



**Universidade de  
Aveiro**

**2010**

Departamento de Electrónica,  
Telecomunicações e Informática

**Ricardo Manuel  
Ferreira Gomes**

**Estudo e Comparação de Modelos de Canal  
Rádio para Sistemas MIMO**



**Universidade de  
Aveiro**  
**2010**

Departamento de Electrónica,  
Telecomunicações e Informática

**Ricardo Manuel  
Ferreira Gomes**

## **Estudo e Comparação de Modelos de Canal Rádio para Sistemas MIMO**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Armando Carlos Domingues da Rocha, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, e da Mestre Susana de Jesus Mota, Assistente Convidada da Universidade de Aveiro

## **o júri**

Presidente

**Prof. Dr. João Nuno Pimentel Silva Santos**  
professor associado da Universidade de Aveiro

**Prof. Dr. Pedro Renato Tavares Pinho**  
professor do Departamento de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores do ISE de Lisboa

**Prof. Dr. Armando Carlos Domingues Rocha (Orientador)**  
professor auxiliar da Universidade de Aveiro

**Mestre Susana de Jesus Mota (Co-Orientador)**  
Assistente convidada da Universidade de Aveiro

## **agradecimentos**

Aos meus pais e à minha irmã, por todo o amor, carinho, dedicação e apoio incondicional ao longo de todos estes anos. Por estarem presentes nos momentos mais difíceis que foram ultrapassados devido à vossa presença.

Aos meus orientadores, o Dr. Armando Rocha e a Mestre Susana Mota, pela oportunidade que me deram em participar neste projecto, por toda a ajuda e disponibilidade que sempre demonstraram ao longo da realização do trabalho. Não poderia deixar de agradecer também à Maura Outeiral Garcia pela ajuda e material disponibilizado, sem o qual não seria possível realizar o projecto.

A toda a minha família e amigos que durante estes anos me apoiaram e proporcionaram momentos inesquecíveis.

## palavras-chave

Canal Rádio, Multipercurso, Desvanecimento, Modelos de Propagação, Sistemas MIMO, Capacidade, Algoritmo SAGE, Clustering, Resposta Impulsiva, Parâmetros do Canal de Propagação.

## resumo

Devido à constante necessidade de desenvolvimento de sistemas com uma elevada taxa de transmissão e qualidade de serviço recorrendo a um espectro limitado e uma potência radiada regulamentada, é fundamental efectuar uma caracterização adequada do canal rádio para explorar de forma eficiente as suas potencialidades.

O trabalho desenvolvido incide no estudo de alguns parâmetros que permitem caracterizar o canal de propagação rádio, obtidos através da aplicação do algoritmo de alta resolução *SAGE* (*Space-Alternating Generalized Expectation Maximization*) ao sinal captado por um agregado sintético usado para sondagem do mesmo canal. Inicialmente efectuou-se um estudo relativo ao canal de propagação, nomeadamente acerca dos modelos de propagação exterior, canal multipercurso e respectivos parâmetros.

Em seguida foi introduzido o sistema *MIMO* através do estudo teórico da capacidade sendo posteriormente apresentados os modelos de canal *MIMO* (analíticos e físicos). Através dos parâmetros estimados pelo algoritmo *SAGE*, foram estudados alguns cenários de forma a obter de forma experimental alguns parâmetros do canal de propagação.

Com a introdução do algoritmo de *clustering* foi possível agregar as réplicas multipercurso em famílias de raios que apresentam afinidade espacial. A visualização gráfica do *clustering* permitiu analisar a disposição dos *clusters* assim como os parâmetros atraso e azimute das componentes multipercurso. Finalmente efectuou-se um estudo estatístico dos *clusters*, incidindo nas medidas do atraso, azimute e resposta impulsiva, que culminou num conjunto de gráficos representativos dos diversos ensaios que permitem uma melhor compreensão do canal de propagação

**keywords**

Radio Channel, Multipath, Fading, Propagation Models, MIMO Systems, Capacity, SAGE Algorithm, Clustering, Impulse Response, Propagation Channel Parameters.

**abstract**

According to the constant need of development of systems that keep a high transmission rate and quality service using a limited spectrum and a regulated power radiated, it is fundamental to make an accurate characterization of the radio channel to efficiently exploit its potential.

This work focuses on the study of some parameters that allow the characterization of the radio propagational channel, obtained through the application of the high resolution algorithm SAGE (Space-Alternation Generalized Expectation Maximization) to the signal captured by a synthetic aggregate used for polling the same channel. Initially a study relative to the propagation channel was realized, namely about the outdoor propagation models, multipath channel and respective parameters.

Later on the MIMO system was introduced by the theoretical study of the channel capacity being posteriorly presented the MIMO channel models (analytical and physical). Through the measures obtained by the SAGE algorithm some scenarios were studied to obtain experimentally some parameters of the propagation channel.

With the introduction of the clustering algorithm it was possible to aggregate the multipath replicas in families of rays that have spatial affinity. The graphic display of the clustering allowed the analysis of the clusters disposition as well as the delay and angle parameters of the multipath components. Finally it was carried out a statistical study of clusters, regarding on the measures of delay, angle and impulse response which turned into a set of graphics representing the several trials allowing a better understanding of the propagation channel.

# Índice

<b>Índice de Figuras.....</b>	<b>ix</b>
<b>Índice de Tabelas.....</b>	<b>xi</b>
<b>Acrónimos.....</b>	<b>xiii</b>
<b>1. Introdução.....</b>	<b>1</b>
1.1 Organização da Tese.....	2
<b>2. Modelos de Propagação .....</b>	<b>5</b>
2.1 Modelo de Propagação em Espaço Livre.....	7
2.2 Modelo de Propagação de 2 Raios .....	8
2.3 Modelos Empíricos .....	8
2.3.1 Modelo Hata-Okumura .....	9
2.3.2 Modelo COST 231 .....	11
2.4 Canal Multipath.....	13
2.4.1 Parâmetros do Canal Multipath .....	16
2.4.1.1 Perfil de Potência do Atraso.....	17
2.4.1.2 Largura de Banda de Coerência .....	18
2.4.1.3 Espalhamento de Doppler e Tempo de Coerência .....	19
2.5 Desvanecimento Rápido (Fast Fading).....	20
2.6 Desvanecimento Lento (Slow Fading) .....	22
2.7 Modelos Fast Fading.....	22
2.7.1 Modelo Rayleigh.....	23
2.7.2 Modelo Rice.....	24
2.8 Modelo Saleh-Valenzuela .....	26
2.9 Diversidade.....	26
2.10 Estado da Arte .....	29
<b>3. Sistemas MIMO .....</b>	<b>31</b>
3.1 Multiplexagem Espacial .....	34
3.2 Capacidade do Sistema MIMO .....	35
3.2.1 SISO .....	36
3.2.2 SIMO.....	36
3.2.3 MISO.....	36

3.2.4	MIMO .....	37
3.3	Diversidade num Canal MIMO.....	40
3.3.1	Códigos Espaço-Temporais.....	40
3.4	Técnica de Formatação de Feixe .....	42
3.5	Ganho de Diversidade e Ganho de Capacidade.....	43
3.6	Modelos de Canal MIMO .....	43
3.6.1	Modelos Analíticos .....	45
3.6.1.1	Modelo IID.....	45
3.6.1.2	Modelo Kronecker .....	46
3.6.1.3	Modelo Weichselberger .....	47
3.6.2	Modelos Físicos .....	48
3.6.2.1	Modelo Traçado de Raios.....	48
3.6.2.2	Modelo Zwick .....	48
<b>4.</b>	<b><i>Caracterização Experimental do Canal.....</i></b>	<b>51</b>
4.1	Modelo de Sinal.....	52
4.2	Sistema de Medição .....	53
4.3	Clustering .....	54
<b>5.</b>	<b><i>Simulações e resultados.....</i></b>	<b>57</b>
5.1	Cenários dos Ensaios .....	57
5.1.1	Cenário Laboratório 345.....	57
5.1.2	Cenário DETI-RCH .....	58
5.2	Análise dos Resultados.....	59
5.2.1	Cenário DETI-Lab 345 .....	59
5.2.2	Cenário DETI-RCH .....	62
5.3	Estudo Estatístico do Clustering.....	66
5.3.1	Cenário DETI-Lab 345 .....	68
5.3.2	Cenário DETI-RCH .....	74
<b>6.</b>	<b><i>Conclusões.....</i></b>	<b>81</b>
	<b><i>Referências.....</i></b>	<b>83</b>



# Índice de Figuras

<i>Fig.2-1 – Small-scale fading e variação do sinal em modelos de larga escala.</i> .....	6
<i>Fig.2-2 – Factor de correcção para cidades pequenas/médias.</i> .....	10
<i>Fig.2-3 – Propagação em áreas urbanas e definição dos parâmetros utilizados no modelo COST 231.</i> .....	11
<i>Fig.2-4 – Propagação Multipercurso.</i> .....	14
<i>Fig.2-5 – Resposta impulsiva variante no tempo de um canal multipercurso (RAPPAPORT, 1995).</i> .....	15
<i>Fig.2-6 – Perfis de atraso de potência num canal multipercurso (RAPPAPORT, 1995).</i> .....	16
<i>Fig.2-7 – Exemplo de um perfil de potência de atraso (RAPPAPORT, 1995).</i> .....	18
<i>Fig.2-8 – Desvanecimento Rápido baseado no espalhamento do atraso multipercurso.</i> .....	20
<i>Fig.2-9 – Desvanecimento Rápido baseado no espalhamento de Doppler.</i> .....	21
<i>Fig.2-10 – Desvanecimento Rayleigh.</i> .....	23
<i>Fig.2-11 – Função Densidade de Probabilidade de uma Distribuição Rayleigh(<math>\sigma=1</math>).</i> .....	24
<i>Fig.2-12 – Desvanecimento Rice.</i> .....	25
<i>Fig.2-13 – Parâmetros do modelo estendido Saleh-Valenzuela para um cluster(YU, 2002).</i> ....	26
<i>Fig.2-14 – Técnica de Máxima Razão.</i> .....	28
<i>Fig.2-15 – Comparação entre as técnicas de combinação(ANNAVAJJALA et al., 2005).</i> .....	29
<i>Fig.3-1 – Canal MIMO.</i> .....	31
<i>Fig.3-2 – Modelo de Canal MIMO.</i> .....	33
<i>Fig.3-3 – Comparação da capacidade entre sistemas SISO e MIMO.</i> .....	38
<i>Fig.3-4 – Codificação Espaço-Temporal.</i> .....	41
<i>Fig.3-5 – Classificação de alguns modelos de propagação para canais MIMO.</i> .....	45
<i>Fig.4-1 – Passos efectuados pelo algoritmo SAGE.</i> .....	52
<i>Fig.4-2 – Sistema utilizado para a medição do canal direccional.</i> .....	54

<i>Fig.5-1 – Cenário do Laboratório 345.</i> .....	58
<i>Fig.5-2 – Cenário DETI-RCH.</i> .....	59
<i>Fig.5-3 – Resposta impulsiva vs Estimativas do SAGE no ensaio 1 do DETI-Lab345.</i> .....	60
<i>Fig.5-4 – Resposta impulsiva vs IFFT das estimativas do SAGE.</i> .....	61
<i>Fig.5-5 – Estimativas do SAGE no ensaio 1 do DETI-Lab345.</i> .....	61
<i>Fig.5-6 – Clustering do ensaio 1 do DETI-Lab345.</i> .....	62
<i>Fig.5-7 – Resposta impulsiva vs Estimativas do SAGE no ensaio 1 do DETI-RCH.</i> .....	63
<i>Fig.5-8 – Resposta impulsiva vs IFFT das estimativas do SAGE.</i> .....	64
<i>Fig.5-9 – Estimativas do SAGE no ensaio 1 do DETI-RCH.</i> .....	64
<i>Fig.5-10 – Clustering do ensaio 1 do DETI-RCH.</i> .....	65
<i>Fig.5-11 – Gráfico do Espalhamento do Atraso vs Atraso Médio de todos os clusters.</i> .....	70
<i>Fig.5-12 – Gráfico do Nº de Componentes vs Atraso Médio de todos os clusters.</i> .....	71
<i>Fig.5-13 – Gráfico do Declive vs Atraso Médio de todos os clusters.</i> .....	72
<i>Fig.5-14 – Gráfico do Nº de Componentes vs Espalhamento do Atraso de todos os clusters.</i> ..	72
<i>Fig.5-15 – Resposta impulsiva medida no Ensaio 1 do cenário DETI-Lab 345.</i> .....	73
<i>Fig.5-16 – Gráfico do Espalhamento do Atraso vs Atraso Médio de todos os clusters.</i> .....	76
<i>Fig.5-17 – Gráfico do Nº de Componentes vs Atraso Médio de todos os clusters.</i> .....	77
<i>Fig.5-18 – Gráfico do Declive vs Atraso Médio de todos os clusters.</i> .....	77
<i>Fig.5-19 – Resposta impulsiva medida no Ensaio 1 do cenário DETI-RCH.</i> .....	78
<i>Fig.5-20 – Resposta impulsiva medida no Ensaio5a do cenário DETI-RCH.</i> .....	78

# Índice de Tabelas

<i>Tabela 1 - Ensaio realizados e respectivos parâmetros calculados para o cenário DETI-Lab 345. ....</i>	<i>68</i>
<i>Tabela 2 - Parâmetros calculados através das funções polyfit e respectivo coeficiente de correlação para o cenário DETI-Lab 345. ....</i>	<i>69</i>
<i>Tabela 3 - Ensaio realizados e respectivos parâmetros calculados para o cenário DETI-RCH. ....</i>	<i>74</i>
<i>Tabela 4 - Parâmetros calculados através das funções polyfit e respectivo coeficiente de correlação para o cenário DETI-RCH. ....</i>	<i>75</i>



# Acrónimos

AOA	- Angle of Arrival
AOD	- Angle of Departure
AS	- Angle Spread
AWGN	- Additive White Gaussian Noise
BER	- Bit Error Rate
D-BLAST	- Diagonal-Bell Laboratories Layered Space Time
DETI	- Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática
DS	- Delay Spread
EGC	- Equal-Gain Combining
EM	- Expectation Maximization
FC	- Feedback Combining
IFFT	- Inverse Fast Fourier Transform
IID	- Independent Identically Distributed
Index CH	- Calinski-Harabasz Validity Index
Index D	- Dunn's Validity Index
Index FS	- Fukuyama Sugeno Validity Index
Index PCAES	- Partition Coefficient and Exponential Separation Validity Index
Index PBM	- Pakhira, Bandyopadhyay & Maulik Validity Index
Index XB	- Xie and Beni Validity Index
ISI	- Intersymbol Interference
KPM	- Kpower Means
LOS	- Line-of-Sight
MCD	- Multipath Component Distance
MA	- Mean Angle

MD	- Mean Delay
MIMO	- Multiple-Input-Multiple-Output
MISO	- Multiple-Input-Single-Output
MRC	- Maximal-Ratio Combining
NLOS	- Nonline-of-Sight
PCS	- Personal Communication Systems
PDF	- Probability Density Function
PDP	- Power Delay Profile
SAGE	-Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization
SC	-Selection Combining
SIMO	- Single-Input-Multiple-Output
SISO	- Single-Input-Single-Output
SNR	- Signal-to-Noise Ratio
STBC	- Space-Time Block Codes
STC	-Space-Time Code
STTC	-Space-Time Trellis Code
TOA	- Time of Arrival
V-BLAST	- Vertical-Bell Laboratories Layered Space Time

# 1. Introdução

A era das comunicações móveis começou quando *Guglielmo Marconi* utilizou as ondas rádio para efectuar uma transmissão de sinais de telégrafo em 1895. As duas grandes guerras mundiais propiciaram o desenvolvimento dos sistemas de comunicação via rádio e mais concretamente o aparecimento do radar durante a segunda guerra. Em 1959, *Pierce e Kompfner* deram um grande passo no desenvolvimento das comunicações a longa distância tendo realizado a primeira comunicação transoceânica via satélite, dando início à era das comunicações globais.

Ao longo das últimas décadas tem-se assistido a um enorme desenvolvimento nas comunicações sem fios para uso pessoal fundamentalmente devido a factores relacionados com o consumidor. Um dos maiores propulsores das comunicações móveis é o constante desenvolvimento e melhoria da portabilidade do sistema de comunicação celular que permite uma maior autonomia do cliente em relação ao serviço telefónico tradicional. Inicialmente os sistemas de comunicações móveis tinham por objectivo proporcionar uma grande área de cobertura mas tinham o problema de não permitir a reutilização de frequências e conseqüentemente uma insuficiente capacidade. Devido ao facto do espectro de radiofrequência ser um recurso caro e limitado, e conseqüentemente não poderem ser atribuídas frequências que satisfizessem o crescimento dos serviços móveis, foi proposto o conceito de rede celular pelos laboratórios *Bell*. O conceito celular foi introduzido então para combater a limitação do espectro de radiofrequência e aumentar a capacidade dos sistemas rádio móveis. A rede celular consiste em redes pertencentes a pequenas áreas geográficas designadas de células, com um transmissor de baixa potência em cada uma delas, onde é possível a reutilização de frequências em diferentes localizações geográficas suficientemente afastadas.

Actualmente tem-se assistido a um grande crescimento no mercado das comunicações móveis. Com este crescimento vem a responsabilidade de conseguir maiores áreas de cobertura assim como um aumento na qualidade de serviço. Devido à constante insatisfação do mercado, o incremento do débito de informação requerido pelos sistemas móveis é uma realidade que exige o aumento da capacidade das redes. Uma das soluções para este incremento de tráfego é a tecnologia MIMO, que consiste na utilização de múltiplas antenas

tanto do lado do receptor como no emissor, explorando a característica do multipercorso. A utilização dos agregados de antenas, em conjunto com técnicas de codificação, permite melhorar o desempenho das comunicações móveis. Esta melhoria no desempenho das comunicações móveis reflete-se na maximização das taxas de transmissão e na melhoria da qualidade de serviço. Um sistema *MIMO* explora a diversidade na transmissão e na recepção, mas para avaliar os ganhos conseguidos e a melhor forma de os obter é necessário caracterizar o canal de propagação. Uma vez que é necessário estudar o comportamento do canal entre todas as combinações de antenas transmissora e receptora, os sistemas *MIMO* exigem modelos mais elaborados. Apesar de existirem muitos modelos teóricos que têm o objectivo de comprovar o aumento da capacidade do canal em diferentes cenários, é necessário aferir sobre a capacidade real dos sistemas através de resultados experimentais. Com o intuito de calcular a capacidade, é necessário conhecer os parâmetros das ondas que chegam ao receptor. Estes parâmetros permitem conhecer a matriz de transmissão do canal essencial para o desempenho dos sistemas *MIMO*. Devido à importância da estimação correcta dos parâmetros das ondas que chegam ao receptor é necessária a aplicação de algoritmos de elevada resolução, tal como é demonstrado no capítulo 4 através do algoritmo *SAGE*.

## 1.1 Organização da Tese

O objectivo do trabalho passa por estudar dados experimentais do canal direccional obtidos em vários locais do *DETI*. Um algoritmo de elevada resolução (já desenvolvido) é utilizado para obter as componentes multipercorso do canal: atraso e direcção de chegada. Um algoritmo de *clustering* é de seguida utilizado para agrupar as componentes multipercorso em *clusters*. Os *clusters* são de seguida estudados individualmente e os respectivos parâmetros obtidos e respectivas estatísticas estudadas.

Este trabalho está organizado em diversos capítulos, apresentados em seguida:

No capítulo 2, **Modelos de Propagação**, são apresentados alguns conceitos relativamente aos modelos de propagação tradicionais, em particular aos modelos empíricos e de espaço livre, bem como a sua utilidade na previsão do sinal rádio nos diferentes ambientes de propagação.



É ainda introduzido o conceito de multipercurso essencial na compreensão dos fenómenos de propagação bem como o conceito de desvanecimento lento e rápido. São ainda apresentados modelos para o desvanecimento multipercurso (*Rayleigh* e *Rice*) assim como a resposta impulsional do canal. Neste capítulo também são referidos os parâmetros do canal multipercurso (perfil de potência de atraso, espalhamento de *Doppler*, largura de banda de coerência e tempo de coerência) sendo finalmente introduzido o conceito de diversidade.

No capítulo 3, **Sistemas MIMO**, é feita uma abordagem aos sistemas *MIMO* assim como às suas diversas potencialidades. Neste capítulo é feito um estudo acerca da capacidade e dos diversos ganhos potencializados pelos sistemas *MIMO*, sendo também introduzido o conceito de multiplexagem espacial, formatação de feixe e diversidade. Por fim é feita a introdução aos modelos de canal *MIMO*, em particular em relação aos modelos analíticos e físicos.

No capítulo 4, **Caracterização Experimental do Canal**, é feita uma breve introdução aos algoritmos de elevada resolução (em particular ao algoritmo *SAGE*) utilizados para estimação de alguns parâmetros das componentes multipercurso do canal (atraso, amplitude complexa, azimute). É ainda introduzido o conceito de *clustering* assim como o algoritmo *KPM*.

No capítulo 5, **Simulações e Resultados**, são apresentadas as simulações efectuadas nos diferentes cenários (*DETI-Lab345* e *DETI-RCH*). É feita uma breve descrição das rotinas e dos métodos utilizados assim como uma análise aos resultados obtidos. É ainda efectuado um estudo estatístico do *clustering* através do cálculo do atraso médio, decaimento inter-cluster e intra-cluster e espalhamento do atraso, azimute médio e espalhamento do azimute.

No capítulo 6, **Conclusões**, são apresentadas as conclusões do trabalho assim como trabalho eventualmente desenvolvido no futuro.



## 2. Modelos de Propagação

O planeamento da área de cobertura por parte das estações base requer uma estimação do sinal das mesmas, bem como outras que utilizam as mesmas frequências ou frequências adjacentes, de modo a prever as zonas onde o sinal é mínimo e onde podem existir interferências. É essencial que os modelos de propagação sejam uma aproximação do ambiente real pois só assim são uma mais-valia no planeamento de redes de comunicações móveis.

A transmissão de sinal rádio em sistemas de comunicações móveis frequentemente tem lugar em locais onde o terreno é irregular, sendo de particular interesse traçar o perfil de uma determinada área para que as perdas de percurso possam ser correctamente estimadas. Actualmente existem vários modelos de propagação que prevêem o sinal recebido num determinado ponto ou área, no entanto os métodos utilizados variam na sua complexidade, abordagem e precisão.

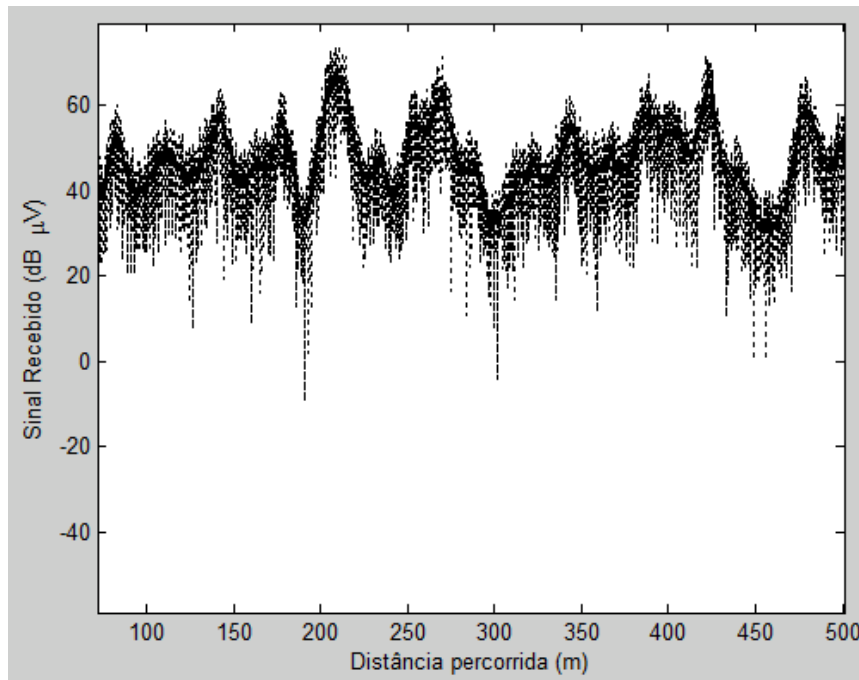
Com o surgimento dos sistemas de comunicação pessoal (*PCS*), a caracterização da propagação rádio dentro de edifícios tornou-se objecto de estudo. Relativamente ao canal de propagação móvel tradicional, o canal rádio interior difere em 2 importantes aspectos: a área de cobertura é menor e a variabilidade do ambiente é bastante maior. A propagação no interior de edifícios é condicionada por diversos aspectos tais como a sua arquitectura e os materiais de construção. A disposição das antenas dentro do edifício também afecta o sinal recebido. Por exemplo uma antena colocada ao nível de uma secretária recebe um sinal bastante diferente do de uma antena colocada ao nível do tecto.

Os modelos de propagação são utilizados para prever o sinal médio recebido a uma dada distância do transmissor bem como a variabilidade do mesmo, tornando-se assim necessário conhecer a estatística do sinal rádio de forma a ter um conhecimento completo do seu comportamento no meio de propagação.

Modelos de propagação que prevêem o sinal médio para uma distância arbitrária entre o transmissor e o receptor são úteis para estimar a área de cobertura do transmissor e são denominados por modelos de larga escala (*large scale models*). Quando os modelos caracterizam as rápidas flutuações do sinal recebido em pequenas distâncias ou durante

curtos períodos de tempo, são designados modelos de pequena escala (*small-scale models*) ou modelos *fading*.

Os efeitos do *small-scale fading* e da variação do sinal em modelos de larga escala estão representados na *Fig.2-1*, onde se pode ver que o sinal varia rapidamente à medida que o receptor se move e que o sinal médio varia muito mais lentamente ao longo da distância.



*Fig.2-1 – Small-scale fading e variação do sinal em modelos de larga escala.*

A utilização de bases de dados topográficas é a característica principal dos modelos de propagação teóricos e têm a limitação de não contabilizar o ambiente em que o móvel se desloca.

Devido à existência de diversos factores presentes nos mais variados ambientes de propagação (edifícios, vegetação, obstáculos diversos), a avaliação do modelo de propagação com base em medidas reais torna-se bastante dificultada, dando origem a diferenças significativas entre o sinal previsto e a realidade.

A não existência de um modelo genérico para todos os tipos de ambientes, frequências e parâmetros, leva a que actualmente sejam utilizados os chamados modelos híbridos, que consideram as características tanto dos modelos empíricos como dos teóricos.

## 2.1 Modelo de Propagação em Espaço Livre

Um dos aspectos importantes dos modelos de propagação é a possibilidade de caracterizar os obstáculos existentes no canal de transmissão que originam as perdas de percurso. O modelo mais simplista para as perdas de percurso é o modelo de *Friis*, também denominado modelo de espaço livre e é expresso pela seguinte fórmula em (2-1):

$$P_r = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} G_t G_r \quad (2-1)$$

onde  $P_r$  é a potência recebida,  $P_t$  é a potência transmitida e  $G_t$  e  $G_r$  são os ganhos da antena transmissora e receptora, respectivamente,  $\lambda$  é o comprimento de onda (em metros),  $d$  é a distância entre o transmissor e o receptor e  $L$  é o factor de perdas do sistema não relacionado com a propagação (RAPPAPORT, 1995).

Considerando o ganho das antenas unitário, o factor de perdas  $L$  é definido como sendo a diferença entre a potência transmitida e a potência recebida e é dado pela seguinte fórmula:

$$L = \frac{P_t}{P_r} = \left( \frac{4\pi d f}{c} \right)^2, \quad (2-2)$$

Convertendo (2-2) em dB, verifica-se que as perdas em espaço livre aumentam 20dB por década de aumento tanto da distância como da frequência, tal como mostra (2-3):

$$L_{dB} = 32.4 + 20 \log(d) + 20 \log(f) \quad (2-3)$$

com  $d$  distância em *km* e  $f$  em *MHz*.

Este modelo é considerado demasiado simplista pois só é válido na presença de *LOS* entre o transmissor e o receptor, o que muito raramente acontece em sistemas terrestres, no entanto é razoavelmente preciso em comunicações por satélite.

Através da equação (2-3) é possível constatar que a potência varia com o inverso do quadrado da distância, o que corresponde, numa escala logarítmica, a uma perda de 20dB/década. Isto significa que se a distância ao emissor aumentar 10 vezes, a potência recebida será 100 vezes menor.

## 2.2 Modelo de Propagação de 2 Raios

Num canal rádio móvel o sinal directo entre o transmissor e o receptor raramente é a única fonte de sinal recebido pelo que outro modelo é utilizado para traduzir as perdas de percurso. Este modelo tem a designação de modelo de 2 raios e é bem mais realista pois considera a existência de uma onda reflectida no solo, o que proporciona que cheguem 2 raios, em instantes temporais diferentes, ao receptor.

Este modelo é considerado bastante preciso para prever o sinal quando a distância entre o transmissor e o receptor, dispostos a alturas elevadas, é da ordem dos quilómetros.

A sua fórmula é dada, para distâncias superiores a uma distância crítica, por:

$$P_r = \frac{P_t (h_t h_r)^2}{d^4} G_t G_r \quad (2-4)$$

onde  $h_t$  e  $h_r$  são a altura da antena transmissora e receptora, respectivamente, e  $h_t h_r \gg \lambda d$ . Conclui-se que a potência recebida varia inversamente com a quarta potência da distância, o que corresponde a uma queda de 40dB/década mas aumenta com a altura das antenas (20dB por cada década de aumento).

## 2.3 Modelos Empíricos

Os modelos de propagação empíricos são baseados em medidas experimentais e têm a vantagem de incluir todos os factores que afectam a propagação, no entanto necessitam de validação para locais, frequências e diferentes ambientes de medição. Outra característica importante dos modelos empíricos é a obtenção de curvas e equações que melhor se ajustam às medidas.

A utilização de modelos híbridos tem bastante flexibilidade pois podem ser aferidos com medidas reais realizadas nos ambientes de propagação específicos onde são utilizados. Assim minimiza-se o erro entre a estimação do sinal proposto pelo modelo de propagação e o valor real obtido aquando da implementação física da estação base. No entanto a aplicação de modelos com componente empírica requer a classificação dos ambientes em 3 grandes categorias: rural, suburbano e urbano.

### 2.3.1 Modelo Hata-Okumura

Um dos modelos empíricos é o conhecido modelo *Hata-Okumura* (HATA, 1980) que foi baseado em medições efectuadas por *Okumura* (OKUMURA, 1968) na cidade de Tóquio. O modelo de *Okumura* apresentava um conjunto de curvas que forneciam a atenuação média do sinal em ambientes urbanos em relação ao espaço livre, sendo fornecidos também factores de correcção para áreas urbanas e suburbanas.

Em (HATA, 1980) é desenvolvida a formulação matemática das curvas de *Okumura* com o intuito de poderem ser utilizadas computacionalmente. Apenas 4 parâmetros são necessários, o que acaba por ser uma vantagem deste modelo pois o tempo de computação torna-se bastante pequeno. Este modelo é mais adequado para sistemas móveis cuja área de cobertura seja bastante grande, mas não para *personal communication systems (PCS)* onde as antenas têm normalmente uma cobertura na ordem de 1km.

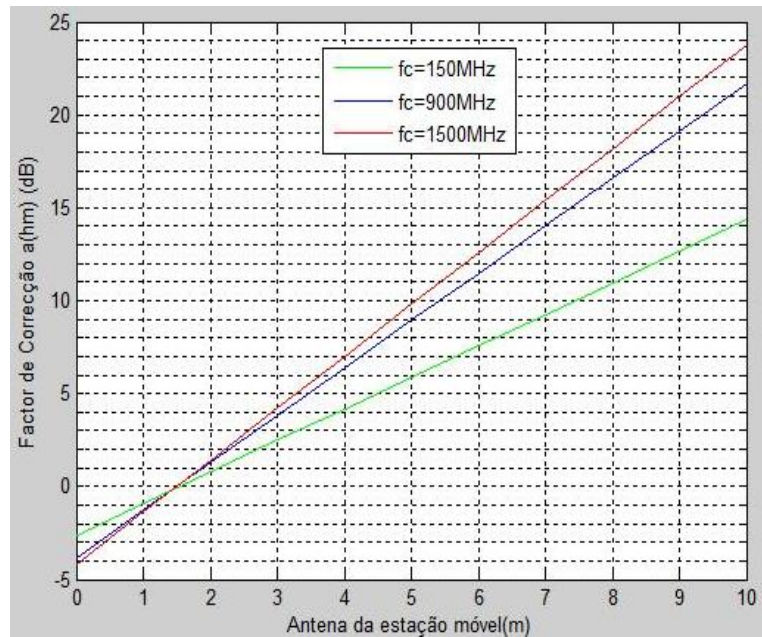
O perfil de terreno de terreno não é considerado, isto é, montanhas e outros objectos entre o transmissor e o receptor. No entanto este factor não é considerado uma desvantagem pois supõe-se que o transmissor está normalmente colocado num ponto bastante elevado. Os 4 parâmetros necessários são a frequência  $f_c$  (150 – 1500MHz), a distância entre as antenas  $d$  (1 – 20km), a altura da antena transmissora  $h_b$  (30 – 200m) e a altura da antena receptora  $h_m$  (1 – 10).

A fórmula de referência para as perdas de propagação deste modelo é descrita pela seguinte equação:

$$L_p(db) = 69.55 + 26.16 \log(f_c) - 13.82 \log(h_b) - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log(h_b)) \log(d) \quad (2-5)$$

sendo  $a(h_m)$  o factor de correcção para a antena móvel válido para cidades pequenas/médias.

$$a(h_m) = (1.1 \log(f_c) - 0.7)h_m - (1.56 \log(f_c) - 0.8) \quad (2-6)$$



**Fig.2-2 – Factor de correcção para cidades pequenas/médias.**

Em (HATA, 1980), (2-5) assume que  $h_m=1.5m$ , sendo o factor de correcção  $a(h_m)=0dB$  para  $h_m=1.5m$ , tal como pode ser verificado na Fig.2-2.

Para grandes cidades o factor de correcção é:

$$a(h_m) = \begin{cases} 8.29 \log^2(1.54h_m) - 1.1, & f_c \leq 200MHz \\ 3.2 \log^2(11.75h_m) - 4.97, & f_c \geq 400MHz \end{cases} \quad (2-7)$$

No que diz respeito a áreas suburbanas, segundo o método de predição de *Okumura* (OKUMURA, 1968), o factor de correcção,  $K_r(dB)$ , é a diferença entre a média do campo eléctrico em áreas urbanas e áreas suburbanas e é dado por:

$$K_r = 2 \log^2 \left( \frac{f_c}{28} \right) + 5.4 \quad (2-8)$$

Assim as perdas de propagação para áreas suburbanas,  $L_{ps}$ , são dadas pela seguinte equação:

$$L_{ps} = L_p - K_r \quad (2-9)$$

Para áreas abertas, o factor de correcção é definido por:

$$Q_r = 4.78 \log^2(f_c) - 18.33 \log(f_c) + 40.94 \quad (2-10)$$



sendo as perdas de propagação dadas por:

$$L_{po} = L_p - Q_r \quad (2-11)$$

O modelo *Hata-Okumura* é amplamente utilizado para as redes celulares na banda de frequência de 800 MHz/900MHz. No entanto como outras redes começaram a utilizar bandas de frequências na ordem dos 1800MHz/1900MHz, este modelo foi modificado e é muitas vezes referenciado como modelo *COST-231 Hata*.

Este modelo serve muitas vezes como termo de comparação com outros novos modelos.

### 2.3.2 Modelo COST 231

Outro modelo empírico é o chamado *COST 231* (European Comission Cost Action 231. Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems, 1999) que é uma combinação dos modelos de *J.Walfish* e *F.Ikegami*, e considera apenas a propagação em ambientes urbanos. A grande diferença deste modelo em relação à propagação em espaço livre é a consideração de fenómenos de propagação quando existe linha de vista entre a antena emissora e a antena receptora numa rua cercada por edifícios incluindo portanto características específicas do local ao redor do receptor. Este modelo tem em conta os edifícios num plano vertical entre o transmissor e o receptor, sendo a largura das ruas e a altura dos edifícios e das antenas considerados, tal como mostra a Fig.2-3.

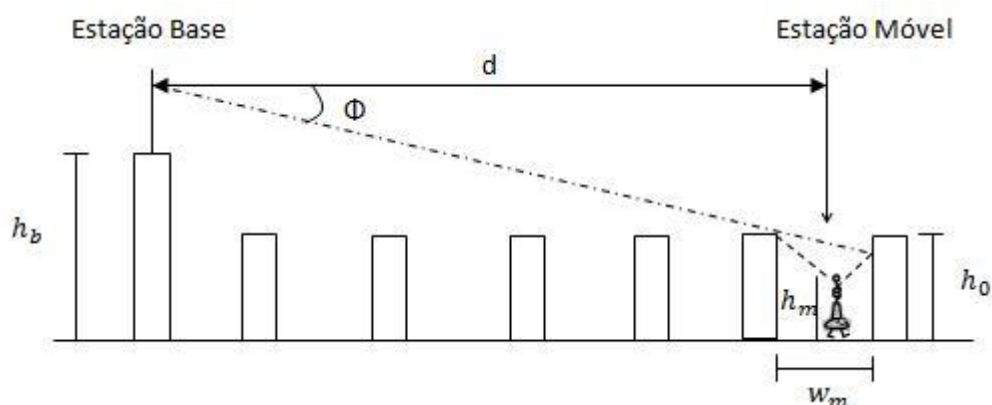


Fig.2-3 – Propagação em áreas urbanas e definição dos parâmetros utilizados no modelo COST 231.

A precisão deste modelo é elevada pois nos ambientes urbanos a propagação no plano vertical é dominante, especialmente se os transmissores forem montados acima do nível dos telhados.

Os parâmetros gerais deste modelo são a frequência  $f_c$  (800 – 2000MHz), a altura do transmissor  $h_b$  (4 – 50m), a altura do receptor  $h_m$  (1 – 3m), a distância entre o transmissor e o receptor  $d$  (20 – 5000m) e  $h_0$  que representa a altura do prédio entre a antena móvel e a estação base. As perdas de propagação são dadas pela soma de 3 parcelas: perdas de espaço livre ( $L_f$ ), perdas por difracção e dispersão no topo dos edifícios ( $L_{rts}$ ) e, finalmente, perdas por difracção devido à última difracção e ao *scattering* ao nível da antena móvel ( $L_{msd}$ ).

$$L = L_f + L_{rts} + L_{msd} \quad (2-12)$$

O total das perdas será dado por  $L_f$  se  $L_{rts} + L_{msd} \leq 0$ .

As perdas podem ser calculadas em(2-13), (2-14) e (2-15):

$$L_f = 32.4 + 20 \log(d) + 20 \log(f_c) \quad (2-13)$$

$$L_{rts} = -16.9 + 10 \log(f_c) + 10 \log \frac{(h_0 - h_m)^2}{w_m} + L(\Phi), \quad (2-14)$$

$$L(\Phi) = \begin{cases} -10 + 0.354\Phi, & 0 < \Phi < 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\Phi - 35^\circ), & 35^\circ < \Phi < 55^\circ \\ 4.0 - 0.114(\Phi - 55^\circ), & 55^\circ < \Phi < 90^\circ \end{cases} \quad (2-15)$$

onde  $w_m$  é a distância entre edifícios.

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log(d) + k_f \log(f_c) - 9 \log(w_m) \quad (2-16)$$

$$\text{com, } L_{bsh} = \begin{cases} -19 \log[1 + (h_b - h_0)], & h_b > h_0 \\ 0, & h_b < h_0 \end{cases} \quad (2-17)$$

O termo  $k_a$  representa o aumento da atenuação sofrida pela estação base situada abaixo dos edifícios circundantes, enquanto que  $k_d$  e  $k_f$  caracterizam a dependência de  $L_{msd}$  em relação à distância e à frequência respectivamente.

$$k_a = \begin{cases} 54, h_b > h_0 \\ 54 - 0.8(h_b - h_0), d > 0.5km \text{ e } h_b < h_0 \\ 54 - \frac{0.8(h_b - h_0)d}{0.5}, d > 0.5km \text{ e } h_b < h_0 \end{cases} \quad (2-18)$$

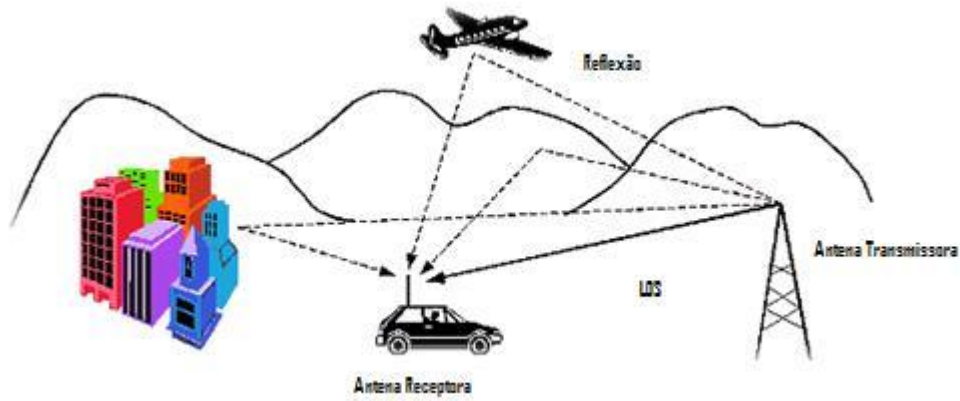
$$k_d = \begin{cases} 18, h_b > h_0 \\ 18 - 15 \frac{(h_b - h_0)}{h_0}, h_b < h_0 \end{cases} \quad (2-19)$$

$$k_f = \begin{cases} -4 + 0.7 \left( \frac{f_c}{925} - 1 \right), \text{cidade média} \\ -4 + 1.5 \left( \frac{f_c}{925} - 1 \right), \text{área suburbana} \end{cases} \quad (2-20)$$

## 2.4 Canal Multipath

Até ao momento foram mencionados modelos de propagação que se referiam apenas à variação da amplitude do sinal e às perdas relativas à propagação. Em seguida serão apresentados modelos que têm em conta outros condicionamentos do canal de propagação.

Durante o seu percurso, o sinal rádio sofre reflexões em diversos obstáculos, o que proporciona a chegada ao receptor de sinais com diferentes fases. Este fenómeno pode causar a interferência destrutiva dos sinais, levando à diminuição da potência ou ao cancelamento mútuo entre sinais, ou seja, à total eliminação da potência do sinal recebido. O desvanecimento rápido (*fast-fading*) está associado ao movimento do receptor e principalmente ao multipercurso (*multipath*) em que o sinal recebido é um conjunto de componentes multipercurso (cada uma com amplitude, fase e atraso aleatório) do sinal transmitido originadas por fenómenos de reflexão, difracção e *scattering*, tal como é descrito na Fig.2-4, e segue uma distribuição *Rice* ou *Rayleigh* caso esteja na presença ou não de um raio directo entre o transmissor e o receptor, respectivamente. Devido a esta aleatoriedade das várias componentes multipercurso, originam-se interferências entre elas, o que causa variações rápidas na amplitude do sinal recebido.



**Fig.2-4 – Propagação Multipercurso.**

Em relação à fase verifica-se que:

$$f_o + f_d(t) \gg \frac{1}{\tau_n(t)} \quad (2-21)$$

onde  $f_o$  é a frequência da portadora,  $f_d(t)$  é a frequência de *Doppler*, e  $\tau_n(t)$  é o atraso. Através de (2-21) conclui-se que uma pequena variação no atraso, provoca uma grande variação na fase, que por sua vez provoca somas construtivas ou destrutivas nas componentes do sinal recebido, dando origem a desvanecimento rápido.

O sinal rádio pode ser caracterizado pela resposta impulsiva do canal móvel. A resposta impulsiva é uma caracterização do canal e contém toda a informação necessária para simular ou analisar qualquer sinal transmitido –tanto em banda larga como banda estreita– sendo possível prever e comparar o desempenho de diversos sistemas de comunicações móveis e larguras de banda de transmissão para diferentes condições do canal móvel. Isto deriva do facto do canal rádio móvel poder ser modelado como um filtro linear com uma resposta impulsiva variante no tempo, onde a variação temporal deve-se ao movimento do receptor no espaço ou ao movimento dos objectos circundantes (RAPPAPORT, 1995).

A resposta impulsiva do canal,  $h(t,\tau)$ , caracteriza completamente o canal e pode ser descrito como a resposta do canal no instante  $t$  a um impulso com atraso  $\tau$ . A variável  $t$  representa as variações temporais devido ao movimento enquanto  $\tau$  representa o atraso das componentes multipercurso para um valor fixo  $t$ .

Como o sinal recebido é um conjunto de componentes multipercurso atenuadas, com atraso temporal e desfasadas em relação ao sinal transmitido, em banda-base, a resposta impulsiva do canal é dada por:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i(t, \tau) \delta(\tau - \tau_i(t)) \exp[j(2\pi f_c \tau_i(t))] \quad (2-22)$$

onde  $\alpha_i(t, \tau)$  e  $\tau_i(t)$  são a amplitude real e o excesso de atraso, respectivamente, da  $i$ -ésima componente multipercurso no instante temporal  $t$ .

Na Fig.2-5 está representada a resposta impulsiva variante no tempo de um canal multipercurso.

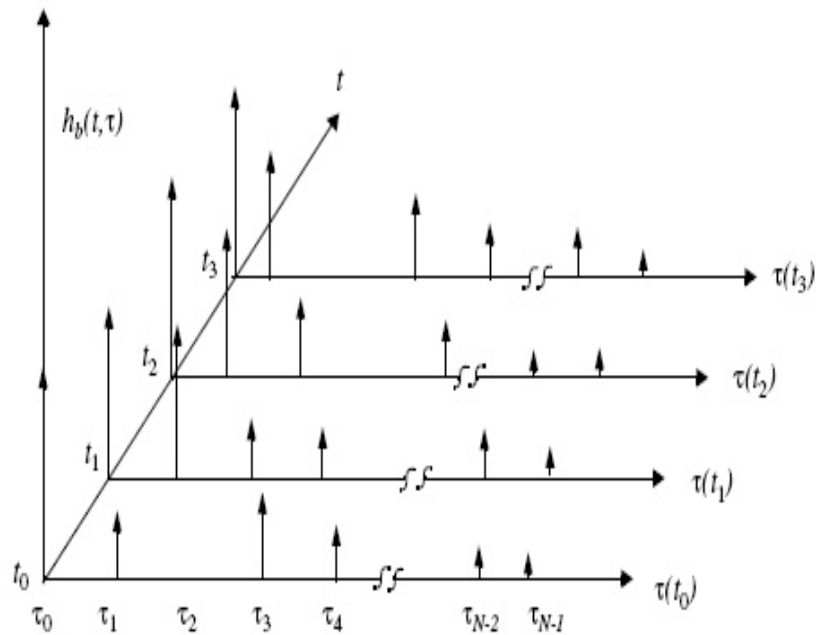


Fig.2-5 – Resposta impulsiva variante no tempo de um canal multipercurso (RAPPAPORT, 1995).

Se a resposta impulsiva do canal for invariante no tempo, pode ser descrita por:

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_i \delta(\tau - \tau_i) \exp(-j\Phi_i). \quad (2-23)$$

Num canal que sofre de *fast-fading* a resposta ao impulso do canal varia rapidamente dentro do intervalo de duração do símbolo, ou seja, o tempo de coerência do canal é inferior ao período de símbolo do sinal transmitido (RAPPAPORT, 1995). Os efeitos mais importantes provocados pelo multipercurso são as rápidas variações do sinal numa curta distância ou

intervalo temporal, a modulação aleatória da frequência devido ao espalhamento de *Doppler* das diferentes componentes multipercurso, e finalmente a dispersão temporal (ecos) causada pelos diferentes tempos de propagação das várias componentes multipercurso.

### 2.4.1 Parâmetros do Canal Multipath

Num canal multipercurso, as diferentes componentes de sinal percorrem distintos caminhos entre o transmissor e o receptor, o que torna conseqüentemente diferente o tempo de chegada de cada componente. Como conseqüência desse fenômeno, os sinais chegam ao receptor atrasados entre si. Os parâmetros do canal multipercurso podem ser caracterizados através do perfil de atraso de potência (*PDP*) que descreve a intensidade do sinal recebido num canal multipercurso em função do atraso temporal, tal como descreve a Fig.2-6.

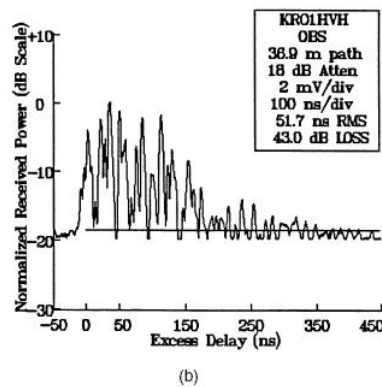
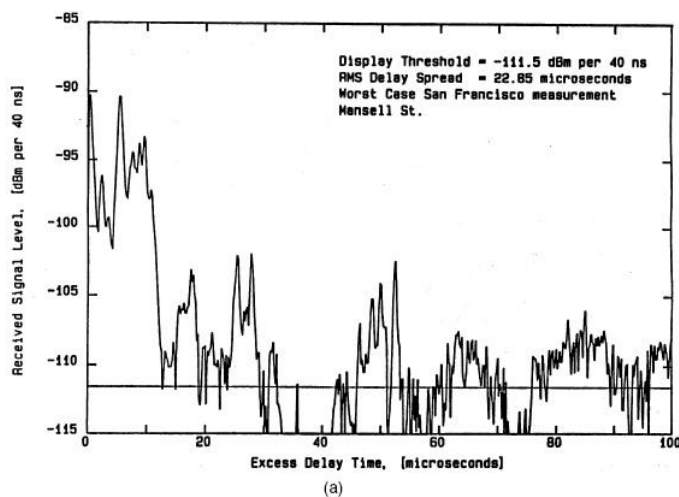


Fig.2-6 – Perfis de atraso de potência num canal multipercurso (RAPPAPORT, 1995).

A natureza dispersiva do canal multipercurso pode ser quantificada pelo espalhamento do atraso (valor médio, valor *rms*, valor máximo) e pela largura de banda de coerência.

#### 2.4.1.1 Perfil de Potência do Atraso

Tal como se encontra ilustrado na Fig.2-7 o perfil de potência do atraso permite extrair parâmetros importantes relativos ao fenómeno de multipercurso. O espalhamento do atraso,  $\sigma_\tau$ , indica a possibilidade de ocorrência de interferência entre símbolos (*ISI*), sendo este um factor limitativo do desempenho da transmissão no canal de comunicação. Por outras palavras, a transmissão de símbolos consecutivos com uma diferença temporal inferior ao espalhamento do atraso causa *ISI* ou seja limita a capacidade do canal de uma forma que não pode ser combatida pelo aumento de potência.

O valor quadrático (*rms*) do espalhamento do atraso é dado pela seguinte equação:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (2-24)$$

onde  $\bar{\tau}$  e  $\overline{\tau^2}$  são o atraso médio e o atraso quadrático médio, respectivamente, e encontram-se definidos em (RAPPAPORT, 1995).

O valor quadrático do espalhamento do atraso é da ordem dos microsegundos em ambientes exteriores e da ordem dos nanosegundos em ambientes interiores. O valor máximo do espalhamento do atraso (*X dB*) define o intervalo de tempo num canal multipercurso durante o qual a potência se encontra acima de um determinado *threshold*, tal como descreve a seguinte figura:

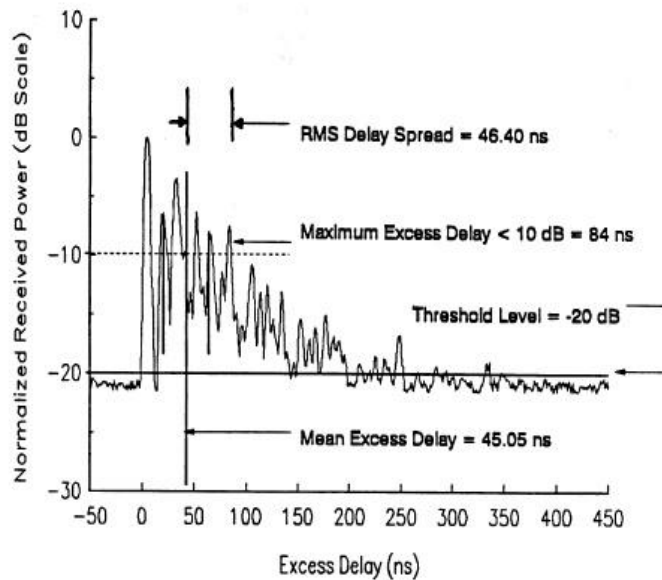


Fig.2-7 – Exemplo de um perfil de potência de atraso (RAPPAPORT, 1995).

### 2.4.1.2 Largura de Banda de Coerência

Enquanto que o espalhamento do atraso é um fenômeno natural causado pela reflexão e pelo *scattering*, a largura de banda de coerência,  $B_c$ , é uma medida estatística do intervalo de frequências em que o canal pode ser considerado “flat”, isto é, canal onde passam as componentes espectrais com aproximadamente ganhos iguais e fase lineares. É a gama de frequências que possuem grande correlação em amplitude entre si, o que faz com que 2 sinusóides cuja separação de frequência é superior à largura de banda de coerência sejam tenham comportamentos independentes. Se a largura de banda de coerência for o intervalo onde a correlação em frequência é superior a 0.9, então a largura de banda é definida por:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2-25)$$

No entanto se o intervalo onde a correlação em frequência é superior a 0.5, a largura de banda de coerência é definida por:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2-26)$$



É de salientar que a relação exacta entre a largura de banda de coerência e o valor quadrático do espalhamento do atraso não existe, sendo as 2 equações, acima referidas, apenas estimativas (RAPPAPORT, 1995).

Tal como foi referido anteriormente, o espalhamento do atraso e a largura de banda de coerência caracterizam a natureza dispersiva do canal. Ainda assim, não fornecem informação acerca das alterações sofridas no canal provocadas pelo movimento relativo entre transmissor e o receptor ou pelo movimento dos objectos presentes no canal de comunicação. Essa informação é fornecida pelo tempo de coerência e pelo espalhamento de *Doppler*, que caracterizam as variações temporais do canal.

### 2.4.1.3 Espalhamento de Doppler e Tempo de Coerência

O espalhamento de *Doppler*,  $B_D$ , é uma medida do alargamento espectral e é definido como sendo a gama de frequências para a qual o espectro de *Doppler* é considerado não nulo. Quando uma sinusóide é transmitida com uma frequência  $f_c$ , o espectro do sinal recebido (espectro de *Doppler*) tem componentes dentro da gama  $f_c - f_d$  e  $f_c + f_d$ , onde  $f_d$  é a frequência de *Doppler*. Uma das conclusões a retirar é que se a largura de banda de um sinal banda-base é muito superior ao espalhamento de *Doppler*,  $B_D$ , os efeitos do espalhamento de Doppler serão desprezíveis.

O tempo de coerência,  $T_C$ , é o dual temporal do espalhamento de *Doppler*, e pode ser descrito como uma medida estatística do tempo durante o qual a resposta impulsiva é invariante no tempo. Pode ser descrito como o intervalo de tempo em que 2 sinais recebidos possuem grande correlação em amplitude.

A sua fórmula é dada por (2-27):

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} \quad (2-27)$$

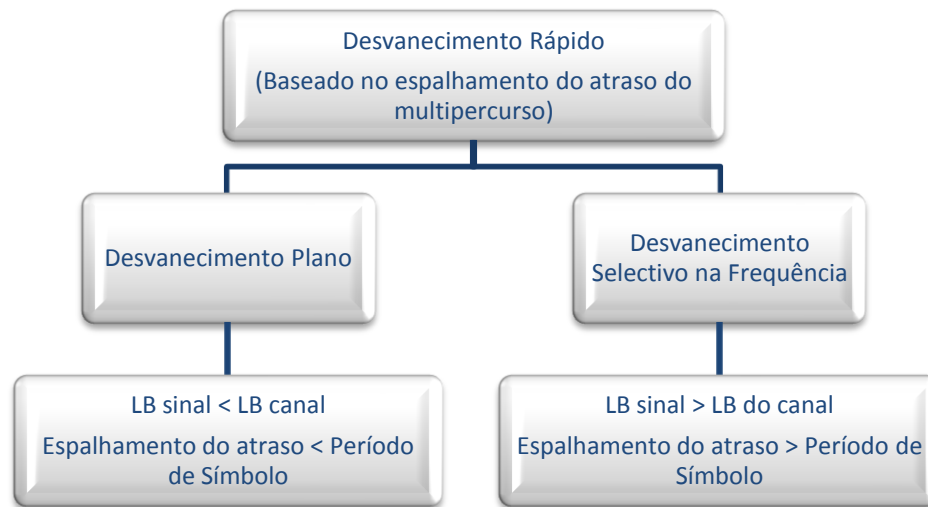
onde  $f_m$  é o maior desvio de *Doppler*.

Conclui-se assim que 2 sinais que chegam ao receptor com intervalo temporal superior a  $T_C$  são afectados diferentemente pelo canal (RAPPAPORT, 1995). Um sistema que queira

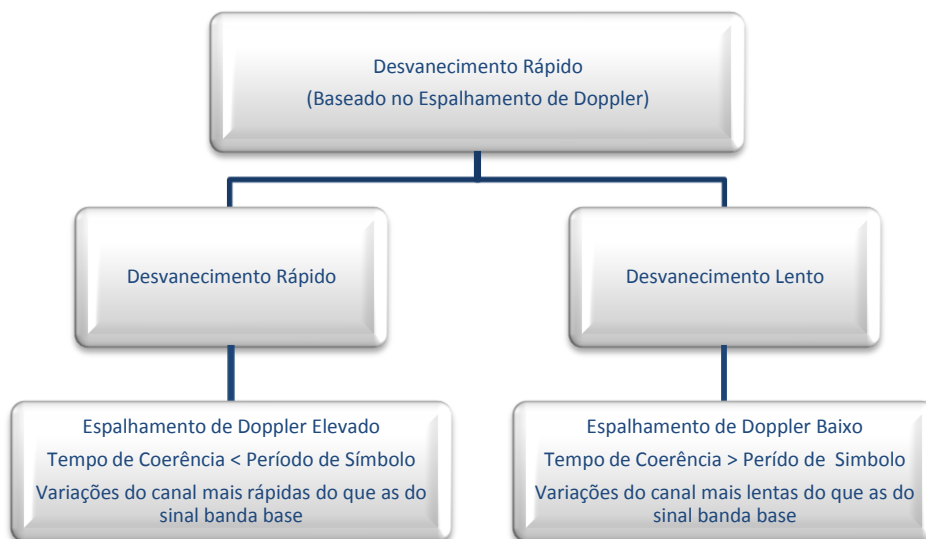
aproveitar a diversidade temporal deverá repetir a informação pelo menos com um atraso temporal superior a  $T_C$ .

## 2.5 Desvanecimento Rápido (Fast Fading)

O desvanecimento rápido (*fading*) diz respeito a rápidas mudanças na amplitude e fase do sinal transmitido resultantes de pequenas alterações (por vezes apenas de  $\frac{\lambda}{2}$ ) na posição espacial entre o transmissor e o receptor. Dependendo da relação entre os parâmetros do sinal (largura de banda, período de símbolo) e os parâmetros do canal de transmissão (espalhamento de *Doppler* e espalhamento do atraso), diferentes sinais transmitidos irão sofrer diferentes tipos de desvanecimento, tal como está explícito na Fig.2-8 e Fig.2-9. O espalhamento do atraso multipercurso dá origem à dispersão temporal e ao desvanecimento selectivo em frequência, enquanto que o espalhamento de *Doppler* origina dispersão em frequência e desvanecimento selectivo no tempo.



**Fig.2-8 – Desvanecimento Rápido baseado no espalhamento do atraso multipercurso.**



**Fig.2-9 – Desvanecimento Rápido baseado no espalhamento de Doppler.**

O sinal recebido sofre desvanecimento plano (*flat fading*) se o canal rádio tiver uma resposta com ganho constante e fase linear relativamente a uma largura de banda superior à largura de banda do sinal transmitido (PRABHU et al., 2002). Assim o sinal recebido apresenta flutuações na sua amplitude resultantes das variações do ganho do canal resultantes do multipercurso. Como a largura de banda do canal é superior à do sinal, todas as componentes sofrem igual desvanecimento, afectando a *SNR*.

Canais com desvanecimento selectivo em frequência são também designados de canais de banda larga uma vez que a largura de banda do sinal é maior que a largura de banda do canal. Neste caso, o sinal recebido é distorcido e disperso porque consiste em muitas componentes do sinal transmitido, causando interferência entre símbolos.

Quando existe movimento relativo entre o transmissor e o receptor, surge o espalhamento de *Doppler* no sinal recebido causando dispersão na frequência. Se o espalhamento de *Doppler* for significativo em relação à largura de banda do sinal transmitido, o sinal recebido sofre de desvanecimento rápido. No domínio do tempo isto acontece quando o tempo de coerência do canal é inferior ao período de símbolo do sinal transmitido.

Num canal que sofre de desvanecimento lento, o espalhamento de *Doppler* é inferior à largura de banda do sinal banda-base.

## 2.6 Desvanecimento Lento (Slow Fading)

A amplitude do sinal rádio vai sofrendo atenuação devido a vários factores, como por exemplo a distância percorrida pelo sinal em relação ao ponto de partida (variações muito lentas), devido ao fenómeno de *shadowing* (variações lentas) e também devido aos fenómenos de propagação que originam desvanecimento multipercurso ou *multipath* (variações rápidas).

O efeito sombra (*shadowing*) é causado pelos edifícios e outros obstáculos presentes no ambiente de propagação, causa variações lentas (*slow-fading*) na amplitude do sinal e apresenta uma distribuição log-normal. A distribuição normal descreve os efeitos aleatórios do *shadowing*, que ocorrem em vários locais de medição, há mesma distância entre o transmissor e o receptor.

Num canal *slow-fading* a resposta ao impulso do canal varia lentamente em relação ao sinal banda-base transmitido. Neste caso, o canal pode ser considerado estático durante um ou vários intervalos da largura de banda (RAPPAPORT, 1995).

## 2.7 Modelos Fast Fading

Devido à existência de um número elevado de componentes multipercurso, pelo teorema do limite central, o sinal recebido pode ser descrito como um processo gaussiano com média nula e variância  $\sigma^2$ .

A envolvente do sinal recebido, definida em (2-28), é dada pelas componente em fase ( $I(t)$ ) e quadratura ( $Q(t)$ ) de cada componente multipercurso, e segue uma distribuição *Rice* ou *Rayleigh* dependendo se se está na presença ou não de linha de vista, respectivamente.

$$r(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (2-28)$$

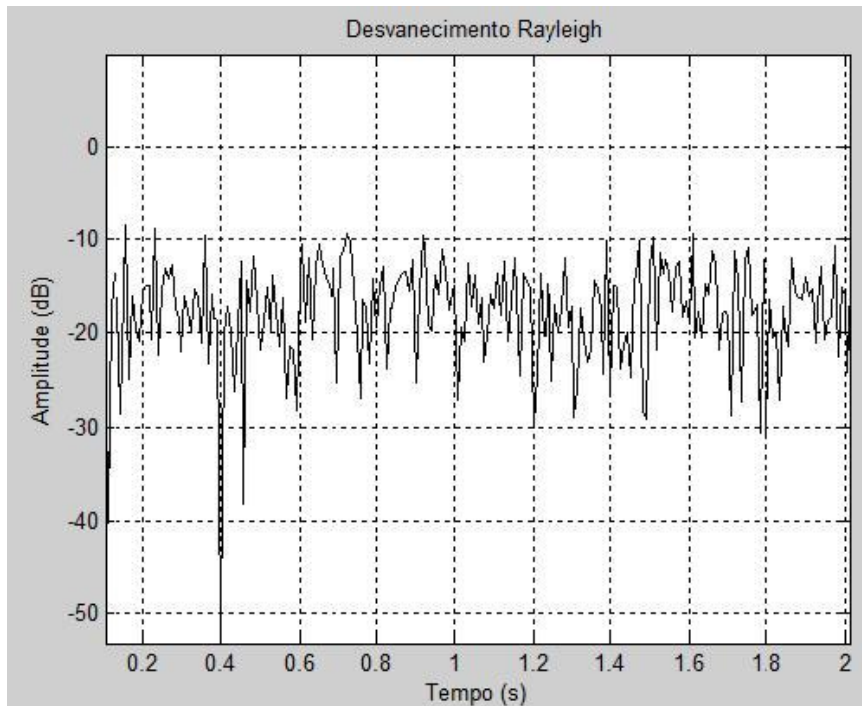
O desvio de *Doppler* é um dos efeitos do *fast-fading*, causando uma modulação aleatória em frequência, tal como a variação rápida na amplitude do sinal num curto período de tempo ou numa curta distância e dispersão temporal devido ao diferente tempo de propagação das várias componentes multipercurso.

O *fast-fading* pode ser descrito pelos modelos *Rayleigh* e *Rice*.

## 2.7.1 Modelo Rayleigh

A distribuição *Rayleigh* é utilizada para descrever a natureza estatística da variação temporal do sinal recebido ou de uma componente multipercurso.

No modelo *Rayleigh* assume-se que o receptor móvel está rodeado por vários elementos (*scatterers*) e que não existe uma linha de vista (*NLOS*) entre o transmissor e o receptor, estando o desvanecimento *Rayleigh* representado na Fig.2-10, e descrito em (FONTÁN, 2008).

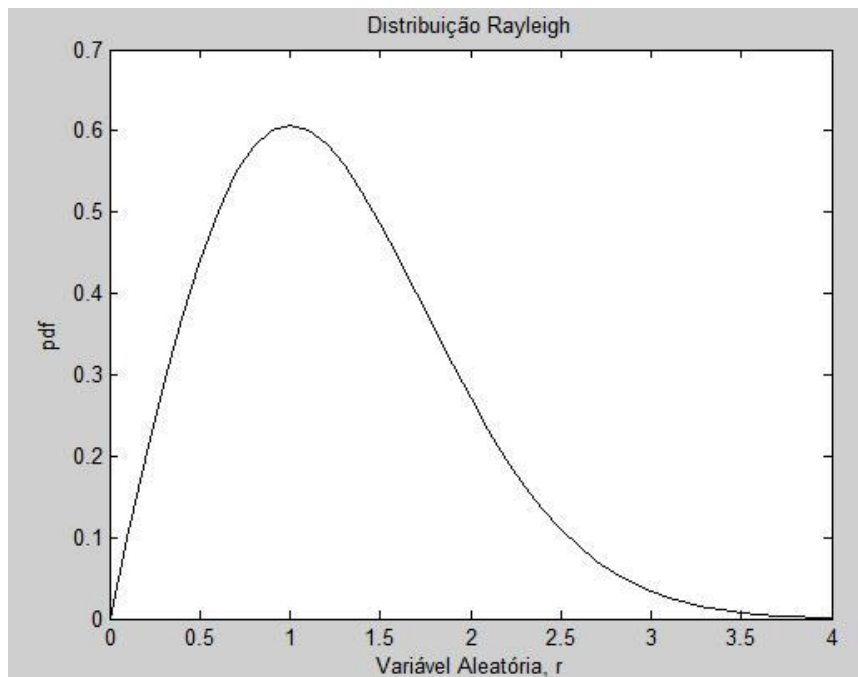


**Fig.2-10 – Desvanecimento Rayleigh.**

Assim o sinal recebido deve-se a um elevado número de raios, resultantes dos diversos fenómenos de propagação, onde nenhum pode ser chamado de dominante, com fase aleatória e segue uma distribuição de *Rayleigh* com a seguinte função densidade de probabilidade:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (2-29)$$

onde  $\sigma^2$  é a variância que corresponde à potência média do sinal.



*Fig.2-11 – Função Densidade de Probabilidade de uma Distribuição Rayleigh( $\sigma=1$ ).*

## 2.7.2 Modelo Rice

No modelo *Rice* assume-se a existência de uma linha de vista (*LOS*) entre o transmissor e o receptor ou de um raio reflectido dominante. Neste caso, assume-se que as componentes multipercurso aleatórias que chegam de diversos ângulos se somam a um raio persistente e por vezes dominante. O desvanecimento *Rice* encontra-se ilustrado na Fig.2-12, também bem descrito em (FONTÁN, 2008).

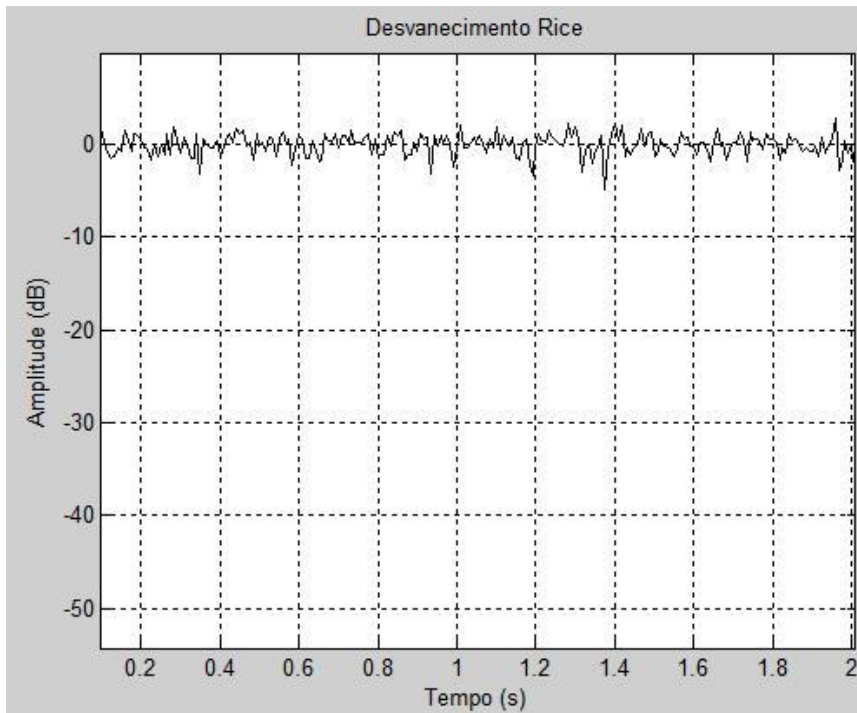


Fig.2-12 – Desvanecimento Rice.

À medida que o sinal dominante vai ficando mais fraco, o sinal composto assemelha-se a um sinal de ruído com distribuição *Rayleigh*, isto é, quando a componente dominante do sinal se vai desvanecendo, a distribuição *Rice* torna-se em distribuição *Rayleigh*.

A função densidade de probabilidade de uma distribuição *Rice* é dada pela fórmula:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \quad (2-30)$$

onde  $s$  é o pico de amplitude da componente dominante,  $\sigma^2$  é a variância que corresponde à potência média do multipercurso e  $I_0$  é a função de *Bessel* modificada de 1º tipo e ordem 0. A distribuição de *Rice* também pode ser definida através do factor  $K$ ,  $k = \frac{s^2}{2\sigma^2}$ , que é o quociente entre a potência da componente *LOS* sobre a potência da componente *NLOS*.

Quando  $s$  tende para zero ( $s \rightarrow 0$ ,  $\sigma \rightarrow -\infty$  dB), a componente persistente do sinal diminui, isto é, a distribuição *Rice* transforma-se na distribuição *Rayleigh*, e se  $k \gg 1$  a distribuição *Rice* torna-se numa distribuição gaussiana com média  $s$  e a sua fase a tende para a fase da componente em linha de vista.

## 2.8 Modelo Saleh-Valenzuela

O modelo *Saleh-Valenzuela* (WALLACE et al., 2002) é um modelo físico bastante importante, baseado na premissa que as estatísticas do *AOD* e *AOA* são independentes e idênticas, sendo assim possível caracterizar o canal em termos da sua amplitude, *AOD*, *AOA* e *TOA* das componentes multipercurso.

O modelo *Saleh-Valenzuela* foi proposto para um canal SISO multipercurso baseado em medições interiores, verificando-se que as componentes multipercurso chegavam em grupos, podendo ser separadas em diferentes *clusters*.

As componentes multipercurso chegam ao receptor em *clusters*, e supondo que existem  $L$  *clusters* e cada *cluster* tem  $K$  raios, a resposta direccional do canal é dada por:

$$h(\theta^R, \theta^T) = \frac{1}{\sqrt{LK}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_{kl} \delta(\theta^T - \theta_l^T - w_{kl}^T) \quad (2-31)$$

onde  $\theta^T$  e  $\theta^R$  são os ângulos de recepção e transmissão, respectivamente,  $\beta_{kl}$  é o ganho complexo do raio,  $\theta_l^T$  e  $\theta_l^R$  são os ângulos médios de transmissão e recepção dentro do cluster, respectivamente, e  $w_{kl}^T$  e  $w_{kl}^R$  são os ângulos de transmissão e recepção do  $k$ -ésimo raio no  $l$ -ésimo cluster relativo aos ângulos médios em cada cluster (YU, 2002). Os parâmetros de transmissão e recepção estão explícitos na Fig.2-13.

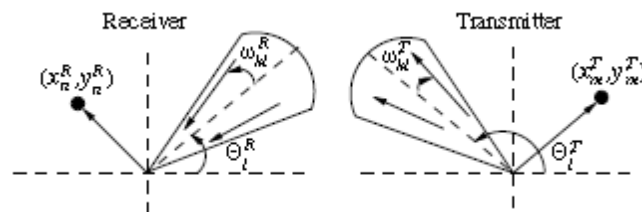


Fig.2-13 – Parâmetros do modelo estendido Saleh-Valenzuela para um cluster(YU, 2002).

## 2.9 Diversidade

O principal fenómeno que dificulta a fiabilidade da transmissão *wireless*, quando comparada com a fibra óptica ou com cabo coaxial, é o desvanecimento multipercurso e a variabilidade temporal do canal que dificulta a equalização. Este fenómeno leva a que o sinal



no receptor esteja abaixo de um limiar de potência, dificultando assim a descodificação correcta do sinal, provocando erros na recepção.

Aumentar a qualidade ou reduzir a taxa de erro num canal com desvanecimento multipercurso é um processo bastante difícil. Tal como é descrito em (ALAMOUTI, 1998) , num canal AWGN, a redução de taxa efectiva de erro de *bit* (*BER*) de  $10^{-2}$  para  $10^{-3}$  requer o aumento de 1 ou 2 dB na relação sinal-ruído (*SNR*) enquanto que num canal que sofra de desvanecimento multipercurso seria necessário aumentar, no mínimo, 10dB. Assim surge a necessidade de combater os efeitos do desvanecimento multipercurso num canal *wireless*, sendo a diversidade uma das técnicas utilizadas.

Uma técnica clássica é a utilização de várias antenas no receptor e depois aplicar técnicas de selecção e combinação de sinal. No entanto a diversidade na estação móvel raramente é implementada devido à falta de espaço e ao aumento de complexidade necessário. Devido a este facto, as técnicas de diversidade são quase exclusivamente utilizadas nas estações base. Naturalmente o uso de frequências elevadas e antenas mais pequenas pode proporcionar uma notável redução do espaço necessário a tais sistemas.

O conceito base de diversidade consiste no facto de 2 ou mais amostras independentes de um processo aleatório sofrerem desvanecimentos independentes. Assim se uma amostra sofrer atenuação é provável que a outra não sofra, resultando assim numa melhoria da informação recebida. Tendo mais do que um caminho para seleccionar, tanto a *SNR* média como a instantânea, têm ganhos na ordem dos 20-30 dB's (RAPPAPORT, 1995).

A diversidade no receptor pode ser efectuada através do envio do mesmo sinal em intervalos de tempo diferentes (diversidade temporal), desde que separados por um intervalo de tempo pelo menos igual ao tempo de coerência, ou enviando o mesmo sinal em mais do que uma portadora (diversidade na frequência), desde que separados, no mínimo, pela largura de banda de coerência do canal(ANNAVAJALA et al., 2005).

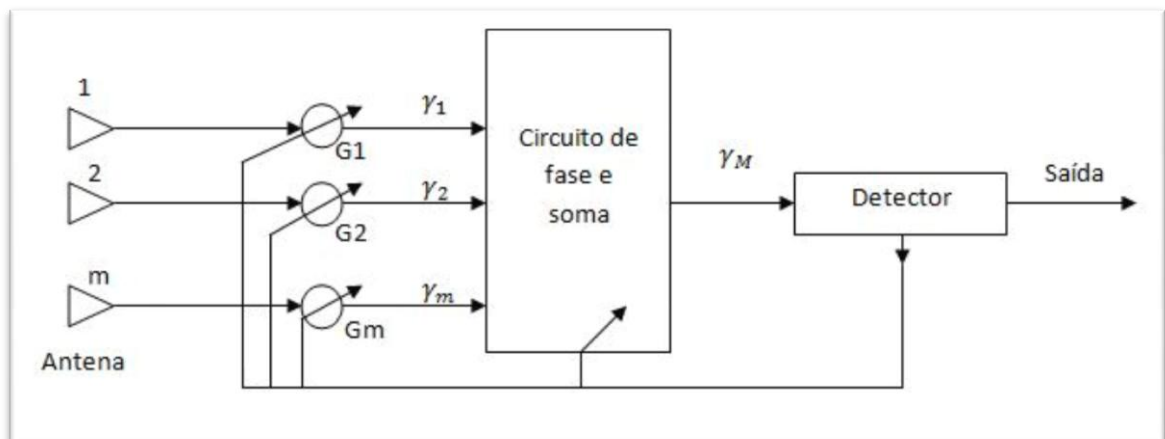
A diversidade espacial, ou diversidade na antena, consiste em receber o sinal em mais do que uma antena, sendo que estas deverão estar suficientemente separadas para que os sinais recebidos estejam descorrelacionados.

A recepção e combinação de várias versões do mesmo sinal que sofre desvanecimentos independentes, faz com que haja um aumento na fiabilidade do sinal, ou seja, aumenta a SNR permitindo uma melhor descodificação do sinal. As várias técnicas de combinação no receptor são: selecção (*SC*), máxima razão (*MRC*), ganho igual (*EGC*) e *feedback* (*FC*) (RAPPAPORT, 1995).

A técnica de selecção (*SC*) é a relativamente simples de utilizar e consiste em seleccionar o sinal com a maior SNR, descartando os outros, para o desmodulador. Tem a desvantagem de não utilizar todos os sinais disponíveis.

Na técnica de máxima razão (*MRC*) é atribuído um peso, proporcional à sua potência, a cada sinal, o que faz com que sinais mais potentes sejam amplificados enquanto que sinais mais fracos sejam atenuados. Este factor permite à técnica *MRC* obter uma maximização da *SNR* mas é bastante difícil de implementar devido à atribuição dos pesos de cada sinal. Na Fig.2-14 verifica-se que cada sinal é ajustado em fase e posteriormente somado, o que requer que exista um circuito receptor e de fase individual para cada elemento de antena.

A técnica de igual ganho (*EGC*) é semelhante à *MRC*, no entanto os pesos atribuídos aos sinais são unitários, não sendo por isso possível a maximização da *SNR*.



**Fig.2-14 – Técnica de Máxima Razão.**

A técnica de selecção por *feedback* (*FC*) é similar à *SC*, no entanto em vez de utilizar sempre o melhor sinal, os sinais são analisados numa sequência fixa até que seja encontrado algum acima de um determinado *threshold*. Este sinal é o escolhido até que desça abaixo do limiar estabelecido, sendo aí retomado o processo de análise. Os resultados não são os

desejáveis relativamente à taxa de erro, quando comparado com as outras técnicas, no entanto é bastante simples de implementar pois só necessita de um receptor.

A comparação entre as várias técnicas de combinação do sinal no receptor está descrita na Fig.2-15.

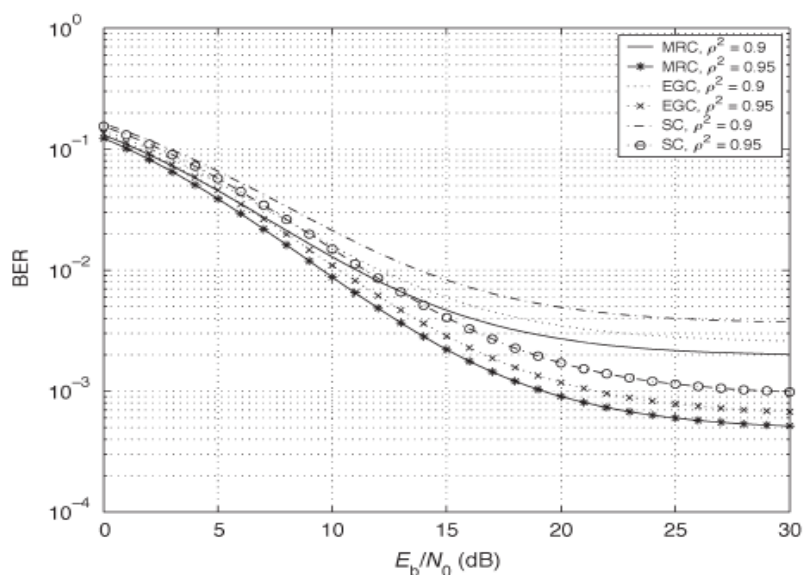


Fig.2-15 – Comparação entre as técnicas de combinação (ANNAVAJALA et al., 2005).

A técnica de diversidade espacial, tal como foi referido anteriormente, consiste em ter um conjunto de antenas suficientemente espaçadas de modo a que os sinais das respectivas antenas estejam descorrelacionados, sofrendo assim desvanecimentos independentes.

## 2.10 Estado da Arte

Com a elevada procura e desenvolvimento de serviços multimédia nos sistemas de comunicação que requerem elevadas taxas de transmissão, os tradicionais sistemas *SISO* revelam-se ineficazes. Deste modo é essencial estudar e caracterizar sistemas com agregados de antenas no transmissor e no receptor, designados sistemas *MIMO*, que permitem enfrentar este aumento de capacidade requeridos por estes serviços. Com o intuito de medir parâmetros que caracterizam o canal de transmissão podem ser utilizados algoritmos de alta resolução (neste caso foi utilizado o algoritmo *SAGE*).

Actualmente existem sistemas mais complexos como o sistema *RUSK MIMO* – *Multidimensional Channel Sounder* ([WWW.MEDAV.DE](http://WWW.MEDAV.DE)). É um sistema multidimensional em

tempo real que permite a medição de respostas impulsivas do canal rádio utilizando múltiplas antenas transmissoras e receptoras, sendo utilizado ambientes de área elevada, nomeadamente, centros citadinos.

Como se depreende do ponto anterior as campanhas experimentais são relativamente raras pois o equipamento é bastante dispendioso e complexo. Tem vindo a ser utilizado (GARCÍA, 2009) um sistema relativamente simples que permite medir a resposta impulsiva de um canal rádio entre um emissor e uma antena móvel que assume o canal invariante no tempo. O sistema de medidas, de fácil utilização e economicamente viável, corresponde a um sistema *SIMO* que permite a deslocação da antena receptora através de um agregado virtual rectangular. Com base nestas medidas é possível caracterizar o canal direccional visto do lado do agregado virtual. Invertendo a posição do agregado e emissor é possível caracterizar o canal na direcção inversa.

A pesquisa bibliográfica realizada revela que os modelos de canal multipercurso *SISO* baseados em *clusters Saleh-Valenzuela* (as contribuições multipercurso são modeladas como vindo em sucessivos grupos provenientes de uma vizinhança) são bastante populares. Contudo sobre os valores dos parâmetros destes modelos -tais como a dispersão angular das contribuições multipercurso, a dispersão do atraso no cluster, o decaimento de amplitudes dentro de um cluster ou entre clusters- são raras as publicações.

### 3. Sistemas MIMO

Os projectistas de sistemas *wireless* estão constantemente na presença de novos desafios, como a limitação na utilização do espectro radiofrequência e problemas de transmissão causados pela distorção do sinal. Actualmente existe uma procura por maiores taxas de transferência de dados e melhor qualidade de serviço, sendo o desenvolvimento de técnicas que melhorem a eficiência e fiabilidade das ligações de redes *wireless* um ponto fulcral nos sistemas sem fios. Nesse sentido os sistemas *MIMO* providenciam uma solução eficaz, pois com a utilização destes sistemas é possível obter melhores desempenhos quando comparados com os tradicionais sistemas *SISO*, *MISO* e *SIMO*.

Ao contrário dos sistemas de comunicação tradicionais, onde a ligação é feita por uma antena transmissora e uma receptora (*SISO*), os sistemas *MIMO* usam um agregado de antenas tanto no transmissor como no receptor, tal como ilustrado na Fig.3-1, caracterizando um sistema que utiliza diversidade espacial. Os sistemas *MIMO* permitem a obtenção de diferentes tipos de ganho, nomeadamente o ganho de diversidade, formatação de feixe e ganho de capacidade devido à multiplexagem espacial.

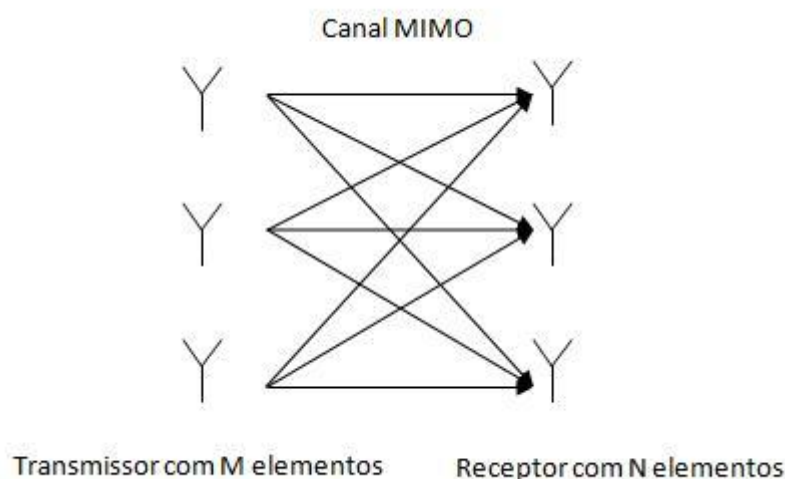


Fig.3-1 – Canal MIMO.

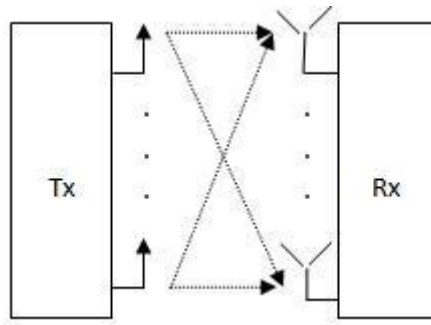
Os sistemas *MIMO* permitem o aumento da capacidade do sistema desde que o ambiente de propagação seja rico em *scattering*. Múltiplas réplicas do sinal rádio provenientes de diversas direcções dão origem a diversidade espacial aumentando assim a fiabilidade da transmissão. Os esquemas de multiplexagem espacial são fundamentais nos

sistemas *MIMO* pois permitem a criação de múltiplos canais virtuais de transmissão, através da exploração das propriedades do ambiente de propagação.

Aumentar a fiabilidade do sistema e a taxa de transmissão de dados são dois pontos fulcrais para os sistemas *MIMO*, no entanto nessa tarefa estão presentes várias dificuldades. Uma das soluções para aumentar a taxa de transmissão de dados é o aumento da capacidade do canal, sendo para isso necessário aumentar a largura de banda ou a *SNR*. Uma vez que o espectro radiofrequência é um recurso bastante caro, limitado e regulamentado, o aumento da largura de banda do canal é bastante difícil de efectuar, enquanto que para aumentar a *SNR* seria necessário um aumento da potência de transmissão, o que também não é viável quando estamos na presença de dispositivos de comunicação móvel por um lado e por outro aumentaríamos a interferência uma vez que o espectro é partilhado. No entanto o aumento da fiabilidade do sistema, sendo afectada pelo desvanecimento multipercurso, é possível através da utilização de técnicas de diversidade.

Tal como foi referido acima, os sistemas *MIMO* permitem a obtenção de três tipos de ganho: capacidade, diversidade e formatação de feixe, através dos quais é possível melhorar a fiabilidade da informação, combater o desvanecimento (diversidade espacial) e aumentar a taxa de transmissão de dados sem ser necessário aumentar a potência transmitida ou a largura de banda.

Contrariamente aos sistemas de comunicação convencionais, com uma antena transmissora e uma receptora, os sistemas *MIMO* possuem múltiplas antenas em ambos os terminais, sendo necessário descrever o canal *MIMO* para todos os pares de antenas transmissora e receptora. Considerando um sistema *MIMO* com  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras, tal como ilustrado na Fig.3-2, segundo (ALMERS, 2007), um canal *MIMO* linear variante no tempo pode ser representado por uma matriz de canal,  $H(t,\tau)$ , descrita pelas entradas  $h_{ij}(t,\tau)$ , que são amostras independentes e identicamente distribuídas (i.i.d) de uma variável complexa gaussiana correspondendo à resposta impulsiva variante no tempo entre a *j-ésima* antena transmissora e a *i-ésima* antena receptora.



**Fig.3-2 – Modelo de Canal MIMO.**

A matriz representativa do canal, de dimensão  $N_R \times N_T$ , inclui os efeitos das antenas (tipo, configuração) e da filtragem de frequência (dependência da largura de banda) e tem a seguinte forma:

$$H(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) & \cdots & h_{1m}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) & \cdots & h_{2m}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n1}(t, \tau) & h_{n2}(t, \tau) & \cdots & h_{nm}(t, \tau) \end{bmatrix}$$

A matriz do canal também é utilizada para formular a relação entre o sinal transmitido,  $s(t)$  de dimensão  $N_T \times 1$ , e o sinal recebido,  $y(t)$  de dimensão  $N_R \times 1$ , tal como está presente na seguinte equação:

$$y(t) = \int H(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t), \quad (3-1)$$

onde  $n(t)$  é o vector ruído *AWGN*. Se o canal for invariante no tempo, a matriz deixa de depender de  $t$  ( $H(t, \tau) = H(\tau)$ ), e passa ser expressa por :

$$y(t) = H(\tau) * s(t) + n(t) \quad (3-2)$$

Se a largura de banda do sinal for suficientemente estreita de modo a que o canal seja constante relativamente à frequência (canal de banda estreita), então a relação entre o sinal de entrada e saída é:

$$y = Hs + n \quad (3-3)$$

onde  $H$  é a matriz do canal *MIMO* de banda estreita.

Os canais *MIMO* de banda estreita são completamente caracterizados em termos da sua estrutura espacial, enquanto os canais de banda larga (selectivo na frequência) requerem uma modelação das características do canal multipercurso. Os modelos de canal de banda larga tratam o canal de propagação como sendo selectivo na frequência, ou seja, diferentes bandas de frequência têm diferentes respostas por parte do canal.

Segundo (ALMEIDA, 2008) o sistema *MIMO* de banda larga no domínio discreto é dado por:

$$y[k] = \sum_{\tau=1}^D H(\tau)s[k - (\tau - 1)] + n(k) \quad (3-4)$$

onde  $\tau$  é o atraso de cada componente multipercurso,  $D$  é o número de componentes multipercurso e  $k$  é o índice da amostra temporal.

### 3.1 Multiplexagem Espacial

A criação de  $m$  canais ortogonais em que a informação é multiplexada por esses canais poderá apresentar um ganho de capacidade de  $m$  vezes relativamente a um sistema *SISO*. Através da técnica de multiplexagem espacial é possível, sem recorrer ao aumento da largura de banda nem ao aumento da potência de transmissão, aumentar a taxa de transmissão através de um ganho de capacidade.

Este aumento da capacidade é possível através da criação de canais paralelos pelos quais a informação é multiplexada e enviada para os receptores. Os esquemas de multiplexagem (FOSCHINI, 1996) são necessários para dividir os fluxos de informação, sendo enviados um por cada antena.

A técnica *D-BLAST* consiste na decomposição do fluxo de dados em  $n$  fluxos, com a mesma taxa de transmissão, sendo enviados para cada antena. No entanto cada fluxo não fica associada sempre à mesma antena, pois passados  $\tau$  segundos, sofre um deslocamento e é transmitido pela antena seguinte, pelo que um ciclo completo tem  $n\tau$  segundos. Como



nesta técnica de multiplexagem os fluxos são transmitidos com a mesma largura de banda e a mesma taxa de transmissão, a capacidade do canal aumenta  $n$  vezes.

Outra técnica de multiplexagem espacial é a chamada *V-BLAST* (WOLNIANSKY et al., 1998) de implementação mais simples. Ao contrário da *D-BLAST*, na técnica *V-BLAST* o número de antenas receptoras ( $N_R$ ) pode ser diferente do número de antenas transmissoras ( $N_T$ ). A técnica consiste em dividir o fluxo inicial em  $N_T$  fluxos e transmiti-los pelas antenas. Nesta técnica não há deslocamento dos fluxos entre as antenas transmissoras, o que a torna mais fácil de implementar.

Os sinais recebidos contêm componentes de todos os sinais transmitidos, pelo que o receptor necessita de um mecanismo para detectar os símbolos transmitidos. No receptor, através do conhecimento da matriz do canal  $H$ , é possível distinguir os diferentes canais virtuais, detectar os respectivos fluxos e finalmente combinar a informação de modo a recuperar a informação originalmente transmitida.

## 3.2 Capacidade do Sistema MIMO

Uma característica fundamental do canal de transmissão é a sua capacidade. O teorema de *Shannon* (SHANNON, 1948), pode ser generalizado para múltiplos canais, e quantifica a capacidade de um canal de comunicação com ruído gaussiano, quando um esquema de codificação adequado é utilizado. Por outras palavras, a capacidade de um canal é a taxa máxima de bits por segundo que um canal pode transmitir sem a ocorrência de erros, e é dada pela seguinte fórmula geral:

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \text{bps/Hz} \quad (3-5)$$

onde  $\frac{S}{N}$  é a relação sinal-ruído. É importante referir que este valor é um máximo teórico, não sendo atingível na prática. Para melhor compreensão da utilidade dos sistemas *MIMO* compara-se com a capacidade dos restantes sistemas (GESBERT, 2003).

### 3.2.1 SISO

Assim para um sistema 1 x 1 (*SISO*), a capacidade do sistema é dada por:

$$C_{SISO} = \log_2(1 + \rho|h|^2) \text{bps/Hz} \quad (3-6)$$

onde  $\rho$  é a relação sinal-ruído e  $h$  é a ganho do canal.

### 3.2.2 SIMO

Se forem colocadas antenas no terminal receptor (diversidade espacial no receptor) o sistema *SIMO* passa a ter a seguinte capacidade:

$$C_{SIMO} = \log_2 \left( 1 + \rho \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \right) \text{bps/Hz} \quad (3-7)$$

onde  $h_i$  é o ganho do canal para a antena receptora  $i$ .

De notar que do aumento do número de antenas no receptor, resulta um crescimento apenas logarítmico da capacidade.

### 3.2.3 MISO

Se se optar pela diversidade no transmissor, onde o transmissor não tem conhecimento do canal, a capacidade do sistema *MISO* é dado por:

$$C_{MISO} = \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N} \sum_{i=1}^{N_T} |h_i|^2 \right) \text{bps/Hz} \quad (3-8)$$

onde a potência transmitida é igualmente transmitida pelas  $N_T$  antenas transmissoras.

Comparando (3-7) e (3-8) verifica-se que um sistema *SIMO* tem uma capacidade superior a um sistema *MISO*, facto explicado pelo desconhecimento do canal por parte do transmissor, impedindo-o de explorar totalmente o domínio espacial.

### 3.2.4 MIMO

Finalmente, para o sistema *MIMO*, com  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras, a capacidade do canal é dada por:

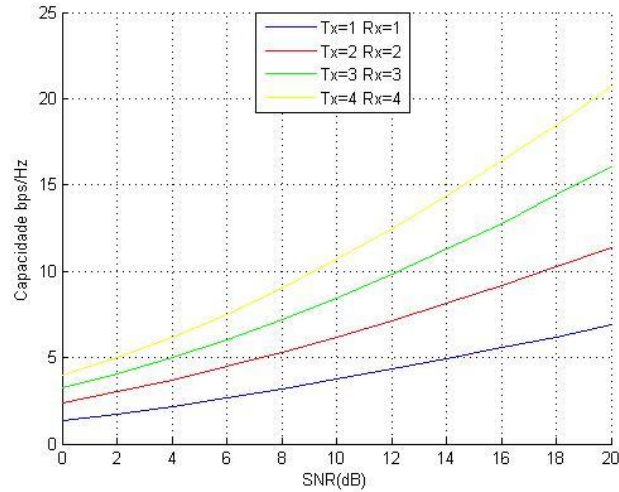
$$C_{MIMO} = \log_2 \left[ \det \left( I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} H Q H^H \right) \right] \text{ bps/Hz} \quad (3-9)$$

onde  $I_{N_R}$  é a matriz identidade de dimensão  $N_R \times N_R$ ,  $H$  é a matriz, de dimensão  $N_R \times N_T$ , de transmissão do canal,  $Q$  é a matriz de covariância do sinal e  $H^H$  é a matriz trans-conjugada da matriz do canal  $H$ .

Quando o transmissor não tem conhecimento algum do canal, cada antena transmissora radia a mesma potência e os sinais transmitidos são independentes, tornando assim a matriz de covariância do sinal igual à matriz identidade de dimensão  $N_T \times N_T$ . Tendo em conta este factor, e como está explícito em (FOSCHINI et al., 1998), a capacidade cresce linearmente com  $m = \min(N_T, N_R)$  e vem expressa por :

$$C_{MIMO} = \log_2 \left[ \det \left( I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} H H^H \right) \right] \text{ bps/Hz} \quad (3-10)$$

Na Fig.3-3 compara a capacidade entre um sistema *SISO* e várias configurações do sistema *MIMO*.



**Fig.3-3 – Comparação da capacidade entre sistemas SISO e MIMO.**

A equação (3-10) pode ser escrita em função dos valores próprios da matriz trans-conjugada da matriz do canal  $H$ . Assim (3-10) pode ficar da seguinte forma:

$$C_{EP} = \sum_{i=1}^{N_R} \log_2 \left( 1 + \frac{\rho}{N_T} \lambda_i \right) \text{ bps/Hz} \quad (3-11)$$

onde  $\lambda_i$  são os valores próprios não nulos de  $W$ , sendo  $W = \begin{cases} HH^H, N_R \leq N_T \\ H^H H, N_R > N_T \end{cases}$

Perante estas equações é possível afirmar que a capacidade de um canal *MIMO* é o somatório das capacidades de  $N_R$  canais *SISO* independentes, cuja potência total é distribuída uniformemente por cada antena transmissora.

Nos casos em que o transmissor tem conhecimento do canal de transmissão há a possibilidade de existir um ganho adicional de capacidade. Se a matriz do canal é do conhecimento do transmissor, a decomposição em valores singulares pode ser feita no transmissor, tornando assim possível uma distribuição não uniforme da potência pelas diferentes antenas, de modo a maximizar a capacidade do canal.

A decomposição em valores singulares leva a um sistema dado pela seguinte equação:

$$\tilde{y} = D\tilde{s} + \tilde{n} \quad (3-12)$$

onde  $\tilde{y} = U^H y$ ,  $\tilde{s} = V^H s$  e  $\tilde{n} = U^H n$ , sendo  $U$  e  $V$  matrizes unitárias e  $D$  matriz diagonal dos valores singulares de  $H$ . A equação (3-11) representa o sistema como tendo  $m$  canais *SISO* paralelos, com potência de sinal dada pelos valores próprios  $\lambda_i$  (GESBERT, 2003).

Como foi referido acima o transmissor, quando tem conhecimento do canal, efectua uma distribuição não uniforme da potência ajustando a matriz de covariância do sinal de modo a que seja fornecida um maior valor de potência aos canais que tenham valores próprios maiores.

Nesta perspectiva são criados factores de ponderação,  $\gamma_i$ , sendo agora a capacidade representada por:

$$C_{WF} = \sum_{i=1}^{N_R} \log_2 \left( 1 + \gamma_i \frac{\rho}{N_T} \lambda_i \right) \quad (3-13)$$

Tendo em conta que cada canal virtual de transmissão apresenta um nível de potência  $\frac{1}{\lambda_i}$ , e com o objectivo de todos os canais apresentarem um nível comum  $\mu$ , o cálculo dos factores de ponderação é efectuada através da seguinte fórmula:

$$\frac{1}{\lambda_1} + \gamma_1 = \frac{1}{\lambda_2} + \gamma_2 = \dots = \frac{1}{\lambda_i} + \gamma_i = \mu \quad (3-14)$$

Este processo é denominado *water-filling*, e através da equação é possível constatar que quanto maior for o ganho  $\lambda_i$ , maior potência irá esse canal receber.

Quando um canal *MIMO* é considerado selectivo na frequência, a sua capacidade é calculada dividindo a largura de banda em  $J$  sub-bandas de modo a que o canal de transmissão seja visto como um conjunto de  $J$  sub-canais. A capacidade fica então definida como:

$$C_{SF} = \frac{1}{J} \sum_{i=1}^J \log_2 \left( \det \left( I_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} H Q H^H \right) \right). \quad (3-15)$$

### 3.3 Diversidade num Canal MIMO

A atenuação do sinal num ambiente multipercurso torna bastante difícil a tarefa do receptor em determinar o sinal transmitido, sendo a introdução de diversidade no receptor uma boa solução. Em algumas aplicações a única solução para ultrapassar o problema da atenuação é a introdução de diversidade tanto no transmissor como no receptor, no entanto tendo em conta que os receptores são normalmente bastante pequenos, nem sempre é possível a criação de diversidade no receptor. Assim a utilização de diversidade no transmissor é mais usual quer por questões de simplicidade de implementação como por questões financeiras.

O propagação multipercurso sempre foi vista como sendo prejudicial nas comunicações móveis, no entanto com o surgimento dos sistemas *MIMO* verificou-se o contrário. Nos sistemas *MIMO* a realização de canais é fundamental e só é possível na presença de um ambiente rico em propagação multipercurso necessário para que o canal tenha separação espacial. Consequentemente pode dizer-se que os sistemas *MIMO* exploram efectivamente o multipercurso.

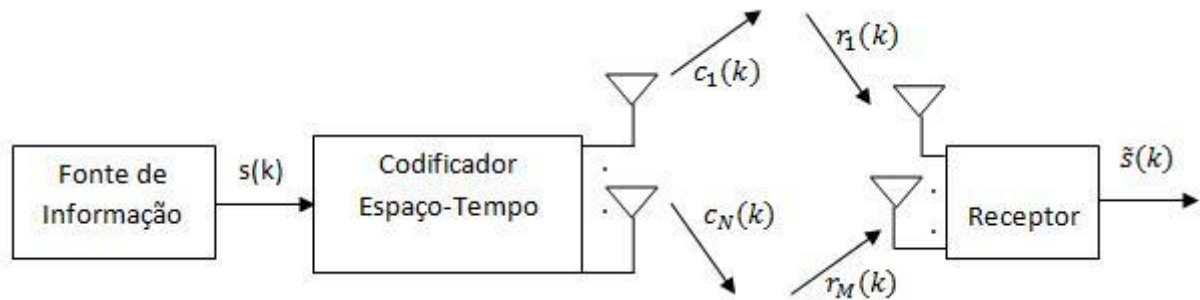
Um sistema *MIMO* com  $N_T$  antenas transmissoras e  $N_R$  antenas receptoras providencia diversidade tanto na transmissão como na recepção. Assumindo que todos os caminhos possíveis entre os pares de transmissor/receptor são independentes e identicamente distribuídos, existem  $N_T N_R$  caminhos independentes entre o transmissor e o receptor (LIZHONG et al., 2003). Isto significa que o ganho de diversidade máximo do sistema é  $N_T N_R$ , ou seja o sistema oferece um potencial  $N_T N_R$  vezes mais protecção contra o desvanecimento relativamente a um sistema *SISO*, aumentando assim a sua fiabilidade.

Em (GESBERT, 2003) são apresentados os códigos espaço-temporais (*STC*) como forma de obter ganho de diversidade espacial.

#### 3.3.1 Códigos Espaço-Temporais

Os códigos espaço-temporais são esquemas que utilizam técnicas de codificação do canal juntamente com múltiplas antenas transmissoras com o objectivo de introduzir diversidade na transmissão. Nestes esquemas, um número de símbolos de código igual ao

número de antenas transmissoras são gerados e transmitidos simultaneamente, um símbolo por cada antena. Os símbolos são gerados por um codificador espaço-temporal de modo a que através de um processamento de sinal apropriado e processos de descodificação no receptor, seja obtido um ganho de diversidade e codificação máximos. A Fig.3-4 ilustra o esquema de um codificador *STC*.



**Fig.3-4 – Codificação Espaço-Temporal.**

As duas técnicas utilizadas para a codificação espaço-temporal são os códigos de *trellis* espaço-temporal (*STTC*) e códigos de blocos espaço-temporal (*STBC*).

O principal factor de desenvolvimento dos *STC*'s foram os códigos de *trellis*, que necessitavam de um algoritmo multidimensional no receptor para a descodificação. Segundo (TAROKH et al., 1998) estes códigos providenciavam um ganho de diversidade igual ao número de antenas transmissoras e ainda um ganho de codificação dependendo da complexidade do código, isto é, do número de estados de *trellis*, sem perdas na eficiência da largura de banda.

No entanto foi devido ao aparecimento dos *STBC*'s que os *STC* tornaram-se populares, principalmente devido à simplicidade de sua implementação. Apesar dos *STBC* apresentarem um ganho de diversidade igual aos *STTC* para o mesmo número de antenas transmissoras, o ganho de codificação é quase nulo, ao contrário dos *STTC* que apresentam um ganho de codificação muito maior. A complexidade na descodificação dos *STBC* é muito menor quando comparada com os *STTC* principalmente devido ao processamento linear no receptor. Mais informações acerca da descodificação nos *STBC* podem ser encontradas em (ALAMOUTI, 1998) e (TAROKH et al., 1999).

O preço a pagar pelo ganho de diversidade num sistema *MIMO* é a menor taxa de transmissão de informação, devido à introdução de redundância no canal.

### 3.4 Técnica de Formação de Feixe

Para além do ganho resultante de técnicas de diversidade e de multiplexagem espacial, os canais *MIMO* permitem ainda um ganho resultante da formação de feixe. Esta técnica pode ser efectuada tanto no transmissor como no receptor e consiste em direccionar o diagrama de radiação do agregado numa determinada direcção angular, escolhendo adequadamente os coeficientes complexos que fazem a ponderação dos sinais (VAN VEEN et al., 1988). A formação de feixe é um conceito chave nas antenas adaptativas, aumentando a energia através do direccionamento dos diagramas de radiação numa direcção desejada, melhorando assim os sinais transmitidos e recebidos, e consequentemente a *SNR*.

Através da escolha dos coeficientes que fazem a ponderação dos sinais transmitidos e recebidos, é possível maximizar o sinal desejado e anular as interferências de outros sinais indesejáveis. Estando na presença de interferências, através da técnica de formação de feixe, é possível criar nulos na direcção de onde provêm essas interferências, suprimindo-as.

O direccionamento dos diagramas de radiação das antenas em determinadas direcções desejadas permite obter um desempenho tanto melhor quanto mais directivo for o canal. Isto significa que quanto maior for a correlação entre os sinais, mais directivo o canal se torna, sendo esta uma condição essencial para a formação de feixe.

A diversidade espacial é uma técnica importante desde que os sinais sejam descorrelacionados de modo a sofrerem desvanecimentos independentes, e a capacidade de um canal *MIMO* é máxima em ambientes *multipath*, onde os sinais são também descorrelacionados. No entanto, e contrariamente à diversidade espacial e ao ganho de capacidade, o ganho derivado da técnica de formação de feixe é tanto maior quanto mais directivo for o canal.



### 3.5 Ganho de Diversidade e Ganho de Capacidade

Normalmente os esquemas são criados de modo a obter o máximo de ganho de diversidade ou o máximo de ganho de capacidade através da multiplexagem espacial, podendo ainda, dependendo das condições instantâneas do canal, alternar entre as duas técnicas. É importante reter que nem sempre maximizar um tipo de ganho, aumenta o outro respectivamente.

Em (LIZHONG et al., 2003) é apresentada uma relação entre ganho de diversidade e ganho de capacidade num sistema *MIMO*. O ganho de diversidade  $d(r)$  é relacionado com o ganho derivado da multiplexagem espacial,  $r$ , sendo o seu valor máximo igual a  $\min(N_T, N_R)$  e o seu valor óptimo é dado pela seguinte equação:

$$d(r) = (N_T - r)(N_R - r). \quad (3-16)$$

Através de (3-16) conclui-se que o ganho máximo de diversidade é dado  $N_T N_R$ , na ausência de ganho de capacidade, e que o ganho de capacidade máximo é definido por  $\min(N_T, N_R)$ . Outra conclusão a retirar é que quando se aumenta um dos ganhos o outro diminui, sendo por isso o ganho de diversidade e o ganho de capacidade duais.

### 3.6 Modelos de Canal MIMO

As características de propagação do canal multipercurso são um aspecto muito importante dos canais *MIMO*, maximizando a capacidade do canal, pelo que o estudo das propriedades espaciais do canal é essencial para os sistemas *MIMO*. As condições de propagação determinam a capacidade do canal esperada para um sistema *MIMO*, pelo que é de grande interesse caracterizar o canal para diferentes condições com o intuito de prever, simular e implementar sistemas de comunicação com o melhor desempenho possível. Na literatura actual existe uma variedade de modelos para caracterização do canal de propagação.

Uma maneira de classificar os modelos é relativamente ao tipo de canal que se está a considerar, isto é, modelos de banda estreita e modelos de banda larga.

Os modelos da banda estreita são completamente caracterizados em termos da sua estrutura espacial, ou seja, através da matriz do canal e da matriz de correlação dos sinais no canal de propagação.

Os modelos de banda larga requerem modelação adicional das características multipercurso do canal (ALMERS, 2007).

Outra forma de classificar os modelos de canal é a divisão entre modelos físicos e modelos analíticos (não físicos).

Modelos físicos caracterizam o ambiente de propagação com base na propagação das ondas electromagnéticas, escolhendo os parâmetros físicos que descrevem os canais de propagação *MIMO*. Os parâmetros típicos são o *AOA* (ângulo de chegada), *AOD* (ângulo de partida) e *TOA* (tempo de chegada), sendo que a polarização também pode ser utilizada. Os modelos físicos são independentes do arranjo das antenas e da largura de banda do sistema, e dependendo da complexidade do modelo, permitem uma reprodução precisa do canal de propagação.

Os modelos analíticos são baseados nas características estatísticas do canal ou seja caracterizam a resposta impulsiva do canal entre as antenas transmissoras e receptoras sem ter explicitamente em conta a propagação das ondas. Estes modelos são bastante populares pois sintetizam as matrizes do canal *MIMO* no contexto do sistema para o qual os parâmetros foram obtidos. No entanto os modelos analíticos têm a desvantagem de dependerem de equipamento de medição, da largura de banda e da configuração das antenas (YU, 2002). Na Fig.3-5 está ilustrada a classificação de alguns modelos *MIMO*, sendo que os modelos “standard” estão disponíveis em (ALMERS, 2007).

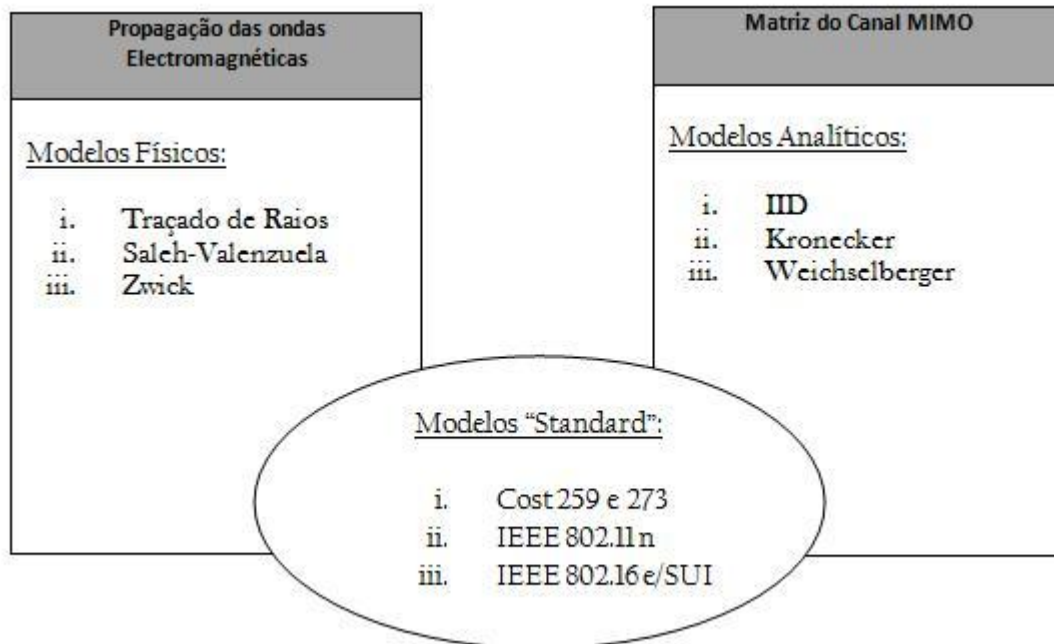


Fig.3-5 – Classificação de alguns modelos de propagação para canais MIMO.

### 3.6.1 Modelos Analíticos

Um dos modelos analíticos é baseado numa distribuição complexa gaussiana dos coeficientes do canal *MIMO*. Num canal com forte componente *NLOS*, caracterizado pela matriz gaussiana  $H$ , assume-se que todos os elementos da matriz  $H$  têm amplitude e fase que seguem uma distribuição Rayleigh, ou seja, os elementos da matriz  $H$  são variáveis gaussianas complexas. Assim a distribuição gaussiana complexa é definida pela matriz de correlação  $R_H$  e descreve a estatística espacial do canal *MIMO* (ALMERS, 2007).

$$R_H = E\{hh^H\} \quad (3-17)$$

onde  $h = \text{vec}(H)$ .

#### 3.6.1.1 Modelo IID

O modelo analítico mais simplista é o modelo *IID*, também referido como modelo canónico. Neste modelo todos os elementos da matriz de canal  $H$  são descorrelacionados, ou seja, estatisticamente independentes, e têm variância igual a  $\rho^2$ , com a matriz de correlação representada na seguinte equação:

$$R_H = \rho^2 I \quad (3-18)$$

Este modelo consiste em apenas um parâmetro (potência do canal  $\rho^2$ ) e é frequentemente utilizado em análises teóricas dos sistemas *MIMO*. Apesar de ser bastante simples este modelo não é frequentemente utilizado pois apenas é válido em ambientes ricos em desvanecimento multipercurso, pois só assim se garante que os elementos da matriz  $H$  estejam descorrelacionados.

### 3.6.1.2 Modelo Kronecker

Outro modelo baseado na matriz de correlação é o chamado modelo *Kronecker* (ALMERS, 2007).

Este modelo assume que é possível a separação espacial das matrizes de correlação do transmissor e do receptor. Assim a matriz de correlação do canal é definida por:

$$R_H = R_T \otimes R_R \quad (3-19)$$

sendo  $R_T$  e  $R_R$  as matrizes de correlação do transmissor e receptor, respectivamente, e  $\otimes$  é o produto de *Kronecker*.

$$R_T = E\{H^H H\} \text{ e } R_R = E\{H H^H\} \quad (3-20)$$

Assim a matriz do canal pode ser modelada por:

$$H = R_R^{\frac{1}{2}} G R_T^{\frac{1}{2}} \quad (3-21)$$

onde  $G$  é uma matriz complexa gaussiana com elementos i.i.d.

O modelo de *Kronecker* é utilizado em análise teórica dos sistemas *MIMO* devido à separabilidade das matrizes de correlação do transmissor e do receptor permitindo uma

otimização independente tanto do transmissor como do receptor. Devido a estes factores e à sua simplicidade, o modelo *Kronecker* é bastante popular.

### 3.6.1.3 Modelo Weichselberger

Em seguida é analisado outro modelo analítico. O modelo *Weichselberger* (WEICHELBERGER et al., 2006) tem por objectivo combater a restrição do modelo *Kronecker* (separabilidade do desvanecimento dos sinais do receptor e do transmissor) através da inclusão de uma matriz de acoplamento. Este modelo é baseado na decomposição em valores próprios das matrizes de correlação do transmissor e do receptor.

As matrizes de correlação do transmissor e do receptor estão definidas abaixo:

$$R_T = U_T \Lambda_T U_T^H \text{ e } R_R = U_R \Lambda_R U_R^H \quad (3-22)$$

onde  $U_T$  e  $U_R$  são matrizes unitárias cujas colunas são os vectores próprios de  $R_T$  e  $R_R$ , respectivamente, e  $\Lambda_T$  e  $\Lambda_R$  são matrizes diagonais que contêm os valores próprios de  $R_T$  e  $R_R$ , respectivamente.

Sendo assim, a matriz do canal que caracteriza o modelo é dada por:

$$H = U_R (\tilde{\Omega} \odot G) U_T^T \quad (3-23)$$

onde  $\odot$  representa o produto *Schur-Hadamard*,  $G$  é uma matriz complexa gaussiana com os elementos *i.i.d.*, e  $\tilde{\Omega}$  representa a matriz de acoplamento que fornece a potência média de acoplamento entre o transmissor e o receptor. Esta matriz de acoplamento permite a modelação conjunta da correlação entre o transmissor e o receptor. O modelo de *Kronecker* é um caso especial do modelo de *Weichselberger*, obtido quando a matriz de acoplamento é  $\Omega = \lambda_R \lambda_T^T$ , onde  $\lambda_R$  e  $\lambda_T$  são vectores que contêm os valores próprios da matriz de correlação do receptor e do transmissor, respectivamente.

O modelo de *Weichselberger* apenas requer especificação da matriz de acoplamento  $\Omega$  e das matrizes  $U_T$  e  $U_R$ , sendo que a matriz de acoplamento determina quais os ganhos

(capacidade, diversidade ou formatação de feixe) que devem ser explorados, de modo a facilitar a desenvolvimento dos algoritmos de processamento de sinal (ALMERS, 2007).

### **3.6.2 Modelos Físicos**

Os modelos físicos podem ser apelidados de determinísticos se o seu objectivo for reproduzir o processo de propagação física do sinal rádio para um determinado ambiente. Em ambientes urbanos é possível armazenar as características geométricas e electromagnéticas do ambiente de propagação, podendo reproduzir-se o processo de propagação através de apoio computacional. Estes modelos são bastante precisos, no entanto apenas é possível a sua simulação para os ambientes considerados, pelo que em muitos casos várias e lentas simulações são necessárias.

#### **3.6.2.1 Modelo Traçado de Raios**

O modelo mais apropriado para a propagação do sinal rádio é o modelo de traçado de raios (*Ray Tracing*), que utilizam a teoria da óptica geométrica baseada na aproximação de raio, isto é, o comprimento de onda é suficientemente pequeno quando comparado com a dimensão dos obstáculos do ambiente de propagação. É um modelo determinístico que utiliza informações do ambiente de propagação para calcular as perdas médias de propagação bem como ângulos de chegada e partida. Este modelo permite uma caracterização completa da propagação levando em consideração a reflexão, transmissão e refacção.

#### **3.6.2.2 Modelo Zwick**

Em (ZWICK et al., 2000) está referenciado outro modelo físico. No modelo *Zwick* as componentes multipercurso são geradas independentemente e sem desvanecimento da amplitude, no entanto as alterações de fase das componentes estão incorporadas no modelo através das considerações geométricas que descrevem o movimento do receptor, transmissor e dos *scatterers*.

É um modelo estocástico principalmente para ambientes interiores, que se baseia nas propriedades físicas do canal de propagação de banda larga. A geometria do cenário

determina a existência de uma componente multipercurso específica que aparece e desaparece à medida que a resposta impulsiva do canal evolui no tempo, sendo que num ambiente com forte componente *NLOS* as componentes multipercurso são geradas a partir de um processo *Poisson*.





## 4. Caracterização Experimental do Canal

Neste capítulo é feita uma abordagem ao algoritmo *SAGE* com o objectivo de caracterizar experimentalmente o canal de propagação. O algoritmo *SAGE* (*Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization*) faz parte de um conjunto de algoritmos de elevada resolução utilizados para estimar os parâmetros do canal de propagação. Este algoritmo foi utilizado com o intuito de explorar experimentalmente as características direccionais do canal rádio através da medição do sinal recebido num agregado de antenas, estimando o número e as características dos sinais, num ambiente multipercurso. As características de cada componente multipercurso que chega ao receptor são o atraso, azimute, a elevação e a amplitude.

Este algoritmo pertence ao conjunto de algoritmos de estimação paramétrica determinística, sendo baseado no estimador de máxima verosimilhança *ML* (*Maximum Likelihood*).

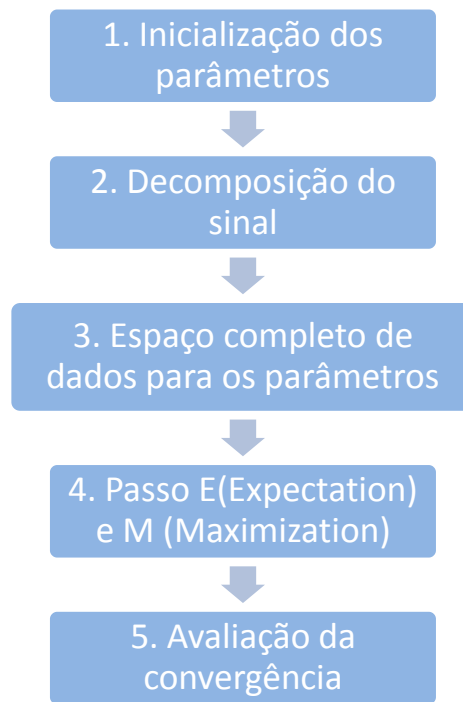
Para um estudo mais aprofundado deste algoritmo, podem ser consultados os documentos (VIEIRA, 2006) e (FESSLER et al., 1994), pois neste capítulo apenas é feita uma breve descrição.

O algoritmo *SAGE* é uma extensão do algoritmo *EM* (*Expectation Maximization*), que por sua vez é um processo iterativo utilizado na resolução do problema de estimação *ML*. Em cada iteração do algoritmo *SAGE* são estimados um sub-conjunto dos parâmetros de  $\theta$ , mantendo as estimativas dos outros parâmetros inalteradas.

O processo sugere a divisão dos parâmetros em vários sub-conjuntos sobrepostos, aplicando, sequencialmente, a cada um deles o algoritmo *EM* para actualizar os parâmetros de cada um separadamente, mantendo os outros parâmetros inalterados.

Ao efectuar uma estimação sequencial dos parâmetros, o algoritmo *SAGE* melhora a taxa de convergência e reduz ainda a complexidade da maximização.

Em seguida são apresentados os passos efectuados pelo algoritmo:



**Fig.4-1 – Passos efectuados pelo algoritmo SAGE.**

Se na avaliação da convergência se verificar que tal não acontece, ou se não for possível finalizar a iteração, volta ao passo 2.

Em seguida é apresentado o modelo de sinal.

## **4.1 Modelo de Sinal**

Assumindo o canal rádio como um conjunto de antenas no receptor, num ambiente multipercurso, considera-se que são geradas  $L$  componentes, devido a  $L$  percursos diferentes, sendo estas componentes definidas pelo seu atraso  $\tau$ , pelo azimute  $\phi$ , pela sua elevação  $\beta$ , e pela sua amplitude complexa  $\alpha$ .

Isto significa que a  $l$ -ésima componente de sinal é definida por um conjunto de parâmetros  $\theta_l$ , dados representados em (4-1) e que serão estimados através do algoritmo SAGE.

$$\theta_l = [\tau_l, \phi_l, \beta_l, \alpha_l] \quad (4-1)$$

Assim, sendo o canal definido por  $L$  componentes de sinal, cada uma caracterizada pelo conjunto de parâmetros  $\theta_l$ , com um agregado de  $M$  antenas receptoras, é possível definir o modelo de sinal.

A  $l$ -ésima onda do sinal à saída do receptor pode ser definido por (GARCÍA, 2009):

$$\begin{aligned} s(t; \theta_l) &= [s_1(t; \theta_l), \dots, s_M(t; \theta_l)] = \\ &= \alpha_l f(\phi_l, \theta_l) c(\phi_l, \theta_l) u(t - \tau_l) \end{aligned} \quad (4-2)$$

onde  $f(\phi_l, \theta_l)$  diz respeito ao diagrama de radiação do elemento do agregado,  $u(t)$  é o sinal transmitido (banda-base) e o vector  $c(\phi_l, \theta_l)$ , de dimensão  $M$ , é o vector de "steering" do agregado.

O sinal de saída do agregado é a soma das ondas e do vector ruído, e é dado pelo vector  $Y(t) = [Y_1(t), \dots, Y_M(t)]^T$ , definido na seguinte equação:

$$Y(t) = \sum_{l=1}^M s(t; \theta_l) + \sqrt{\frac{N_0}{2}} N(t) \quad (4-3)$$

onde  $N_0$  é uma constante e  $N(t)$  representa o vector ruído complexo.

## 4.2 Sistema de Medição

Com o objectivo de proceder à medição do canal direccional, foram utilizadas medidas presentes em (GARCÍA, 2009) obtidas a partir do seguinte sistema:

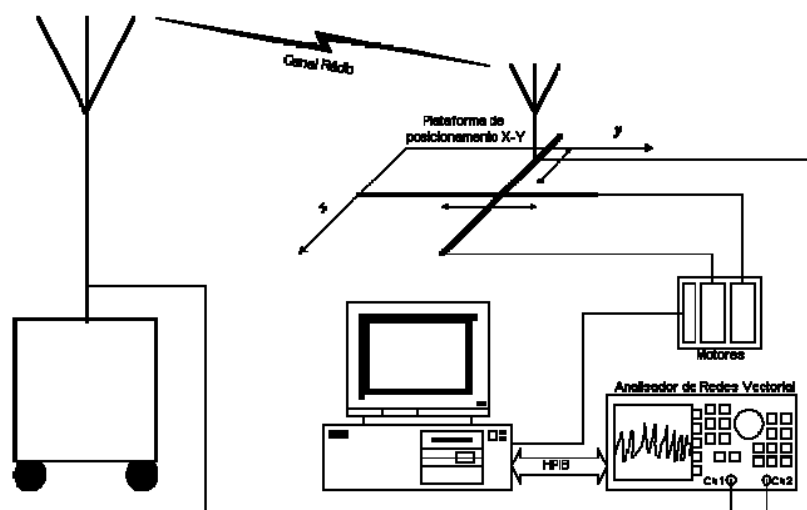


Fig.4-2 – Sistema utilizado para a medição do canal direccional.

O sistema ilustrado na Fig.4-2 inclui uma plataforma de posicionamento (X-Y) e os motores que a movimentam, um analisador de redes (HP 8753D), um computador e as antenas transmissora e receptora (GARCÍA, 2009).

A plataforma de posicionamento, através do movimento bidimensional criado pelos motores, permite a criação de um agregado virtual rectangular. Deste modo, com uma antena transmissora e uma antena receptora que se movimenta ao longo das posições criadas, obtém-se um sistema SIMO. A utilização do computador é essencial para os processos de medidas, aquisição e armazenamento dos dados.

### 4.3 Clustering

O principal objectivo do *clustering* é agrupar um conjunto de observações similares, baseados num critério predefinido, que neste caso são a amplitude, o atraso, azimute e elevação. Para mais informações acerca do *clustering* pode ser consultado o livro (JAIN et al., 1988).

O algoritmo de *clustering* escolhido foi o *KPM Clustering (Kpower Means Clustering)*, em parte pela sua facilidade de implementação.

Com este algoritmo pretende-se dividir um conjunto de observações ( $x_1 \dots x_n$ ) em  $k$  conjuntos de modo a minimizar a condição da soma dos quadrados:

$\arg \min_S = \sum_{i=1}^k \sum_{x_j \in S_i} \|x_j - \mu_i\|^2$ , onde  $\mu_i$  é a média dos pontos de  $S_i$ , sendo  $S = \{S_1, S_2, \dots, S_k\}$ .

Isto significa que o agrupamento é feito com o intuito de minimizar a soma dos quadrados da distância entre os dados e o correspondente centróide (no algoritmo *k-means*, centróide é o centro do *cluster*, isto é, a média ponderada pela sua potência de todas as suas componentes) do *cluster*. A ideia base do algoritmo consiste em definir *k* centróides, um por *cluster*. É necessário ter atenção à colocação inicial dos centróides, devendo inicialmente, ser colocados o mais longe possível uns dos outros. Em seguida deve associar-se cada componente ao centróide mais próximo.

Quando não existem mais componentes por associar, o próximo passo é recalculer novos centróides, o que faz com que a posição dos centróides seja alterada. Quando as alterações da posição dos centróides terminam é altura de testar a condição referida acima.

O algoritmo de *clustering KPM* escolhe o primeiro cluster como sendo aquele que contém a componente mais potente e o segundo aquele com a componente mais afastada. O próximo cluster escolhido é aquele com a componente mais afastado dos dois primeiros, e assim sucessivamente.

Para melhor compreensão do algoritmo devem seguir-se os seguintes passos:

1. Decisão sobre o número inicial de *clusters*.
2. Associar cada componente ao *cluster* com o centróide mais próximo.
3. Quando todas as componentes estiverem associadas a um *cluster* é necessário recalculer as posições dos *k* centróides.
4. Repetir os passos 2. e 3. até que os centróides não se movam mais, isto é, até que a convergência seja atingida.

Apesar da sua simplicidade, este algoritmo tem algumas limitações pois nem sempre é possível encontrar uma solução óptima. Isto implica que nem sempre a condição da soma dos quadrados pode ser minimizada. É um algoritmo sensível à condição inicial que é essencial ao resultado do *clustering*.

Além da visualização gráfica que permite aferir o número de *clusters*, a rotina também disponibiliza um conjunto de 10 índices de validação. Estes índices são essenciais para a definição do número de *clusters*, e são apresentados na seguinte lista:

- |               |                 |
|---------------|-----------------|
| 1. Índice CH  | 6. Índice PBM   |
| 2. Índice D   | 7. Índice PCAES |
| 3. Índice D33 | 8. Índice SC    |
| 4. Índice D53 | 9. Índice XB    |
| 5. Índice FS  | 10. Índice XBK  |

A definição e estudo mais aprofundado de alguns destes índices de validação podem ser encontrados em (KRZYSZTOF et al.), (MARTA et al., 2006) e (XU et al., 2005).

A partir destes índices de validação, foram escolhidos 4 que são considerados mais importantes no âmbito deste trabalho: *PBM*, *XB*, *D53* e *PCAES*.

Embora estes índices de validação nem sempre convirjam para o mesmo valor de  $k$  *clusters*, em conjunto com a Fig.5-3 e principalmente com a Fig.5-5 e também com um pouco de sensibilidade em relação aos gráficos, permitem determinar com alguma certeza o número correcto de *clusters*.

## 5. Simulações e resultados

Neste capítulo serão apresentadas as simulações efectuadas nos diferentes cenários, bem como a descrição dos métodos utilizados para a obtenção dos resultados.

As simulações efectuadas tiveram origem nos ficheiros disponibilizados por (GARCÍA, 2009), dos quais fazem parte as medidas resultantes dos cenários reais, os *scripts* necessários à execução do algoritmo *SAGE*, dos gráficos de visualização da resposta impulsiva medida e as estimativas obtidas pelo *SAGE*, bem como os *scripts* necessários para a execução do algoritmo de *clustering*.

### 5.1 Cenários dos Ensaios

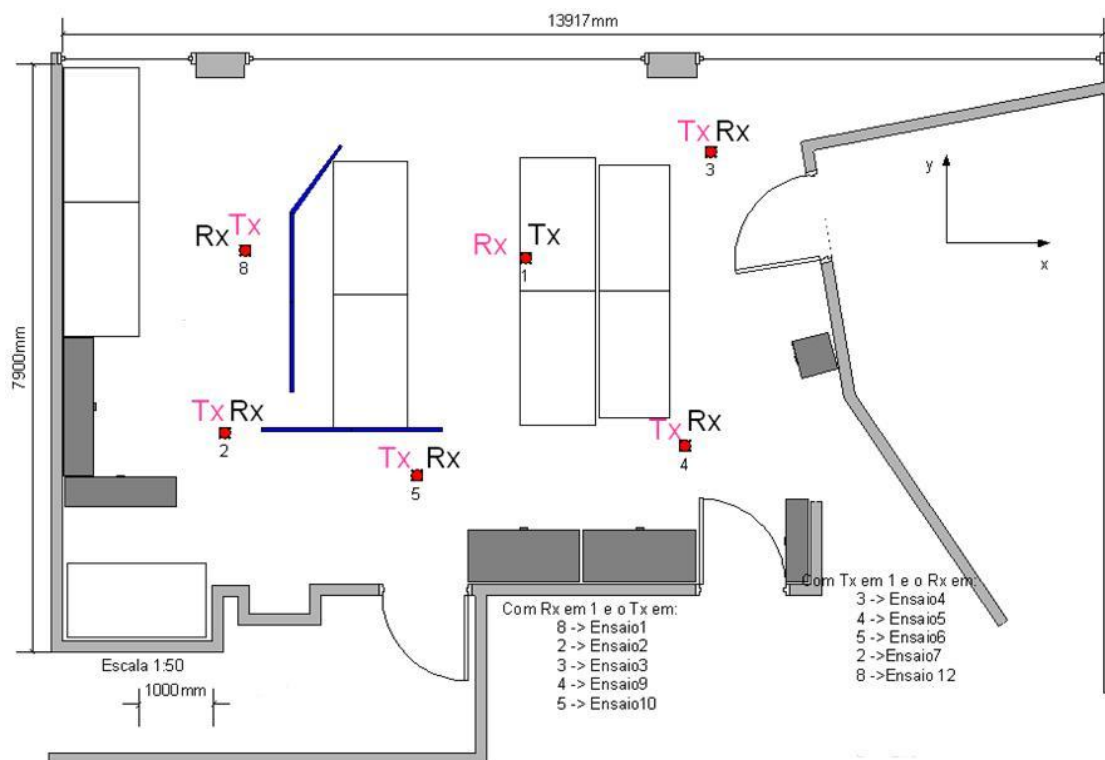
As medidas efectuadas por (GARCÍA, 2009), e utilizadas em parte neste trabalho, tiveram origem em 2 cenários interiores distintos: Laboratório 345 (*DETI-Lab345*) e o rés-do-chão (*DETI-RCH*) do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

Em cada um dos cenários foram efectuados vários ensaios, (12 ensaios no cenário *DETI-Lab345* e 5 ensaios no cenário *DETI-RCH*) em diversas condições. No cenário *DETI-Lab345* foram efectuados ensaios e os seus reversos, isto é, trocando-se a posição entre o transmissor e o receptor.

No cenário *DETI-RCH*, além dos ensaios e seus reversos, foram ainda alteradas as condições do meio circundante, como por exemplo, abrindo e fechando porta da sala onde se encontrava o receptor ou o transmissor, ou ainda abrindo e fechando as cortinas das salas.

#### 5.1.1 Cenário Laboratório 345

O laboratório 345 do *DETI* é um cenário interior da Universidade de Aveiro que contém no seu interior um conjunto de elementos que proporcionam a criação de um ambiente *multipath*, como por exemplo computadores, mesas, cadeiras e objectos diversos. Na Fig.5-1 é possível visualizar a disposição da sala bem como os 12 ensaios efectuados.



**Fig.5-1 – Cenário do Laboratório 345.**

### 5.1.2 Cenário DETI-RCH

O cenário *DETI-RCH* situa-se no rés-do-chão do *DETI* e é composto por várias salas de aula e seus componentes (computadores, cadeiras, mesas, quadros, etc.), corredores e mobiliário diverso. Foram realizados 5 ensaios e seus reversos, ou seja, o transmissor foi trocado de posição com o receptor, em diversas condições do espaço circundante.

A Fig.5-2 permite ter uma ideia acerca do cenário, bem como as condições em que foram efectuadas as medições.



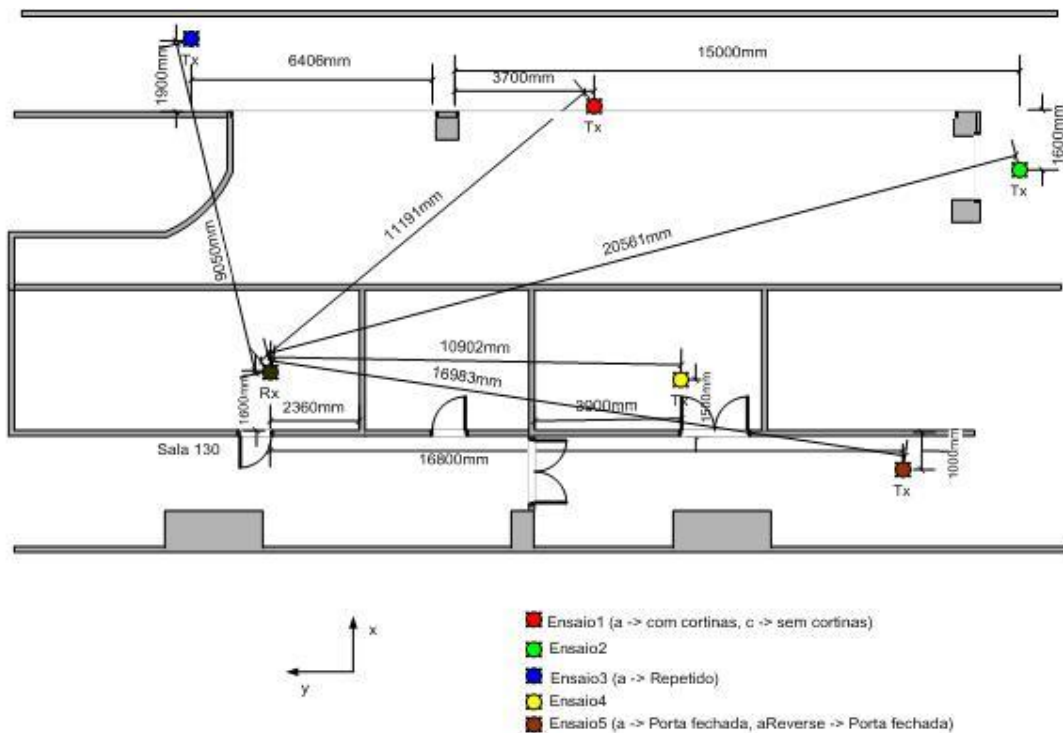


Fig.5-2 – Cenário DETI-RCH.

## 5.2 Análise dos Resultados

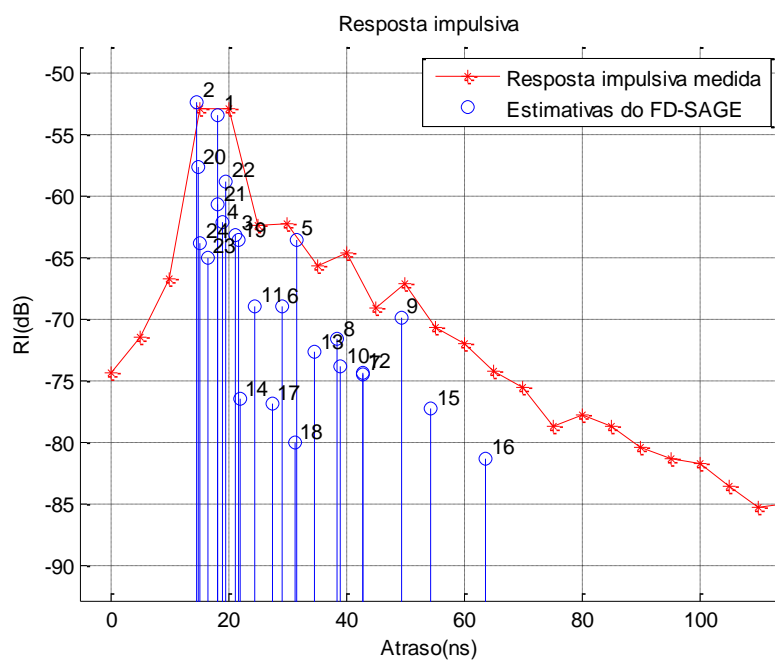
As medidas reais efectuadas por (GARCÍA, 2009) foram utilizadas, através do algoritmo SAGE, para caracterizar as  $L$  componentes multipercurso, ou seja, foram calculados os parâmetros atraso  $\tau$ , azimute  $\theta$ , elevação  $\beta$  e amplitude complexa  $\alpha$  de cada onda.

A partir destes parâmetros, foram utilizadas rotinas em *Matlab*<sup>®</sup> que permitem a visualização gráfica quer da resposta impulsiva medida como das estimativas do SAGE, assim como dos parâmetros calculados e do *clustering*.

Em seguida serão apresentadas algumas figuras representativas do que foi dito anteriormente.

### 5.2.1 Cenário DETI-Lab 345

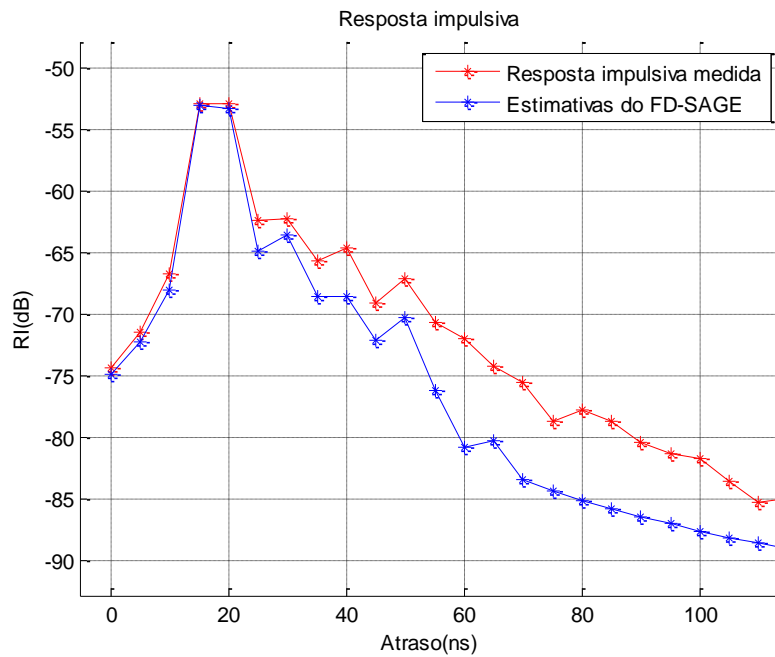
Tendo em conta o ensaio1 do *DETI-Lab345*, foram escolhidos 24 raios ( $L=24$ ) que originaram as seguintes figuras:



**Fig.5-3 – Resposta impulsiva vs Estimativas do SAGE no ensaio 1 do DETI-Lab345.**

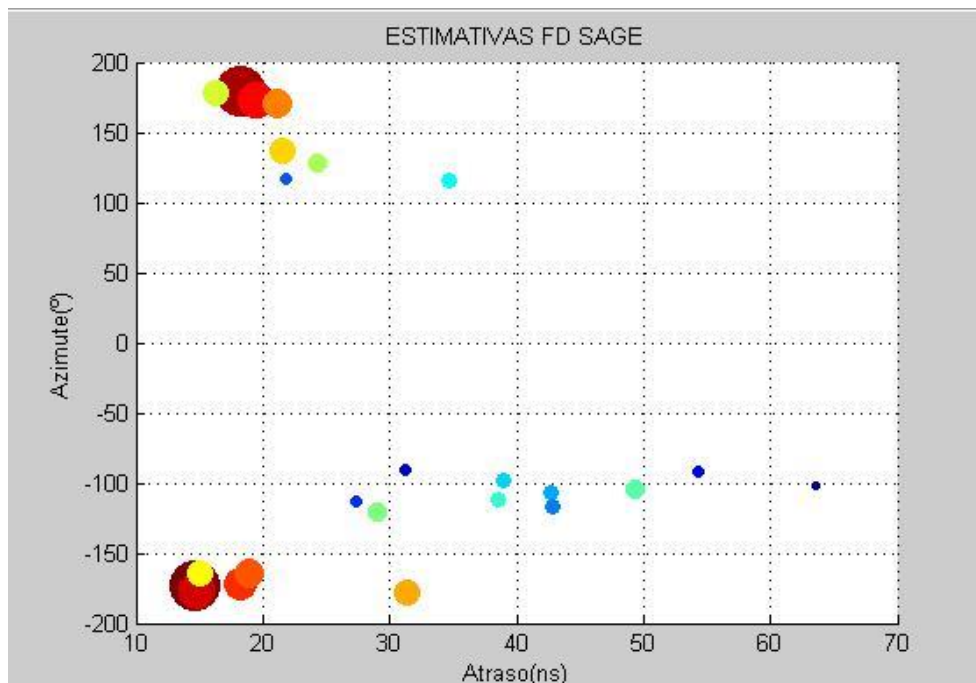
Na Fig.5-3 está representada a resposta impulsiva medida bem como as estimativas calculadas pelo SAGE. Repare-se no esperado decaimento da amplitude das componentes multipercursos devido ao aumento da distância percorrida e possivelmente a um maior número de interações no cenário.

Na Fig.5-4 está novamente representada a resposta impulsiva medida e a resposta obtida através da IFFT das estimativas do SAGE.



**Fig.5-4 – Resposta impulsiva vs IFFT das estimativas do SAGE.**

Através de outra rotina, foi possível obter a representação gráfica das estimativas do SAGE, tendo em conta o seu atraso, azimute e amplitude. Este gráfico é bastante importante na análise posterior do *clustering*.



**Fig.5-5 – Estimativas do SAGE no ensaio 1 do DETI-Lab345.**

Neste caso o tamanho e a cor das estimativas são elementos visuais representativos da amplitude estando também representado o azimute e atraso de cada estimativa.

A rotina de *clustering* permite uma visualização gráfica não só dos *clusters* mas também do respectivo atraso e azimute, tal como indicam as Fig.5-6 e Fig.5-10.

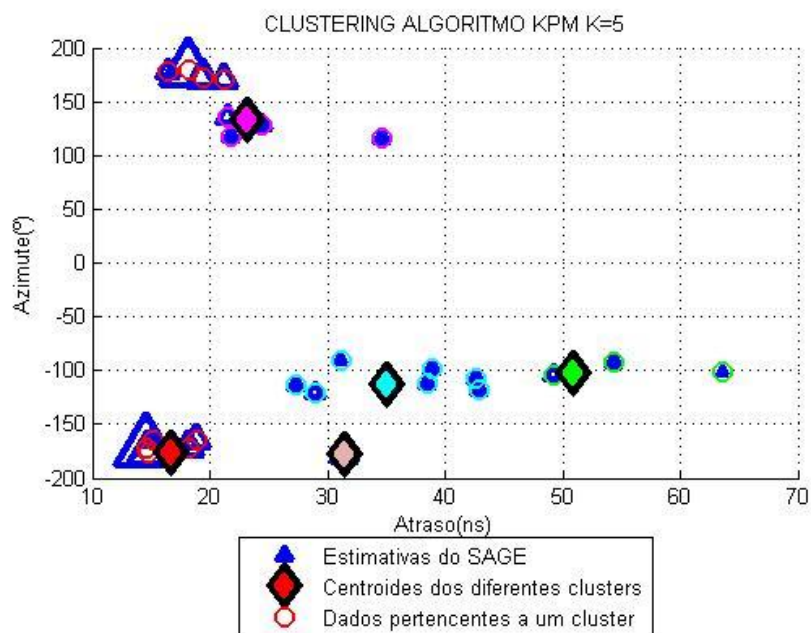


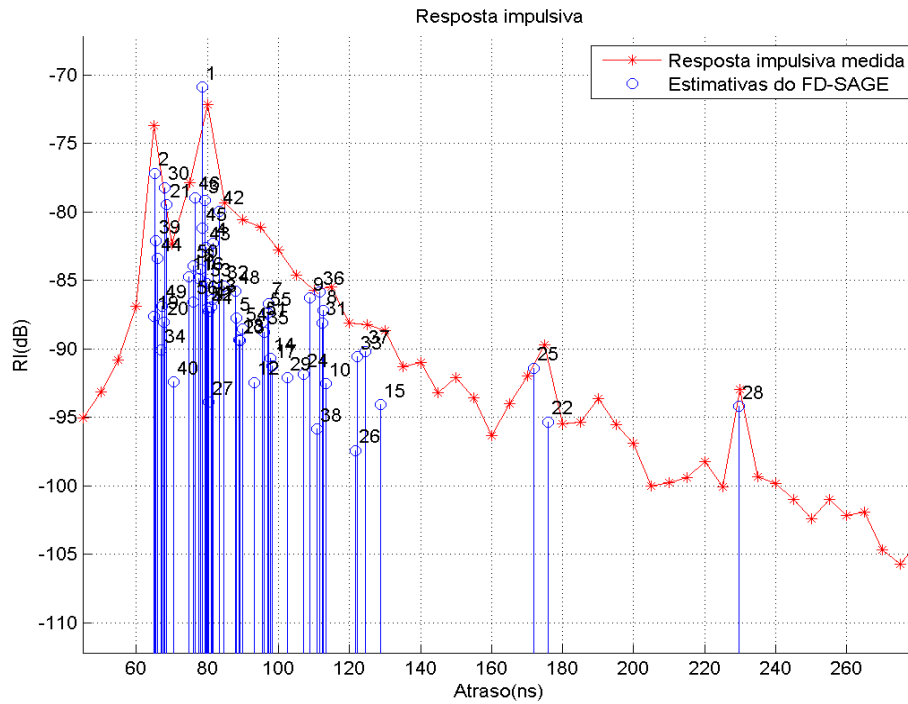
Fig.5-6 – Clustering do ensaio 1 do DETI-Lab345.

## 5.2.2 Cenário DETI-RCH

No cenário *DETI-RCH*, além de efectuados 5 ensaios e os seus respectivos reversos, foram alteradas algumas condições do espaço. Devido à maior complexidade do cenário, era de prever uma maior quantidade de componentes multipercurso pois, além das diversas salas, existe todo um conjunto de objectos presentes no cenário propícios ao aparecimento de diversas componentes de sinal.

Tal situação faz com que seja bastante mais difícil determinar correctamente o número de *clusters*, bem como aumenta bastante o tempo necessário para o cálculo dos parâmetros das componentes multipercurso, através do algoritmo *SAGE*.

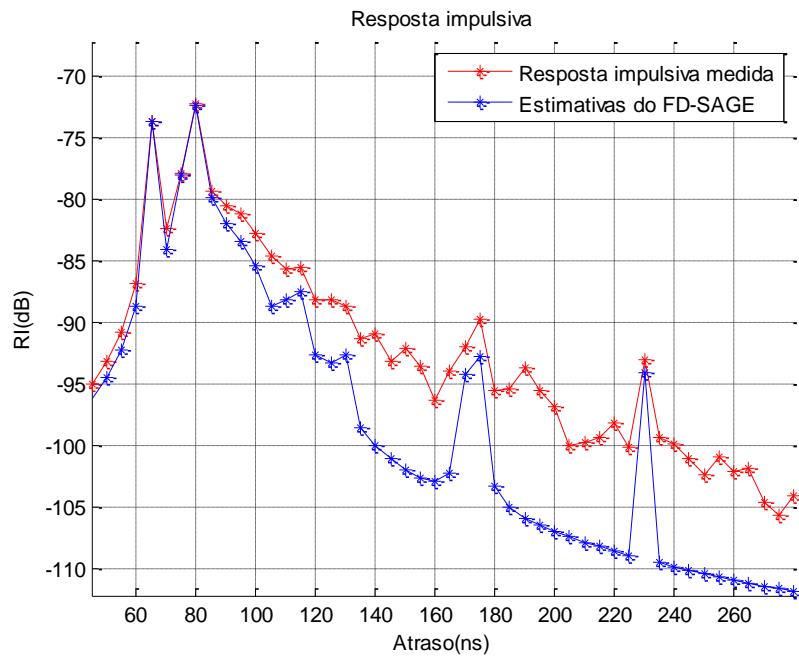
Tomando por exemplo o ensaio 1, onde foram escolhidos 56 raios ( $L=56$ ), obtiveram-se as seguintes figuras:



**Fig.5-7 – Resposta impulsiva vs Estimativas do SAGE no ensaio 1 do DETI-RCH.**

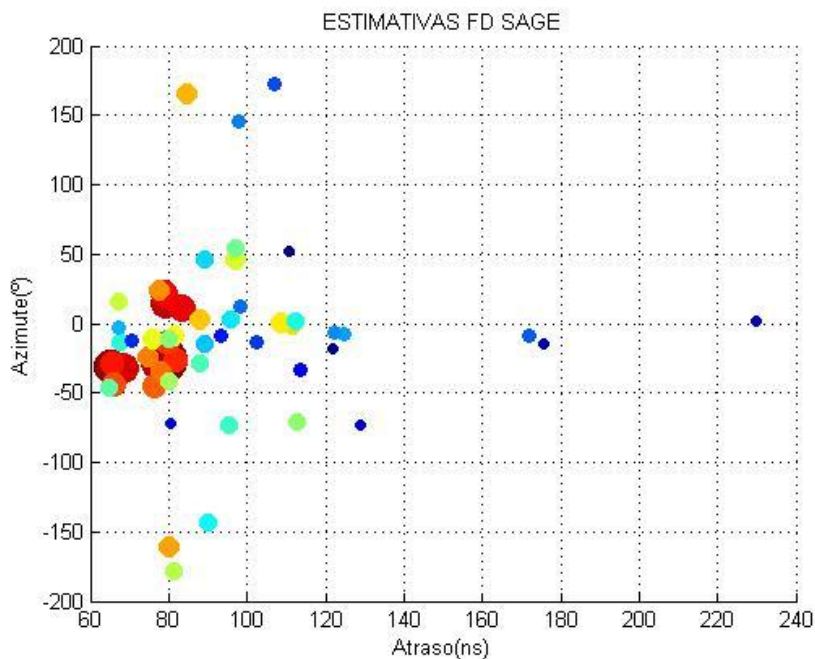
Pode ver-se claramente na Fig.5-7 que o número de componentes multipercurso no ensaio 1 do *DETI-RCH* aumentou bastante e é ainda possível detectar componentes com atraso bastante maior em relação aos detectados nos ensaios do *DETI-Lab345*. Isto deve-se à maior complexidade do ambiente em que se realizaram os ensaios, onde a ocorrência de *multipath* é mais notória, não só devido aos obstáculos presentes no canal de propagação mas também ao facto da área ser bastante maior.

Na Fig.5-8 está representada a resposta impulsiva medida em comparação com a *IFFT* das estimativas do algoritmo *SAGE*.

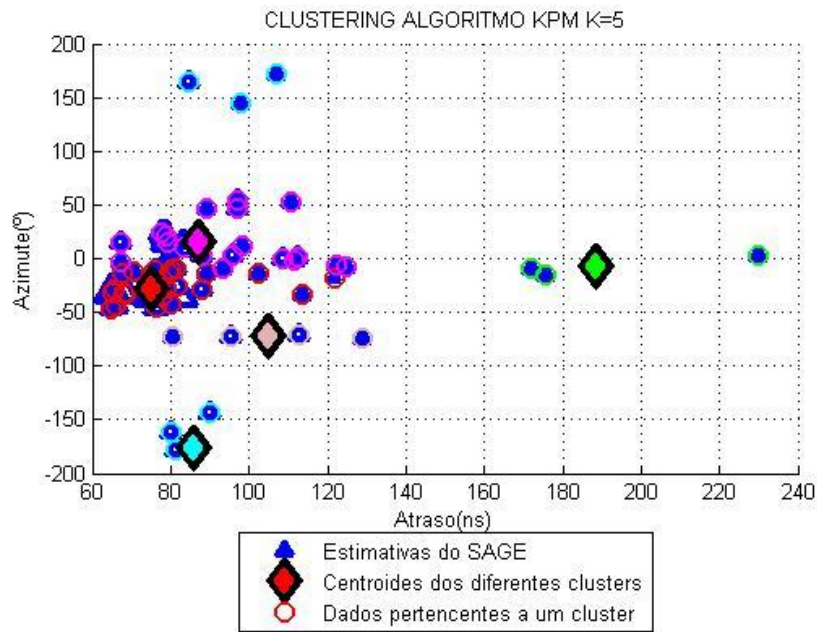


**Fig.5-8 – Resposta impulsiva vs IFFT das estimativas do SAGE.**

Na Fig.5-9 confirma-se a maior presença de componentes multipercurso em relação aos ensaios realizados no cenário *DETI-Lab345* e uma notável variabilidade do azimute.



**Fig.5-9 – Estimativas do SAGE no ensaio 1 do DETI-RCH.**



**Fig.5-10 – Clustering do ensaio 1 do DETI-RCH.**

Em ambos os casos (ensaio 1 do *DETI-Lab345* e *DETI-RCH*) o número de *clusters* escolhidos foi  $k=5$ , no entanto no caso do *DETI-RCH* foi bastante mais difícil chegar a essa conclusão devido ao elevado número de componentes multipercurso estimado pelo *SAGE* e também por não se observarem claramente aglomerados de componentes compactos e separados.

Em algumas situações é bastante difícil aferir sobre o número de *clusters*, mesmo tendo em conta os índices de validação e os diversos gráficos. A solução para este problema é alterar o valor dum variável no *script MCD.m*, onde se calcula a distância entre componentes multipercurso: o cálculo desta distância tem em conta o facto de se trabalhar num domínio multidimensional em que as unidades em cada dimensão são diferentes, estando também envolvidas unidades angulares sendo igualmente este facto levado em conta no sentido de resolver ambiguidades. A variável em questão permite ponderar a distância no domínio do atraso de modo a dar mais ou menos ênfase a esta grandeza no processo de *clustering* em detrimento do azimute, tornando a escolha do número de *clusters* mais intuitiva.

Após a análise do *clustering* e chegando a um consenso em relação ao número de *clusters*, podemos efectuar um estudo que incida sobre a estatística dos *clusters*, apresentado a seguir.

### 5.3 Estudo Estatístico do Clustering

Nesta secção do trabalho foi feito um estudo estatístico do *clustering* que incidiu sobre o atraso médio e o espalhamento do atraso, bem como o azimute médio e o espalhamento do azimute. Estes parâmetros têm por objectivo a comparação do desempenho do algoritmo nos diferentes ensaios efectuados.

O atraso médio (*MD*)  $\bar{\tau}$  é dado por :

$$MD = \frac{\sum_i \tau_i |\alpha_i|^2}{\sum_i |\alpha_i|^2} \quad (5-1)$$

onde  $\tau_i$  e  $\alpha_i$  são o atraso e a amplitude de cada raio, respectivamente.

O espalhamento do atraso (*DS*) é dado pela seguinte equação:

$$DS = \sqrt{\frac{\sum_i (\tau_i - \bar{\tau})^2 |\alpha_i|^2}{\sum_i |\alpha_i|^2}} \quad (5-2)$$

Em relação ao azimute foram utilizadas fórmulas análogas. Assim o azimute médio (*MA*)  $\bar{\phi}$  vem descrito na seguinte fórmula:

$$MA = \frac{\sum_i e^{j\phi_i} |\alpha_i|^2}{\sum_i |\alpha_i|^2} \quad (5-3)$$

O espalhamento do azimute (*AS*) é dado por:

$$AS = \sqrt{\frac{\sum_i (e^{j\phi_i} - e^{j\bar{\phi}})^2 |\alpha_i|^2}{\sum_i |\alpha_i|^2}} \quad (5-4)$$



Para o cálculo destes parâmetros foi necessário criar uma estrutura dentro da rotina de *clustering* implementada em (GARCÍA, 2009), denominada *sols* que contém os campos *IDX*, com tamanho  $1 \times L$ , e centróide, com o tamanho  $k \times 4$ .

Esta estrutura foi criada como o objectivo de guardar em vectores distintos os valores de atraso, azimute e amplitude de cada componente multipercurso pertencente a um determinado *cluster*.

Posteriormente, com estes vectores, foram utilizadas rotinas para o cálculo dos parâmetros acima referidos cujos resultados estão representados nas seguintes tabelas.

Através dos vectores contendo os valores do atraso e da amplitude de cada componente, foi ainda possível criar rotinas que permitem efectuar a regressão linear bem com o seu coeficiente de correlação.

Para isso utilizou-se a função *polyfit*, que permite calcular o declive e a ordenada na origem da recta, e a função *corrcoef* que fornece a matriz de correlação dos coeficientes, ambas disponíveis em *Matlab*®.

### 5.3.1 Cenário DETI-Lab 345

		Ensaio1	Ensaio2	Ensaio3	Ensaio4	Ensaio5	Ensaio6	Ensaio7	Ensaio9	Ensaio10	Ensaio12
Nº Raios Tguess		18	18	19	22	24	27	20	22	22	18
Nº Raios (L)		24	24	26	30	32	36	26	29	30	24
Clusters(k)		5	7	5	6	6	6	5	7	7	7
k=1	Atraso Médio(ns)	16,666	21,169	10,837	14,163	15,175	15,72	21,457	17,421	16,579	17,446
	Espalhamento Atraso(ns)	2,0333	3,7965	2,9806	2,1747	2,5088	2,6364	4,242	3,6301	1,8831	1,8126
	Azimuth Médio(rad)	-3,0871(-176,88°)	-2,4822(-142,22°)	0,3491(20°)	-2,8329(-162,31°)	2,3289(133,44°)	1,1716(67,13°)	0,5741(32,89°)	-1,2331(-70,65°)	-2,005(-114,88°)	0,1482(8,49°)
	Espalhamento Azimuth(rad)	0,1055(6,045°)	0,0783(4,486°)	0,2144(12,84°)	0,067(3,84°)	0,0718(4,11°)	0,0872(4,99°)	0,2085(11,95°)	0,1069(6,12°)	0,0873(5°)	0,1043(5,98°)
k=2	Atraso Médio(ns)	50,845	72,958	57,465	47,079	53,676	57,551	76,751	69,371	60,835	49,716
	Espalhamento Atraso(ns)	3,6285	5,2913	6,6075	10,27	1,4834	0	5,2631	0	3,2675	1,4369
	Azimuth Médio(rad)	-1,7871(-102,39°)	-1,5363(-88,02°)	-2,7122(-155,4°)	1,8024(103,27°)	2,582(147,94°)	-1,4348(-82,21°)	-1,4788(-84,73°)	1,6008(91,72°)	-1,6516(-94,63°)	-1,5191(-87,04°)
	Espalhamento Azimuth(rad)	0,0798(4,57°)	0,1912(10,95°)	0,7426(42,55°)	0,1283(7,35°)	0,5944(34,06°)	0	0,1562(8,95°)	0	0,119(6,82°)	0,312(7,56°)
k=3	Atraso Médio(ns)	35,041	43,394	48,045	34,526	38,664	39,08	32,36	30,458	33,862	30,003
	Espalhamento Atraso(ns)	5,8882	2,4622	5,4271	3,7879	3,4536	3,6542	4,2466	6,5583	3,3345	3,9903
	Azimuth Médio(rad)	-1,9712(-112,94°)	1,8567(106,38°)	1,3684(78,4°)	-1,862(-106,68°)	-1,7409(-99,75°)	2,9246(167,57°)	3,1268(179,15°)	1,3737(78,71°)	1,2871(73,74°)	-3,037(-174°)
	Espalhamento Azimuth(rad)	0,1485(8,51°)	0,2113(12,11°)	0,054(3,094°)	0,232(13,29°)	0,3724(21,34°)	0,1954(11,19°)	0,5311(30,43°)	0,1217(6,97°)	0,3626(20,77°)	0,2416(13,84°)
k=4	Atraso Médio(ns)	23,219	50,852	33,847	19,22	30,995	65,99	56,525	62,485	45,55	44,49
	Espalhamento Atraso(ns)	3,639	4,4612	6,6465	2,07	4,2794	0	6,62E-15	2,4568	1,5653	0
	Azimuth Médio(rad)	2,3113(132,43°)	-1,8173(-104,12)	-1,3354(-76,51°)	2,2166(127°)	1,9827(113,6°)	1,4362(82,29°)	1,1355(65,06°)	-1,4287(-81,86°)	-1,7821(-102,11°)	1,7561(100,62°)
	Espalhamento Azimuth(rad)	0,1194(6,84°)	0,0486(2,78°)	0,1213(6,95°)	0,212(12,15°)	0,276(15,81°)	0	0	0,1097(6,28°)	0,0314(1,80°)	2,2204E-16(≈0°)
k=5	Atraso Médio(ns)	31,406	38,843	80,15	16,38	20,406	18,934	35,446	49,668	25,716	38,006
	Espalhamento Atraso(ns)	0	2,2208	0,66156	2,767	0	4,4101	8,0875	0	4,0714	1,768
	Azimuth Médio(rad)	-3,0984(-177,53°)	2,6979(154,58)	2,9769(170,56°)	0,0788(4,51°)	0,7768(44,51°)	-1,143(-65,49°)	-1,0367(-59,4°)	-2,9135(-166,93)	1,8797(107,7°)	-1,2982(-74,38°)
	Espalhamento Azimuth(rad)	0	0,3444(19,73°)	0,0345(1,98°)	0,1454(8,33°)	0	0,163(9,34°)	0,2997(17,17°)	0	0,0348(1,99°)	0,3785(21,69°)
k=6	Atraso Médio(ns)		30,156		58,036	23,756	30,435		33,108	40,669	43,014
	Espalhamento Atraso(ns)		0,82478		5,1104	1,7995	3,5013		4,644	2,5456	0
	Azimuth Médio(rad)		2,122(121,58)		-2,8329(-162,31°)	2,3289(133,44°)	1,1716(67,13)		-1,4403(-82,52°)	-2,8202(-161,59°)	0,1828(10,47°)
	Espalhamento Azimuth(rad)		0,0158(0,91°)		0,067(3,84°)	0,0718(4,11°)	0,0872(4,99°)		0,0429(2,46°)	0,2803(16,06°)	0
k=7	Atraso Médio(ns)		33,756						34,836	27,406	24,408
	Espalhamento Atraso(ns)		0						0	3,8205	3,1453
	Azimuth Médio(rad)		-1,1209(-64,22°)						2,9248(167,58°)	-1,7436(-99,9°)	0,6145(35,21°)
	Espalhamento Azimuth(rad)		0						0	0,1658(9,5°)	0,339(19,42°)

Tabela 1 - Ensaios realizados e respectivos parâmetros calculados para o cenário DETI-Lab 345.

		Ensaio1	Ensaio2	Ensaio3	Ensaio4	Ensaio5	Ensaio6	Ensaio7	Ensaio9	Ensaio10	Ensaio12
k=1	p	-4,8725e8 -51,1305	-6,6298e8 -46,511	-1,1513e9 -44,7796	-9,9974e8 -44,87	-7,0765e8 -53,7589	-1,0713e8 -64,7269	-2,4567e8 -62,9437	-1,4356e8 -60,2741	5,4939e8 -71,7226	1,7448e9 -90,8934
	R	-0,2509	-0,6647	-0,8811	-0,4908	-0,3204	-0,0528	-0,2396	-0,1227	0,281	0,5852
k=2	p	-7,4808e8 -34,3985	2,7780e7 -81,2744	-3,6082e8 -55,2945	-1,4807e8 -65,7956	-1,4002e9 1,6681	0 -69,5657	-2,0877e8 -65,0001	0 -77,9014	-4,2959e8 -45,56	6,7291e8 -109,6365
	R	-0,9413	0,5189	-0,7703	-0,9061	-0,9993	*	**	*	-0,3018	**
k=3	p	7,627e7 -76,995	4,6248e7 -81,8636	1,8171e8 -80,0535	-8,2117e6 -70,8854	-3,6448e8 -58,8629	1,593e8 -81,1430	9,7965e7 -72,2457	2,3858e8 -74,4031	1,3950e8 -76,2063	1,1106e8 -73,2892
	R	0,1399	0,04	0,5104	-0,012	-0,3489	0,2684	0,1152	0,4703	0,2748	0,5366
k=4	p	-2,3644e8 -64,3396	-4,8025e8 -53,4843	5,0162e7 -71,6626	-6,6906e8 -53,7773	1,6810e8 -75,1002	0 -74,1687	0 -77,9981	-5,7008e8 -39,8028	-1,0404e9 -26,3841	0 -82,8609
	R	-0,2656	**	0,1372	-0,5409	0,2359	*	*	-0,7091	**	*
k=5	p	0 -63,5181	-3,3759e8 -57,7725	3,7978e9 -87,3132	2,2414e8 -66,822	0 -64,7732	-1,0832e8 -69,0781	-1,7821e7 -73,092	0 -71,8904	-3,7336e7 -66,0321	-9,0655e8 -39,2017
	R	*	-0,3719	**	0,6711	*	-0,0986	-0,0784	*	-0,0698	-0,77
k=6	p		1,861e9 -120,4907		-5,9711e7 -69,6456	-1,7233e9 -20,6622	-5,9608e8 -49,4810		-3,3429e8 -56,0864	-4,4314e8 -53,2772	0 -71,4630
	R		**		-0,1765	-0,8517	-0,5904		-0,8831	-0,2726	*
k=7	p		0 -81,1927						0 -79,3102	-5,8794e8 -53,5478	-4,0587e8 -56,3685
	R		*						*	-0,724	-0,7667

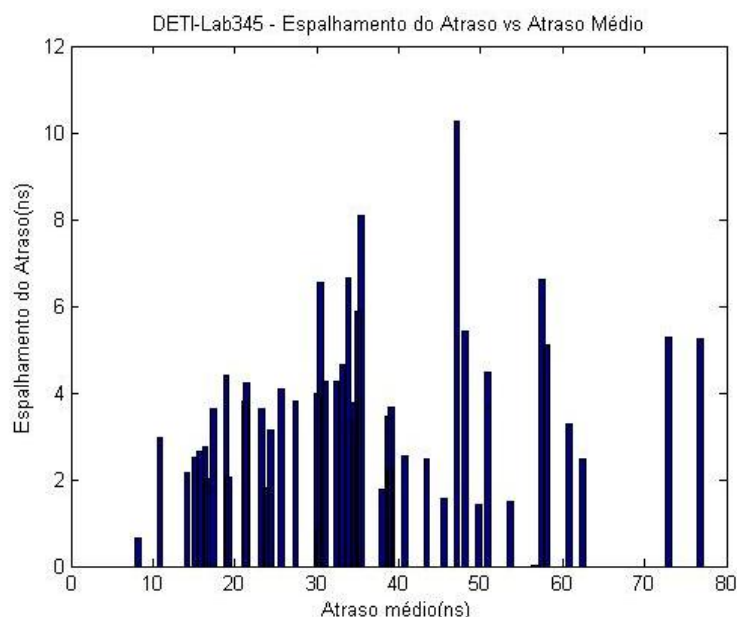
**Tabela 2 - Parâmetros calculados através das funções polyfit e respectivo coeficiente de correlação para o cenário DETI-Lab 345.**

Nota:

\* corresponde a clusters compostos apenas por uma componente.

\*\* corresponde a clusters compostos por duas componentes.

Através dos valores apresentados na Tabela 1 criaram-se gráficos de barras, apresentados a seguir, com vista a evidenciar a possível relação entre o espalhamento do atraso e o atraso médio.



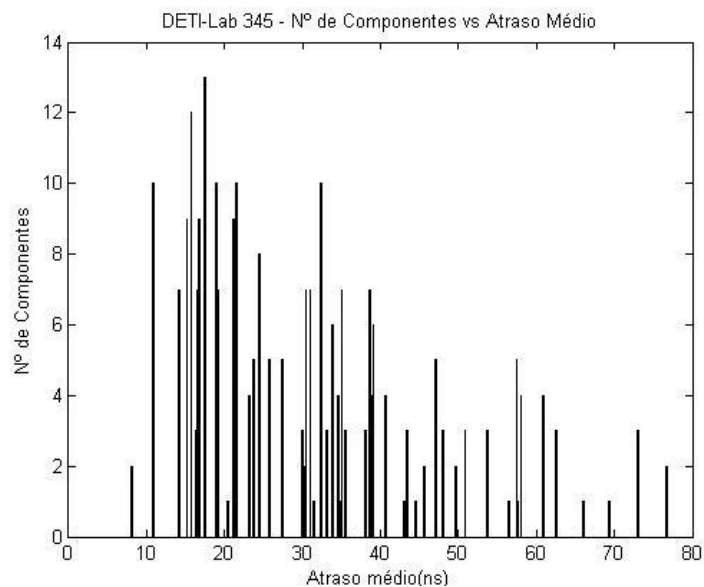
**Fig.5-11 – Gráfico do Espalhamento do Atraso vs Atraso Médio de todos os clusters.**

Este gráfico de barras foi criado a partir de vectores que contêm os valores do espalhamento do atraso e respectivo atraso médio de cada *cluster* obtido nos ensaios efectuados no cenário *DETI-Lab345*. O resultado foi condensado num só gráfico de modo a ser possível fazer uma análise estatística mais abrangente.

O resultado deste gráfico é expectável, pois à medida que o atraso aumenta, para além de existirem menos componentes estimadas, estas encontram-se mais dispersas. Devido à maior concentração de raios quando o atraso é menor, os *clusters* tornam-se mais compactos, apesar de exibirem um maior número de raios, da mesma forma que à medida que o atraso médio aumenta, os *clusters* tornam-se mais dispersos (em parte devido ao facto destes raios apresentarem amplitudes menores o que lhes confere um peso menor para a determinação de um dado centróide), aumentando assim o espalhamento do atraso.

A principal conclusão que se retira deste gráfico é que o espalhamento do atraso é maior para *clusters* mais atrasados.

Em seguida é apresentado o gráfico que mostra o número de componentes que compõem os *clusters* em relação ao respectivo atraso médio.

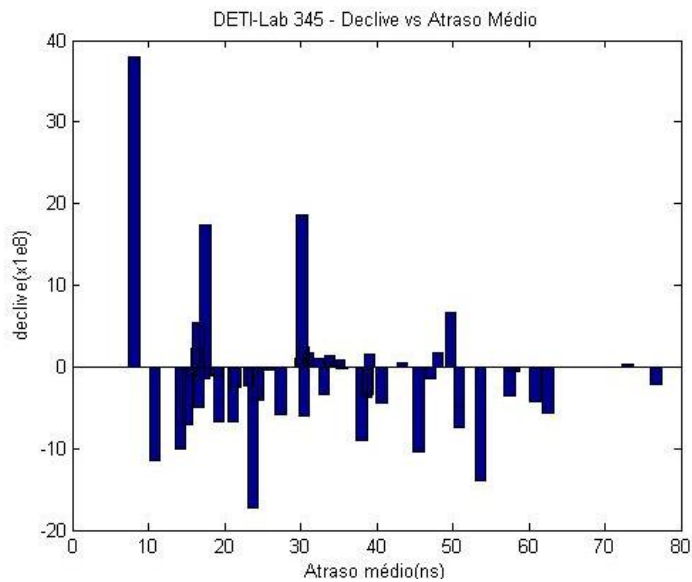


**Fig.5-12 – Gráfico do Nº de Componentes vs Atraso Médio de todos os clusters.**

O número de componentes diminui à medida que o atraso médio aumenta. Este resultado era previsível visto que à medida que o atraso aumenta, o tamanho dos *clusters* formados é menor, isto é, o número de raios que compõem os *clusters* é menor.

Na estimação dos parâmetros das componentes de sinal, o algoritmo *SAGE* dá maior relevo aos raios iniciais, o que aumenta a dificuldade de estimação dos parâmetros à medida que o atraso aumenta. Esta situação está relacionada com a diminuição da potência das componentes com o aumento do atraso. Este facto também se verifica na Fig.5-12 onde a aglomeração de componentes é maior quando o atraso é menor. O impacto destas dificuldades sobre a avaliação do desempenho do canal deverá ser contudo cada vez menor devido à fraca potência das componentes de *clusters* mais distantes.

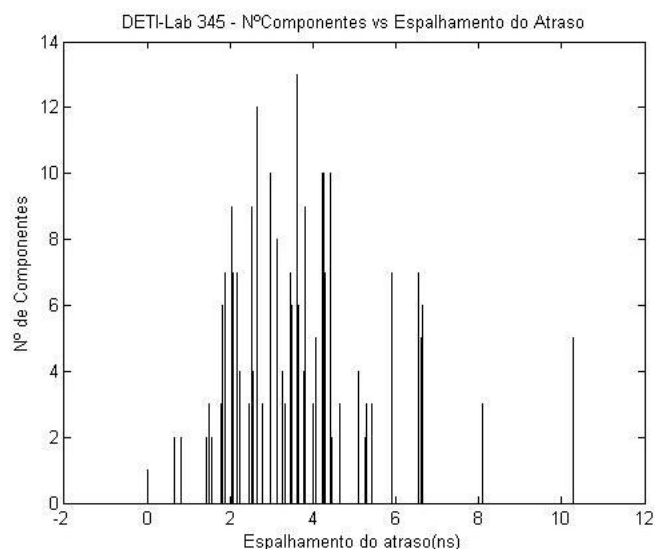
Tendo em conta os valores do declive da recta calculados através da função *polyfit* e apresentados na Tabela 2, é possível apresentar o seguinte gráfico:



**Fig.5-13 – Gráfico do Declive vs Atraso Médio de todos os clusters.**

Observando este gráfico é fácil constatar que existem claramente 3 valores que diferem das demais por terem um declive positivo (componentes mais atrasadas com maior amplitude) e bastante elevado. Este resultado, apesar de irrelevante em termos estatísticos, não era esperado sendo a causa provável o facto desses *clusters* serem compostos por poucas componentes, onde uma delas é muito mais potente que as outras. Um exemplo concreto é o ensaio 3 do *DETI-Lab345* onde o cluster  $k=5$  é constituído apenas por 2 componentes, sendo uma delas bastante mais potente que a outra, o que aliado a um atraso médio baixo, torna o valor do declive da recta bastante elevado e positivo.

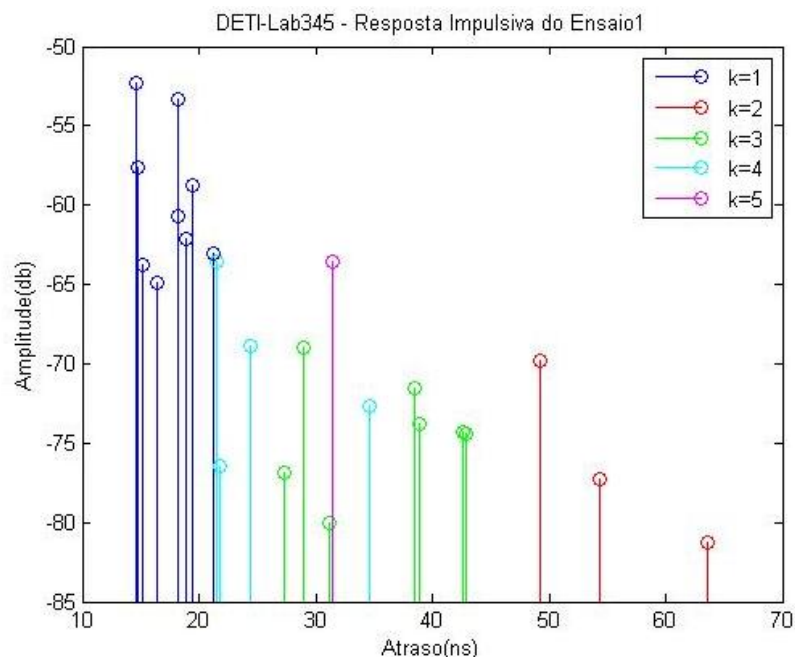
Tendo em conta o número de componentes multipercurso que formam os *clusters* e o respectivo espalhamento do atraso, foi criado o seguinte gráfico:



**Fig.5-14 – Gráfico do Nº de Componentes vs Espalhamento do Atraso de todos os clusters.**

Após a observação deste gráfico, e sem aplicar outras ferramentas analíticas mais elaboradas, não se pode retirar nenhuma relação directa entre o nº de componentes multipercurso que constituem os *clusters* e o respectivo espalhamento do atraso.

Através dos vectores que contêm os valores da amplitude e respectivos atrasos das componentes pertencentes aos diferentes *clusters*, criou-se uma rotina que mostra a resposta impulsiva obtida em cada ensaio. Tomando por exemplo o ensaio 1 a resposta impulsiva obtida através da função *stem.m*, disponível em *Matlab*<sup>®</sup>, é a seguinte:



**Fig.5-15 – Resposta impulsiva medida no Ensaio 1 do cenário DETI-Lab 345.**

Através da análise intra-cluster deste gráfico é possível uma visualização clara das componentes após o algoritmo de *clustering*. Além da potência de cada componente e respectivo atraso, é ainda possível saber qual o *cluster* a que determinada componente pertence. Tal como era esperado a amplitude das componentes vai diminuindo à medida que a distância percorrida aumenta. Verifica-se também que o primeiro *cluster* formado é quase sempre composto pelas componentes mais potentes e com menor atraso.

### 5.3.2 Cenário DETI-RCH

Ensaio	1	1a_reverse	1c	1c_reverse	2	2_reverse	3	3_reverse	3a	4	4_reverse	5	5_reverse	5a	5a_reverse	
Nº Raios Tguess	44	33	35	30	51	64	50	60	52	33	33	51	48	48	45	
Nº Raios (L)	56	44	46	40	68	85	66	80	69	44	41	68	64	64	60	
Clusters(k)	5	5	4	4	6	7	7	6	7	6	6	7	7	7	7	
k=1	Atraso Médio(ns)	75,162	68,938	69,91	67,487	105,95	116,04	86,992	88,06	86,639	39,853	35,365	68,631	74,107	156,06	85,915
	Espalhamento Atraso(ns)	6,5559	11,886	7,9157	8,1792	10,034	8,8207	15,518	15,065	13,887	3,4934	3,4994	4,0532	8,5819	8,2666	16,328
	Azimuth Médio(rad)	-0,4936(-28,28°)	2,6562(152,19°)	-0,2983(-17,09°)	2,6578(152,28°)	-0,9465(-54,23°)	0,9645(55,26°)	0,0158(2,97°)	-2,387(-136,76°)	-0,0255(-1,46°)	-1,7439(-99,92°)	1,6872(96,67°)	-2,1485(-123,1°)	1,4678(84,1°)	-0,3822(-21,9°)	1,5135(86,72°)
	Espalhamento Azimuth(rad)	0,1168(6,69°)	0,2164(13,40°)	0,2916(16,71°)	0,1319(7,56°)	0,2636(15,1°)	0,1917(10,98°)	0,138(7,91°)	0,4716(27,02°)	0,303(17,36°)	0,3744(21,45°)	0,2931(16,79°)	0,0924(5,29°)	0,219(12,55°)	0,2137(12,24°)	0,2113(12,1°)
k=2	Atraso Médio(ns)	188,47	198,51	172,67	204,88	227,66	236,47	260,65	238,1	260,54	141,04	138,7	155,76	186,52	71,476	189,63
	Espalhamento Atraso(ns)	25,294	31,956	0,46455	6,4176	0	13,99	0,7226	23,205	0,72906	6,73	7,6842	7,52	10,941	3,2362	0
	Azimuth Médio(rad)	-0,1268(-7,26°)	-2,8018(-160,53°)	-0,0906(-5,19°)	-3,0604(-175,35°)	2,9863(171,1°)	-1,3816(-79,16°)	-0,0306(-1,75°)	-1,3837(-79,28°)	0,0323(1,85°)	-0,1818(-10,42°)	-0,1163(6,66°)	-0,3555(-20,37°)	1,5707(89,99°)	-2,814(-161,23°)	-1,5192(-87,04°)
	Espalhamento Azimuth(rad)	0,1079(6,18°)	0,4244(24,32°)	0,0313(1,79°)	0,4767(27,31°)	0	0,1205(6,9°)	0,1378(7,89°)	0,3881(22,24°)	0,1325	0,1461(8,37°)	0,3749(21,48°)	0,2047(11,73°)	0,0395(2,26°)	0,2095(12°)	2,2204E-16(=0)
k=3	Atraso Médio(ns)	85,769	80,075	91,176	89,69	176,02	133,9	119,09	214,92	126,44	83,562	97,004	121,18	118,66	77,549	150,92
	Espalhamento Atraso(ns)	7,3876	5,0307	16,132	21,402	11,057	9,2312	17,553	0	15,953	7,4121	0	4,9079	13,472	6,6491	1,875
	Azimuth Médio(rad)	-3,0861(-176,82°)	-2,356(-134,99°)	2,9811(170,80°)	-1,5103(-86,53°)	-0,0464(-2,66°)	3,1182(178,66°)	-3,0777(-176,34°)	1,5571(89,21°)	-3,1231(-178,94°)	1,7208(98,59°)	-1,8011(-103,19)	0,1575(9,02°)	-1,5882(-90,99°)	-0,0797(-4,57°)	0,4372(25,05°)
	Espalhamento Azimuth(rad)	0,359(20,57°)	0,1516(8,69°)	0,3037(17,4°)	0,4086(23,41°)	0,3171(18,17°)	0,2259(12,94°)	0,1419(8,13°)	0	0,1964(11,25°)	0,2655(15,21°)	0	0,3703(21,26°)	0,1142(6,54°)	0,0901(5,16°)	0,3219(18,44°)
k=4	Atraso Médio(ns)	87,206	190,3	99,602	84,587	122,26	189,12	71,433	172,65	79,4	147,84	36,554	170,66	74,453	160,06	87,107
	Espalhamento Atraso(ns)	13,327	0	12,076	15,445	9,2144	13,282	5,4585	21,798	12,572	4,5578	10,421	0	8,4925	9,3673	14,871
	Azimuth Médio(rad)	0,2634(15,09°)	0,1551(8,89°)	-1,4259(-81,70°)	0,523(29,97°)	-2,7238(-156,06°)	0,5877(33,67°)	-3,0234(-173,22°)	-1,5073(-86,36°)	-3,1178(-178,64°)	3,1253(179,07°)	-1,641(-94,02°)	-2,9081(-166,62°)	-1,4818(-84,9°)	-2,7851(-159,57°)	-1,5287(-87,59°)
	Espalhamento Azimuth(rad)	0,2455(14,07°)	0	0,3207(18,37°)	0,1564(8,96°)	0,3216(18,43°)	0,2425(13,89°)	0,0999(5,72°)	0,2487(14,25°)	0,1079(6,18°)	0,0498(2,85°)	0,4676(26,79°)	0	0,1449(8,3°)	0,0332(1,9°)	0,1603(9,18°)
k=5	Atraso Médio(ns)	104,7	85,44			115,74	129,84	174,76	93,049	149,72	49,695	70,426	89,666	75,237	120,23	189,7
	Espalhamento Atraso(ns)	12,959	13,698			12,465	18,829	29,776	12,474	23,073	9,6461	9,4261	7,31	5,9528	10,324	0
	Azimuth Médio(rad)	-1,2516(-71,71°)	0,5503(31,53°)			0,3309(18,96°)	-1,6018(-91,77°)	0,9945(56,98°)	-0,6899(-39,53°)	-0,812(-46,52°)	-0,5253(-30,1°)	1,7466(100,07°)	2,0563(-117,82°)	-2,4862(-142,45°)	0,3993(22,88°)	0,4143(23,74°)
	Espalhamento Azimuth(rad)	0,0233(1,33°)	0,2197(15,59°)			0,4361(24,99°)	0,2113(12,11°)	0,1953(11,19°)	0,4506(25,82°)	0,3523(20,18°)	0,459(26,3°)	0,1776(10,18°)	0,0946(5,42°)	0,1899(10,88°)	0,6522(37,37°)	0
k=6	Atraso Médio(ns)					160,32	148,78	95,705	124,7	166,4	104,62	148,79	87,826	152,82	82,984	159,19
	Espalhamento Atraso(ns)					10,039	11,155	21,674	13,108	14,051	7,7623	0,46209	9,5487	2,3382	7,5943	7,0177
	Azimuth Médio(rad)					2,8764(164,81°)	1,0954(62,76°)	-0,6904(-39,56°)	1,6539(94,76°)	0,1759(10,08°)	-0,006(-0,34°)	-2,697(-154,53°)	-0,346(-19,82°)	0,5273(30,21°)	-2,0617(-118,13°)	2,8779(164,89°)
	Espalhamento Azimuth(rad)					0,3089(17,7°)	0,1826(10,46°)	0,2359(13,52°)	0,1438(8,24°)	0,2153(12,34°)	0,1072(6,14°)	0,1053(6,03°)	0,2412(13,82°)	0,1244(7,13°)	0,2234(12,8°)	0,4115(23,58°)
k=7	Atraso Médio(ns)						111,78	169,52		219,19			84,569	118,51	84,197	74,881
	Espalhamento Atraso(ns)							15,69	15,35		6,3751		10,225	15,262	5,9496	6,4231
	Azimuth Médio(rad)							2,0236(115,94°)	-0,123(-7,45°)		0,9077(52,01°)		3,1191(178,71°)	1,5907(91,14°)	2,8616(163,96°)	2,8409(162,77°)
	Espalhamento Azimuth(rad)							0,1796(10,29°)	0,273(15,64°)		0,0022(0,13°)		0,3878(22,22°)	0,2033(11,65°)	0,2934(16,81°)	0,1565(8,97°)

Tabela 3 - Ensaios realizados e respectivos parâmetros calculados para o cenário DETI-RCH.



Ensaio	1	1a_reverse	1c	1c_reverse	2	2_reverse	3	3_reverse	3a	4	4_reverse	5	5_reverse	5a	5a_reverse	
k=1	p	-2,4353e8 -65,677	-1,5298e8 -75,42	-2,4021e8 -64,2417	-2,6360e8 -63,4242	-4,5503e7 -87,8638	-2,6852e8 -60,2377	6,6673e6 -99,4349	-7,4035e7 -93,9465	-7,0567e7 -94,0996	-3,2525e8 -73,7286	-4,0811e8 -73,5422	-2,8776e8 -73,7409	-2,4997e7 -92,6809	-2,6949e8 -58,3198	-1,0253e7 -104,1789
	R	-0,6171	-0,512	-0,5158	-0,5858	-0,1823	-0,4065	0,0343	-0,3536	-0,2763	-0,5728	-0,4421	-0,4292	-0,0694	-0,6873	-0,03
k=2	p	-1,8318e7 -90,1197	-7,2544e7 -86,2318	-3,3208e8 -30,8274	-3,1244e8 -34,6867	0 -102,5904	-7,3894e7 -86,0840	-1,1477e9 194,1670	-1,5848e7 -101,8203	-1,7003e9 337,4544	-2,4578e8 -64,7583	-5,6575e7 -95,451	-2,2708e8 -64,3008	1,8064e8 -137,1273	-2,5065e8 -84,0609	0 -109,7751
	R	-0,2931	-0,9989	**	**	*	**	**	-0,171	**	-0,6532	-0,3183	-0,6886	0,9237	-0,3833	*
k=3	p	-2,4620e8 -65,9371	-5,0405e8 -54,9324	-9,9368e7 -77,9015	-8,0541e7 -88,4764	-1,4781e8 -69,8463	-1,1378e8 -84,5875	-1,1693e8 -87,3434	0 -108,0737	-1,0952e8 -88,8499	2,2776e8 -114,5235	0 -97,1695	9,5015e7 -116,7509	-3,9072e7 -93,074	-1,7482e8 -95,4647	-4,6993e8 -34,3245
	R	-0,9472	-0,7819	-0,5994	-0,8827	-0,4759	-0,8749	-0,7326	*	-0,6841	0,4641	*	0,2726	-0,1852	-0,2175	-0,2794
k=4	p	-1,1024e8 -76,9435	0 -99,2275	-1,5678e8 -71,7382	-7,7429e7 -78,8452	2,2834e8 -120,8339	1,1015e7 -99,5515	-5,3758e8 -56,7954	3,9802e7 -107,9273	-1,0968e8 -88,5213	4,1236e8 -162,775	-1,8167e8 -93,2217	0 -104,5535	-1,1058e8 -89,5102	1,6296e8 -135,6886	2,2802e6 -106,9729
	R	-0,4478	*	**	-0,5082	0,5709	0,0497	-0,9481	0,36	-0,6282	**	-0,4032	*	-0,3003	0,5385	0,0098
k=5	p	-1,2531e6 -90,6712	-1,0193e8 -79,8912			2,2367e7 -96,3664	-5,5346e7 -90,2389	-2,0713e7 -103,3788	-1,4299e7 -99,8531	-4,1313e7 -100,7292	-1,5390e8 -89,2155	5,8045e7 -97,7266	-2,1505e8 -78,3272	-2,8983e8 -83,7915	1,2622e8 -133,2756	0 -111,0808
	R	-0,0071	-0,3243			0,0872	-0,4609	-0,2121	-0,0571	-0,1547	-0,3557	0,2108	-0,7395	-0,7617	0,3702	*
k=6	p					-3,2030e7 -91,5115	-8,1188e7 -82,4768	-5,7010e7 -96,9582	-1,5964e8 -85,1785	-8,71e7 -88,5191	1,0571e7 -104,3137	1,5706e9 -333,9055	-1,2542e8 -91,1617	1,5463e9 -340,7137	5,0294e7 -113,3784	-4,9022e7 -106,4733
	R					-0,1757	-0,2343	-0,5314	-0,9992	-0,5454	**	**	-0,409	0,8706	0,0719	-0,0575
k=7	p						-4,0348e7 -89,2436	-4,5804e7 -96,1048		-7,5732e7 -93,1774			-3,2221e7 -95,9564	1,8312e7 -101,5463	-3,6232e8 -75,4515	-2,2758e8 -102,8204
	R						-0,1528	-0,2411		**			-0,0707	0,1055	-0,5822	-0,8795

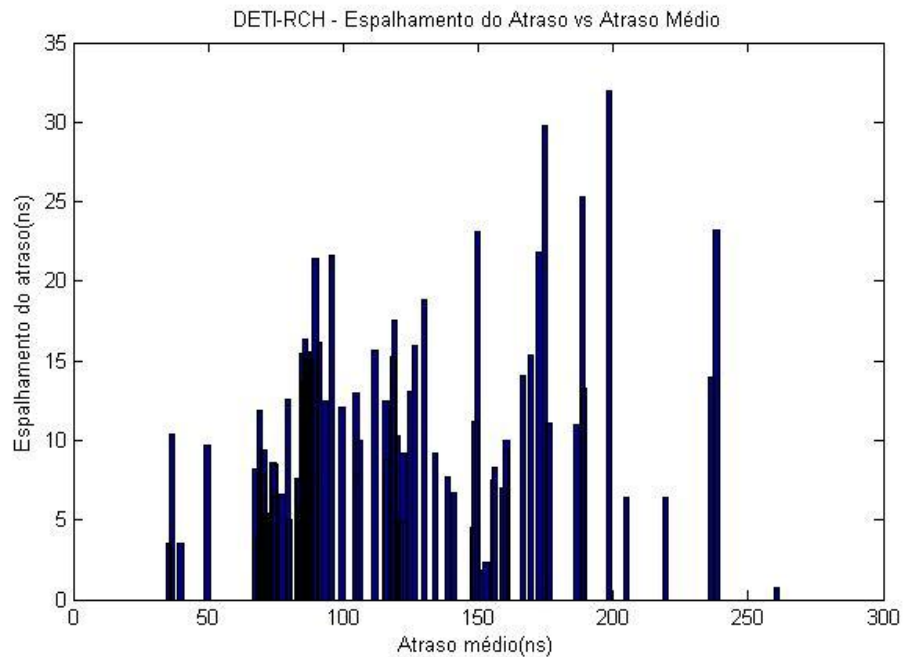
**Tabela 4 - Parâmetros calculados através das funções polyfit e respectivo coeficiente de correlação para o cenário DETI-RCH.**

Nota:

\* corresponde a clusters compostos apenas por uma componente.

\*\* corresponde a clusters compostos por duas componentes

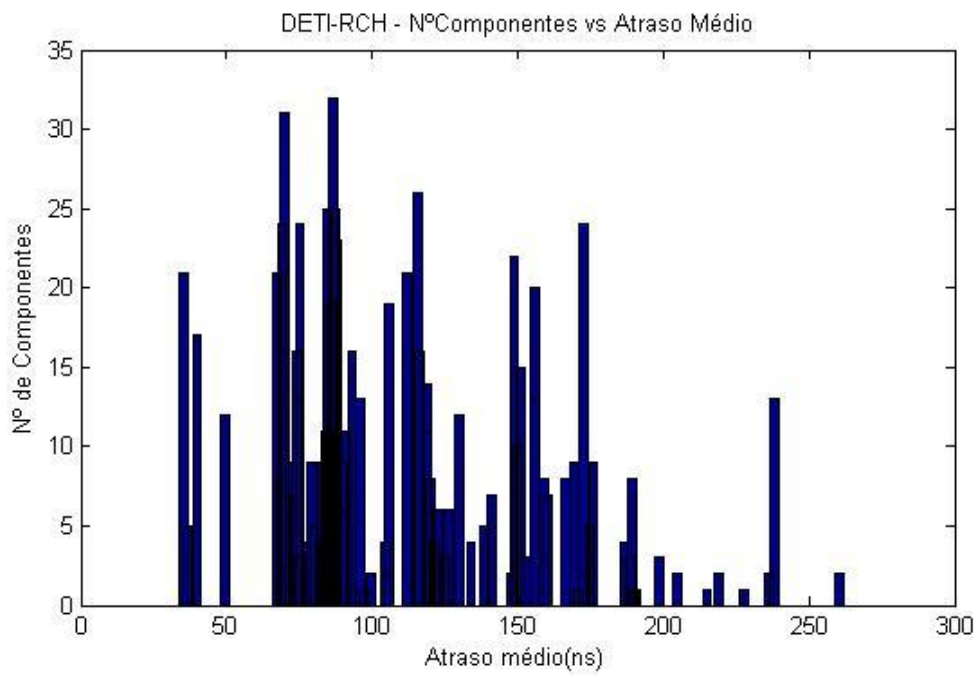
Tendo em conta os valores apresentados na Tabela 3 e na Tabela 4 foram criados alguns gráficos de barras, semelhantes aos anteriores mas relativos ao cenário *DETI-RCH*, apresentados em seguida.



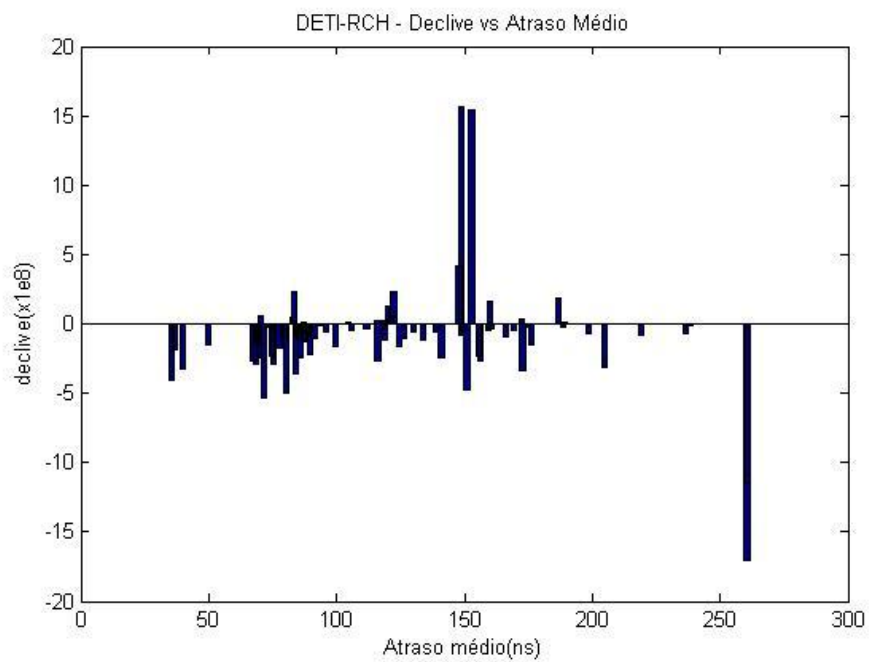
**Fig.5-16 – Gráfico do Espalhamento do Atraso vs Atraso Médio de todos os clusters.**

Tal como foi referido anteriormente, no cenário *DETI-RCH* a presença de mais componentes multipercurso é bastante evidente. Através da Fig.5-16 confirma-se que o valor do espalhamento do atraso aumenta à medida que os clusters se dispersam, ou seja, à medida que o valor do atraso aumenta.

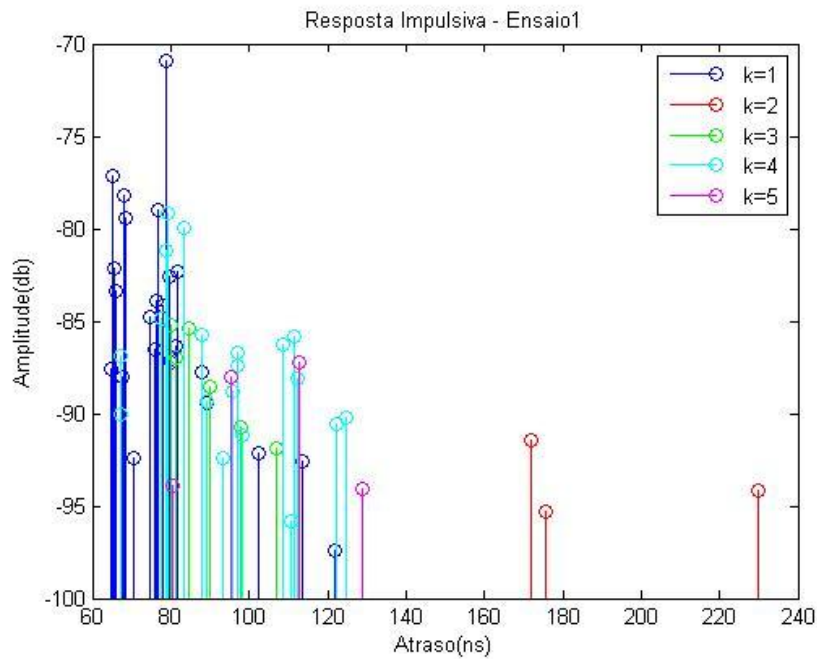
Em seguida é apresentado o gráfico relativo ao número de componentes em relação ao atraso médio, o gráfico correspondente ao declive em relação ao atraso médio bem como o gráfico da resposta impulsiva do ensaio 1.



**Fig.5-17 – Gráfico do Nº de Componentes vs Atraso Médio de todos os clusters.**

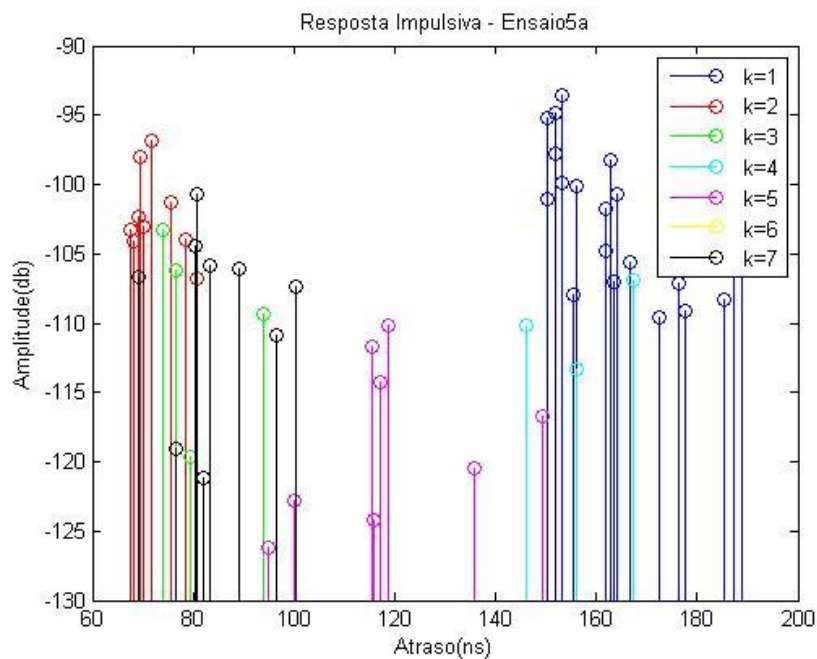


**Fig.5-18 – Gráfico do Declive vs Atraso Médio de todos os clusters.**



**Fig.5-19 – Resposta impulsiva medida no Ensaio 1 do cenário DETI-RCH.**

Em relação aos últimos 3 gráficos, estes são bastante semelhantes aos representados nas Fig.5-12, Fig.5-13 e Fig.5-15 com a diferença do número de componentes presentes no cenário ser maior, podendo retirar-se as mesmas conclusões. Em seguida é apresentado o gráfico da resposta impulsiva relativa ao ensaio 5a, sendo o único onde o primeiro cluster não é o que tem menor atraso.



**Fig.5-20 – Resposta impulsiva medida no Ensaio5a do cenário DETI-RCH.**

No gráfico da Fig.5-20 verifica-se que apesar do primeiro *cluster* ser aquele que contém a componente com maior potência, é o mais atrasado. Este facto é justificado pela inexistência de uma componente *LOS* no ensaio 5a do cenário *DETI-RCH*, tal como mostra a Fig.5-2.



## 6. Conclusões

Devido ao desenvolvimento das tecnologias de comunicação móveis existentes tem-se assistido a um aumento crescente na procura de serviços que exigem elevadas taxas de informação, saturando assim o canal de propagação. Deste modo é imperativo o desenvolvimento de técnicas de estimação dos parâmetros do canal que permitem uma exploração mais efectiva do canal rádio. A utilização de sistemas que contêm um agregado de antenas tanto no receptor como no emissor, tecnologia *MIMO*, permite um aumento da capacidade essencial para combater a saturação do canal devido aos novos serviços multimédia que surgem no mercado das comunicações móveis.

A estimação dos parâmetros das ondas recebidas, sendo um dos aspectos essenciais deste trabalho, foi possível através da utilização de um algoritmo de elevada resolução, mais concretamente o algoritmo *SAGE*. Através da estimação dos parâmetros, foi possível criar rotinas que possibilitam a visualização gráfica quer da resposta impulsiva medida como das estimativas do *SAGE*, assim como dos parâmetros calculados e do *clustering*.

Após a análise do *clustering*, o trabalho incidiu sobre o estudo estatístico dos *clusters* através da análise do atraso médio, espalhamento do atraso, azimute médio e espalhamento do azimute. Com recurso à análise gráfica, é possível verificar que à medida que o atraso aumenta, as componentes multipercurso ficam mais dispersas, tornando o espalhamento do atraso maior. Outra conclusão directa que se retira do trabalho é que o número de componentes dos *clusters* diminui à medida que o atraso aumenta o que está relacionado também com a dificuldade do algoritmo *SAGE* em recuperar componentes *multipath* com atrasos elevados e amplitudes mais reduzidas sendo que as componentes mais atrasadas também têm amplitudes reduzidas (mais distância percorrida e mais interacções).

No que diz respeito à dependência do número do componentes relativamente ao espalhamento do atraso, recorrendo apenas à observação gráfica, e sem aplicar outras ferramentas analíticas mais elaboradas, não se pode retirar nenhuma relação directa. Através da análise da resposta impulsiva medida em cada ensaio verifica-se o esperado decaimento da amplitude das componentes multipercurso devido ao aumento da distância percorrida e possivelmente a um maior número de interacções no cenário.

Seria conveniente estender este estudo a uma base de dados bem maior do que aqui estudada pois não existe uma amostra suficientemente grande para obter dados conclusivos. É recomendável analisar individualmente alguns casos pois correspondem a situações particulares (poucos raios normalmente) que produzem resultados pouco fiáveis.

Em relação ao trabalho a desenvolver futuramente, seria interessante fazer uma análise mais intensiva aos resultados quando temos as medidas dos ensaios e o seu reverso. Isto seria importante para identificar os *clusters* vistos de um e de outro extremo do sistema de comunicações. As não correspondências eventualmente correspondem a interacções de 2ª ordem. Seria também bastante interessante alterar o hardware do sistema de medidas para se proceder de uma forma mais simplificada à sondagem do canal *MIMO* e que possa aportar dados experimentais de uma forma mais agilizada.



# Referências

ALAMOUTI, S. M. - A simple transmit diversity technique for wireless communications. IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS. ISSN 0733-8716. Vol. 16, n.º 8 (1998), p. 1451-1458.

ALMEIDA, NUNO BALULA DE - Estudo de Modelos de Canal para Sistemas MIMO. Aveiro: Universidade de Aveiro, 2008. 91 f. Tese de Mestrado: Engenharia Electrónica e Telecomunicações.

ALMERS, P. - Survey of channel and radio propagation models for wireless MIMO systems. EURASIP JOURNAL ON WIRELESS COMMUNICATIONS AND NETWORKING. ISSN 1687-1499. (2007).

ANNAVAJALA, R.; MILSTEIN, L. B. - Performance analysis of linear diversity-combining schemes on Rayleigh fading channels with binary signaling and Gaussian weighting errors. Wireless Communications, IEEE Transactions on. ISSN 1536-1276. Vol. 4, n.º 5 (2005), p. 2267-2278.

European Comission Cost Action 231. Digital Mobile Radio Towards Future Generation Systems -. 1999. ISBN 92-828-5416-7.

FESSLER, J. A.; HERO, A. O. - Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm. Signal Processing, IEEE Transactions on. ISSN 1053-587X. Vol. 42, n.º 10 (1994), p. 2664-2677.

FONTÁN, FERNANDO PÉREZ - Modeling the wireless propagation channel : a simulation approach with Matlab. Chichester: John Wiley, 2008. ISBN 978-0-470-72785-0 (HB).

FOSCHINI, G. J.; GANS, M. J. - On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas. Wireless Personal Communications. Vol. 6, n.º 3 (1998).

FOSCHINI, GERARD J. - Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. Bell Labs Technical Journal. ISSN 10897089. Vol. 1, n.º 2 (1996), p. 41-59.

GARCÍA, MAURA OUTEIRAL - Caracterização direccional do canal rádio. 2009.

GESBERT, D. - From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems. IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS. ISSN 0733-8716. Vol. 21, n.º 3 (2003), p. 281-302.

HATA, M. - Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services. Vehicular Technology, IEEE Transactions on. ISSN 0018-9545. Vol. 29, n.º 3 (1980), p. 317-325.

JAIN, ANIL K.; DUBES, RICHARD C. - Algorithms for clustering data. Prentice-Hall, Inc., 1988. ISBN 0-13-022278-X.

KRZYSZTOF, KRYSZCZUK; PAUL, HURLEY - Estimation of the Number of Clusters Using Multiple Clustering Validity Indices. Lecture Notes in Computer Science. Vol. 5997.

LIZHONG, ZHENG; TSE, DAVID N. C. - Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels. IEEE Transactions on Information Theory. ISSN 00189448. Vol. 49, n.º 5 (2003), p. 1073.

- MARTA, V. MODENESI [et al.] - Parallel Fuzzy c-Means Cluster Analysis. Lecture Notes in Computer Science. Vol. 4395 (2006).
- OKUMURA, Y. - FIELD STRENGTH AND ITS VARIABILITY IN VHF AND UHF LAND-MOBILE RADIO SERVICE. REVIEW OF THE ELECTRICAL COMMUNICATIONS LABORATORIES. ISSN 0029-067X. Vol. 16, n.º 9-10 (1968), p. 825-&.
- PRABHU, G. S.; SHANKAR, P. M. - Simulation of flat fading using MATLAB for classroom instruction. Education, IEEE Transactions on. ISSN 0018-9359. Vol. 45, n.º 1 (2002), p. 19-25.
- RAPPAPORT, THEODORE S. - Wireless communications principles and practice Upper Saddle River (NJ): Prentice Hall 1995. ISBN 0-13-375536-3.
- SHANNON, C. E. - A MATHEMATICAL THEORY OF COMMUNICATION. BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL. ISSN 0005-8580. Vol. 27, n.º 3 (1948), p. 379-423.
- TAROKH, VAHID; JAFARKHANI, HAMID - Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs. IEEE Transactions on Information Theory. ISSN 00189448. Vol. 45, n.º 5 (1999), p. 1456.
- TAROKH, VAHID; SESHADRI, NAMBI; CALDERBANK, A. R. - Space-time codes for high data rate wireless communication. IEEE Transactions on Information Theory. ISSN 00189448. Vol. 44, n.º 2 (1998), p. 744.
- VAN VEEN, B. D.; BUCKLEY, K. M. - Beamforming: a versatile approach to spatial filtering. ASSP Magazine, IEEE. ISSN 0740-7467. Vol. 5, n.º 2 (1988), p. 4-24.
- VIEIRA, ROBSON DOMINGOS - Medidas Do Canal MIMO INDOOR: Análise da Capacidade e dos Parâmetros do Canal. Rio de Janeiro: PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO DE JANEIRO - PUC-RIO, 2006.
- WALLACE, JON W.; JENSEN, MICHAEL A. - Modeling the Indoor MIMO Wireless Channel. IEEE Transactions on Antennas & Propagation. ISSN 0018926X. Vol. 50, n.º 5 (2002), p. 591.
- WEICHSELBERGER, W. [et al.] - A stochastic MIMO channel model with joint correlation of both link ends. Wireless Communications, IEEE Transactions on. ISSN 1536-1276. Vol. 5, n.º 1 (2006), p. 90-100.
- WOLNIANSKY, P. W. [et al.] - V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on. ISSN 0-7803-4900-8. (1998), p. 295-300.
- WWW.MEDAV.DE - [em linha]. [Consult. Disponível em WWW:<URL:www.medav.de/rusk\_mimo.html?&L=2>].
- XU, YUN; BRERETON, RICHARD G. - A comparative study of cluster validation indices applied to genotyping data. Chemometrics and Intelligent Laboratory Systems. ISSN 0169-7439. Vol. 78, n.º 1-2 (2005), p. 30-40.
- YU, K. - Models for MIMO propagation channels: a review. WIRELESS COMMUNICATIONS & MOBILE COMPUTING. ISSN 1530-8669. Vol. 2, n.º 7 (2002), p. 653-666.
- ZWICK, T. [et al.] - A stochastic spatial channel model based on wave-propagation modeling. Selected Areas in Communications, IEEE Journal on. ISSN 0733-8716. Vol. 18, n.º 1 (2000), p. 6-15.