitido [(29)]. O efeito provocado pelas ondas multipercursos é conhecido como desvanecimento em pequena escala, podendo provocar mudanças rápidas do nível do sinal em pequenos intervalos de tempo ou sobre pequenas variações de localização; modulação aleatória em frequência (efeito Doppler); e dispersão no tempo (eco). O resultado prático é um aumento na probabilidade de erros, quando comparado com um canal AWGN.

As principais técnicas utilizadas para proteger o sistema dos efeitos do canal multipercursos são: equalização; codificação do canal e diversidade. O equalizador procura estimar as características instantâneas do canal, de forma a executar uma função de transferência inversa ao mesmo, buscando diminuir a interferência inter-simbólica resultante no sistema. A codificação do canal, baseada no 2<sup>o</sup> Teorema de Shannon, introduz bits redundantes à informação transmitida, de forma a reduzir a probabilidade de erro, verificar a existência de erros e, sempre que possível, corrigi-los. Finalmente, a técnica de diversidade espacial explora parâmetros específicos do canal, buscando realizar a recepção em duas situações com a máxima decorrelação possível, de forma que, se em um ponto de recepção as condições não são favoráveis, com grande probabilidade elas o serão em outro ponto de recepção, mantendo uma relação sinal/ruído média favorável na maior parte do tempo.

Nos trabalhos de definição de uma interface aérea, há um grau de liberdade na escolha do equalizador a ser utilizado nos dispositivos e na escolha da técnica de diversidade, uma vez que estes itens não acarretam dificuldades de interoperabilidade entre os equipamentos. A codificação do canal, entretanto, é fixada. Para definir a melhor técnica de codificação para a interface, estuda-se as características médias do canal de propagação objetivo do sistema e define-se a técnica de codificação do canal mais adequada para aqueles perfis de propagação, geralmente, em função das taxas de transmissão desejadas e das taxas de erro (BER) máximas admitidas para a qualidade de serviço (QoS) desejada. Portanto, é imediato concluir que ora a codificação definida será insuficiente, acarretando em perda de informação, ora será mais que suficiente, introduzindo bits redundantes desnecessariamente, o que acarreta uma taxa de transmissão útil menor do que o potencial do sistema, bem como uma energia de transmissão excedente, provocando um aumento do consumo de energia e uma maior densidade de potência no espectro, o que, para sistemas CDMA, está diretamente relacionado com a capacidade.

Tais conclusões sugerem que uma codificação do canal mais eficiente deve ser, idealmente, uma função das condições instantâneas do canal. Em um sistema autoreconfigurável, como pretende ser o RDS, esta solução se mostra viável, desde que exista uma forma eficiente de definição do perfil instantâneo do canal e que se estabeleçam regras de reconfigurabilidade relacionando a melhor técnica de codificação para cada condição do canal. Canais com uma variabilidade muito rápida podem provocar um excesso de processamento, de forma que, neste caso, a adoção de uma técnica de codificação que atenda as condições de propagação mais frequentes, pode se apresentar como a melhor solução. Do ponto de vista militar, a variação temporal da técnica de codificação adotada representa uma dificuldade maior para um observador indesejado, uma vez que, além de ter que quebrar as técnicas relacionadas à segurança da informação, terá que descobrir a codificação do canal adotada a cada instante de tempo. Finalmente, adotando-se esta filosofia, pode-se realizar codificações diversas na subida e na descida, já que o canal "visto" em cada ponto pode ser diferente.

Neste capítulo, estuda-se as características do canal multipercurso com o objetivo de se definir os parâmetros com maior influência na probabilidade de erro. Considerando a disponibilidade do "snapshot" na antena inteligente, pretende-se propor uma técnica de definição do perfil de retardo do canal chegando na antena (Perfil de Retardo de Chegada -  $\tau_{OA}$ ). Este perfil, além de auxiliar na definição da codificação do canal instantânea, poderá ser utilizado também pelo equalizador, em particular o RAKE, caso seja ainda necessário utilizá-lo, uma vez que a própria antena poderá assimilar a sua função.

## 6.2 CANAL MULTIPERCURSO

As Figuras 6.1 e 6.2 apresentam, respectivamente, um exemplo de canal rádio-móvel com sinais multipercurso e de um perfil de retardos de potência [(59)]. Conforme se pode observar na primeira figura, os sinais chegam ao receptor através de percursos diferentes resultantes dos mecanismos de reflexão, difração e espalhamento. O resultado é o sinal chegando com diferentes intervalos de tempo, ou seja, em um mesmo instante de tempo, diferentes versões retardadas do sinal se combinam formando o sinal resultante. Tal combinação pode ser construtiva ou destrutiva, resultando em um sinal com pequena ou alta atenuação, o que se traduz no desvanecimento aleatório de pequena escala no receptor. Conforme a estação móvel se movimenta através da área de cobertura, tal perfil se modifica, caracterizando um canal variante no tempo.

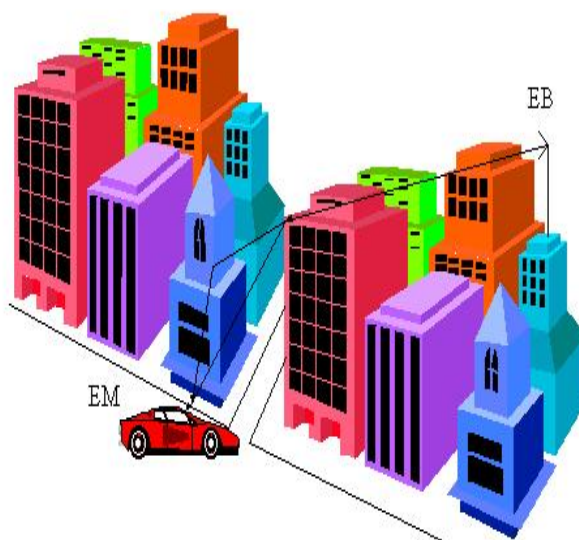


Figura 6.1: Exemplo de canal multipercurso.

Matematicamente, no domínio do tempo, o sinal recebido  $y(t)$  pode ser descrito conforme a Equação (6.1), onde  $x(t)$  é o sinal transmitido,  $a_n(t)$  e  $\tau_n(t)$  são a atenuação e o retardo de propagação associados com a  $n$ -ésima componente multipercurso e  $N(t)$  é o número de componentes multipercurso chegando no receptor. Como o canal é variante com o tempo, as atenuações, o número de componentes multipercurso e os retardos também o serão. Considerando esta relação entre o sinal na entrada e na saída do canal, pode-se definir a resposta ao impulso do canal multipercurso conforme a Equação (6.2), o qual corresponde a um sistema linear variante no tempo. Nesta expressão,  $\delta(\cdot)$  é a função impulso unitário.

$$y(t) = \sum_{n=1}^{N(t)} a_n(t)x(t - \tau_n(t)) \quad (6.1)$$

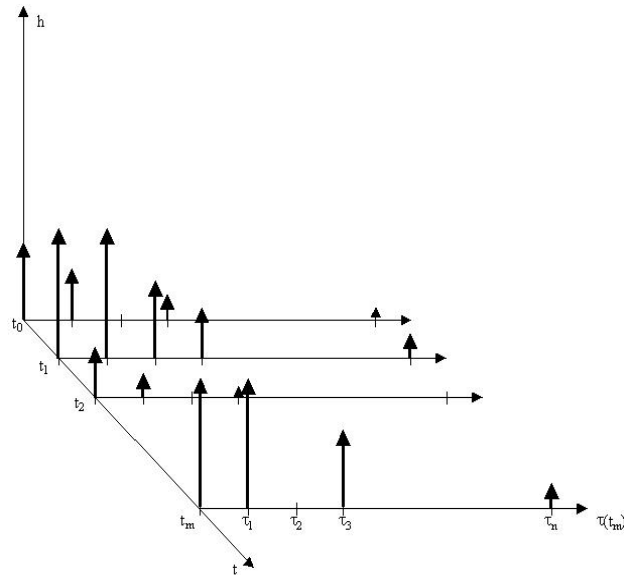


Figura 6.2: Perfil de retardos de potência.

$$h(\tau, t) = \sum_{n=1}^{N(t)} a_n(t) \delta(t - \tau_n(t)) \quad (6.2)$$

É importante observar na Figura 6.2 que o eixo dos retardos apresenta incrementos iguais para cada instante de tempo. Embora isto não represente a situação real, facilita a modelagem do canal. Portanto, quanto menor o intervalo de retardos, mais apurado será o modelo do canal. O intervalo de tempo representando a resolução de retardos no perfil multipercurso, denomina-se "BIN". Assim, há dois aspectos observáveis nos sinais multipercurso: o intervalo de bin e o valor de potência que cada componente apresenta.

De forma a se avaliar o efeito provocado pelo canal multipercurso no sistema, realiza-se uma simulação de um sistema digital com esquema de modulação QPSK imerso no respectivo canal. A simulação realizada considera somente 3 (três) caminhos entre o transmissor e o receptor, sendo um deles o caminho em visada direta. As componentes multipercurso são modeladas utilizando a distribuição de Rayleigh. Assim, a simulação representa o modelo de 3 raios [(60)] descrito na Equação (6.3). Nesta equação, o primeiro termo representa a componente direta, o segundo termo representa a primeira componente multipercurso ( $\tau = 0$ ) e o terceiro termo representa a segunda componente multipercurso com um retardo definido por  $\tau$  (em número de intervalo de amostragem).  $R_1$  e  $R_2$  são duas VA independentes modeladas com a distribuição de Rayleigh representando a atenuação dos dois caminhos.  $a_0$ ,  $a_1$  e  $a_2$  representam a proporção entre as potências dos respectivos sinais. Os valores simulados estão definidos na Tabela 6.1 e os resultados obtidos estão organizados nas Figuras 6.3, 6.4, 6.5, 6.6 e 6.7.

$$y(t) = \underbrace{a_0x(t)} + \underbrace{a_1R_1x(t)} + \underbrace{a_2R_2x(t - \tau)} + AWGN \quad (6.3)$$

Tabela 6.1: Ambientes multipercurso simulados para análise

Ambiente	$P_0$	$P_1$	$P_2$	$\tau$
1	1	0	0	0
2	1	0.2	0	0
3	1	0.5	0	0
4	1	1	0	0
5	1	0.2	0.2	0
6	1	0.5	0.2	0
7	1	0.5	0.5	0
8	1	1	0.5	0
9	1	0.2	0.2	4
10	1	0.2	0.2	8
11	1	0.2	0.2	12
12	1	0.5	0.5	4
13	1	0.5	0.5	8
14	1	0.5	0.5	12
15	1	1	1	0
16	1	1	1	4
17	1	1	1	8
18	1	1	1	12

Da análise das curvas, observa-se que a probabilidade de erros é mais sensível ao retardo entre as componentes multipercurso do que ao nível de potência de cada uma delas. Isto se deve à interferência inter-simbólica das componentes. Da Equação (6.3), obtém-se a função de transferência do canal dada pela Equação (6.4), onde se pode verificar que quando o produto  $f\tau$  torna-se significativo, em relação à banda do sinal, o canal passa a ser seletivo em frequência, provocando uma maior interferência inter-simbólica no sistema.

$$H(f) = a_0 + a_1R_1 + a_2R_2e^{-j2\pi f\tau} \quad (6.4)$$

Portanto, uma técnica que permita estimar o perfil de retardos do canal proporcionará, através do uso de regras de reconfigurabilidade e as conseqüentes instanciações no RDS, uma melhoria substancial à qualidade do sistema, bem como uma otimização do uso do espectro definido.

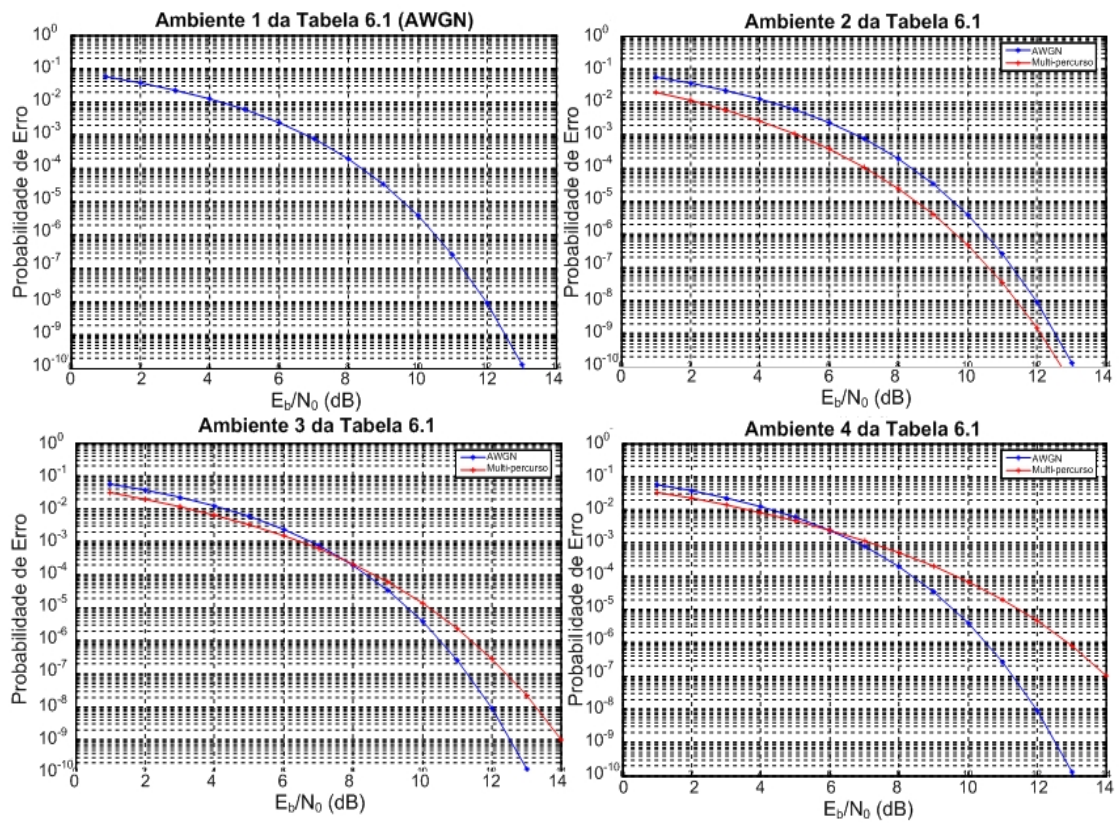


Figura 6.3: Efeito do canal multipercurso na BER sem a terceira componente e sem retardo.



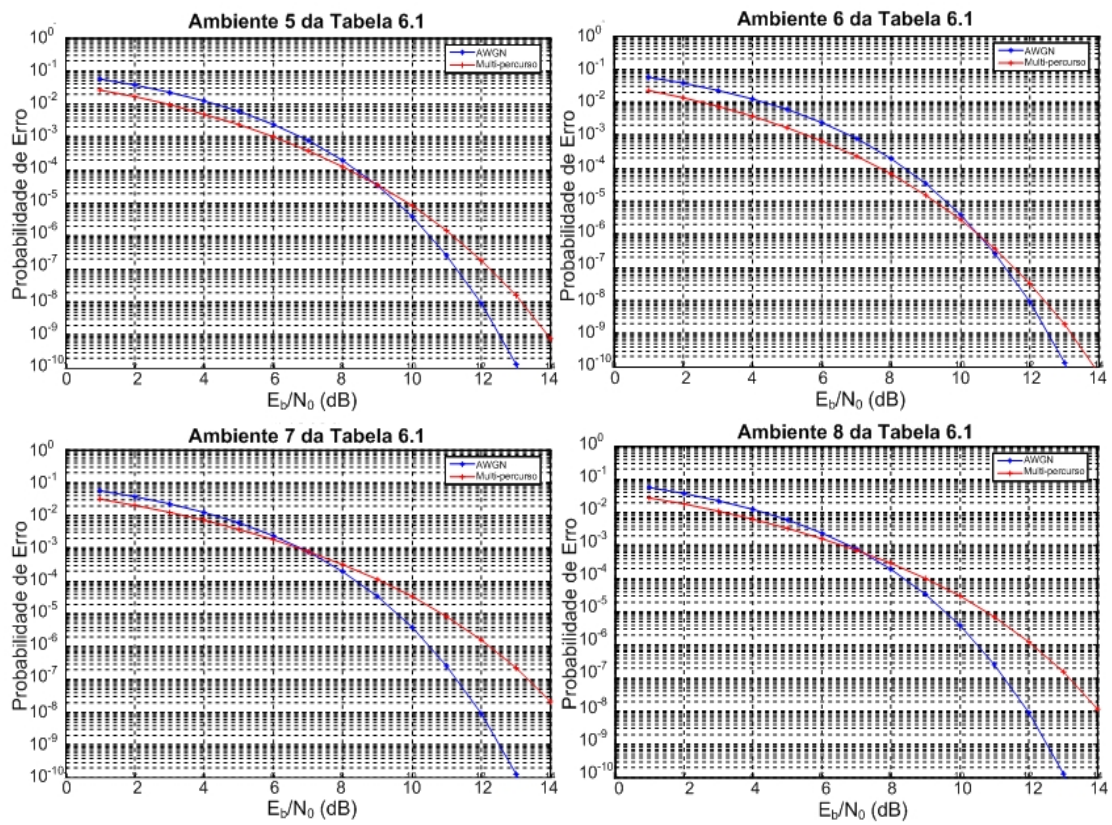


Figura 6.4: Efeito do canal multipercurso na BER com a terceira componente e sem retardo.



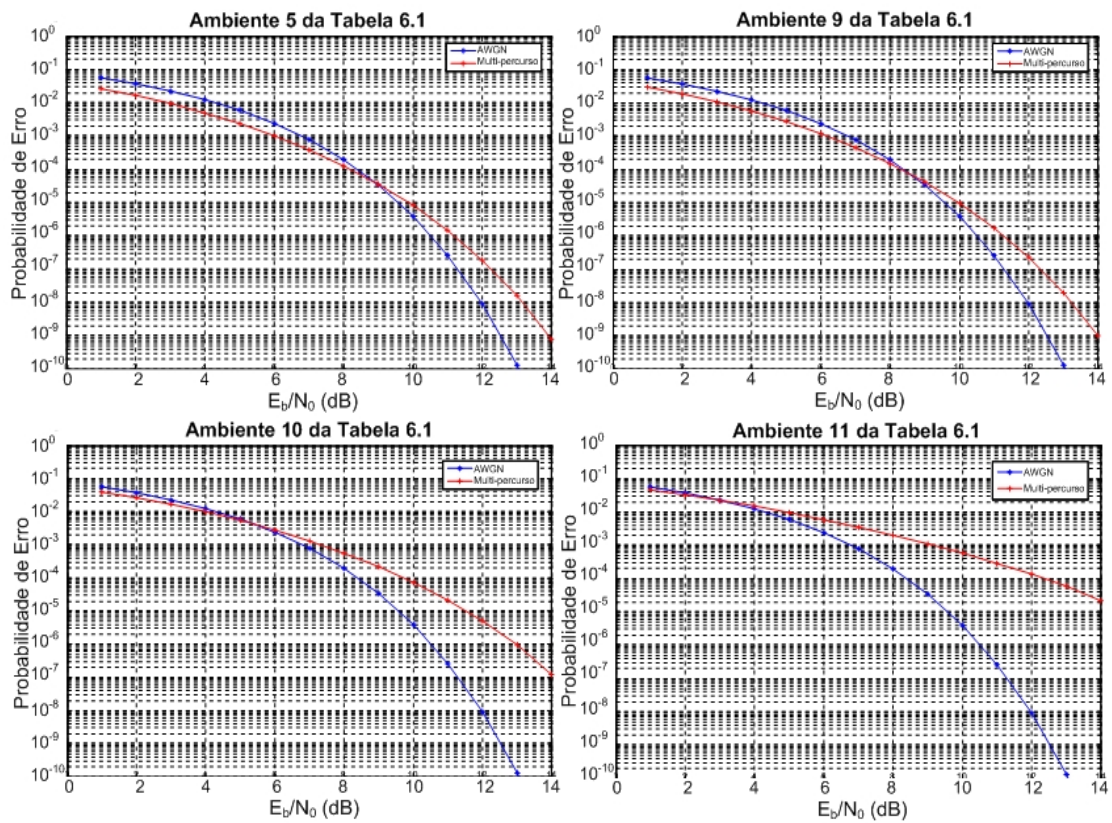


Figura 6.5: Efeito do canal multipercurso na BER em função do retardo, dado  $P_0 = 1$ ,  $P_1 = 0.2$  e  $P_2 = 0.2$ .

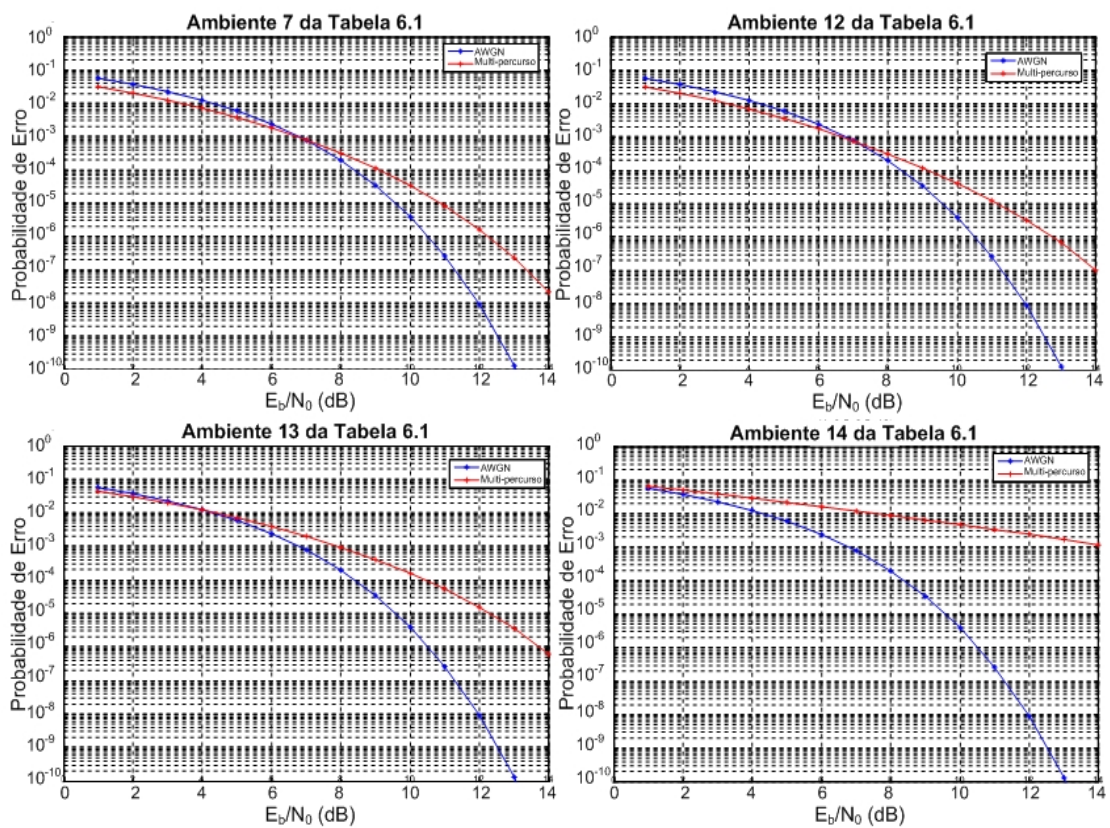


Figura 6.6: Efeito do canal multipercurso na BER em função do retardo, dado  $P_0 = 1$ ,  $P_1 = 0.5$  e  $P_2 = 0.5$ .

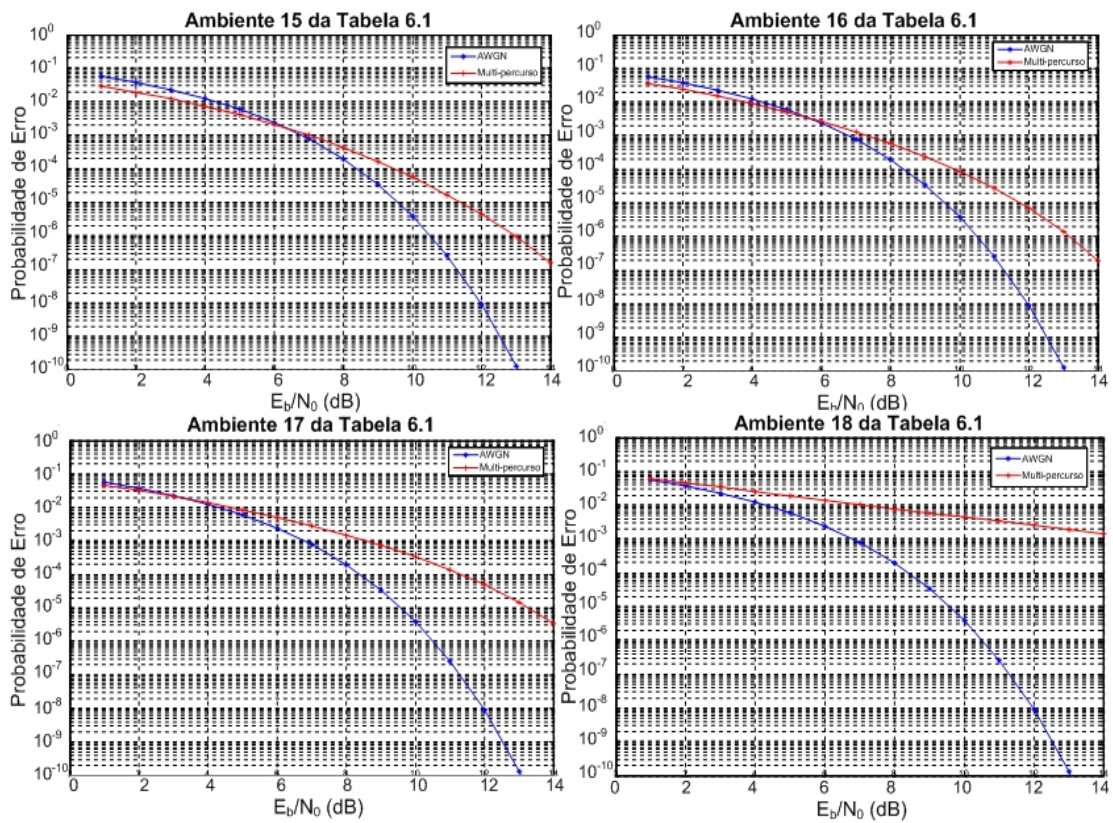


Figura 6.7: Efeito do canal multipercurso na BER em função do retardo, dado  $P_0 = 1$ ,  $P_1 = 1$  e  $P_2 = 1$ .

## 6.3 DEFINIÇÃO DO $\tau$ OA ATRAVÉS DA CORRELAÇÃO

Nesta seção, pretende-se propor uma técnica de definição do perfil de retardo de chegada de um canal multipercurso na antena ( $\tau$ OA).

### 6.3.1 Conceito Básico

O conceito que se pretende demonstrar é simples e baseado na correlação temporal. De forma a ilustrar este conceito, considere-se que o sinal de um único usuário chega à antena com os seus respectivos sinais retardados. Portanto, a cada instante, o sinal amostrado diretamente na antena (*"snapshot"*) é o resultado da soma das réplicas do sinal enviado com diferentes retardos e atenuações. Reescreve-se a Equação (6.1) com algumas simplificações, conforme a Equação (6.5). Como se pode verificar, considera-se, nesta equação, que os parâmetros dos múltiplos percursos são constante com o tempo, o que representa uma situação em que os terminais transmissores e receptores encontram-se estacionados, bem como todos os objetos na vizinhança dos mesmos, ou em uma condição de canal estacionário. Pretende-se estimar um valor  $\hat{y}(t)$ , tal que os retardos  $\hat{\tau}_n$  sejam equivalentes aos retardos de  $y(t)$ . Portanto, torna-se necessário estimar, também, o número de componentes multipercurso  $\hat{N}$ . O sinal estimado encontra-se representado pela Equação (6.6). Nesta equação, não há uma preocupação em estimar os valores de  $a_n$ , uma vez que, em função da análise da seção anterior, estes parâmetros não induzem uma interferência inter-simbólica significativa na recepção.

$$y(t) = \sum_{n=1}^N a_n x(t - \tau_n) \quad (6.5)$$

$$\hat{y}(t) = \sum_{n=1}^{\hat{N}} a_n x(t - \hat{\tau}_n) \quad (6.6)$$

A proposta é fazer os parâmetros de  $\hat{y}(t)$  variarem, dentro da precisão desejada para o modelo, e calcular o coeficiente de correlação temporal entre  $\hat{y}(t)$  e o *"snapshot"*. O conjunto de parâmetros que apresentar o melhor coeficiente de correlação será eleito como o que representa o perfil de retardos chegando à antena. Observe-se que esta proposta introduz uma nova dimensão no conceito de determinação do sinal de chegada. Tradicionalmente, a filtragem empregada nas antenas inteligentes são espaciais, buscando definir somente os ângulos de chegada. Utilizando-se simultaneamente de uma correlação temporal, novos parâmetros do sinal incidente poderão ser determinados, tornando a antena inteligente ainda *"mais inteligente"* e fornecendo subsídios para o processamento em banda básica do sinal, permitindo o uso de uma interface aérea dinâmica e mais eficiente, por se adequar instantaneamente à leitura do ambiente

realizada pela antena.

### 6.3.2 Simulações e Resultados

De forma a verificar a validade da proposta, será utilizado o modelo de três raios da Equação (6.3), exceto pelo retardo acrescentado na segunda componente, conforme a Equação (6.7). As direções de chegada não são consideradas neste momento e os ambientes simulados são os representados na Tabela 6.2. É utilizada uma seqüência de treinamento enviada através de uma portadora QPSK. Tal técnica é frequentemente utilizada em sistemas de telecomunicações. Conforme se pode verificar no código do programa no Apêndice A, o ”*snapshot*” utilizado é referente a um único sensor, e não do conjunto completo de uma antena inteligente.

$$y(t) = \underbrace{a_0x(t)} + \underbrace{a_1R_1x(t - \tau_1)} + \underbrace{a_2R_2x(t - \tau_2)} + AWGN \quad (6.7)$$

Tabela 6.2: Ambientes multipercurso simulados para análise

Ambiente	$P_0$	$P_1$	$P_2$	$\tau_1$	$\tau_2$
1	1	0	0	0	0
2	1	0.5	0	0	0
3	1	0.5	0.5	0	0
4	1	0.5	0	8	0
5	1	0	0.5	0	8
6	1	0.5	0.2	4	8
7	1	1	0.5	4	8
8	1	0.5	1	4	8

Os resultados obtidos para esta simulação estão ilustrados nas Figuras 6.8, 6.9, 6.10 e 6.11. A Tabela 6.3 apresenta, de forma resumida, os valores estimados. Nas simulações, foi verificada a validade da proposta considerando o conhecimento (Técnica 1) e o não conhecimento (Técnica 2) das razões de potências entre as respectivas componentes multipercursos. Nos casos em que se considera o não conhecimento das razões de potência, a razão adotada para as potências de cada componente é igual a 1 (um).

Verifica-se na Tabela 6.3 que as duas técnicas (com e sem potência) estimaram corretamente os ambientes 1, 2 e 3. Quanto ao ambiente 4, embora as duas técnicas tenham acertado a estimativa, verifica-se que para a técnica 1, há uma ambigüidade, uma vez que o valor máximo do coeficiente de correlação, igual a 0.92969, ocorreu para duas combinações de retardos: a combinação 9 (0,0,8) e 89 (0,8,0). Isto se deve ao fato de que, sendo simuladas com razão de potência igual a 1, as duas componentes retardadas com uma simples permutação de valores leva

a um mesmo "snapshot" estimador. O mesmo fato ocorre com os ambientes 6 e 7, utilizando-se a técnica 1. De fato, esta situação será sempre pertinente nesta técnica, ou seja, os retardos são corretamente estimados, mas não se pode definir ao certo a que componente os mesmos pertencem. Considerando-se ainda a técnica 1, houve erro de estimativa nos ambientes 5 e 8. Nestes ambientes, o nível de potência do sinal chegando primeiro no sensor é menor do que o nível do sinal chegando posteriormente. Neste caso, a técnica 1 é ineficiente.

Quanto à técnica 2, verifica-se que só houve erro no ambiente 8. Entretanto, observações devem ser feitas quanto a alguns aspectos observados. No ambiente 5, observa-se uma periodicidade e ambigüidade no valor do coeficiente de correlação. Isto se deve ao fato de não haver, de fato, a segunda componente multipercurso. Assim, qualquer combinação que tenha o retardo da última componente igual a 8, leva a um coeficiente de correlação máximo. Considerando que o número de componentes multipercursos é conhecido, tal fato não se configura como uma falha na validação. Nos ambientes 6 e 7, os retardos são sempre acertados, mas invertidos. Tal fato sempre ocorre. Finalmente, no ambiente 8 somente um retardo é estimado corretamente.

Embora os resultados não tenham apresentado um acerto de 100%, foi demonstrado que a correlação temporal configura-se como um caminho para a determinação do retardo de chegada. Como vantagem, percebe-se que o processamento exigido é muito menor que aquele verificado na determinação da direção de chegada. De fato, um pode ser entendido como dual do outro. Ainda que se comprove não haver uma forma de se obter uma taxa de acerto, com o uso das referidas técnicas, igual a 100%, a estimação do perfil multipercurso em um percentual razoável do tempo e a sua utilização na definição de regras de reconfigurabilidade de um RDS pode acarretar em um sistema mais inteligente e confiável, com baixas taxas de erro.

Tabela 6.3: Valores de retardos estimados

Considera...	Sem Potência		Com Potência	
	$\tau_1$	$\tau_2$	$\tau_1$	$\tau_2$
<b>Ambiente</b>				
1	0	0	0	0
2	0	0	0	0
3	0	0	0	0
4	0	8	8	0
5	8	8	0	8
6	4	8	8	4
7	4	8	8	4
8	8	8	8	8

### 6.3.3 Análise crítica

Da análise da proposta realizada e dos resultados obtidos, observa-se as seguintes questões:



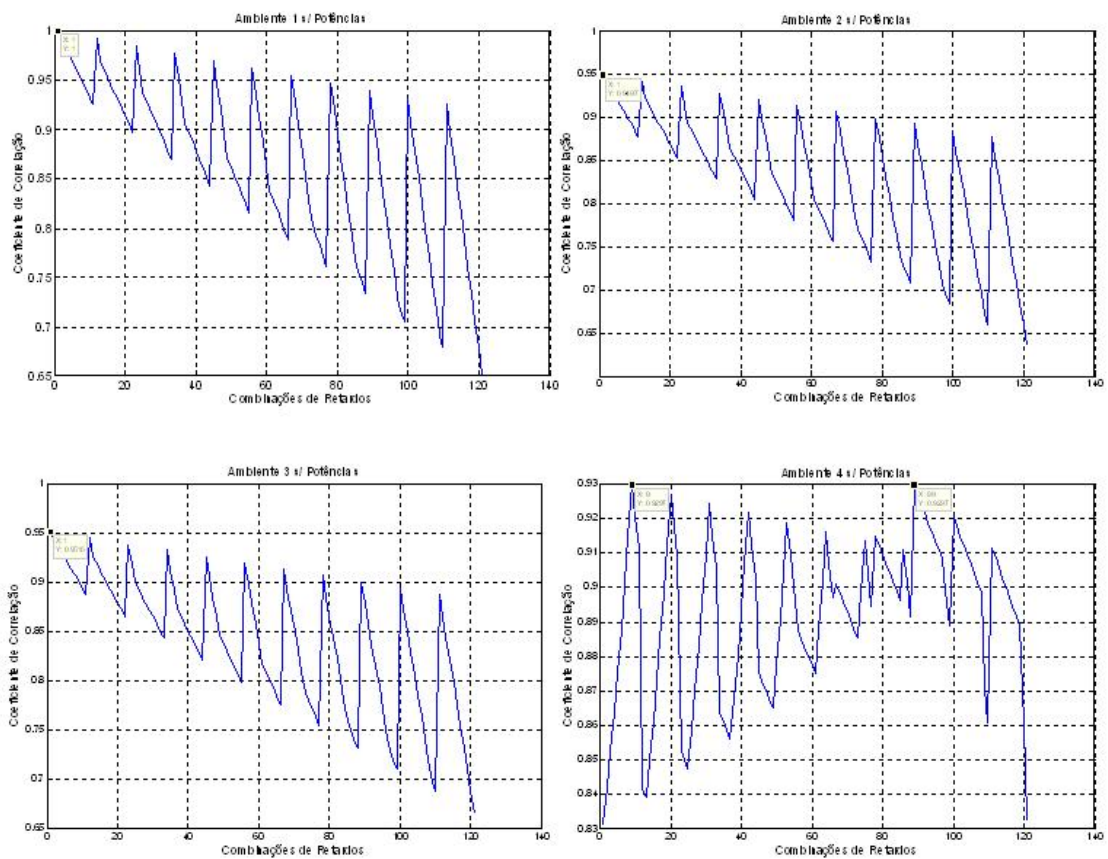


Figura 6.8: Coeficientes de correlação obtidos pela varredura sobre o "snapshot" para os ambientes de 1 a 4 sem considerar os níveis de potência das componentes multipercursos.

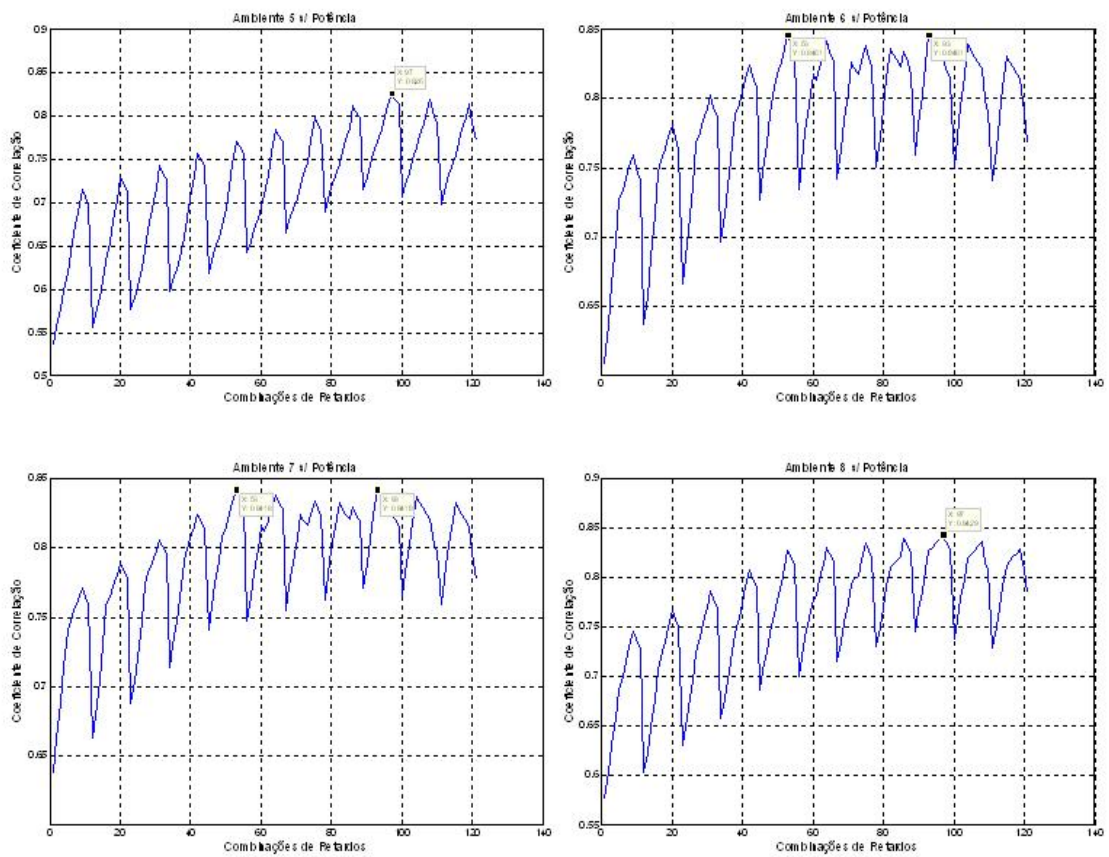


Figura 6.9: Coeficientes de correlação obtidos pela varredura sobre o "snapshot" para os ambientes de 5 a 8 sem considerar os níveis de potência das componentes multipercurso.



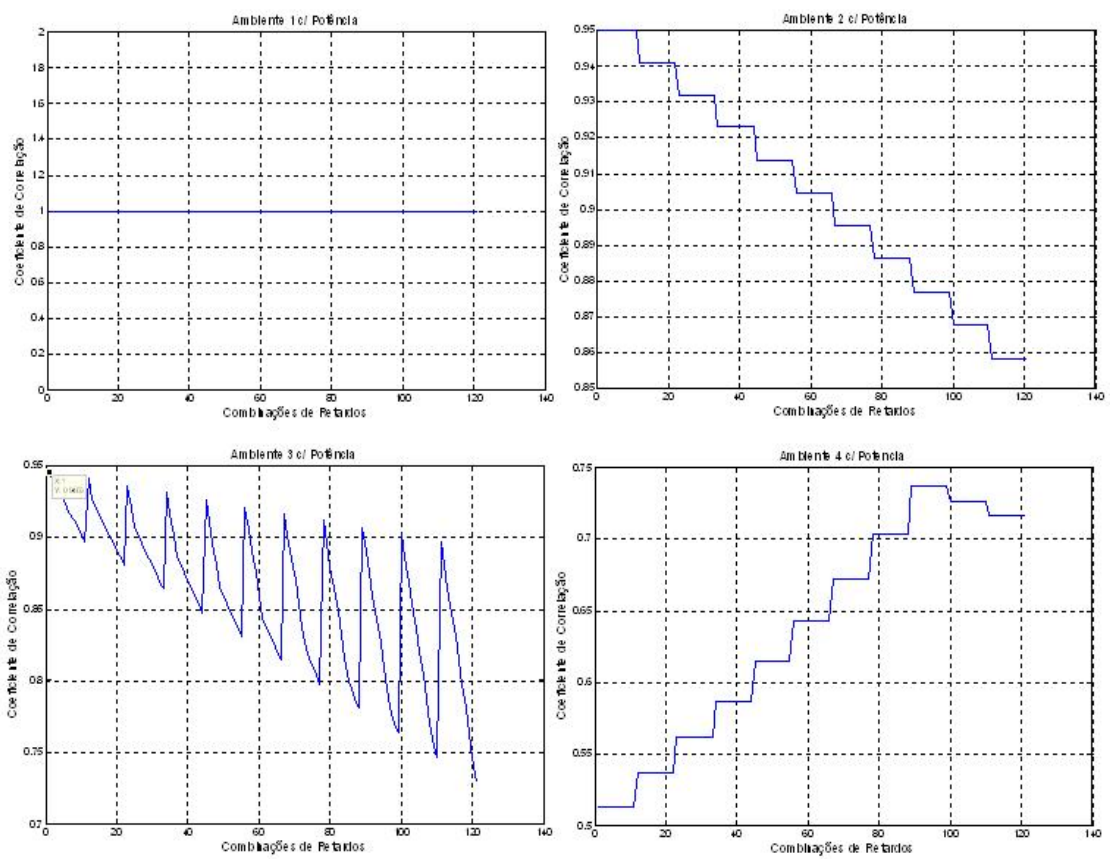


Figura 6.10: Coeficientes de correlação obtidos pela varredura sobre o "snapshot" para os ambientes de 1 a 4 considerando os níveis de potência das componentes multipercurso.

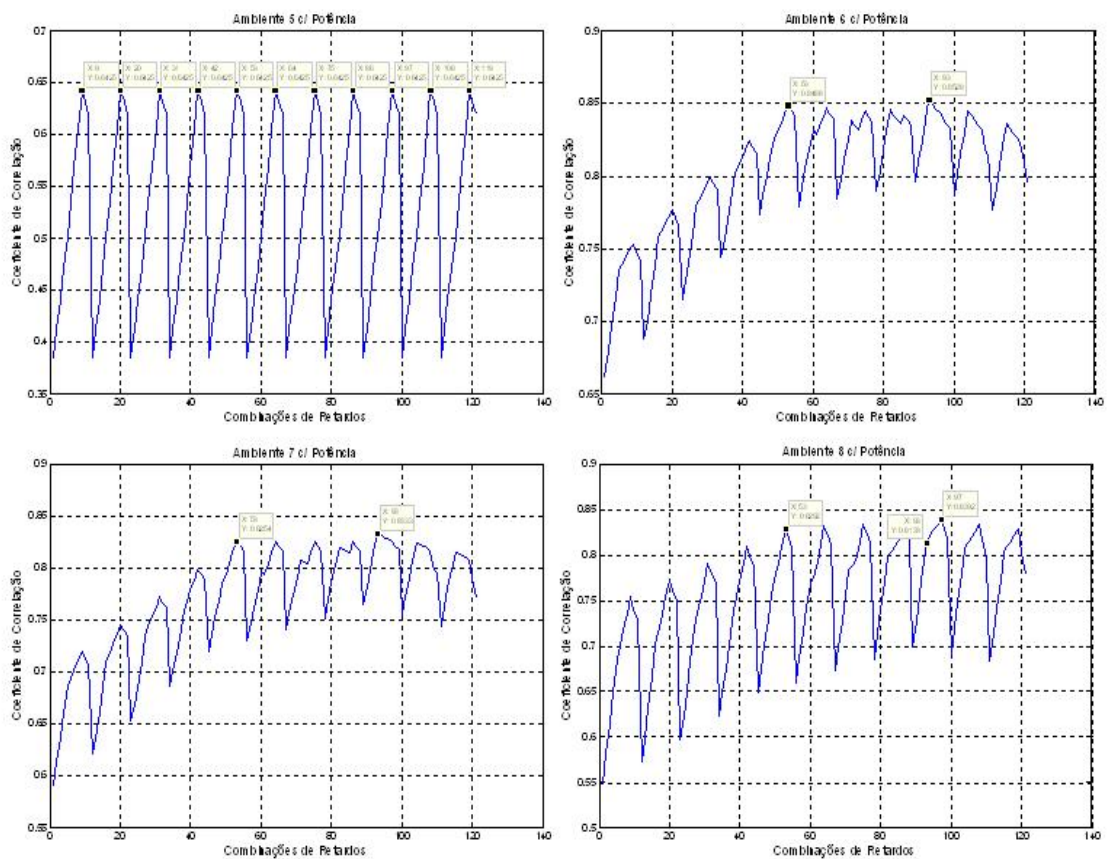


Figura 6.11: Coeficientes de correlação obtidos pela varredura sobre o "snapshot" para os ambientes de 5 a 8 considerando os níveis de potência das componentes multipercurso.

a) **Dentro de um sistema real, onde há mais do que um usuário, como diferenciar o multipercurso e um outro usuário diferente para que se possa aplicar a técnica proposta?**

Quanto à diferença entre multipercurso e múltiplos usuários ou interferência, propõe-se soluções diferentes em função do sistema estar imerso em um ambiente CDMA ou TDMA.

No caso do CDMA, a utilização das técnicas de UOA [(3)] permite realizar a filtragem espacial somente do usuário de interesse. Assim, em um canal multipercurso, somente os sinais do usuário desejado seriam considerados, após filtragem espacial, resultando em um *snapshot* contendo somente os sinais multipercurso do usuário de interesse. Obviamente que sinais retardados em demasia serão considerados como interferência pelo método UOA e o perfil não contemplará as componentes mais atrasadas.

Já com técnicas de acesso TDMA, sugere-se o uso da mesma técnica de decomposição espectral adotada para a FOA na Seção 5.2.2. Como dois usuários não compartilham o mesmo canal no TDMA, todos os sinais chegando dentro de uma faixa de frequência são componentes multipercurso de um mesmo sinal em um mesmo intervalo de tempo (*time slot*).

Em sistemas militares, entretanto, deve-se considerar a possibilidade de interferência proposital. Neste caso, ainda que em um sistema TDMA, ou mesmo um puro e simples sistema FDMA, sinais interferentes podem ser confundidos com os sinais desejados após a realização da decomposição espectral. Torna-se necessário então, adotar-se as Contra-Medidas Eletrônicas (CME) tradicionais para evitar ou eliminar a interferência.

b) **Considerando que uma varredura em um intervalo de tempo muito grande acarreta também em uma elevada taxa de processamento, de que forma extrair do sinal a informação a respeito do intervalo de varredura?**

Para responder esta pergunta e solucionar o problema, deve-se relembrar alguns parâmetros do canal multipercurso. Tratando-se ainda o canal como um sistema linear variante no tempo, a resposta equivalente passa-baixa complexa  $\tilde{h}(\tau, t)$  é dada pela expressão (6.8), dado que  $N(t)$  versões retardadas e atenuadas da entrada no canal são recebidas, conforme a Equação (6.9).

$$\tilde{h}(\tau, t) = \sum_{k=1}^{N(t)} \tilde{a}_k(t) \delta(\tau - \tau_k(t)) \quad (6.8)$$

$$\tilde{y}(t) = \sum_{k=1}^{N(t)} \tilde{a}_k(t) \tilde{x}(\tau - \tau_k(t)) \quad (6.9)$$

Considerando um canal estacionário no sentido amplo, com atenuações, fases e retardos decorrelacionadas [(3)], ou seja, um canal WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*), a sua função autocorrelação é dada pela Equação (6.10). A transformada de Fou-

rier desta autocorrelação resulta na função de espalhamento do canal  $s(\tau, \lambda)$ , a qual fornece informações sobre vários parâmetros de interesse no canal multipercurso. Na função espalhamento do canal,  $\tau$  está relacionado com os retardos (domínio do tempo) e  $\lambda$  com a frequência Doppler (domínio da frequência).

$$R_{\tilde{h}, \tilde{h}}(\tau, \alpha) = E[\tilde{h}^*(\tau, t)\tilde{h}(\tau, t + \alpha)] \quad (6.10)$$

Observe-se que a função autocorrelação pode ser obtida para cada sensor da antena, através de sua estimativa sobre o *snapshot* utilizando-se, por exemplo, uma seqüência PN de treinamento. Portanto, a antena pode trabalhar com a autocorrelação ou ainda com a função de espalhamento do canal. O perfil de retardos de potência do canal é definido conforme a Equação (6.11) ou, equivalentemente, pela Equação (6.12). Uma vez obtido este perfil de potências, estima-se o valor do intervalo de varredura baseado no intervalo de tempo em que o perfil de potência cai a um nível desprezível. No caso de não haver deslocamento Doppler no sistema, ou este ser desprezível, a própria função autocorrelação já representa o perfil de potências. Caso contrário, o perfil deve ser obtido pela Equação (6.12).

$$p(\tau) = R_{\tilde{h}, \tilde{h}}(\tau, 0) = E[|\tilde{h}(\tau, t)|^2] \quad (6.11)$$

$$p(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \lambda) d\lambda \quad (6.12)$$

Cabe observar que a obtenção da função autocorrelação, de forma a dispor-se do perfil de retardo, exige o envio de mais uma seqüência de treinamento e ainda mais cálculos e processamentos. Portanto, propõe-se que se aproveite das informações já processadas pela antena conjugada com informações (geográficas, por exemplo) disponíveis em um servidor remoto.

Como o perfil de retardo é influenciado pelo tipo de ambiente, quais sejam, rural, urbano, suburbano, pedestre, etc., define-se uma seqüência de treinamento para cada tipo de ambiente. Ao se estabelecer uma ERB, ela deverá ser informada do ambiente de propagação onde se encontra. Isto pode ser feito diretamente pelo homem, através de configurações, ou via comunicação automática com uma base de dados cartográfica, onde se obtenha informações a este respeito. Esta última alternativa é particularmente interessante para sistemas militares, onde as ERB's podem se configurar como transportáveis e onde há sempre informações cartográficas na base do sistema de comando e controle.

Uma vez que a antena inteligente em um RDS receba uma determinada seqüência de treinamento, automaticamente tomará conhecimento do tipo de ambiente em que se encontra. Consi-

derando as estatísticas já existentes em termos de perfil multipercorso destes canais, a estimativa do perfil atual pode considerar um espalhamento máximo de retardo médio ( $\bar{\tau}_{max}$ ) com uma margem de erro igual a, por exemplo, duas vezes o desvio padrão do mesmo, que se define na literatura em geral como espalhamento de retardo rms ( $\sigma_{\tau}$ ), conforme a Equação (6.13).

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\langle \tau^2 \rangle - \langle \tau \rangle^2} \quad (6.13)$$

Embora do ponto de vista matemático esta solução não seja tão elegante, ela parece ser mais eficiente do ponto de vista de implementação, devendo, portanto, ser explorada em trabalhos futuros.

### c) Como estimar o efeito Doppler?

O efeito Doppler pode ser facilmente estimado a partir da análise espectral do sinal. A Figura 6.12 ilustra isto através do tradicional exemplo de transmissão de um tom em um canal com o efeito Doppler modelado pelo Filtro de Jakes [(61)]. Verifica-se, através dos gráficos da densidade espectral de potência (DEP), que o tom de 1 kHz transmitido sofre um espalhamento em frequência correspondente à frequência Doppler máxima.

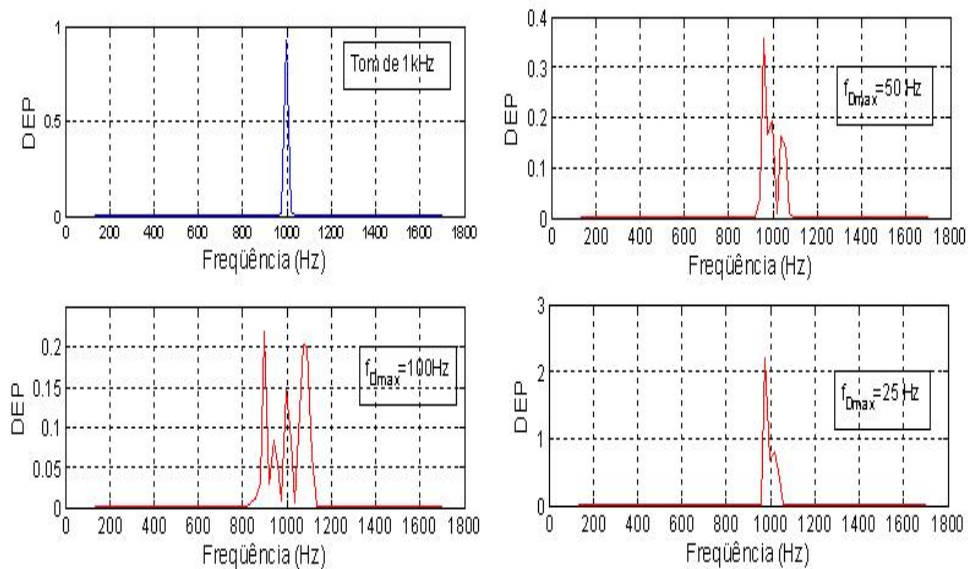


Figura 6.12: Análise do efeito Doppler no sinal no domínio da frequência.

Portanto, através de uma simples análise do sinal recebido em frequência se pode estimar o quanto o sinal transmitido foi espalhado além de sua largura de banda original, obtendo-se assim o espalhamento Doppler.

### d) Como obter a razão entre os níveis de potência das componentes multipercorso?

Conforme verificado no Capítulo 4, os métodos MUSIC e o ESPRIT permitem estimar o

número de sinais chegando na antena e obter a distribuição espectral espacial na antena, de onde se pode obter a razão entre os níveis de potências de cada componente.

**e) Como definir o número de raios multipercurso chegando na antena?**

Conforme os itens a e d anteriores, é possível obter este número pelas técnicas de estimação de DOA. Entretanto, uma alternativa a estes métodos é, baseado no intervalo de varredura, estimar o tipo de ambiente em que o sistema está imerso. Ambientes *indoor* possuem um espalhamento máximo de retardo menor que ambientes externos. Por outro lado, estes ambientes apresentam, em média, um menor número de componentes multipercurso do que aqueles. Assim, dado o espalhamento máximo de retardos, utiliza-se um número pré-definido de raios multipercurso e realiza-se a estimativa. Caso o número de raios tenha sido maior do que o real, os retardos resultarão em zero.

**f) Como introduzir a estrutura completa da antena inteligente?**

Conforme verificado nas respostas anteriores, a estrutura completa da antena é utilizada de maneira indireta, para a obtenção e estimativa do número de usuários, filtragem espacial, usuário de chegada, etc. Portanto, embora a estimativa dos retardos em si seja realizada através de um único sensor, várias informações de suporte para esta estimativa são obtidas pela estrutura completa da antena inteligente.

**g) Uma vez obtidos os dados estimados, que tratamento deve ser dado pelo SDR?**

Os dados estimados serão informados ao controlador do SDR que, baseado no perfil existente, decidirá pela utilização das técnicas mais adequadas e otimizadas para o receptor naquele instante de tempo.

**h) Considerando que a estimativa do canal é obtida a cada rodada do *snapshot*, não é possível que o canal já tenha mudado após ser estimado?**

Esta é uma questão que está diretamente relacionada ao tempo de coerência do canal. Assim, é necessário que a realização de duas estimativas da condição do canal estejam dentro de um intervalo inferior ao tempo de coerência de forma a que a reconfiguração adotada pelo terminal RDS ainda seja eficiente.

Somente para exemplificar, considerando uma taxa de amostragem de 50000 símbolos/s e adotando um *snapshot* de 1000 amostras, uma estimativa do canal seria realizada a cada 5000 símbolos amostrados, o que corresponde a 100 ms. Ainda que se utilize um *snapshot* de somente 100 amostras, ainda assim o intervalo entre duas estimativas do canal consecutivas será de 10 ms. Este tempo pode ser demasiadamente grande dependendo das condições do canal.

De forma a atenuar este problema, pode-se tirar proveito do fato de que a estimativa dos

perfis de retardos está sendo realizada em um único elemento da antena. Uma vez que o perfil de retardo que chega em um elemento específico da antena é igual para todos os outros elementos, já que está sendo considerada a condição de campo distante, propõe-se que esta estimativa seja realizada intercaladamente entre cada um dos elementos das antenas, reduzindo-se assim o intervalo em que esta estimativa é realizada.

Considere uma antena formada por  $SS$  sensores, que utilizam-se de  $AM$  amostras em seu *snapshot* para realizar uma boa estimativa do perfil de retardos. Portanto, cada sensor iniciará a formação do seu *snapshot*  $AM/SS$  amostras após o anterior. Se a frequência de amostragem adotada no sistema é igual a  $f_s$ , o intervalo obtido entre cada estimativa diminui de  $(AM/f_s)s$  para  $(AM/(SS * f_s))s$ , resultando em um ganho significativo.

Considerando que a antena usada como exemplo inicialmente seja uma antena planar retangular com 64 (8x8) elementos, o período de estimativa do canal passa para 1,56 ms e 156  $\mu s$  com um *snapshot* de, respectivamente, 1000 e 100 amostras.

Portanto, esta calibração do tempo de variação do canal está diretamente relacionada com: taxa de amostragem, número de sensores na antena e número de amostras a comporem o *snapshot*. Uma boa combinação destes três parâmetros deve ser considerada tanto no projeto da antena quanto nas regras de reconfigurabilidade do RDS.

Por outro lado, dois *snapshot* deverão ser armazenados no dispositivo RDS: um para as estimativas do canal e outro para as estimativas de DFOA. Isto acarreta em uma necessidade maior de memória e de processamento, sendo uma desvantagem da idéia aqui proposta.

## 6.4 DEFINIÇÃO DO $\tau$ OA ATRAVÉS DO MÉTODO EM

Nesta seção, pretende-se propor um novo método de estimativa do perfil de retardo multipercurso de chegada utilizando o método EM [(32)] e os resultados obtidos em [(62)]. Tal método é apresentado neste trabalho sob o ponto de vista unicamente teórico, uma vez que sua validação completa exige a disponibilidade de uma antena inteligente e medidas de campo em um ambientes urbanos. O Grupo de Rádio Definido por Software (GRDS) da UnB encontra-se, atualmente, empenhado na construção de uma antena inteligente, bem como estudando formas de realizar tais medidas com os meios disponíveis.

Lembrando que tanto o perfil multipercurso quanto a direção de chegada são características diretamente relacionadas com a distribuição espacial dos objetos em torno da estação receptora que acabam por acarretar em uma variação temporal no sinal recebido, seria bastante natural que as características do ambiente em que o terminal está imerso fossem constantemente consideradas nas respectivas estimativas. No item anterior, tais características não são abordadas, sendo

utilizado um método de "força bruta" para se definir o perfil multipercurso. Por outro lado, este método dispensa o conhecimento de informações geográficas do ambiente de comunicação, o qual está sendo modificado constantemente.

Em [(62)] são apresentados resultados estatísticos acerca do perfil multipercurso, dado um conjunto de informações geográficas, permitindo avaliar as probabilidades de se ter um determinado perfil multipercurso. Observe-se que tal método é proposto pelo autor para uma fase anterior ao estabelecimento do sistema de comunicações, quando se deve definir técnicas de combate aos efeitos negativos provocado pelo canal multipercurso.

Considerando a capacidade de reconfiguração de um RDS e a possibilidade do terminal estar constantemente buscando informações que embasem uma decisão baseada em regras de reconfigurabilidade, pretende-se aqui utilizar os resultados de [(62)] para realizar uma estimativa EM conforme equacionado em [(32)]. Os dados geográficos são colhidos pelo RDS de um servidor de informações geográficas como entrada para o estimador.

### 6.4.1 Método EM

O método EM realiza uma estimativa ML de um conjunto de sinais disponíveis através de medidas, ou seja, dados observáveis. Assim, seja  $x \in \mathfrak{R}^n$  um vetor aleatório tal que:

$$\begin{cases} x=f(\theta), \\ \theta \in \Theta \subseteq \mathfrak{R}^q, \\ x \text{ não observável.} \end{cases} \quad (6.14)$$

Dispõe-se de  $y \in \mathfrak{R}^m$  tal que:

$$\begin{cases} y(\theta) = H[x(\theta)], \\ m < n, \\ H \text{ é não inversível.} \end{cases} \quad (6.15)$$

$x$  é chamado de "Dado Completo" e  $y$  de "Dado Incompleto". Portanto, o EM é um estimador ML para o parâmetro  $\theta$  a partir da observação de  $y$ , onde  $y$  depende de  $x$ .

Para a realização desta estimativa são necessárias as seguintes funções densidade de probabilidade (fdp):

1.  $p_x(x; \theta) \Rightarrow$  fdp de  $x$  sujeita ao parâmetro  $\theta$ ;
2.  $p_y(y; \theta) \Rightarrow$  fdp de  $y$  sujeita ao parâmetro  $\theta$ ;



3.  $p_{xy}(x, y; \theta) \Rightarrow$  fdp conjunta de x e y sujeita ao parâmetro  $\theta$ ;
4.  $p_{x|y}(x|y; \theta) \Rightarrow$  fdp de x dado y sujeita ao parâmetro  $\theta$ ;

Duas estratégias podem ser adotadas:

(I) Método Direto:

- a) Observa-se o dado incompleto  $y$ ;
- b) a estimativa ML será o  $\theta$  que maximiza a Equação (6.16):

$$\hat{\theta}_{ML} = \operatorname{argmax}\{p_y(y; \theta)\}, \theta \in \Theta \quad (6.16)$$

(II) Método EM:

Definindo-se a função  $U(\theta, \theta')$  conforme a Equação (6.17), então se  $\theta$  for escolhido de tal forma que  $U(\theta, \theta') \geq U(\theta', \theta')$ , maximiza-se a função de verossimilhança do problema. Repetindo-se estes passos, será obtida uma convergência para o  $\theta$  solução do problema.

$$U(\theta, \theta') = \int_{\mathfrak{R}^n} \log[p_{xy}(x, y; \theta)p_x(x; \theta')] dx \quad (6.17)$$

Assim, conforme [(32)], o método pode ser dividido nos seguintes passos:

- escolha um valor inicial para  $\theta$ , seja  $\hat{\theta}_0$ ;
- determine  $\hat{\theta}_1 = \operatorname{argmax}U(\theta, \hat{\theta}_0)$ ;
- se não convergiu, faça  $\hat{\theta}_0 = \hat{\theta}_1$  e volte para o passo 2.

## 6.4.2 Distribuição estatística do perfil de retardos multipercurso

As informações aqui apresentadas baseiam-se em uma vasta pesquisa realizada por Nathan Blaustein, da Universidade de Negev em Israel, relacionada ao canal móvel. Em seus estudos, Blaustein tem obtido excelentes resultados, confirmados por várias medidas, na determinação do comportamento estatístico da distribuição espectral de potência nos domínios da longitude, da elevação e do retardo de tempo, em diferentes ambientes urbanos com um conjunto de construções distribuídas aleatoriamente sobre um terreno rugoso.

De forma a entender as equações resultantes de sua pesquisa de interesse nesta tese, faz-se uso da Figura 6.13, onde se ilustra alguns dos parâmetros utilizados em seus modelos. Observe-se que tanto as construções quanto as árvores existentes no ambiente são considerados. As

árvores são modeladas como cilindros, enquanto que as construções são modeladas como blocos de comprimento  $L_j$ . As antenas estão localizadas nos pontos A e B.

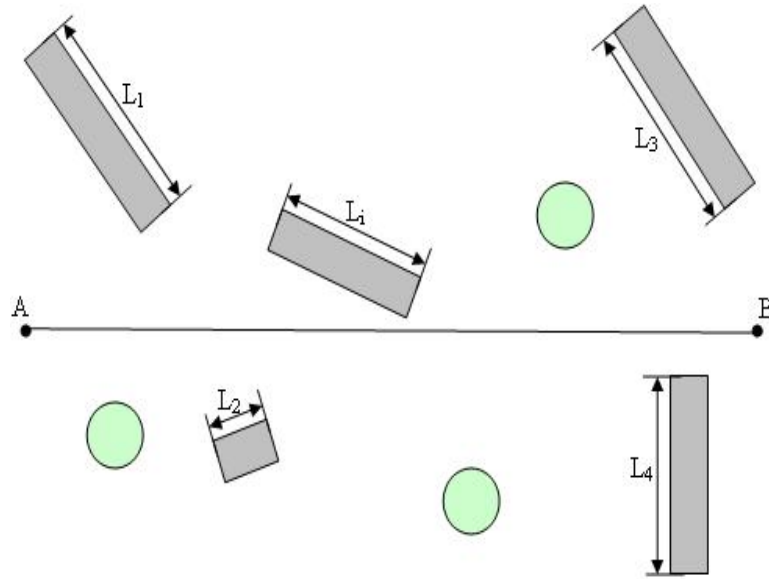


Figura 6.13: Distribuição de construções e árvores entre duas antenas A e B.

Dado este cenário, definem-se os seguintes parâmetros:

- $\langle L \rangle$  é o comprimento médio das construções em torno dos pontos A e B;
- $\langle l \rangle$  é o comprimento médio das ruas transversais formando as rachas no guia de onda;
- $a$  é o comprimento da rua guia de onda;
- $\nu$  é a densidade de construções na área investigada compreendendo  $1km^2$ ;
- $\gamma_0$  densidade de construções unidimensional, definido pela Equação (6.18);
- $\langle \rho \rangle$  determina a distância horizontal média de linha de visada, dado pela Equação (6.19).

$$\gamma_0 = \frac{2 \langle L \rangle \nu}{\pi} \quad (6.18)$$

$$\langle \rho \rangle = \gamma_0^{-1} \quad (6.19)$$

Conforme demonstrado em [(62)], [(63)], [(64)] e [(65)], a distribuição conjunta  $\mu(\tau, \varphi)$  do ângulo e do retardo de chegada dos espalhadores dentro de um meio urbano é dada pela Equação (6.20), onde se considera uma situação tipicamente urbana e ambas as estações estão

localizadas abaixo do nível dos telhados. Esta equação considera ainda o efeito provocado pelas ruas funcionando como guia de onda "quebrado", ou seja, onde as ruas transversais funcionam como rachas do guia de ondas. Esta situação é ilustrada na Figura 6.14.

$$\mu(\tau, \varphi) = 0.5\gamma_0 v \tau \exp\{-\gamma_0 \tau d\} \exp\left\{-2 \frac{|\ln \chi|}{a'} \frac{d(\tau^2 - 1)}{2(\tau - \cos(\varphi))}\right\} \quad (6.20)$$

Onde  $\chi$  e  $a'$  são definidos pelas Equações (6.21) e (6.22).

$$\chi = \frac{\langle L \rangle}{\langle L \rangle + \langle l \rangle} \quad (6.21)$$

$$a' = \frac{2a^2}{\lambda} \quad (6.22)$$

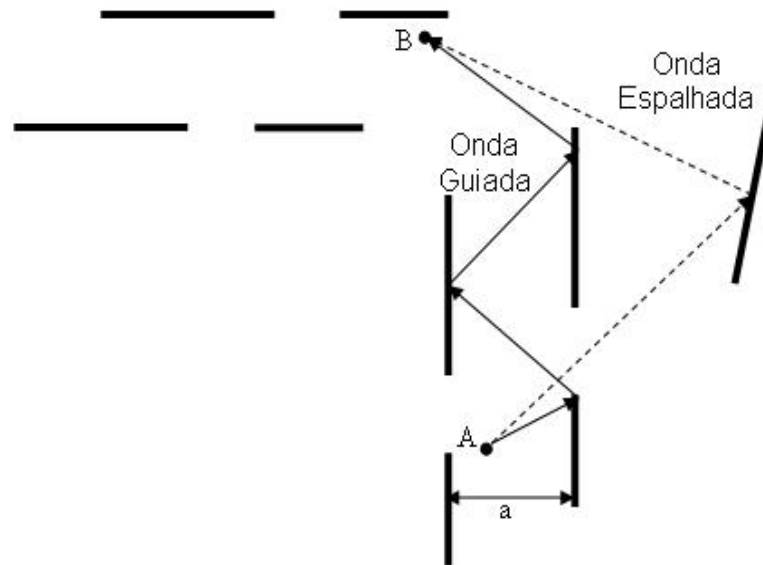


Figura 6.14: Ondas guiadas e espalhadas entre dois pontos A e B

Da Equação (6.20) obtêm-se a distribuição do ângulo de chegada  $\mu(\varphi)$  pela sua integração em  $\tau$  no intervalo  $[1, \infty)$ . Analogamente, a distribuição do retardo de tempo  $\mu(\tau)$  é obtida pela integração da Equação (6.20) no intervalo  $[-\pi, \pi]$ . De forma a ilustrar, simplificou-se o cenário para o caso onde não existe o efeito de guia de onda e há somente um espalhador, realizando-se esta última integral para obter-se o resultado apresentado na Equação (6.23), onde se fez uso da variável auxiliar definida pela Equação (6.24) e das relações definidas pelas Equações (6.25) e (6.26) [(66)]. Portanto, a Equação (6.23) pode ser utilizada como base para a estimativa EM. De modo genérico, a Equação (6.27) deveria ser deduzida para cada cenário e então aplicada ao método EM.

$$\mu(\tau) = 2\pi\nu\gamma_0 d^2(1-\zeta)\sqrt{\tau^2-1}\exp\left\{-\frac{\gamma_0\tau d}{2}\right\} \cdot \left\{\frac{-\gamma_0\tau d(1-\zeta)}{2}\right. \\ \left.\exp\left\{-\frac{-\gamma_0\tau d(1-\zeta)}{2}\right\} I_0\left(\frac{-\gamma_0 d \zeta}{2}\right) + \right. \\ \left. \frac{\zeta}{1-\zeta} \left[ \frac{\tau}{\tau^2-1} \exp\left\{-\frac{-\gamma_0\tau d}{2}\right\} + \frac{(\tau-1)}{(\tau+1)} I_0\left(\frac{-\gamma_0 d \zeta}{2}\right) \right] \right\} \quad (6.23)$$

$$\xi = \frac{1 - \tau \cos\varphi}{\tau - \cos\varphi} \quad (6.24)$$

$$\frac{\tau^2 - 1}{\tau - \cos\varphi} = \tau - \xi \quad (6.25)$$

$$\frac{\tau^2 - 2\tau \cos\varphi + 1}{\tau - \cos\varphi} = \tau + \xi \quad (6.26)$$

$$\mu(\tau) = \int_{-\pi}^{\pi} \mu(\tau, \varphi) d\varphi \quad (6.27)$$

### 6.4.3 Estimação do retardo via método EM

Considerando os resultados apresentados nos últimos itens, pretende-se neste momento propor um método EM de estimativa do perfil de retardos. Embora tal proposta tenha sido feita em [(32)], o canal foi modelado como um processo Gaussiano, não tendo sido considerada nenhuma descrição estatística específica de um canal multipercorso.

Assim, sejam  $x(\tau)$  o dado completo e  $y(\tau) = H(x)$  o dado incompleto e observável. Considere-se que a transformação realizada no dado completo esteja relacionada com o canal AWGN e que as características dos dados completos considerem o canal multipercorso. Assim, considere um único usuário e um array linear de  $M$  elementos. A expressão do *snapshot* coletado será dada por (6.28), o qual é escrita simplificada como a Equação (6.29). O último termo das Equações (6.28) e (6.29) representam o ruído Gaussiano (AWGN).

$$\begin{pmatrix} y_p[0] \\ y_p[1] \\ \vdots \\ y_p[M-1] \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_0(\theta_0) \\ a_1(\theta_0) \\ \vdots \\ a_{M-1}(\theta_0) \end{pmatrix} S_0(pT - \tau) + \begin{pmatrix} n_p[0] \\ n_p[1] \\ \vdots \\ n_p[M-1] \end{pmatrix} \quad (6.28)$$

$$y(\tau) = A.S(\tau) + n \quad (6.29)$$

Portanto, o dado incompleto é uma função composta de duas variáveis aleatórias: a distribuição do perfil de retardos e a distribuição Gaussiana com média 0 e desvio padrão  $N_0/2$ . Considerando que estas duas variáveis aleatórias são completamente independentes, a função densidade de probabilidade conjunta é dada pela Equação (6.30) e, portanto, a função densidade de probabilidade do dado incompleto  $y$  é obtido pela convolução de  $\mu(\tau)$  com a fdp Gaussiana  $f_N(0, N_0/2)$ , conforme a Equação (6.31) [(67)].

$$f(\tau, N) = \mu_\tau(\tau) f_N(0, N_0/2) \quad (6.30)$$

$$f_y(y) = \int_{-\infty}^{\infty} f_N(y - \tau) \mu_\tau(\tau) d\tau \quad (6.31)$$

Finalmente, o dado completo possui fdp  $\mu_\tau(\tau)$ , conforme Equação (6.27).

Conclui-se, portanto, que se dispõe das informações básicas para a estimativa do perfil de retardos. Para o caso do método direto, basta realizar a busca do valor de  $\tau$  que maximiza a Equação (6.31). Já para o método EM, é necessário obter-se a distribuição conjunta de  $x$  e  $y$ . A decisão entre adotar um método ou outro passa pela facilidade de se obter a fdp conjunta  $f_{xy}$ , dependendo do tipo de ambiente e canal modelado por  $\mu$ . Via de regra, esta fdp é obtida utilizando-se do teorema fundamental da distribuição conjunta, após o cálculo do jacobiano.

#### 6.4.4 Análise e conclusões

Verificou-se, teoricamente, a possibilidade de se realizar a estimativa do perfil de retardos através do método ML/EM. Nesta nova solução, o RDS age como um elo entre dois mundos até então separados, onde as características cartográficas atuais são obtidas de um servidor, proporcionando as informações mais precisas e necessárias para a decisão de reconfigurabilidade.

Como desvantagem, os cálculos envolvidos na estimativa são bastante complexos e, dependendo da fdp  $\mu_\tau(\tau)$  e considerando a capacidade de processamento existente atualmente, pode ser um método inviável de ser realizado embarcado em um terminal.

Lamentavelmente, não se pode validar tal método no escopo desta tese pela necessidade de se dispor de medidas de campo e informações geográficas não disponíveis. Propõe-se que trabalhos futuros envolvendo a obtenção dos dados incompletos (*snapshot*), o tratamento de informações cartográficas visando fornecer os dados relacionados com  $\mu_\tau(\tau)$  e medidas de campo do perfil multipercurso venham validar este novo método aqui proposto.

## 7 CONCLUSÕES

Esta tese resultou nas seguintes contribuições inovadoras:

- criação de uma forma de verificar as interfaces aéreas existentes em um ambiente pela estimativa conjunta da DFOA; [(2)]
- introdução de uma forma de calibração da antena para a estimativa do número de sinais incidentes em uma antena inteligente utilizando o Método Otimizado de Resolução de Ambigüidade (MORA);
- realização da estimativa do perfil de retardos de chegada ( $\tau_{OA}$ ) de um canal multipercurso utilizando a correlação do sinal de chegada com o *snapshot* colhido em um sensor da antena inteligente; [(68)]
- proposição de uma nova maneira de estimar o perfil de retardos de chegada ( $\tau_{OA}$ ) em um canal multipercurso pela combinação do método EM e a modelagem de canais multipercursos como guia de onda.

Pelo uso das informações obtidas pelos métodos apresentados, um terminal RDS poderá instanciar a Interface Aérea Instantânea (IAI) mais apropriada para cada combinação de direção de chegada, serviços disponíveis e condição instantânea do canal, garantindo uma forma consistente de reconfigurabilidade. Tais métodos potencializam o poder de reconfiguração dos terminais RDS não somente para prover terminais multimodos, mas também para a criação de dispositivos mais inteligentes, os chamados rádios cognitivos.

Do ponto de vista militar, a reconfiguração dos rádios promovem um tempo de vida mais longo aos terminais adquiridos ou fabricados, uma completa interoperabilidade com o sistema legado e uma maior soberania sobre os meios de telecomunicações. Do ponto de vista de segurança da informação, a mudança constante e aleatória de itens da interface aérea da estrutura de telecomunicações dos Sistemas de Comando e Controle (SC2) configura-se como uma generalização do método utilizado atualmente de salto em frequência (*Frequency Hooping* - FH) para um Salto em Domínio Completo (*Full Domain Hooping* - FDH). O FDH, além de

proteger a comunicação dos problemas causados pelo canal, dificulta a ação de uma parte indesejada, já que tal parte deverá ter acesso às condições do canal e às regras de reconfigurabilidade. Como a mudança das condições do canal é aleatória, o FDH aumenta a segurança do Sistema de Comando e Controle (SC2).

Considerando as atividades da ANATEL e da UIT, no futuro os vários grupos de trabalhos se reunirão não para definir as interfaces aéreas, mas sim para regular Regras de Reconfigurabilidade baseadas em parâmetros como os propostos nesta tese ou outros ainda a serem criados.

Pelo lado do usuário dos serviços haverá um ganho considerável. Uma vez que os serviços já estarão em um estágio bem mais avançado de convergência, a opção da rede a ser utilizada será baseada principalmente na qualidade do sinal chegando no dispositivo móvel ou em custo. Isto levará as operadoras a terem uma maior preocupação na manutenção da Qualidade do Serviço (QOS) em uma área cada vez mais abrangente.

Todas as contribuições realizadas foram baseadas em simulações, havendo portanto necessidade de realizar medidas que comprovem as proposta no ponto de vista prático. Assim, como proposta de continuidade desta pesquisa, podem ser realizados os seguintes trabalhos:

1. construção de uma antena inteligente;
2. realização de medidas e testes de campo para a validação da estimativa de DFOA e do método MORA utilizando-se uma antena inteligente;
3. análise comparativa entre os métodos MUSIC, CAPON E ESPRIT para a estimação de DFOA baseado em medidas;
4. validação do método de estimativa do  $\tau$ OA através do método da correlação;
5. validação do método de estimativa do  $\tau$ OA através do método EM;

Dentro do contexto militar, propõe-se a realização de estudos, pesquisas e desenvolvimento no sentido se estabelecer regras de reconfigurabilidade e a introdução do novo método de segurança da informação definido nesta tese como FDH descrito acima.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] TUTTLEBEE, W. *Software defined radio: Enabling technologies*. John Wiley Sons, Ltd, October 2000.
- [2] LIMA, A. G. M. MENEZES, L. R. A. X. de e ZELENOVSKY, R. *DFOA - a new application of smart antennas in software defined radios*. International Microwave and Optoelectronics Conference - MDS-1.1, July 2005.
- [3] LIMA, A. G. M. *Rádio Definido por Software: o próximo salto no mundo das telecomunicações e computação*. Revista Digital Online, V. 2, Outubro 2003.
- [4] HOSKING, R. H. *Digital receiver handbook: Basics of software radio*. 2003.
- [5] NYQUIST, H. *Certain factors affecting telegraph speed*. Bell System Technology Journal, V. 3, pp. 324-346, 1924.
- [6] NYQUIST, H. *Certain topics in telegraph transmission theory*. Transaction AIEE, V. 47, pp.617-644, 1928.
- [7] BRIGHAM, E. O. *The fast fourier transform and its applications*. Englewood Cliffs, NJ:Prentice Hall, Inc., 1988.
- [8] WEPMAN, J. A. e HOFFMAN, J. R. *RF and IF digitization in radio receivers: Theory, concepts and examples*. March 1996.
- [9] MITOLA, J. *Software radio architecture: object-oriented approaches to wireless engineering*. John Wiley Sons, INC, 2000.
- [10] FRERKING, M. *Digital signal processing in communication systems*. Kluwer Academic Publisher, Norwell, MA, 1994.
- [11] MOORE, G. E. *Cramming more components onto integrated circuits*. Electronics, V. 38, No 8, April 1965.
- [12] WINTER, J. *Propagation aspects for smart antennas in wireless systems*. IEEE Antennas and Propagation Symposium, V. 1, 2000.
- [13] RABAEY, J. M. *Beyond the third generation of wireless communications*. ICICS99, University of California Berkley, 1999.
- [14] ALTERA. *Implementing a W-CDMA system with altera devices and IP functions*. AN129 Version 1.0, September 2000.
- [15] HALL, P. S. H. e HEE, T. W. *Ultra wideband array elements*. International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, June, 2004.



- [16] KAZAMA, Y. e NORO T. *Helical array antennas with high efficiency, wide frequency bandwidth and simple structure*. International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, June 2004.
- [17] NIKNEJAD, A. M., WANG, S. B. e BRODERSEN, R. W. *Modeling omnidirectional small antennas for UWB applications*. International Symposium and USNC/URSI National Radio Science Meeting, June 2004.
- [18] SALVATORE, B., BALANIS, C. A., FOUTZ, J. e SPANIAS, A. S. *Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part I: Overview and antenna design*. IEEE Antenna's and Propagation Magazine, V. 44, N. 3, pp. 145–154, 2002.
- [19] SALVATORE, B., BALANIS, C. A., FOUTZ, J. e SPANIAS, A. S. *Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part II: Beamforming and network throughput*. IEEE Antenna's and Propagation Magazine, V. 44, N. 4, pp.106–114, 2002.
- [20] DRAGO, D. *Optically reconfigurable antennas*. SPIE Advanced Sensor Technology Workshop. 1995.
- [21] NAGRA, A. S., JERPHAGNON, O., CHAVARKAR, P., BLAKICUM, M. V. e YORK, R. A. *Indirect optical control of microwave circuits using monolithic optically variable capacitors*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, V. 47, July 1999.
- [22] BROWN, E. R. *RF-MENS switches for reconfigurable integrated circuits*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, V. 46, pp. 1868–1880, November, 1998.
- [23] WEEDON, W. H., PAYNE, W. J., REBEIZ, G. M., HERD, J. S. e CHAMPION, M. *MENS-switched reconfigurable multi-band antenna design and modeling*. Proceedings of the 1999 Antenna Applications Symposium, Monticello, IL, September, 1999.
- [24] DEMPSEY, R. C. e BEVENSEE, R. M. *The synaptic antenna for reconfigurable array applications - description*. IEEE Antennas and Propagation Society Symposium Digest, pp. 760–763, 1989.
- [25] DEMPSEY, R. C. e BEVENSEE, R. M. *The synaptic antenna for reconfigurable array applications - behavior*. IEEE Antennas and Propagation Society Symposium Digest, pp. 764–767, 1989.

- [26] FREEMAN, J. L., LAMBERTY, B. J. e ANDREWS, G. S. *Optoelectronically reconfigurable monopole antenna*. Electronics Letter, V. 28, p. 1502 – 1503, July, 1992.
- [27] SARKAR, T. K., WICKS, M. C., SALAZAR-PALMA, M. e BONNEAU, R. J. *Smart antennas*. A John Wiley Sons Inc., 2003.
- [28] MAKAROV, S. N. *Antenna and EM modeling with MATLAB*. A John Wiley Sons Inc., 2002.
- [29] RAPPAPORT, T. S. *Wireless communications. Principles and practice*. PH PTR, 2002.
- [30] SALVATORE, B., BALANIS, C. A., FOUTZ, J. e SPANIAS, A. S. *Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part I: Overview and antenna design*. IEEE Antennas and Propagation Magazine, IEEE Antennas and Propagation Magazine, V. 44, No 3, June 2002.
- [31] SALVATORE, B., BALANIS, C. A., FOUTZ, J. e SPANIAS, A. S. *Smart-antenna systems for mobile communication networks. Part II: Beamforming and network throughput*. IEEE Antennas and Propagation Magazine, V. 44, No 4, August 2002.
- [32] ZELENOVSKY, R. *Emprego de Arranjo de Antenas na Recuperação de Dados Digitais em Ambiente CDMA*. Tese (Doutorado) — Universidade Católica do Rio de Janeiro, PUC-RJ, Brasil, Dezembro, 2001.
- [33] LIBERT, J. C. e RAPPAPORT, T. S. *Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications*. Prentice Hall, 1999.
- [34] DANDEKAR, K. R., LING, H. e XU, G. *Experimental study of mutual coupling compensation in smart antenna applications*. IEEE Transactions on Wireless Communications, V. 1, Issue 3, pp.480 - 487, July 2002.
- [35] DANDEKAR, K. R., LING, H. e XU, G. *Effect of mutual coupling on direction finding in smart antenna applications*. Electronics Letters, V. 36, Issue 22, pp.1889 - 1891, October 2000.
- [36] LING, K. R. D. e XU, G. *Smart antenna array calibration procedure including amplitude and phase mismatch and mutual coupling effects*. IEEE International Conference on Personal Wireless Communications, pp. 293 - 297, December 2000.
- [37] HANDEL, P., STOICA, P. e SODERSTROM, T. *CAPON method for DOA estimation: accuracy and robustness aspects*. IEEE Winter Workshop on Nonlinear Digital Signal Processing, January, 1993.

- [38] JAKOBSSON, A., MARPL, S. L. e STOICA, P. *Efficient implementation of the 2-D CAPON spectral estimator*. International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing, May, 2001.
- [39] STANKOVIC, L., POPOVIC, V. e DAKOVIC, M. *On the CAPON's method application in time-frequency analysis*. Proceedings of the 3rd IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology - ISSPIT, December, 2003.
- [40] STOICA, P., WANG, Z. e LI, J. *Robust CAPON beamforming*. IEEE Signal Processing Letters, V. 10, No 6, June, 2003.
- [41] HASSANIEN, A., SHAHBAZPANAHI, S. e GERSHMAN, A. B. *A generalized CAPON estimator for localization of mutiple spread souces*. IEEE Transactions on Signal Processing, V. 52, No 1, January, 2004.
- [42] MARZETTA, T. *A new interpretation of CAPON's maximum likelihood method of frequency-wavenumber spectral estimation*. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, V. 31, No 2, April 1983.
- [43] ROY, R. e KAILATH, T. *ESPRIT - estimation of signal parameters via rotational invariance techniques*. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, V. 37, No 7, July, 1989.
- [44] STROBACH, P. *Bi-iteration multiple invariance subspace tracking and adaptive ESPRIT*. IEEE Transactions on Signal Processing, V. 48, No 2, February, 2000.
- [45] STROBACH, P. *Two-dimensional equirotational stack subspace fitting with an application to uniform rectangular arrays and ESPRIT*. IEEE Transactions on Signal Processing, V. 48, No 7, July 2000.
- [46] FEDER, M. e WEINSTEIN, E. *Parameter estimation of superimposed signals using the EM algorithm*. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, V. 36, No 4, April 1988.
- [47] MAZET, L., SETTINERI, V. B., COURVILLE, M. de e DUHAMEL, P. *EM – based semi-blind estimation of time-varying channels*. 4th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2003.
- [48] JAFARIAN, H. Z. e PASUPATHY, S. *Recursive channel estimation for wireless communication via the EM algorithm*. IEEE ICPWC'97.
- [49] KANNAN, A., OSFENDORF, M., KARL, W. C., CASTAÑÓN, D. A. e FISH, R. K. *ML parameter estimation of a multiscale stochastic process using the EM algorithm*. IEEE Transactions on Signal Processing, V. 48, No 6, June 2000.

- [50] SCHMIDT, R. O. *Multiple emitter location and signal parameter estimation*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-34, No 3, March 1986.
- [51] ZOLTOWSKI, M. D., HAARDT, M. e MATHEWS, C. P. *Closed-form 2-D angle estimation with rectangular arrays in element space or beamspace via unitary ESPRIT*. IEEE Transactions on Signal Processing, V. 44, No 2, February 1996.
- [52] LAIRD, N. M., DEMPSTER, A. P. e RUBIN, D. B. *Maximum likelihood from incomplete data via the EM algorithm*. Ann. Roy. Stat. Soc., pp. 1-38, December 1977.
- [53] LIMA, A. G. M., ZELENOVSKY, R., MENEZES, L. R. A. X. e GRIVET, M. A. *Determination of the direction of arrival (DOA) and of the user through a single algorithm EM in CDMA systems*. Antennas and Propagation Society Symposium, 2004., IEEE, Volume: 1, June 2004.
- [54] RUSSER, P. e DO-HONG, T. *Signal processing for wideband smart antenna array applications*. IEEE Microwave Magazine, March 2004.
- [55] HEFNAWI, M. e DELISLE, G. Y. *Performance analysis of wideband smart antenna systems using different frequency compensation techniques*. IEEE, 2001.
- [56] HEFNAWI, M. e DELISLE, G. Y. *Impact of wideband CDMA signals on smart antenna systems*. IEEE, 2000.
- [57] WANG, H. e KAVEH, M. *Coherent signal-subspace processing for detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources*. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing, V. 33, Nr 4, pp. 823-831.
- [58] BENJAMIN, F. e ANTHONY, J. *Direction finding for wideband signals using an interpolated array*. IEEE Transactions Signal Processing, V. 41, No 4, pp. 1618-1634, April 1993.
- [59] LIMA, A. G. M. *Comunicações móveis: do analógico ao IMT-2000*. Axcel Books, 2003.
- [60] TRANTER, W. H., SHANMUGAN, K. S., RAPPAPORT, T. S. e KOSBAR, K. L. *Communication systems simulation with wireless applications*. Prentice Hall PTR, 2004.
- [61] JAKES, W. C. *Microwave mobile communications*. New York: McGraw-Hill, 1989.
- [62] BLAUNSTEIN, N. e TSALOLIHIN, E. *Signal distribution in the azimuth, elevation, and time-delay domains in urban radio communication links*. IEEE Antennas and Propagation Magazine, V. 46, N 5, October 2004.

- [63] BLAUNSTEIN, N. *Prediction of cellular characteristic for various urban environments*. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, AP-41, N 6, pp. 135-145, 1999.
- [64] BLAUNSTEIN, N. *Distribution of angle-of-arrival and delay from array of buildings placed on rough terrain for various elevations of base station antenna*. J. Communication Networks, V 2, No 4, pp. 305-316, 2000.
- [65] BLAUNSTEIN, N. e LEVIN, M. *Loss characteristics prediction in urban environments with randomly distributed buildings*. Proceedings IEEE Antennas and Propagation, V 3, pp. 1684-1687, June 1998.
- [66] BLAUNSTEIN, N. e ANDERSEN, J. B. *Multipath phenomena in cellular networks*. Artech House Publishers, pp. 147-148, 2002.
- [67] PAPOULIS, A. *Probability, random variables, and stochastic processes*. Mc Graw-Hill, pp. 136, 1991.
- [68] LIMA, A. G. M. e MENEZES, L. R. A. X. *Determination of the multipath delay profile of arrival (toa) through the use of the time correlation and of an array antennas*. Antennas and Propagation Society International Symposium, Antennas and Propagation Society International Symposium, V. 1A, pp. 803–806, Julho, 2005.

## **APÊNDICES**

## A - Códigos da tOA

```
validabb.m
%
% Valida a proposta de definição de retardo de chegada utilizando um modelo
% de canal multipercurso de 3 raios e sinal em banda básica.
%
% Informa ao usuário a funcionalidade do programa
    fprintf(2,'\n\n ----- SIMULADOR MULTI-PERCURSO 1 -----\n');
    fprintf(2,'VALIDAÇÃO CONSIDERANDO A SITUAÇÃO MAIS SIMPLES.\n');
    fprintf(1,'Iniciando as variáveis padrão da simulação:\n');
% Parâmetros default:
%
% Número de símbolos:
    NN=256;
% Tempo do bit:
    tb=0.5;
% Amostras por símbolo:
    fs=16;
% Vetor Eb/N0:
    ebn0db=[1:1:14];
% Intervalo de atrasos:
    inttau=10;
% Passo no atraso:
    passotau=1;
%
% Estabelecimento dos sinais QPSK:
%
    x=random_binary(NN,fs)+i*random_binary(NN,fs);
%
% Potências de entrada e retardos:
%
% Potências e retardos:
```

```

%
fprintf(2,'2) Definição da(s) Potência(s) e Retardo(s) do Perfil Multi-Percurso:\n');
NMP=1;
while NMP <= 3
    msg=sprintf('Informe a potência do raio multi-percurso \n[%f]',NMP);
    p(NMP)=input(msg);
    msg=sprintf('Informe o retardo do raio multi-percurso \n[%f]',NMP);
    tal(NMP)=input(msg);
    NMP=NMP+1;
end
%
ok=0;
while ok ~= 111
    fprintf(2,'\n\nSerão usadas as seguintes potências\n[');
    fprintf(2,'%3.1f ',p);
    fprintf(2,']\n');
    fprintf(2,'\n\nSerão usadas os seguintes retardos\n[');
    fprintf(2,'%3.1f ',tal);
    fprintf(2,']\n');
    ok=input('Use [111] para confirmar os valores. ');
end
%
ok=0;
pot=-1;
while ok ~= 111
    msg=sprintf('Deseja considerar as razões de potência? (1)Sim --- (2) Não \n');
    pot=input(msg);
    ok=input('Use [111] para confirmar os valores. ');
end
%
% Montagem dos NN ganhos Gaussianos complexos (Rayleigh):
ganho1=sqrt(p(2))*abs(randn(1,NN)+i*randn(1,NN));
ganho2=sqrt(p(3))*abs(randn(1,NN)+i*randn(1,NN));
for k=1:NN

```



```

    for kk=1:fs
        indice=(k-1)*fs+kk;
        gganho1(1,indice)=ganho1(1,k);
        gganho2(1,indice)=ganho2(1,k);
    end
end
%
% Montagem do snapshot recebido
% 3 situações podem ocorrer: as componentes 2 e 3 estarem ordenadas com
% retardos em ordem crescente, em ordem decrescente ou possuírem retardos
% iguais. Considera-se que a primeira componente possui sempre
% retardo igual a zero. Assim, verifica-se estas opções para
% depois montar o snapshot.
%
y1=x;
snapshot=zeros(1,(NN*fs));
if tal(3)>tal(2)
    for k=1:tal(2)
        snapshot(1,k)=y1(1,k)*sqrt(p(1));
    end

    for k=tal(2)+1:tal(3)
        snapshot(1,k)=y1(1,k)*sqrt(p(1))+y1(1,k-tal(2))*gganho1(1,k);
    end

    for k=(tal(3)+1):(NN*fs)
        snapshot(1,k)=y1(1,k)*sqrt(p(1))+...
            y1(1,k-tal(2))*gganho1(1,k)+...
            y1(1,k-tal(3))*gganho2(1,k);
    end
elseif tal(2)>tal(3)
    for k=1:tal(3)
        snapshot(1,k)=y1(1,k)*sqrt(p(1));
    end
end

```

```

for k=tal(3)+1:tal(2)
    snapshot(1,k)=y1(1,k)*sqrt(p(1))+y1(1,k-tal(3))*gganho2(1,k);
end

for k=(tal(2)+1):(NN*fs)
    snapshot(1,k)=y1(1,k)*sqrt(p(1))+...
        y1(1,k-tal(2))*gganho1(1,k)+...
        y1(1,k-tal(3))*gganho2(1,k);
end

else
for k=1:tal(2)
    snapshot(1,k)=y1(1,k)*sqrt(p(1));
end

for k=(tal(2)+1):(NN*fs)
    snapshot(1,k)=y1(1,k)*sqrt(p(1))+...
        y1(1,k-tal(2))*gganho1(1,k)+...
        y1(1,k-tal(3))*gganho2(1,k);
end

end

snapshottrans=snapshot';
%
% Filtro casado
% Dar uma verificada neste filtro e entender melhor!!!
%
b=-ones(1,fs);
b=b/fs;
a=1;
snapshotfiltrado=filter(b,a,snapshot);
%
% Como no caso em análise o número de componentes multi-percurso é
% conhecido, a equação do estimador é bem definida. Basta então fazer os
% retardos de cada componente, exceto da primeira, variar dentro de um

```

```

% intervalo razoável de tempo.
% A título de observação, está se abrindo a possibilidade de guardar todos os
% coeficientes gerados na MATRIZ cofre (COeFiciente de corRElação)
%
% Definição do intervalo de pesquisa dos retardos: de 0 -> inttau; e do
% passo de pesquisa dos retardos.
%
    cofre=zeros(4,inttau+1);
%
% Realiza-se então todas as combinações possíveis dos retardos. Para isto,
% serão gerados os possíveis valores de retardos e guardados em uma matriz
% aqui chamada de dotau (DOMínio de TAU). Cada linha de dotau possui os
% possíveis valores de retardos para cada uma das componentes
% multi-percursos
%
% Observe que o valor de tal é dado em número de amostras
%
    dotau=zeros(3,inttau);
    tau=0;
    for i=1:1:inttau+1
        dotau(:,i)=tau;
        tau=tau+passotau;
    end
    dotau(1,:)=0;
%
% Os coeficientes de correlação podem variar de -1 a 1. Portanto, a sua
% inicialização com zero, já traz a pior situação, ou seja, total
% descorrelação.
%
% Agora, varre-se todas as possibilidades de combinação, calcula-se o
% perfil resultante e, finalmente, verifica-se a correlação entre este
% perfil e o snapshot.
%
% Nesta opção, verifica-se a possibilidade de se estimar os retardos sem

```

```

% o conhecimento das razões de potencia de cada componente multi-percurso:
if pot==2
    fim=inttau+1;
    col_cofre=1;
    h=waitbar(0,'Fazendo a varredura nos intervalos de tempo:');
    for i=1:1:fim
        for j=1:1:fim
            guga=1;
            yest1=x;
            yest=zeros(1,(NN*fs));
            %
            % Montagem do snapshot do sinal estimador:
            % Durante a varredura, 3 situações podem ocorrer: as
            % componentes 2 e 3 estarem ordenadas com retardos em ordem
            % crescente, em ordem decrescente ou possuírem retardos
            % iguais. Considera-se que a primeira componente possui sempre
            % retardo igual a zero. Assim, verifica-se estas opções para
            % depois realizar a varredura.
            %
            if dotau(3,j)>dotau(2,i)
                %
                % Caso 1: ordenadas em ordem crescente:
                %
                for k=1:dotau(2,i)
                    yest(1,k)=yest1(1,k);
                end
                for k=(dotau(2,i)+1):(dotau(3,j))
                    yest(1,k)=yest1(1,k)+yest1(1,k-dotau(2,i));
                end
                for k=(dotau(3,j)+1):(NN*fs)
                    yest(1,k)=yest1(1,k)+...
                        yest1(1,k-dotau(2,i))+...
                        yest1(1,k-dotau(3,j));
                end
            end
        end
    end
end

```

```

%
elseif dotau(3,j)<dotau(2,i)
% Caso 2: ordenadas em ordem decrescente:
  for k=1:dotau(3,j)
    yest(1,k)=yest1(1,k);
  end
  for k=(dotau(3,j)+1):dotau(2,i)
    yest(1,k)=yest1(1,k)+yest1(1,k-dotau(3,j));
  end
  for k=(dotau(2,i)+1):(NN*fs)
    yest(1,k)=yest1(1,k)+...
      yest1(1,k-dotau(2,i))+...
      yest1(1,k-dotau(3,j));
  end
else
% Caso 3: retardos iguais:
%
  for k=1:dotau(2,i)
    yest(1,k)=yest1(1,k);
  end
  for k=(dotau(2,i)+1):(NN*fs)
    yest(1,k)=yest1(1,k)+...
      yest1(1,k-dotau(2,i))+...
      yest1(1,k-dotau(3,j));
  end
end
end
%
% Neste momento, calcula-se o coeficiente de correlação desta
% combinação de retardos.
%
yesttrans=yest';
cofre1ij=corrcoef(snapshottrans,yesttrans);
cofre(1,col_cofre)=cofre1ij(1,2);
cofre(2,col_cofre)=0;

```

```

        cofre(3,col_cofre)=dotau(2,i);
        cofre(4,col_cofre)=dotau(3,j);
        col_cofre=col_cofre+1;
        k=i*j;
        n=fim*fim;
    end
    waitbar(k/n)
end
close(h)
[coefcormax,i]=max(abs(cofre(1,:)))
cofre(:,i)
% Traça o gráfico do perfil:
figure(1)
title('Ambiente 1');
plot(cofre(1,:));
xlabel('Combinações de Retardos');
ylabel('Coeficiente de Correlação');
grid;
% figure(2)
% msg=sprintf('Ambiente 1');
% title(msg);
% plot(snapshot);
% xlabel('Instante de Amostragem');
% ylabel('Sinal Transmitido');
% grid;
%
% Nesta opção, verifica-se a possibilidade de se estimar os retardos com
% o conhecimento das razões de potencia de cada componente multi-percurso:
else
    fim=inttau+1;
    col_cofre=1;
    h=waitbar(0,'Fazendo a varredura nos intervalos de tempo:');
    for i=1:1:fim
        for j=1:1:fim

```

```

guga=1;
yest1=x;
yest=zeros(1,(NN*fs));
%
% Montagem do snapshot do sinal estimador:
% Durante a varredura, 3 situações podem ocorrer: as
% componentes 2 e 3 estarem ordenadas com retardos em ordem
% crescente, em ordem decrescente ou possuírem retardos
% iguais. Considera-se que a primeira componente possui sempre
% retardo igual a zero. Assim, verifica-se estas opções para
% depois realizar a varredura.
%
if dotau(3,j)>dotau(2,i)
%
% Caso 1: ordenadas em ordem crescente:
%
    for k=1:dotau(2,i)
        yest(1,k)=yest1(1,k)*sqrt(p(1));
    end
    for k=(dotau(2,i)+1):(dotau(3,j))
        yest(1,k)=yest1(1,k)*sqrt(p(1))+yest1(1,k-dotau(2,i))*sqrt(p(2));
    end
    for k=(dotau(3,j)+1):(NN*fs)
        yest(1,k)=yest1(1,k)*sqrt(p(1))+...
            yest1(1,k-dotau(2,i))*sqrt(p(2))+...
            yest1(1,k-dotau(3,j))*sqrt(p(3));
    end
%
elseif dotau(3,j)<dotau(2,i)
%
% Caso 2: ordenadas em ordem decrescente:
%
    for k=1:dotau(3,j)
        yest(1,k)=yest1(1,k)*sqrt(p(1));

```

```

end
for k=(dotau(3,j)+1):dotau(2,i)
    yest(1,k)=yest1(1,k)*sqrt(p(1))+yest1(1,k-dotau(3,j))*sqrt(p(3));
end
for k=(dotau(2,i)+1):(NN*fs)
    yest(1,k)=yest1(1,k)*sqrt(p(1))+...
        yest1(1,k-dotau(2,i))*sqrt(p(2))+...
        yest1(1,k-dotau(3,j))*sqrt(p(3));
end
%
else
%
% Caso 3: retardos iguais:
%
for k=1:dotau(2,i)
    yest(1,k)=yest1(1,k)*sqrt(p(1));
end
for k=(dotau(2,i)+1):(NN*fs)
    yest(1,k)=yest1(1,k)*sqrt(p(1))+...
        yest1(1,k-dotau(2,i))*sqrt(p(2))+...
        yest1(1,k-dotau(3,j))*sqrt(p(3));
end
end
%
% Neste momento, calcula-se o coeficiente de correlação desta
% combinação de retardos.
%
yesttrans=yest';
cofre1ij=corrcoef(snapshottrans,yesttrans);
cofre(1,col_cofre)=cofre1ij(1,2);
cofre(2,col_cofre)=0;
cofre(3,col_cofre)=dotau(2,i);
cofre(4,col_cofre)=dotau(3,j);
col_cofre=col_cofre+1;

```



```

        k=i*j;
        n=fim*fim;
    end
    waitbar(k/n)
end
close(h)
[coefcormax,i]=max(abs(cofre(1,:)))
cofre(:,i)
% Traça o gráfico do perfil:
figure(1)
title('Ambiente 1');
plot(cofre(1,:));
xlabel('Combinações de Retardos');
ylabel('Coeficiente de Correlação');
grid;
% figure(2)
% msg=sprintf('Ambiente 1');
% title(msg);
% plot(snapshot);
% xlabel('Instante de Amostragem');
% ylabel('Sinal Transmitido');
% grid;
end
random_binary.m
function[x,bits]=random_binary(nbits,namostras)
% Esta função gera uma forma de onda binária aleatória de comprimento
% nbits, amostrada a uma taxa de namostras/bit.
x=zeros(1,nbits*namostras); bits=round(rand(1,nbits)); for
m=1:nbits
    for n=1:namostras
        indice=(m-1)*namostras+n;
        x(1,indice)=(-1)^bits(m);
    end
end
end

```

## B - Códigos da DFOA

Simula.m

```
% Realiza a simulacao do desempenho da DFOA em funcao de vários parâmetros
```

```
% Definição dos valores padrões
```

```
fprintf(2,'\n\n ***** Iniciando as variáveis *****\n');
```

```
NUSR=2;          %--> Número de usuários
```

```
F=[18000 15000]; %--> Conjunto de frequências na simulação em [MHz]
```

```
M=8 ;           %--> Número de elementos no array de antenas ULA
```

```
SNR=20;         %--> Relacao Sinal Ruído
```

```
MM=4;           %--> Ordem da modulação PSK utilizada na simulação
```

```
NSIM=1000;      %--> Número de rodadas de análise
```

```
bandeira='sim'; ilustra='sim'; passo_snr=1; limiarotimo='nao';
```

```
fprintf(2,'\n\n ***** Variáveis iniciadas*****\n');
```

```
%%%%%%%%%
```

```
%                                                    %
```

```
%          OBSERVAÇOES SOBRE A ANÁLISE          %
```

```
%                                                    %
```

```
%%%%%%%%%
```

```
% 1) Ao variar a relação sinal/ruído, a estimativa do número de usuários
```

```
% sofre uma grande variação. Desta forma, embora a estimativa do número de
```

```
% usuários seja feita em todas as rodadas, este valor não será utilizado
```

```
% para obter a estimativa do ângulo e da frequência, de forma a não
```

```
% provocar uma influência de um parâmetro sobre o outro.
```

```
% 2) Na simulação com variação do número de usuários, é importante observar
```

```

% que os métodos são limitados quanto ao número de elementos. Nos métodos
% CAPON e MUSIC, o número máximo de usuários possíveis de serem
% determinados é o próprio número de elementos no array. Já no ESPRIT o
% número é limitado à metade do número de elementos. Considerando a
% limitação do MUSIC e do CAPON, o intervalo do número de usuários será
% limitado pelo número de antenas. Já quanto ao ESPRIT, está sendo
% utilizado um flag, através de uma variável chamada "bandeira", para
% sinalizar a realização ou não do respectivo método.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                               DESEMPENHO EM FUNÇÃO DA SNR
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% A relação Sinal/Ruído terá uma variação de -20 a 30 dB

fprintf(2, '\n\n ***** DESEMPENHO EM FUNÇÃO DA SNR *****\n');
tic;
SNRR=[-20:passo_snr:30];
h=waitbar(0,'DESEMPENHO EM FUNÇÃO DA SNR');
for rsn=1:length(SNRR)
    load Limiar_usuario_SNR.mat;
    limiar_usuario(1:2)=Ped_snr(rsn, :, 2);
    clear Ped_snr;
    [eang_snr(rsn, :) Pef_snr(rsn, :) Ped_snr(rsn, :, :)] = principal(NUSR, F, M, SNRR(rsn),
    MM, NSIM, bandeira, limiarotimo, limiar_usuario);
    waitbar(rsn/length(SNRR))
end
close(h)
save Desempenho_SNR NUSR F M MM NSIM SNRR eang_snr Pef_snr Ped_snr;
clear SNRR eang_snr Pef_snr Ped_snr;

fprintf(2, '\n\n **** DESEMPENHO EM FUNÇÃO DA SNR TERMINADA ****\n');

```

```

fprintf(2, '\n\n ****Tempo de Simulação da etapa SNR:*****\n');
    toc;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      DESEMPENHO EM FUNÇÃO DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO      %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

fprintf(2, '\n\n DESEMPENHO EM FUNÇÃO DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO \n');

% Serão consideradas as seguintes técnicas de modulação: BPSK, QPSK e 8-PSK

tic;
MMM=[2 4 8];
SNRR=[-20:passo_snr:30];
h=waitbar(0,'DESEMPENHO EM FUNÇÃO DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO');
for rsn=1:length(SNRR)
    for mm=1:length(MMM)
        load Limiar_usuario_MM.mat;
        limiar_usuario(1:2)=Ped_mm(mm,rsn, :,2);
        clear Ped_mm;
        [eang_mm(mm,rsn,:) Pef_mm(mm,rsn,:) Ped_mm(mm,rsn, :,)] =
        principal(NUSR,F,M,SNRR(rsn),
        MM(mm),NSIM,bandeira,limiarotimo,limiar_usuario);
    end
    waitbar(rsn/length(SNRR))
end
close(h)
save Desempenho_MM NUSR F M MMM NSIM SNRR eang_mm Pef_mm Ped_mm
SNRR;
clear MMM eang_mm Pef_mm Ped_mm SNRR;

```

```
fprintf(2, '\n\nDESEMPENHO EM FUNÇÃO DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO
TERMINADO\n');
```

```
fprintf(2, '\n\n ***Tempo de Simulação da etapa Modulação:*****\n');
```

```
toc;
```

```
%%%%%%%%%%
%
%           DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE ANTENAS           %
%
%
%%%%%%%%%%
```

```
% Serão consideradas arrays com o seguinte número de elementos: 4, 8, 16 e
% 32
```

```
fprintf(2, '\n\n * DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE ANTENAS ***\n');
```

```
tic;
```

```
M_M=[4 8 16 32];
```

```
SNRR=[-20:passo_snr:30];
```

```
h=waitbar(0, 'DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE ANTENAS');
```

```
for rsn=1:length(SNRR)
```

```
    for m_m=1:length(M_M)
```

```
        load Limiar_usuario_M_M.mat;
```

```
        limiar_usuario(1:2)=Ped_m_m(m_m,rsn, :, 2);
```

```
        clear Ped_m_m;
```

```
        [eang_m_m(m_m,rsn, :)          Pef_m_m(m_m,rsn, :)
```

```
Ped_m_m(m_m,rsn, :, :)] = principal(NUSR, F, M_M(m_m), SNRR(rsn), MM, NSIM, bandeira, l
imiarotimo, limiar_usuario);
```

```
    end
```

```
        waitbar(rsn/length(SNRR))
```

```
end
```

```
close(h)
```

```

save Desempenho_M_M NUSR F M_M MM NSIM SNRR eang_m_m Pef_m_m
Ped_m_m;
clear M_M eang_m_m Pef_m_m Ped_m_m SNRR;

fprintf(2,'\n\n *** DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE ANTENAS
TERMINADO ***\n'); fprintf(2,'\n\n *****Tempo de Simulação da
etapa Antenas:*****\n');
toc;

%%%%%%%%%%%%%%
%
%           DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE USUÁRIOS           %
%
%
%%%%%%%%%%%%%%

fprintf(2,'\n\n * DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE USUÁRIOS *\n');

% Será considerada uma variação do números de usuários de 1 a 10.

tic;
NUSRR=[1:1:M-1];
SNRR=[-20:passo_snr:30];
h=waitbar(0,'DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE USUÁRIOS');
for rsn=1:length(SNRR)
    for nusrr=1:length(NUSRR)
        load Limiar_usuario_nusr.mat;
        limiar_usuario(1:2)=Ped_nusr(nusrr,rsn,2);
        clear Ped_nusr;
        if nusrr>M/2
            [eang_nusr(nusrr,rsn,)                Pef_nusr(nusrr,rsn,)]
Ped_nusr(nusrr,rsn,,:)=principal(NUSRR(nusrr),F,M,SNRR(rsn),MM,NSIM,'nao',limiaro
timo,limiar_usuario);
        else

```

```

        [eang_nusr(nusrr,rsn,:)] = principal(NUSRR(nusrr),F,M,SNRR(rsn),MM,NSIM,'sim',limiaro
Ped_nusr(nusrr,rsn,:,:)]=principal(NUSRR(nusrr),F,M,SNRR(rsn),MM,NSIM,'sim',limiaro
timo,limiar_usuario);
        end
    end
    waitbar(rsn/length(SNRR))
end
close(h)
save Desempenho_NUSR NUSRR F M MM NSIM SNRR eang_nusr Pef_nusr
Ped_nusr;
clear NUSRR eang_nusr Pef_nusr Ped_nusr SNRR;

fprintf(2,'\n\n *** DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE USUÁRIOS
TERMINADO **\n');

fprintf(2,'\n\n ****Tempo de Simulação da etapa Usuários:****\n');
    toc;

%%%%%%%%%%%%%%
%
%          PLOTANDO OS RESULTADOS
%
%%%%%%%%%%%%%%

fprintf(2,'\n\n ***** PLOTANDO OS RESULTADOS *****\n');

if ilustra=='sim'
    mostra;
end

fprintf(2,'\n\n ***** FIM DA SIMULAÇÃO *****\n');

```

## Principal.m

```
function [eang Pef limiaracerto] =
principal(nusr,F,M,SNR,MM,NSIM,bandeira,limiarotimo,limiar_usuario)

% nusr --> Número de usuários
% F --> Conjunto de frequências na simulação em [MHz]
% M --> Número de elementos no array de antenas ULA
% SNR --> Relação Sinal Ruído
% MM --> Ordem da modulação PSK utilizada na simulação
% NSIM --> Número de simulações

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
% INICIALIZAÇÃO DOS VALORES BÁSICOS DA SIMULAÇÃO
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Entende-se como valores básicos como aqueles que serão usados em todas
% as rodadas de simulação.
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Rsimb=100*10^3; %--> Taxa de símbolos na fonte em símbolos por segundo
fmax=max(F); %--> Frequência máxima do conjunto de frequências
NN=1000; %--> Tamanho do snapshot
ind_amos=10; %--> Fator de escala da frequência de amostragem em
%--> relação à frequência máxima do conjunto
T=1/(ind_amos*18*10^9); %--> Período de amostragem
passo=0.5; %--> Define o passo na obtenção da DFOA nos métodos
% CAPON e MUSIC e está diretamente relacionado
% com a sua precisão
```



% Distância entre os elementos obedecendo o Teorema da Amostragem Espacial

lambmin=(3\*10^8)/(fmax\*10^6);

dmax=lambmin/2;

%%%

%

%           DEFINIÇÃO E CRIAÇÃO DAS MATRIZES DE DESMPENHO           %

%

%%%

% Em cada linha ficará guardada a variável de um método de estimativa:

% Linha 1: ESPRIT

% Linha 2: CAPON

% Linha 3: MUSIC

% Como a técnica utilizada para obter o número de usuários no CAPON é

% exatamente o mesmo do MUSIC, não faz sentido alocar a linha 3 para este  
% parâmetro.

% Já no ESPRIT, não faz sentido avaliar a Probabilidade de erros na

% freqüência, uma vez que se baseia na filtragem de cada uma das faixas de

% freqüências e a probabilidade de erro será sempre igual a 1 no acerto das

% freqüências.

EQA=zeros(3,1);           %----> acumula os EQA de cada método em análise

Neu=zeros(2,1);           %----> número de erros cometidos na estimativa do número  
%       de usuários

Nef=zeros(3,1);           %----> número de erros cometidos na estimativa da FOA

eang=zeros(1,3);           %----> erro quadrático médio do ângulo

limiaracerto=zeros(2,3);   %-> limiar para a decisão do limiar do Nr usuários

for nsim=1:NSIM

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      INICIALIZAÇÃO DOS VALORES ESPECÍFICOS DA SIMULAÇÃO      %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

% Obtenção dos ângulos e frequências de chegada sorteados para cada usuário
% na simulação atual

```

```

[teta_rad f] = sorteia(nusr,F);
teta_grau=(teta_rad*180)/pi;

```

```

% Cálculo dos comprimentos de ondas relacionados
lamb(1:nusr)=(3*10^8)/(f(1:nusr)*10^6);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%      MONTAGEM DO SNAPSHOT      %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

% Primeiramente se obtem as amostras do sinal no elemento de antena de
% referência, ou seja, o elemento localizado na origem dos eixos
% adotados. Desta forma, este sinal não contém nenhuma informação
% modificada pela geometria da antena, correspondendo única e
% exclusivamente ao sinal recebido em um elemento da antena

```

```

sigma=10^(-SNR/20);

```

```

% Obtenção do sinal modulante

```

```

[fase_aps] = gerafases(Rsimb,MM,NN,T,nusr);

```

```

% Sinal modulado recebido de cada usuário e seu correspondente sinal em
% banda básica. O sinal em banda básica poderá ser utilizado na obtenção
% do snapshot completo

[matriz_sinal_modulado sinal_banda_basica] = modula(fase,aps,NN,nusr,f,T);

% Sinal resultante na antena de referência (antna na origem) considerando
% os nusr usuários

% Considerando a OBS na sequência do código, a geração do
% sinal_modulado não é mais necessária.

% Neste momento, é gerado o sinal amostrado em todo o array de antenas,
% considerando-se a geometria do array, no caso, uma ULA.
% Apenas como teste, o snapshot X é obtido com o sinal em banda básica
% direto, ou seja, aquele original, gerado diretamente na fonte. No
% caso real, o sinal em banda básica é obtido pela demodulação do
% sinal e será gerado mais adiante na variável XX.

% X=zeros(M,NN);

% Gera os vetores de direcionamento de cada usuário
% A=exp(i*([0:M-1])*mu');

% Obtém-se o Snapshot sem ruído X=A*S, onde S é o sinal modulado em
% banda básica

% X=A*sinal_banda_basica;

% Adição do ruído AWGN

% X=X+sigma*randn(M,NN);
% X=X+sqrt(nusr)*(randn(M,NN)+i*randn(M,NN))/(sqrt(2)*10^(SNR/20));

```

```
matriz_sinal_modulado=matriz_sinal_modulado+sqrt(nusr)*(randn(nusr,NN)+i*randn(nusr,NN))/(sqrt(2)*10^(SNR/20));
```

```
    %matriz_sinal_modulado=matriz_sinal_modulado+sigma*randn(nusr,NN);
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%                                                                 %
```

```
%           DOWNSAMPLING E FILTRAGEM DO SINAL           %
```

```
%                                                                 %
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
% Introducao do Downsampling do Sinal modulado. Através desta "baixa"
```

```
% direta de frequência, obtém-se o sinal modulado em banda básica.
```

```
    % O downsampling no SDR corresponde à multiplicação pelas componentes
```

```
    % sen e cos perfeitamente sincronizadas, trazendo diretamente à banda
```

```
    % básica.
```

```
    %
```

```
    % Em cada linha da matriz sinal_modulado_bandabasica será colocado
```

```
    % o sinal baixado de cada um dos usuários, levando-se em conta a sua FOA
```

```
tbb=0:T:(NN-1)*T;
```

```
sinal_modulado_bandabasica=zeros(nusr,NN);
```

```
for nu=1:nusr
```

```
sinal_modulado_bandabasica(nu,:)=matriz_sinal_modulado(nu,:).*cos(2*pi*f(nu)*tbb);
```

```
end
```

```
% Filtragem do sinal baixado
```

```
W=10^9;
```

```
ordem=10;
```

```
tipo='butter';
```

```

sinal_filtrado=filtra(nusr,NN,W,T,ordem,tipo,sinal_modulado_bandabasic);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                               MÉTODO ESPRIT                               %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Cálculo da frequência espacial de cada usuário

mu(1:nusr)=(2*pi*dmax*sin(teta_rad(1:nusr)))/lamb(1:nusr);
mu=mu';

if bandeira=='sim'
% Geração do snapshot do sinal downconvertido e filtrado para o SPRIT.
% Neste caso há um snapshot para cada frequência existente no sinal de chegada

XX=zeros(M,NN);

% Os vetores de direcionamento são os mesmos utilizados anteriormente
%A=exp(i*([0:M-1]')*mu');

% Obtém-se o Snapshot XX=A*sinal_filtrado, onde sinal_filtrado
% representa cada um dos sinais modulados, baixados e filtrados em banda
% básica oriundos da FOA considerada

% OBS.: inicialmente eu estava tentando realizar a filtragem no
% somatório dos sinais modulados. Entretanto, fazendo desta forma, eu
% perco a informação de cada usuário, necessária para a criação do
% snapshot. Assim, ao invés de gerar uma matriz de sinal modulado
% resultante em cada frequência (o antigo sinal_modulado) que contenha
% o sinal de todos os usuários, estou utilizando mesmo uma matriz que
% tenha o sinal de cada usuário em cada frequência (a matriz_sinal_modulado).
% Esta consideração é válida considerando que a operação de baixar para a

```

```

% banda básica é distributiva.

EQAparcialE=0;
lista=1;
ind_FOA=1;
for ff=1:length(F)
    indf=1;
    nusrnaf=0;
    for nu=1:nusr
        if f(nu)==F(ff)
            S(indf,:)=sinal_filtrado(nu,:);
            muesprit(indf)=mu(nu);
            indf=indf+1;
            nusrnaf=nusrnaf+1;
        end
    end
    if indf>1
        Aesprit=exp(i*([0:M-1])*muesprit);      % matriz de direcionamento para a
        freqüência sob análise
        XX=Aesprit*S;      % snapshot para a freqüência sob análise

XX=XX+sqrt(length(muesprit))*(randn(M,NN)+i*randn(M,NN))/(sqrt(2)*10^(SNR/20));

% Estimativa do número de usuários considerando o snapshot obtido após a
% filtragem na freqüência atual
% Cálculo da auto-correlação da matriz Snapshot

RXX=XX*XX'/NN;

% Decomposição da autocorrelação obtendo-se os auto-valores e auto-vetores

[U D]=SorteEig(RXX);
if limiarotimo=='sim'

```

```

% Verifica o intervalo de limiar para a estimativa do número
% de usuários corretamente

for limiar=0:(sigma/20):(50*sigma)
    d_aux=rank(D,limiar);
    if d_aux==nusrnaf
        lista_limiar(lista)=limiar/sigma;
        lista=lista+1;
    end
end
lista=1;
end
d=rank(D,limiar_usuario(1)*sigma);
%d=nusrnaf;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% !!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!%
%                                                                              %
%   Neste momento estou realizando a estimativa da FOA para o               %
% método CAPON e MUSIC, de forma a economizar tempo de processamento%
%                                                                              %
% !!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Obtenção do número de usuários pelo método MUSIC
% Decomposição da matriz auto-correlação do snapshot
[umat,smat,vmat]=svd(RXX);
% O número de usuários é a multiplicidade da matriz smat
NUF(ff)=rank(smat,limiar_usuario(2)*sigma);
if NUF(ff)>0
    FOAC(ind_FOA)=F(ff);
    ind_FOA=ind_FOA+1;
end

```

end

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% !!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!%
%
% Neste momento foi finalizada a estimativa da FOA para o
% método CAPON e MUSIC, de forma a economizar tempo de processamento
%
% !!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
% Estimativa da frequência espacial considerando o snapshot obtido após a
% filtragem na frequência atual
% Ângulos de Entrada
ang_ent=(asin(mu'*((3*(10^8))/(2*pi*dmax*F(ff)*(10^6)))))*(180/pi);
ang_ent=sort(ang_ent);
```

```
% Ângulos Estimados
mu_est = Esprit(XX,U,SNR,d)';
```

```
% Contabiliza os erros na DOA
ang_est=(asin(mu_est'*((3*(10^8))/(2*pi*dmax*F(ff)*(10^6)))))*(180/pi);
ang_est=sort(ang_est);
if length(ang_est)>=length(ang_ent)
    for ind_erro=1:length(ang_ent)
        EQAparcialE=EQAparcialE+((ang_est(ind_erro)-ang_ent(ind_erro))^2);
    end
```

```
else
    for completa=(length(ang_est)+1):(length(ang_ent))
        ang_est(completa)=0;
    end
    for ind_erro=1:length(ang_ent)
        EQAparcialE=EQAparcialE+((ang_est(ind_erro)-ang_ent(ind_erro))^2);
```



```

        end
    end
end
end
EQA(1,1)=EQA(1,1)+sqrt(EQAparcialE/nusr);
if ((limiarotimo=='sim') & (bandeira=='sim'))
    lista_limiar=sort(lista_limiar,'ascend');
    % Para o limiar de decisão, na coluna 1 será armazenado o limiar mínimo
    % para acerto. Na coluna 2 o limiar médio. Na coluna 3, o limiar
    % máximo. Linha 1=ESPRIT; Linha 2=MUSIC=CAPON
    limiaracerto(1,1)=limiaracerto(1,1)+lista_limiar(1);
    limiaracerto(1,2)=limiaracerto(1,2)+mean(lista_limiar);
    limiaracerto(1,3)=limiaracerto(1,3)+lista_limiar(length(lista_limiar));
end

% Neste momento elimina-se todas as variáveis que não serão úteis para
% o restante do programa, de forma a eliminar a carga computacional e
% de memória.

clear XX ff indf nu muesprit Aesprit S ang_ent d_aux;
clear RXX U D d ang_est EQAparcialE limiar umat smat vmat ind_FOA;

% Neste caso não seria necessário introduzir o AWGN novamente, uma vez
% que o sinal original já era imerso no ruído e o filtro eliminou parte
% dele, como em um sistema real. Entretanto, o acerto nestas
% circunstâncias estava muito grande, como se o sistema estivesse
% completamente imune à relação sinal/Ruído. Por isso, acrescentei o
% ruído ao sinal filtrado, considerando que o mesmo se trata do ruído
% local. Desta forma, consegui uma simulação que é sensível ao ruído.

else
    XX=zeros(M,NN);
    ind_FOA=1;
    for ff=1:length(F)

```

```

indf=1;
nusrnaf=0;
for nu=1:nusr
    if f(nu)==F(ff)
        S(indf,:)=sinal_filtrado(nu,:);
        muesprit(indf)=mu(nu);
        indf=indf+1;
        nusrnaf=nusrnaf+1;
    end
end
if indf>1
    Aesprit=exp(i*(0:M-1)*muesprit);
    XX=Aesprit*S;

XX=XX+sqrt(length(muesprit))*(randn(M,NN)+i*randn(M,NN))/(sqrt(2)*10^(SNR/20));
    RXX=XX*XX'/NN;
    [umat,smat,vmat]=svd(RXX);
    NUF(ff)=rank(smat,100*sigma);
    if NUF(ff)>0
        FOAC(ind_FOA)=F(ff);
        ind_FOA=ind_FOA+1;
    end
end
end

clear XX ff indf nu muesprit Aesprit S;
clear RXX umat smat vmat ind_FOA;
end

% Ângulos de Entrada
ang_ent=sort(teta_grau);

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                                MÉTODO CAPON                                %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

% O método CAPON não prevê a obtenção do número de usuários, uma vez que
% somente direciona o diagrama de irradiação da antena na direção de maior
% potência. Entretanto, neste desenvolvimento, será considerado o uso da
% obtenção do número de usuários através do mesmo método utilizado no
% MUSIC. Realiza-se isto porque quando se trabalha com frequências
% diferentes esta informação passa a ser útil para se conseguir uma boa
% estimativa.

```

```

% Obtenção do Snapshot

```

```

% Neste caso, procura-se estimar os ângulos e frequências de chegada
% sem realizar uma filtragem em separado de cada frequência. Ou seja,
% Os sinais são baixados para banda básica e somados ao sinal completo.
% Assim, o sinal resultante é o próprio sinal filtrado em banda básica.
% Gera os vetores de direcionamento de cada usuário

```

```

A=exp(i*([0:M-1])*mu');

```

```

XX=A*sinal_filtrado+sqrt(nusr)*(randn(M,NN)+i*randn(M,NN))/(sqrt(2)*10^(SNR/20));

```

```

% Cálculo da auto-correlação da matriz Snapshot

```

```

RXX=XX*XX'/NN;

```

```

% Obtenção do número de usuários pelo método MUSIC

```

```

% Decomposição da matriz auto-correlação do snapshot

```

```

[umat,smat,vmat]=svd(RXX);

```

```

% Verifica o intervalo de limiar para a estimativa do número
% de usuários corretamente
% O número de usuários é a multiplicidade da matriz smat

if limiarotimo=='sim'
    lista=1;
    for limiar=0:(sigma/20):(85*sigma)
        d_aux=rank(smat,limiar);
        if d_aux==nusr
            lista_limiar(lista)=limiar/sigma;
            lista=lista+1;
        end
    end
end
if lista>1
    lista_limiar=sort(lista_limiar,'ascend');
    % Para o limiar de decisão, na coluna 1 será armazenado o limiar mínimo
    % para acerto. Na coluna 2 o limiar médio. Na coluna 3, o limiar
    % máximo. Linha 1=ESPRIT; Linha 2=MUSIC=CAPON
    limiaracerto(2,1)=limiaracerto(2,1)+lista_limiar(1);
    limiaracerto(2,2)=limiaracerto(2,2)+mean(lista_limiar);
    limiaracerto(2,3)=limiaracerto(2,3)+lista_limiar(length(lista_limiar));
end
end

% Obtenção do número total de usuários pelo método MUSIC

d=0;
for ff=1:length(NUF)
    d=d+NUF(ff);
end

```

% Cálculo da matriz correlação inversa

IRXX=inv(RXX);

% Cálculo do espectro CAPON em uma única frequência. Considerando que o  
% que é estimado é a frequência espacial, e não a DOA, é indiferente  
% a frequência que é utilizada para realizar a estimativa. Assim,  
% escolhe-se somente uma frequência para se levantar o espectro CAPON.  
% Tal fato promove uma grande economia de processamento, uma vez que  
% não é necessário realizar a calibração do array manifold em todas as  
% frequências de chegada.

[scap angulo] = capon(F(1),passo,M,dmax,IRXX);

% Encontrar as DFOAS corresponde a encontrar os máximos desta função. A  
% rigor, isto equivale a encontrar os pontos de cada linha do scap onde  
% as derivadas são iguais a zero e comparar os respectivos valores de  
% scap. Entretanto, este é um problema complicado e que exige uma  
% capacidade computacional intensa. A função max() do MATLAB fornece o  
% valor máximo, mas no decaimento da curva existem outros valores  
% próximos do valor máximo que podem confundir o programa. Por isso,  
% estou optando por utilizar a técnica de mascaramento, análoga à de  
% processamento digital de imagens. Ou seja, a cada máximo encontrado  
% nas respectivas linhas de scap irei zerar os pontos vizinhos deste  
% valor. Assim, seria equivalente a ter vários máximos locais  
% "perfeitos".  
% Após uma intensa análise do comportamento de decaimento do valor de  
% scap, pode ser observado que os decaimentos são independentes do número  
% de sensores na antena, bem como da relação sinal/ruído. Foi observado  
% ainda que uma máscara razoável a ser adotada teria um valor de 30  
% para cada direção de variação do ângulo.  
% Este mascaramento introduz, de imediato, uma limitação ao programa,  
% uma vez que ângulos de chegada com valores dentro de um intervalo de  
% 60 não seriam mais identificados. Entretanto, esta é uma limitação do

```

% programa que está sendo feito, e não do método CAPON e visa diminuir
% a necessidade computacional de sua implementação. Tal fato deverá ser
% considerado na fase de avaliação do método.
% Mascaramento do scap

[scap]=mascara(F(1),d,scap,passo);

% Realiza-se uma pré-seleção dos candidatos

[candidato idxcandidato]=preselecao(F(1),d,scap);

% Para definir a FOA, utiliza-se o mesmo método para se descobrir o
% número de usuários no sinal filtrado em cada frequência. Assim, se o
% número de usuários existente em uma determinada frequência for igual
% a zero, isto indica que não há nenhum usuário nesta FOA.
% De forma a se economizar processamento na simulação, o cálculo da FOA
% em relação ao CAPON e ao MUSIC já foi realizado dentro do método
% ESPRIT, conforme observado e sinalizado.
% Definição da DFOA

DOAC=estimaDFOA(NUF,d,idxcandidato,angulo,dmax,F);

% Contabilização do erro na DOA
EQAparcialC=0;
ang_est_inicial(1,:)=sort(DOAC(1,:));

% Neste conjunto de ângulos estimados estão os ângulos relacionados com
% as frequências espaciais nas frequências corretas e os ângulos
% relacionados com as frequências espaciais nas frequências incorretas.
% Portanto, deve-se selecionar os ângulos relacionados com as
% frequências corretas. Uma boa maneira de se fazer isto, para fins de
% simulação, é comparar os ângulos obtidos com os ângulos de entrada.
% Aqueles que apresentarem o menor erro são os escolhidos para fins de
% cálculo de erro. Observe que isto não diminui o valor da simulação, uma

```

% vez que, na prática, todos os ângulos estimados em todas as frequências  
 % estarão sendo direcionados na antena. De fato, isto é uma desvantagem  
 % inevitável do método proposto já que para cada usuários haverá  
 % length(F) direções realizadas, acarretando uma maior poluição no  
 % espectro. Este é o preço pago para se ter um sistema multimodo e  
 % multibanda considerando a proposta desta tese.

```

for ind_ang_ent=1:length(ang_ent)
    erro=abs(ang_est_inicial(1)-ang_ent(ind_ang_ent));
    ind_ang_est=1;
    for ind_ang_est_inicial=2:length(ang_est_inicial)
        if abs(ang_est_inicial(ind_ang_est_inicial)-ang_ent(ind_ang_ent))<erro
            erro=abs(ang_est_inicial(ind_ang_est_inicial)-ang_ent(ind_ang_ent));
            ind_ang_est=ind_ang_est_inicial;
        end
    end
    ang_est(ind_ang_ent)=ang_est_inicial(ind_ang_est);
end
sort(ang_est);
for ind_erro=1:length(ang_est)
    EQAparcialC=EQAparcialC+((ang_est(ind_erro)-ang_ent(ind_erro))^2);
end
EQA(2,1)=EQA(2,1)+sqrt(EQAparcialC/nusr);

% Contabilização do erro na FOA
f_est(1,:)=sort(FOAC(1,:));
f_ent(1,:)=sort(f(1,:));
for ind_erro=1:length(f_ent)
    estimou='não';
    for ind_f_est=1:length(f_est)
        if f_ent(1,ind_erro)==f_est(1,ind_f_est)
            estimou='sim';
        end
    end
end
end

```

```

    if estimou~='sim'
        Nef(2,1)=Nef(2,1)+1;
    end
end

clear scap angulo candidato idxcandidato ang_est EQAparcialC f_est ind_erro;
clear lista lista_limiar d_aux limiar ang_est_inicial ind_ang_ent;
clear erro ind_ang_est ind_ang_est_inicial DOAC f_est umat smat;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                               MÉTODO MUSIC
%
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% vmat é obtido pela decomposição da matriz auto-correlação do
% snapshot, o qual já foi calculado no método de CAPON para a
% obtenção do número de usuários

Vn=vmat(:,(d+1):M);
VVn=Vn*Vn';

% Cálculo do espectro MUSIC

[smus angulo] = musi(F(1),passo,M,dmax,VVn);

% Mascaramento do smus

[smus]=mascara(F(1),d,smus,passo);

% Realiza-se uma pré-seleção dos candidatos

[candidato idxcandidato]=preselecao(F(1),d,smus(1,:));

```



% Definição da DFOA

DOAM=estimaDFOA(NUF,d,idxcandidato,angulo,dmax,F);

% De forma análoga ao realizado no CAPON

ang\_est\_inicial(1,:)=sort(DOAM(1,:));

for ind\_ang\_ent=1:length(ang\_ent)

    erro=abs(ang\_est\_inicial(1)-ang\_ent(ind\_ang\_ent));

    ind\_ang\_est=1;

    for ind\_ang\_est\_inicial=2:length(ang\_est\_inicial)

        if abs(ang\_est\_inicial(ind\_ang\_est\_inicial)-ang\_ent(ind\_ang\_ent))<erro

            erro=abs(ang\_est\_inicial(ind\_ang\_est\_inicial)-ang\_ent(ind\_ang\_ent));

            ind\_ang\_est=ind\_ang\_est\_inicial;

        end

    end

    ang\_est(ind\_ang\_ent)=ang\_est\_inicial(ind\_ang\_est);

end

sort(ang\_est);

% Contabilização do erro na DOA

EQAparcialM=0;

for ind\_erro=1:length(ang\_est)

    EQAparcialM=EQAparcialM+((ang\_est(ind\_erro)-ang\_ent(ind\_erro))^2);

end

EQA(3,1)=EQA(3,1)+sqrt(EQAparcialM/nusr);

% A contabilização do erro na FOA do método MUSIC é desnecessária, uma

% vez que a FOA é obtida da mesma maneira que o CAPON, possuindo,

% portanto, o mesmo valor.

Nef(3,1)=Nef(2,1);

```

clear smus angulo candidato idxcandidato ang_est EQAparcialC f_est ind_erro;
clear teta_rad f teta_grau lamb sigma fase aps matriz_sinal_modulado;
clear sinal_banda_basica tbb sinal_modulado_bandabasica sinal_filtrado;
clear mu XX ang_est_inicial ind_ang_ent;
clear erro ind_ang_est ind_ang_est_inicial DOAM f_est umat smat FOAC;

end

% Cálculo do erro quadrático médio final no ângulo

eang=EQA/NSIM; if limiarotimo=='sim'
    limiaracerto=limiaracerto/NSIM;
else
    limiaracerto=1;
end Pef(1,1)=0; Pef(2,1)=Nef(2,1)/(nusr*NSIM);
Pef(3,1)=Nef(3,1)/(nusr*NSIM);

```

CAPON.m

```

function [scap angulo] = capon(F,passo,M,dmax,IRXX)

% realiza o cálculo do espectro CAPON
% F --> frequências do universo de operação do SDR
% passo --> passo de pesquisa do DFOA
% M --> número de elementos da antena ULA
% dmax --> distância entre os elementos
% IRXX --> inversa da matriz auto-correlação do snapshot

for ff=1:length(F)
    % Geração da matriz Manifold (MANI)
    MANI = manifold(M,F(ff),passo,dmax);
    indteta=1;
    for teta=0:passo:90
        scap(ff,indteta)=1/abs(MANI(:,indteta)*IRXX*MANI(:,indteta));
    end
end

```

```

        angulo(indteta)=teta;
        indteta=indteta+1;
    end
end
scap=abs(scap);

```

## ESPRIT.m

```

% Implementação do Algoritmo Esprit
% XX: M x SNAP matriz de medidas do array
% d: Número de usuários
% mu_est: Vetor contendo a frequência espacial estimada

function mu_est = Esprit(XX,U,SNR,d)

[M SNAP]=size(XX);
J1=[eye(M-1) zeros(M-1,1)];
J2=[zeros(M-1,1) eye(M-1)];

% Estimativa do subespaço do sinal
Us=U(:,1:d);

% Equação de Invariância
B=pinv(J1*Us)*J2*Us;

% Cálculo dos Auto-valores da Decomposição de B
[T F]=eig(B);

% Estimativa das Frequências Espaciais
mu_est=angle(diag(F));

```

estimaDFOA.m

```
function [DOA] = estimaDFOA(NUF,d,idxcandidato,angulo,dmax,F)

% Seleciona os maiores valores de candidato dentro do número de
% usuários, considerando-se as respectivas frequências
% nusr --> número de usuários
% candidato --> candidatos a DFOA
% idxcandidato> índices dos candidatos
% angulo --> matriz de ângulos de pesquisa
% F --> frequências do universo de operação do SDR
% f --> frequências sorteadas
% teta_rad --> ângulos sorteados

aux=0;
for ind_NUF=1:length(NUF)
    if NUF(ind_NUF)~=0
        aux=aux+1;
        marca=ind_NUF;
    end
end
if aux==1 % Significa que existe usuários em uma única frequência
    DOA=zeros(1,d);
    if marca==1 % Significa que a frequência onde existem usuários é
        % exatamente a que foi utilizada para estimar-se as
        % frequências espaciais
        DOA(1:d)=angulo(idxcandidato(1:d));
    else
        % Torna-se necessários realizar a conversão da DOA paraa
        % frequência real. Como, neste caso, só há usuários em uma
        % frequência, este trabalho é mais simples.
        DOA(1:d)=asind((F(1)/F(marca))*sind(angulo(idxcandidato(1:d))));
        % A conversão da DOA para a frequência real é feita sobre a
        % frequência espacial. Através de um simples equacionamento,
```

```

    % chega-se à fórmula acima utilizada.
end
else      % significa que há usuários em mais de uma frequência
    % Não há como definir exatamente a DOA, uma vez que o que é
    % estimado é a frequência espacial. Assim, a matriz DOA terá todas
    % as possibilidades de DOA considerando frequências espaciais
    % estimadas e frequências de operação no sistema.
    DOA=zeros(1,d*aux);
    DOA(1:d)=angulo(idxcandidato(1:d));
    anda=d+1;
    for ind_NUF=2:length(NUF)
        if NUF(ind_NUF)>0
            DOA(1,anda:(anda+d-
1))=abs(asind((F(1)/F(ind_NUF))*sind(angulo(idxcandidato(1:d)))));
            anda=anda+d;
        end
    end
end
end
% Finalmente, ordena-se as DOA em ordem crescente.
DOA=sort(DOA);

```

filtra.m

```

function [sinal_filtrado] =
filtra(nusr,NN,W,T,ordem,tipo,sinal_modulado_bandabasica)

% Esta função realiza a filtragem do sinal de cada um dos usuários
% existentes chegando na antena
% Filtragem da cada um dos sinais. Neste ponto, filtra-se os sinais
% existentes em cada uma das frequências, separadamente, de forma a formar
% o snapshot resultante em cada FOA
% nusr --> Número de usuários
% NN --> Número de amostras no snapshot
% W --> frequência de corte desejada para o filtro [Hz]. Por simplicidade,

```

```

%      será considerada uma única frequência de corte para qualquer que
%      seja o sinal a ser filtrado.
% T    --> Período de amostragem do sinal RF [s]
% ordem --> Ordem desejada para o filtro
% tipo --> Tipo de filtro a ser utilizado. Pode ser de Butterworth, de
%      Chebycheb tipo 2 ou elíptico.
% sinal_modulado_bandabasica --> sinal a ser filtrado.

sinal_filtrado=zeros(nusr,NN);

% Coeficientes do filtro

if tipo=='butter'
    [BB,AA]=butter(ordem,(2*T*W));      % filtro de Butterworth
elseif tipo=='cheby'
    [BB,AA]==cheby2(ordem,20,(2*T*W));  % filtro de cheby tipo 2
else
    [BB,AA]==ellip(ordem,0.5,20,(2*T*W)); % filtro elíptico
end

% Execução da filtragem do sinal nas respectivas frequências

for nu=1:nusr
    sinal_filtrado(nu,:) = filter(BB,AA,sinal_modulado_bandabasica(nu,:));
end

gerafases.m

function [fase,aps] = gerafases(Rsimb,MM,NN,T,nusr)

% Esta função gera as fases a serem inseridas na portadora.
% Rsimb --> Taxa da fonte em símbolos por segundo
% MM    --> Ordem da modulação M-PSK a ser adotada
% NN    --> Número de amostras no snapshot

```

```

% T --> Período de amostragem da portadora
% nusr --> Número de usuários
% aps --> Número de amostras por símbolo (valor gerado pela função)
% fase --> Conjunto de fases a modular as portadoras

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                               CONSIDERAÇÕES TEÓRICAS
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% É necessário calcular corretamente o número de amostras por símbolo, de
% forma a obter uma simulação coerente. A idéia adotada nesta simulação foi:
%
% 1s ----- Rsímb ----- 2*Rsimb amostras
% ts ----- t*Rsímb ----- 2*t*Rsimb amostras
%
% Neste caso, t é o tempo relacionado ao snapshot que está sendo coletado
% para análise, ou seja,  $t=NN*T$ , onde T é o período de amostragem da
% portadora em RF.
% Assim, o número de amostras por símbolo é igual a  $2*NN*T*Rsimb$ , que
% corresponderia a  $2*NN*T/Tsimb$ 

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%                               GERAÇÃO DAS FASES
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Primeiramente define-se o número de amostras por símbolo, conforme acima:
aps=2*NN*T*Rsimb;
if aps<30
    aps=30;
end

```

```
% Define o número de fases (nfase) necessárias por usuário
```

```
if round(NN/aps)<(NN/aps)
    nfase=round(NN/aps)+1;
else
    nfase=round(NN/aps);
end
```

```
% Gera os números aleatórios sementes para a formação da fase
```

```
u=rand(1,nusr*nfase);
rinteiro=round((MM*u)+0.5);
```

```
% Gera o conjunto de (nusr*nfase) fases em radiano
```

```
fase=pi/MM+((rinteiro-1)*(2*pi/MM));
% fase_grau=(fase*180)/pi;          % somente para testes
```

```
M_impulsos.m
```

```
function [sinal_modulado sinal_banda_basica] = M_impulsos(fase,aps,NN,nusr,f)
```

```
% fase --> Sinal modulante oriundo da fonte
```

```
% aps --> Número de amostras por símbolo
```

```
% NN --> Número de amostras no snapshot
```

```
% nusr --> Número de usuários
```

```
% f --> Frequências de cada usuário
```

```
% Cada fase gerada resulta em um sinal modulado que será amostrado aps vezes
```

```
k=1;
for U=1:nusr
    t=0;
    contamos=1;
    for amos=1:NN
```



```

sinal_modulado(U,amos)=cos(2*pi*f(U)*(10^6)*t+fase(k));
t=t+T;
contamos=contamos+1;
sinal_banda_basica(U,amos)=exp(j*fase(k));
if contamos>aps
    contamos=1;
    k=k+1;
end
end
end

```

manifold.m

```

function MANI = manifold(M,f,passo,dmax)

% Geração da matriz manifold de um array de antenas ULA
%
% MANI = manifold(M,f,d,passo)
% M --> número de elementos da antena ULA
% f --> frequências de operação em pesquisa
% passo --> passo de pesquisa do DFOA
% dmax --> distância entre os elementos
% "uni" vai receber o universo de valores de  $(2*\pi*d*f*\sin(\text{teta})/(3*(10^8)))$ , com teta
% variando desde o azimute inicial ate o azimute final dentro do passo
% definido

uni=(2*pi*dmax*f*10^6*sind([0:passo:90]))/(3*(10^8));

% "bas" é a matriz transposta da matriz que contem os índices dos elementos
% do array

bas=[0:M-1]';

```

```
% Finalmente, constrói-se a matriz manifold
```

```
MANI=exp(j*(bas*uni));
```

```
mascara.m
```

```
function [matana] = mascara(F,nusr, matana, passo)
```

```
% aplica uma máscara em uma matriz de sinais de forma a encontrar os
```

```
% máximos do sinal
```

```
% F --> frequências do universo de operação do SDR
```

```
% nusr --> número de usuários
```

```
% matana --> matriz a ser analisada
```

```
% passo --> passo de pesquisa do DFOA
```

```
for ff=1:length(F)
```

```
    indaux=1;
```

```
    for dd=1:nusr
```

```
        % Encontra-se o primeiro máximo local
```

```
        [descartavel,ind]=max(matana(ff,:));
```

```
        % Verifica-se o número de ângulos dentro do intervalo de 3o em
```

```
        % torno do máximo local
```

```
        nr_ang=3/passo;
```

```
        % Anula-se os valores dentro desta máscara
```

```
        if ind-nr_ang>0
```

```
            matana(ff,(ind-nr_ang):(ind-1))=0;
```

```
        else
```

```
            if ind-1>0
```

```
                matana(ff,1:(ind-1))=0;
```

```
            end
```

```
        end
```

```
        matana(ff,(ind+1):(ind+nr_ang))=0;
```

```
        % Para que se possa encontrar o máximo local seguinte, é
```

```
        % necessário anular o último máximo local encontrado.
```

```

    % Entretanto, deve-se guardar este valor para reconstruir a
    % matana posteriormente
    auxf(indaux)=ff;
    auxusr(indaux)=ind;
    auxmatana(indaux)=matana(ff,ind);
    indaux=indaux+1;
    matana(ff,ind)=0;
end
% Reconstrói-se a matana com os máximos locais perfeitos
for reconst=1:length(auxf)
    matana(auxf(reconst), auxusr(reconst))=auxmatana(reconst);
end
end

```

modula.m

```

function [matriz_sinal_modulado sinal_banda_basica] =modula(fase,aps,NN,nusr,f,T)

% fase --> Sinal modulante oriundo da fonte
% aps --> Número de amostras por símbolo
% NN --> Número de amostras no snapshot
% nusr --> Número de usuários
% f --> Frequências de cada usuário
% t --> Período de amostragem
% Cada fase gerada resulta em um sinal modulado que será amostrado aps vezes

matriz_sinal_modulado=zeros(nusr,NN);
sinal_banda_basica=zeros(nusr,NN);
k=1;
for U=1:nusr
    t=0;
    contamos=1;
    for amos=1:NN
        matriz_sinal_modulado(U,amos)=cos(2*pi*f(U)*(10^6)*t+fase(k));
    end
end

```

```

t=t+T;
contamos=contamos+1;
sinal_banda_basica(U,amos)=exp(j*fase(k));
if contamos>aps
    contamos=1;
    k=k+1;
end
end
end

mostra.m

% Plota os resultados obtidos nas respectivas simulações
% Inicializa o índice de figuras

indfig=1;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%           DESEMPENHO EM FUNÇÃO DA SNR
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

load Desempenho_SNR;

% Plota o desempenho da obtenção da DOA em função da SNR

figure(indfig) indfig=indfig+1;
plot(SNRR,eang_snr(:,1),'b',SNRR,eang_snr(:,2),'g',SNRR,eang_snr(:,3),'r')
title('Desempenho na DOA em função da SNR') xlabel('SNR[dB]')
ylabel('EQM[Graus]')

```

```

% Plota o desempenho da obtenção da FOA em função da SNR

figure(indfig) indfig=indfig+1;
plot(SNRR,Pef_snr(:,1),'b',SNRR,Pef_snr(:,2),'g',SNRR,Pef_snr(:,3),'r')
title('Desempenho na FOA em função da SNR') xlabel('SNR[dB]')
ylabel('Pe')

% Plota os limiares para a obtenção correta do número de usuários em função da SNR

% Método ESPRIT
%figure(indfig)
%indfig=indfig+1;
%plot(SNRR,Ped_snr(:,1,1),'b',SNRR,Ped_snr(:,1,2),'g',SNRR,Ped_snr(:,1,3),'r')
%title('Limiares para o método ESPRIT em função da SNR')
%xlabel('SNR[dB]')
%ylabel('Limiar/Sigma')
% Método MUSIC
%figure(indfig)
%indfig=indfig+1;
%plot(SNRR,Ped_snr(:,2,1),'b',SNRR,Ped_snr(:,2,2),'g',SNRR,Ped_snr(:,2,3),'r')
%title('Limiares para o método MUSIC em função da SNR')
%xlabel('SNR[dB]')
%ylabel('Limiar/Sigma')

clear Desempenho_SNR;
clear SNRR eang_snr Pef_snr; %Ped_snr;

%%%%%%%%%%%%%%
%
%           DESEMPENHO EM FUNÇÃO DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO
%
%%%%%%%%%%%%%%

```

```

load Desempenho_MM;

% Plota o desempenho da obtenção da DOA em função da SNR

MMM=[2 4 8]; for mmm=1:length(MMM)
    figure(indfig)
    indfig=indfig+1;

plot(SNRR,eang_mm(mmm, :, 1), 'b', SNRR, eang_mm(mmm, :, 2), 'g', SNRR, eang_mm(mmm,
 :, 3), 'r')
    msg=sprintf('Desempenho na DOA para a Modulação %d-PSK', MMM(mmm));
    title(msg)
    xlabel('SNR[dB]')
    ylabel('EQM[Graus]')
end

% Plota o desempenho da obtenção da FOA em função da SNR

MMM=[2 4 8]; for mmm=1:length(MMM)
    figure(indfig)
    indfig=indfig+1;

plot(SNRR, Pef_mm(mmm, :, 1), 'b', SNRR, Pef_mm(mmm, :, 2), 'g', SNRR, Pef_mm(mmm, :, 3),
 'r')
    msg=sprintf('Desempenho na FOA para a Modulação %d-PSK', MMM(mmm));
    title(msg)
    xlabel('SNR[dB]')
    ylabel('Pe')
end

clear Desempenho_MM;
clear eang_mm Pef_mm; %Ped_mm;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%           DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE ANTENAS           %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```
load Desempenho_M_M;
```

```
% Plota o desempenho da obtenção da DOA em função do número de antenas
```

```
M_M=[4 8 16 32]; for m_m=1:length(M_M)
```

```
    figure(indfig)
```

```
    indfig=indfig+1;
```

```
    plot(SNRR,eang_m_m(m_m,:,1),'b',SNRR,eang_m_m(m_m,:,2),'g',SNRR,eang_m_m(m_
m,:,3),'r')
```

```
    msg=sprintf('Desempenho na DOA com %d Antenas',M_M(m_m));
```

```
    title(msg)
```

```
    xlabel('SNR[dB]')
```

```
    ylabel('EQM[Graus]')
```

```
end
```

```
% Plota o desempenho da obtenção da FOA em função da SNR
```

```
M_M=[4 8 16 32]; for m_m=1:length(M_M)
```

```
    figure(indfig)
```

```
    indfig=indfig+1;
```

```
    plot(SNRR,Pef_m_m(m_m,:,1),'b',SNRR,Pef_m_m(m_m,:,2),'g',SNRR,Pef_m_m(m_m,:,3
),,'r')
```

```
    msg=sprintf('Desempenho na FOA com %d Antenas',M_M(m_m));
```

```
    title(msg)
```

```
    xlabel('SNR[dB]')
```

```
    ylabel('Pe')
```

```

end

% Plota os limiares para a obtenção correta do número de usuários em função
% da SNR

%M_M=[4 8 16 32];
%for m_m=1:length(M_M)
    % Método ESPRIT
%   figure(indfig)
%   indfig=indfig+1;
%
plot(SNRR,Ped_m_m(m_m,:,1,1),'b',SNRR,Ped_m_m(m_m,:,1,2),'g',SNRR,Ped_m_m(m_
m,:,1,3),'r')
%   msg=sprintf('Limiares para o método ESPRIT com %d Antenas',M_M(m_m));
%   title(msg)
%   xlabel('SNR[dB]')
%   ylabel('Limiar/Sigma')
    % Método MUSIC
%   figure(indfig)
%   indfig=indfig+1;
%
plot(SNRR,Ped_m_m(m_m,:,2,1),'b',SNRR,Ped_m_m(m_m,:,2,2),'g',SNRR,Ped_m_m(m_
m,:,2,3),'r')
%   msg=sprintf('Limiares para o método MUSIC com %d Antenas',M_M(m_m));
%   title(msg)
%   xlabel('SNR[dB]')
%   ylabel('Limiar/Sigma')
%end

clear Desempenho_M_M;
clear SNRR eang_M_M Pef_M_M; %Ped_M_M;

```



```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%
%           DESEMPENHO EM FUNÇÃO DO NÚMERO DE USUÁRIOS           %
%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

load Desempenho_NUSR;

% Plota o desempenho da obtenção da DOA em função do número de antenas

NUSRR=[1:1:M-1]; for nusrr=1:length(NUSRR)
    figure(indfig)
    indfig=indfig+1;

    plot(SNRR,eang_nusr(nusrr,:,1),'b',SNRR,eang_nusr(nusrr,:,2),'g',SNRR,eang_nusr(nusrr,:
,3),'r')
        msg=sprintf('Desempenho na DOA com %d Usuários',NUSRR(nusrr));
        title(msg)
        xlabel('SNR[dB]')
        ylabel('EQM[Graus]')
    end

% Plota o desempenho da obtenção da FOA em função da SNR

NUSRR=[1:1:M-1]; for nusrr=1:length(NUSRR)
    figure(indfig)
    indfig=indfig+1;

    plot(SNRR,Pef_nusr(nusrr,:,1),'b',SNRR,Pef_nusr(nusrr,:,2),'g',SNRR,Pef_nusr(nusrr,:,3),'
r')
        msg=sprintf('Desempenho na FOA com %d Usuários',NUSRR(nusrr));
        title(msg)
        xlabel('SNR[dB]')
        ylabel('Pe')

```

```

end

% Plota os limiares para a obtenção correta do número de usuários em função
% da SNR
% NUSRR=[1:1:M-1];
% for nusrr=1:length(NUSRR)
%   % Método ESPRIT
%   figure(indfig)
%   indfig=indfig+1;
%
plot(SNRR,Ped_nusr(nusrr,:,1,1),'b',SNRR,Ped_nusr(nusrr,:,1,2),'g',SNRR,Ped_nusr(nusrr,
:,:1,3),'r')
%   msg=sprintf('Limiares para o método ESPRIT com %d Usuários',NUSRR(nusrr));
%   title(msg)
%   xlabel('SNR[dB]')
%   ylabel('Limiar/Sigma')
%   % Método MUSIC
%   figure(indfig)
%   indfig=indfig+1;
%
plot(SNRR,Ped_nusr(nusrr,:,2,1),'b',SNRR,Ped_nusr(nusrr,:,2,2),'g',SNRR,Ped_nusr(nusrr,
:,:2,3),'r')
%   msg=sprintf('Limiares para o método MUSIC com %d Usuários',NUSRR(nusrr));
%   title(msg)
%   xlabel('SNR[dB]')
%   ylabel('Limiar/Sigma')
%end

clear Desempenho_NUSR;
clear SNRR eang_NUSR Pef_NUSR; %Ped_NUSR;
clear;

```

musi.m

```
function [smus angulo] = musi(F,passo,M,dmax,VVn)
```

```
% realiza o cálculo do espectro CAPON
```

```
% F --> frequências do universo de operação do SDR
```

```
% passo --> passo de pesquisa do DFOA
```

```
% M --> número de elementos da antena ULA
```

```
% dmax --> distância entre os elementos
```

```
% VVn --> valor resultante da decomposição de RXX
```

```
for ff=1:length(F)
```

```
    % Geração da matriz Manifold (MANI)
```

```
    MANI = manifold(M,F(ff),passo,dmax);
```

```
    indteta=1;
```

```
    for teta=0:passo:90
```

```
        smus(ff,indteta)=1/(MANI(:,indteta)'*VVn*MANI(:,indteta));
```

```
        angulo(indteta)=teta;
```

```
        indteta=indteta+1;
```

```
    end
```

```
end
```

```
smus=abs(smus);
```

preselecao.m

```
function [candidato idxcandidato] = preselecao(F,nusr, matana)
```

```
% aplica uma máscara em uma matriz de sinais de forma a encontrar os
```

```
% máximos do sinal
```

```
% F --> frequências do universo de operação do SDR
```

```
% nusr --> número de usuários
```

```
% matana --> matriz a ser analisada
```

```
    % Ordena-se o "espectro matana" em ordem decrescente para cada uma das
```

```
    % frequências do universo do SDR
```

```

for ff=1:length(F)
    [ordenamatana(ff,:),idxmatana(ff,:)] = sort(matana(ff,:), 'descend');
end
%ordenamatana
%idxmatana
% Realiza-se uma pré-seleção dos candidatos à DFOA. Estes
% pré-candidatos são selecionados considerando os maiores valores de
% matana para o total de número de usuários em cada frequência.

candidato(:,1:nusr) = ordenamatana(:,1:nusr);
idxcandidato(:,1:nusr) = idxmatana(:,1:nusr);

sorteia.m

function [teta_rad f] = sorteia(nusr,F)

% Sorteio dos ângulos de chegada em função do número de usuários

teta = zeros(1,nusr);
teta_grau = 90 * (rand(nusr,1)');
teta_rad = (teta_grau * pi) / 180;

% Sorteio das Frequências de Chegada
% Verificação do número de frequências no universo
nfreq = length(F);

% Sorteio dos índices das frequências
ind = round((nfreq-1) * rand(nusr,1)) + 1;

% Atribuição de uma FOA para cada usuário
f(1:nusr) = F(ind(1:nusr));

```

sorteig.m

```
function [V,D]=SorteEig(M)
```

```
% [V,D]=SorteEig(M)
```

```
% Cálcula os auto-vetores e auto-valores ordenados pela
```

```
% amplitude dos auto-valores. (Maiores primeiro)
```

```
[V,D]=eig(M); d=diag(D); [ds,idx]=sort(abs(d)); idx=idx(end:-1:1);
```

```
V=V(:,idx); D=diag(d(idx));
```