



**DEPARTAMENTO DE CIÊNCIAS E TECNOLOGIAS**  
**MESTRADO EM ENGENHARIA INFORMÁTICA E DE TELECOMUNICAÇÕES**  
**UNIVERSIDADE AUTÓNOMA DE LISBOA**  
**“LUÍS DE CAMÕES”**

**ANÁLISE DE UM SISTEMA MIMO-OFDM NO AMBIENTE**  
**CATHLAB**

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Informática e de  
Telecomunicações

Autor: Dúlcio André Dias Abraão

Orientador: Professor Doutor João Francisco Martinho Lêdo Guerreiro

Co-orientador: Professor Doutor Mário Pedro Guerreiro Marques da Silva

Número do candidato: 30003597

**Setembro de 2020**

**Lisboa**



## **Dedicatória**

Dedico esta dissertação à minha amada esposa, companheira e amiga Joana Karina de Carvalho Fortunato Abraão, pelo seu apoio em todos os momentos, força, incentivo e luta para a concretização deste ciclo. Também dedico aos meus filhos Fernanda Abraão e David Abraão.

“Assim, aquele que julga estar firme, cuide-se para que não caia!” (1 Coríntios 10:12)

## **Agradecimentos**

A Deus Todo Poderoso criador do céu e da terra, por ter iluminado a minha mente, pois sem Ele nada disso seria possível. Aos meus pais, Filipe Celestina Abraão e Maria Fernanda Antero Dias, por todo apoio incondicional dado em todo meu percurso acadêmico. Não poderia deixar de agradecer a minha esposa Joana Abraão, por ter estado ao meu lado em todos os momentos. Agradeço também ao meu orientador Professor Doutor João Francisco Martinho Lêdo Guerreiro, pela disponibilidade total dada, não poupando esforços no suporte e ensinamentos ao longo de todo o mestrado e de igual modo ao Professor Doutor Mário Marques da Silva pela oportunidade de desenvolver-me academicamente e por todo incentivo durante a minha jornada na UAL. A todos os professores do Departamento de Ciências e Tecnologias também o meu muito obrigado.

Quero agradecer também a toda minha família, amigos e todos aqueles que de forma direta ou indireta contribuíram para a realização deste trabalho.

## Resumo

As comunicações sem fios têm sofrido uma enorme evolução nos últimos anos, devido não só ao aumento do número de utilizadores ativos como também devido às exigências das novas aplicações de multimédia. Além das aplicações tradicionais, as comunicações sem fios têm sido usadas noutras áreas, como a indústria, a agricultura e a medicina. O cenário desta dissertação é um laboratório médico denominado “CathLab” onde se pretende utilizar as redes sem fios, tendo como base o novo padrão IEEE 802.11ax, para realizar exames médicos com cateteres. Isto permite simplificar a operação do médico, através da redução da cablagem presente na maca.

Nesta dissertação pretende-se estudar o ambiente de propagação do cenário “CathLab” e verificar se as técnicas *multiple input multiple output-orthogonal frequency division multiplexing* (MIMO-OFDM), conseguem dar resposta aos requisitos de elevados débitos binários pretendidos nas técnicas médicas modernas. Nesse contexto, o trabalho desenvolvido passará pela criação de um modelo de canal, baseado em técnicas de *ray-tracing*, que permitirá estudar ao pormenor o desempenho das técnicas IEEE 802.11ax. É feita uma análise do desempenho dos sistemas MIMO-OFDM, para diferentes cenários de propagação (*Rayleigh* e CathLab) e para diferentes configurações do sistema.

**Palavras-chave:** Comunicação sem fios; Propagação, MIMO; OFDM.

## **Abstract**

Wireless communications have undergone an enormous evolution in recent years, due not only to the increase in the number of active users but also due to the demands of new multimedia applications. In addition to traditional applications, wireless communications have been used in other areas, such as industry, agriculture and medicine. The scenario of this dissertation is a medical laboratory called “CathLab” where it is intended to use wireless networks, based on the new IEEE 802.11ax standard, to perform medical examinations with catheters. This makes it possible to simplify the doctor's operation by reducing the wiring present on the stretcher.

In this dissertation, it is intended to study the propagation environment of the “CathLab” scenario and to verify if the multiple input multiple output-orthogonal frequency division multiplexing (MIMO-OFDM) techniques, can meet the requirements of high binary rates desired in modern medical techniques. In this context, the work developed will involve the creation of a channel model, based on ray-tracing techniques, which will allow studying in detail the performance of IEEE 802.11ax techniques. An analysis of the performance of MIMO-OFDM systems is made, for different propagation scenarios (Rayleigh and CathLab) and different system configurations.

**Keywords:** Wireless communication; Propagation; MIMO; OFDM.

# Índice

<b>Dedicatória.....</b>	<b>3</b>
<b>Agradecimentos .....</b>	<b>4</b>
<b>Resumo .....</b>	<b>5</b>
<b>Abstract.....</b>	<b>6</b>
<b>Índice .....</b>	<b>7</b>
<b>Lista de Tabelas.....</b>	<b>9</b>
<b>Lista de Figuras .....</b>	<b>10</b>
<b>Lista de Abreviaturas .....</b>	<b>12</b>
<b>Lista de Siglas e Acrónimos.....</b>	<b>13</b>
<b>Lista de Símbolos.....</b>	<b>15</b>
<b>1 Introdução.....</b>	<b>16</b>
1.1 Objetivos da dissertação .....	18
1.1.1 Objetivo Principal .....	18
1.1.2 Objetivos específicos .....	18
1.2 Organização da dissertação .....	19
<b>2 Caracterização das comunicações sem fios.....</b>	<b>20</b>
2.1 Questões de Propagação .....	20
2.2 Modulação Digital .....	24
2.3 <i>Fading</i> e Multi-percurso .....	26
<b>3 Sistemas MIMO-OFDM .....</b>	<b>35</b>
3.1 Sistemas MIMO.....	35
3.1.1 Capacidade de um sistema MIMO.....	37
3.1.2 Capacidade Ergódica .....	38
3.1.3 Multiplexagem Espacial.....	39
3.2 Sistemas OFDM .....	40

3.2.1	Geração de sinal por meio de IFFT/FFT.....	42
3.3	Sistemas MIMO-OFDM.....	46
3.4	IEEE 802.11ax.....	46
3.5	Modelação do canal CathLab .....	47
<b>4</b>	<b>Capacidade de um sistema MIMO-OFDM no CathLab.....</b>	<b>58</b>
4.1	Capacidade do canal .....	59
4.2	Resultados de Simulações .....	60
<b>5</b>	<b>Conclusões.....</b>	<b>68</b>
<b>6</b>	<b>Trabalho futuro.....</b>	<b>70</b>
	<b>Bibliografia .....</b>	<b>71</b>
	<b>Apêndice - Código Matlab.....</b>	<b>76</b>



## **Lista de Tabelas**

Tabela 1 - Taxas teóricas alcançáveis por fluxo espacial considerando diferentes valores de MCS e B. .... 49

## Lista de Figuras

Figura 1 - Dispositivos e cabos ao redor da maca onde se realizam as operações no CathLab. ....	18
Figura 2 - Onda periódica no tempo e no espaço. ....	20
Figura 3 - Espectro eletromagnético. ....	21
Figura 4 - Efeitos de reflexão. ....	22
Figura 5 - Efeitos de difração. ....	22
Figura 6 - Efeitos da dispersão. ....	23
Figura 7 - Esquemas de modulações digitais (ASK, FSK e PSK). ....	25
Figura 8 - Constelação QAM. ....	25
Figura 9 - Manifestações do desvanecimento. ....	27
Figura 10 - Resposta impulsive de um canal multipercurso variante no tempo. ....	28
Figura 11 - Exemplo da PDP de um canal multipercurso ....	28
Figura 12 - Relação entre $B_c$ e $B_s$ . ....	30
Figura 13 - Função Densidade de Probabilidade de uma Distribuição Rayleigh ( $\sigma=1$ ). ....	32
Figura 14 - Distribuição Rice. ....	33
Figura 15 - Sistema MIMO. ....	35
Figura 16 - Canal MIMO. ....	36
Figura 17 - Capacidade do canal versus SNR para um sistema SISO e duas configurações MIMO. ....	38
Figura 18 - Múltiplas portadoras ortogonais de um sinal OFDM. ....	41
Figura 19 - Poupança espectral associada ao uso do OFDM. ....	41
Figura 20 - Símbolos OFDM e a ocorrência da ISI. ....	43
Figura 21 - Efeitos de desvanecimento plano no sistema de portadora única. ....	43
Figura 22 - Efeitos de desvanecimento plano num sistema multiportadora. ....	44
Figura 23 - Símbolos com a colocação de banda guarda. ....	44
Figura 24 - Símbolos enviados livres de ISI. ....	45
Figura 25 - Diagrama de um sistema OFDM gerado por meio de IFFT/FFT. ....	45
Figura 26 - Estrutura básica MIMO-OFDM. ....	46
Figura 27 - Exemplo de um laboratório de imagens médicas (CathLab). ....	48
Figura 28 - Vista superior do CathLab: dimensões da sala e da maca. ....	50
Figura 29 - Diferentes cenários do CathLab, considerando um sistema MIMO 4x4 e diferentes valores de $d_{N_R N_T}$ . ....	51
Figura 30 - Exemplo do método de imagens aplicado ao ambiente CathLab considerando um sistema MIMO com $N_R = N_T = 2$ . ....	52
Figura 31 - Contorno da potência recebida ao longo da sala considerando um sistema SISO (ou seja, $N_R = N_T = 1$ ). ....	54
Figura 32 - Contorno da potência recebida ao longo da sala considerando um sistema SISO sem a componente LoS. ....	54
Figura 33 - Conjunto de CIRs entre o par de antenas (1,1), considerando um sistema MIMO com $N_R = N_T = 4$ e $d_{N_R N_T} = 0,6m$ . ....	56

Figura 34 - CCDF do RMS delay spread considerando diferentes distâncias entre o transmissor e o recetor.....	57
Figura 35 - Capacidade ergódica do sistema considerando diferentes canais e um sistema SISO-OFDM.....	61
Figura 36 - Capacidade ergódica do sistema para canais Rayleigh e CathLab, considerando sistemas MIMO com tamanhos diferentes.....	62
Figura 37 - Espaçamento entre antenas para canais Rayleigh $N_R = N_T = 4$ .....	63
Figura 38 - Espaçamento entre antenas para canais Cathlab $N_R = N_T = 4$ .....	64
Figura 39 - Capacidade ergódica do sistema com canais Rayleigh e CathLab considerando diferentes valores de $d_{N_R}$ .....	65
Figura 40 - Capacidade ergódica de um sistema MIMO-OFDM 8 X 8 considerando canais CathLab com componente fading NLoS. ....	66
Figura 41 - Capacidade ergódica de um sistema MIMO-OFDM 8 X 8 considerando canais CathLab com fator de fase aleatório. ....	67
Figura 42 - Resumo da Capacidade ergódica de um sistema MIMO-OFDM 8 X 8 considerando canais CathLab e Rayleigh .....	67

## Lista de Abreviaturas

CathLab	Catheter Laboratory
MATLAB	Matrix Laboratory
Ref	Referência
STA	Station
WiFi	Wireless Fidelity

## Lista de Siglas e Acrónimos

2-D	Two-Dimensional
AP	Access Point
ASK	Amplitude-Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
CCDF	Complementary Cumulative Distribution Function
CIR	Channel Impulse Response
CP	Cyclic Prefix
DAC	Digital to Analog Converter
dB	Decibel
DFT	Discrete Fourier Transform
FDM	Frequency Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FSK	Frequency-Shift Keying
Gbps	Gigabit por segundo
GHz	Giga Hertz
i.i.d.	Independent and Identically Distributed
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISI	Inter Symbol Interference
IVUS	Intra-Vascular Ultra-Sound
LoS	Line of Sight
m	Metro
Mbps	Megabit por segundo
MCS	Modulation and Coding Scheme
MHz	Mega Hertz
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MMSE	Minimum Mean Square Error
ms	Milissegundo

ns	Nano segundo
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
P/S	Paralelo/Série
PDP	Power Delay Profile
PIM	Patient Interface Module
PSK	Phase-Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
RF	Rádio-Frequência
RMS	Root Mean Square
RUs	Resource Units
RX	Recetor
S/P	Série/Paralelo
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SVD	Singular Value Decomposition
TX	Transmissor
V-BLAST	Vertical Bell Labs Layered Space-Time
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero Forcing

## Lista de Símbolos

$\lambda$	Comprimento de onda
$c$	Velocidade da luz no vácuo
$f$	Frequência do sinal
$A(t)$	Amplitude da senoide
$\varphi(t)$	Fase da senoide
$f_c$	Frequência da portadora
$\alpha$	Amplitude de cada componente multi-percurso
$\tau$	Atraso de cada componente multi-percurso
$\sigma_\tau$	Delay spread
$N_T$	Número de antenas de transmissão
$N_R$	Número de antenas de recepção
$\bar{\tau}$	Atraso médio
$\overline{\tau^2}$	Atraso quadrático médio
$T_s$	Tempo de símbolo
$f_d$	Doppler spread
$T_0$	Tempo de coerência
$\sigma^2$	Variância
$I_0$	Função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero
$k$	Fator de Rice
$N$	Potência do ruído
$\rho$	Relação sinal ruído

# 1 Introdução

As comunicações sem fios têm sofrido uma enorme evolução nos últimos anos, devido não só ao aumento do número de utilizadores ativos como também às exigências das novas aplicações em diversas áreas. Na área da saúde, a utilização das comunicações sem fios começa a ter um papel fulcral, nomeadamente no que toca ao auxílio às técnicas de diagnóstico. Um exemplo dessa evolução observada atualmente são os procedimentos de imagem do cateter, que permitem transferir uma imagem de alta resolução com baixa latência para um recetor externo, utilizando técnicas de ultra-som intra-vascular (em inglês *intra-vascular ultra-sound*) (IVUS) [1]. Estas evoluções trazem vantagens relativamente às soluções que envolvem comunicações com fios, visto que estas podem complicar a tarefa do médico (figura 1) devido ao alto número de cabos em sua área de trabalho, o que pode até reduzir a qualidade e os resultados do procedimento, sem mencionar possíveis problemas de esterilização. Nesse contexto, o uso de comunicações sem fio seria muito preferível [2].

As comunicações sem fio são sempre desafiadoras principalmente em aplicações onde é necessário atingir taxas de dados muito elevadas como no caso do laboratório convencional de cateteres (denominado neste documento como CathLab). Para obter a qualidade de serviço necessária, os ritmos de dados necessários variam na ordem dos 300 Mbps a 1 Gbps. Além disso, tratando-se de uma aplicação médica de observação do doente, a latência não deve ser superior a 100 ms [3]. Teoricamente, esses requisitos rígidos de rádio podem ser obtidos com o recente padrão de comunicação de redes locais sem fios (*wireless local area network* (WLAN)) IEEE 802.11ax também conhecido como WiFi 6 (*Wireless Fidelity*) [4], que anuncia várias melhorias em termos ritmos de dados em relação ao seu antecessor, o chamado IEEE 802.11ac [5]. No entanto, mesmo no IEEE 802.11ax, estas taxas de dados só podem ser alcançáveis com a adoção de grandes larguras de banda e / ou com técnicas *multiple input multiple output* (MIMO) [6]. A utilização de técnicas MIMO em sistemas sem fios pode proporcionar melhorias consideráveis nas comunicações, visto que teoricamente possibilitam o aumento de débito e/ou ganhos de fiabilidade em função ao número de antenas no transmissor e recetor. Estes ganhos são obtidos à custa da exploração da dimensão espacial. Na verdade, é amplamente conhecido que o uso de esquemas MIMO pode levar a ganhos substanciais em termos de capacidade e / ou confiabilidade do sistema. No entanto, esses ganhos só ocorrem se o canal de propagação for rico em termos de componentes multi-percurso [7]. Para tirar proveito de todas as potencialidades MIMO, os canais MIMO devem ter um grande número de valores singulares relevantes [8]. Se este não for o caso, os ganhos MIMO alcançáveis podem estar bem



abaixo dos valores teóricos [9]. Nessas condições, a aplicação de técnicas MIMO deve ser considerada com cautela, uma vez que os ganhos adicionais podem não compensar o aumento da complexidade do hardware e o aumento substancial no processamento do sinal dos transceptores.

No entanto, para se avaliar os ganhos efetivos e analisar a viabilidade da implementação de um sistema MIMO, é necessário estudar o canal de propagação. Este estudo permite aferir se os ganhos teóricos do sistema MIMO, normalmente baseados em condições específicas dos meios de propagação, se observam num ambiente real.

Para avaliar a viabilidade das técnicas MIMO em aplicações médicas sem fio, apresentamos um modelo de canal de CathLab, que é obtido considerando as características de propagação do meio e usando técnicas de traçado de raios (*ray-tracing*). O referido modelo de propagação será combinado com um sistema de multiplexação por divisão de frequência ortogonal (*orthogonal frequency division multiplexing* (OFDM)) [10] tendo como base o padrão IEEE 802.11ax, sendo que se irá estudar a viabilidade da implementação destas técnicas no laboratório CathLab.

No laboratório CathLab, a sonda utilizada no doente terá um nó WiFi IEEE 802.11ax que irá comunicar com um *access point* (AP) para transmitir as imagens recolhidas. O novo padrão IEEE 802.11ax supera os maiores desafios da atualidade de redes WiFi, nomeadamente no que tange ao desempenho, aumentando a capacidade em até quatro vezes comparando ao seu antecessor e melhorando a eficiência espectral, beneficiando as bandas de 2,4 GHz e 5 GHz em vários ambientes [11].



Figura 1 - Dispositivos e cabos ao redor da maca onde se realizam as operações no CathLab.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [12]

## 1.1 Objetivos da dissertação

### 1.1.1 Objetivo Principal

Esta dissertação tem como objetivo a realização de um estudo sobre o meio de propagação do laboratório “Cathlab” e perceber até que ponto a utilização das técnicas MIMO pode ser viável para atingir o débito binário necessário para a aplicação médica do cateter sem fios.

### 1.1.2 Objetivos específicos

- ✓ Definição do modelo de canal do CathLab através de técnicas de *ray-tracing*;
- ✓ Realização de um estudo acerca das potencialidades dos sistemas MIMO-OFDM (que suporta o nível físico da norma IEEE 802.11ax). Este estudo envolve uma análise da capacidade do sistema no modelo de canal previamente obtido, bem como a sua comparação com canais de referência baseados no modelo de *Rayleigh*.

## 1.2 Organização da dissertação

Esta dissertação está organizada da seguinte forma:

No capítulo 2 é feita uma abordagem sobre a caracterização das comunicações sem fios, apresentando-se conceitos úteis para a compreensão de propagação de sinais, nomeadamente radiofrequência, espectro eletromagnético e os efeitos de propagação elementares que caracterizam as comunicações sem fios como a reflexão, difração e dispersão. Apresentam-se também conceitos como multi-percurso e *fading* (pequena e larga escala). É estudada a resposta impulsiva do canal e introduzem-se os parâmetros estatísticos de canais multi-percurso começando pelo *power delay profile* (PDP), juntamente com o *delay spread*, largura de banda de coerência, tempo de coerência e espalhamento de Doppler. Neste capítulo são ainda abordados os modelos de *fading* em pequena escala do tipo *Rice* e do tipo *Rayleigh*.

No capítulo 3 são apresentados os sistemas MIMO-OFDM. Primeiramente, faz-se uma introdução dos sistemas MIMO, abordando-se em concreto as suas potencialidades em termos de ganho de capacidade com ou sem informação do canal e a sua capacidade ergódica. São também introduzidos os sistemas OFDM, nomeadamente aspetos sobre a sua robustez aos efeitos do multi-percurso e sobre a sua geração digital através de operações *fast Fourier Transform* (FFT). Neste capítulo, são ainda apresentados os sistemas MIMO-OFDM, sendo que estes formam a base do nível físico da norma IEEE 802ax. Para finalizar, é feita a modelação do canal multi-percurso do ambiente Cathlab através de técnicas de *ray-tracing*, sendo a implementação do cenário feita em software MATLAB. Este modelo representa o cenário de propagação concreto do laboratório, tornando possível simular a comunicação e perceber os seus limites/desafios.

No Capítulo 4, analisa-se a capacidade de um sistema MIMO-OFDM a operar no CathLab apresentam-se um conjunto de simulações de Monte Carlo realizadas em MATLAB. Estas simulações têm em conta diferentes configurações do sistema/canal, permitindo uma comparação com a performance dos sistemas que operam em canais de referência *Rayleigh*.

Por fim, no capítulo 5, são apresentadas as principais conclusões deste trabalho de dissertação, e no capítulo 6 são apontadas algumas direções de trabalho futuro.

## 2 Caracterização das comunicações sem fios

### 2.1 Questões de Propagação

O sinal de radiofrequência (RF) é um sinal eletromagnético que se propaga num determinado meio e com uma determinada frequência do espectro eletromagnético. Existe uma relação fixa entre a frequência do sinal e o seu comprimento de onda. O comprimento de onda é dado pela distância percorrida pela onda num período de tempo igual ao período do sinal. Assim, esta relação é dada pela velocidade de propagação do sinal no meio em questão.

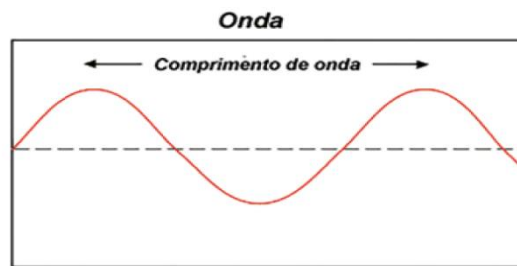


Figura 2 - Onda periódica no tempo e no espaço.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [13]

Esta relação é descrita pela equação:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1)$$

onde  $\lambda$  representa o comprimento de onda,  $c$  é a velocidade da luz no vácuo e  $f$  é a frequência do sinal.

No estabelecimento de uma ligação via radiofrequência, existe a propagação de ondas eletromagnéticas que se constituem como portadoras de rádio entre um ponto transmissor e o recetor. Estas ondas tem a função de transportar a energia em forma de sinais para um recetor. Os dados transmitidos são transportados na portadora e a este processo denominamos modulação, sendo os dados extraídos na receção através do processo de desmodulação [14].

As ondas eletromagnéticas são produzidas por uma antena submetida a uma corrente elétrica variável no tempo, que de acordo com a Lei de Ampère, dá origem a um campo magnético variável no tempo, e este último dará origem a um campo elétrico, também variável no tempo. Pautada nas experiências de Maxwell e de Hertz, os quais suas pesquisas juntas comprovaram que o campo elétrico variável no tempo origina um campo magnético variável

no tempo. Sendo assim, retorna-se ao ponto inicial, em que o campo magnético induzirá, novamente, o campo elétrico e assim sucessivamente. Portanto, conclui-se que, ao excitar um condutor qualquer com uma corrente variável no tempo, resultará em uma sucessão de campos elétricos e magnéticos que se induzem mutuamente. Outra conclusão importante é que um campo elétrico variável se deslocando em um meio de propagação não pode existir sem a presença de um campo magnético variável a ele associado. Assim, os dois campos propagam em conjunto, não havendo sentido falar em ondas elétricas ou ondas magnéticas, mas sim no fenômeno conjunto, que são as ondas eletromagnéticas. As ondas eletromagnéticas produzidas por uma antena são então radiadas para o espaço com uma certa velocidade de propagação.

### Espectro eletromagnético

Ao conjunto de toda gama de frequências com os seus respectivos comprimentos de onda, dá-se o nome de espectro eletromagnético. Existe uma grande variedade de frequências que pode ser utilizada para os mais diversos fins. A figura 3 mostra o espectro eletromagnético e respectivo comprimento de onda, bem como a designação das diferentes bandas.



Figura 3 - Espectro eletromagnético.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [15]

Deve ser notado que ondas de diferentes frequências têm comportamentos diferentes. Concretamente, a influência do meio onde se propagam as ondas depende da sua frequência. A escolha da frequência para um sistema RF depende então de várias condições como por exemplo, o alcance, a direccionalidade, etc.

As comunicações sem fios, são caracterizadas pelos seguintes efeitos de propagação: reflexão, difração e o espalhamento.

- Reflexão: a reflexão consiste em uma mudança na direção de propagação de uma onda como resultado da incidência numa superfície. Como pode ser visto na

figura 4, a onda refletida apresenta o mesmo ângulo da onda incidente (em relação a normal da superfície) [16].

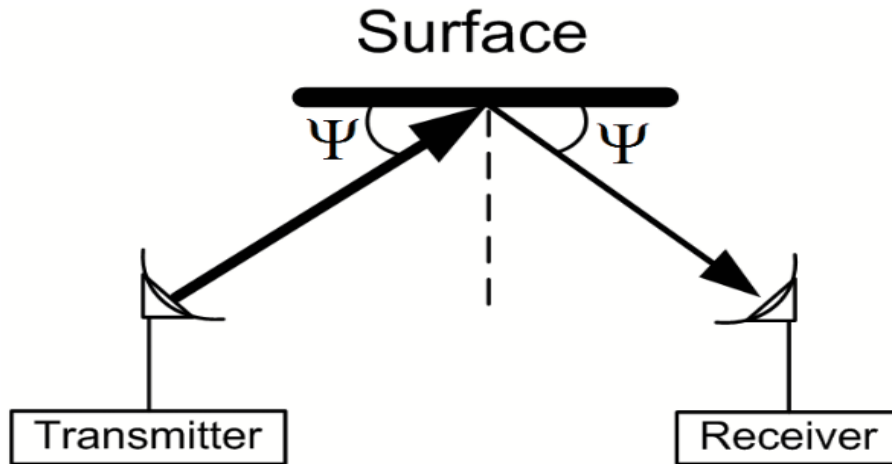


Figura 4 - Efeitos de reflexão.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [16]

- Difração: a difração ocorre quando uma onda enfrenta um obstáculo que não permite que ela alcance a antena recetora através da linha de vista. Mesmo na ausência de linha de vista (*non line of sight* (NLoS)), um efeito de encurvamento das ondas é experimentado, permitindo que, embora com atenuação, seja possível alcançar a antena recetora [16].

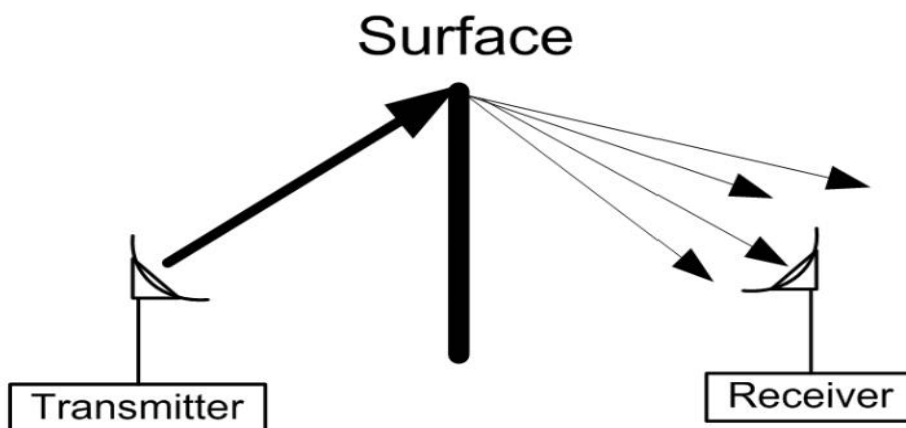


Figura 5 - Efeitos de difração.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [16]

- Dispersão: a dispersão ocorre quando uma onda é refletida por um obstáculo que não é plano. Como a onda incidente cobre uma determinada área (um grupo de pontos na superfície) e como cada ponto dessa área tem um normal diferente do

obstáculo, o efeito de dispersão corresponde a quantidade de reflexões sucessivas, cada um em cada ponto do obstáculo de superfície coberto pela onda incidente [16].

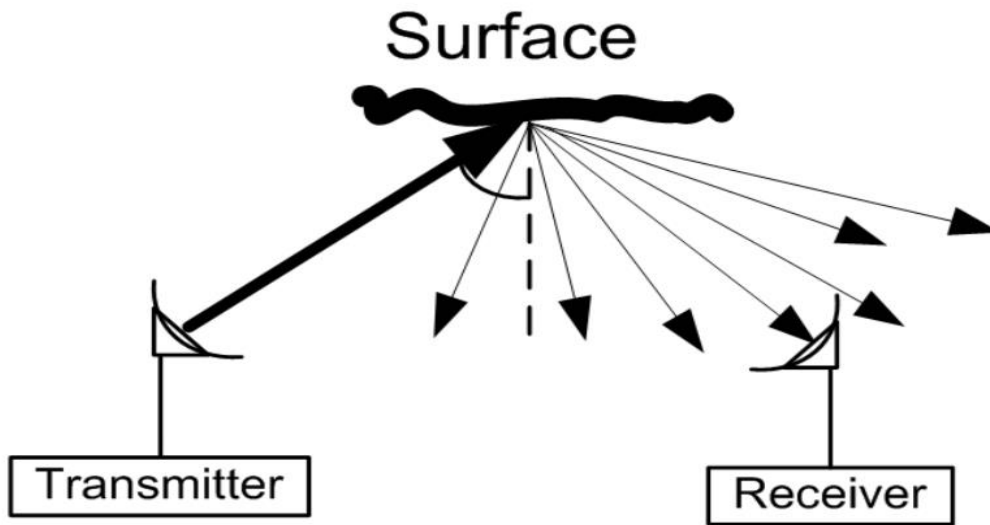


Figura 6 - Efeitos da dispersão.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [16]

Estes fenômenos permitem que um sinal atinja um destino por diferentes percursos, além do percurso direto (LoS), caso exista. Estes fenômenos afetam a propagação do sinal em um sistema de comunicação sem fio.

Quando o sinal se propaga no espaço livre (sem obstruções ou reflexões), a potência do sinal recebido é inversamente proporcional ao quadrado da distância que separa o emissor do receptor. Este modelo designa-se por modelo de Friis ou modelo de espaço livre, sendo o modelo mais simplista para representar as perdas de propagação numa ligação sem fios [17]. Nas condições deste modelo, a potência recebida é definida como

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

onde  $P_t$  e  $P_r$  representam as potências do transmissor e do recetor, respetivamente,  $G_t$  e  $G_r$  representam os ganhos da antena transmissora e recetora, respetivamente (no cenário deste estudo, os ganhos das antenas serão unitários, visto que se vai considerar antenas isotrópicas),  $\lambda$  representa o comprimento de onda em metros,  $d$  a distância entre o recetor e o transmissor e  $l$  o fator de perdas.

Considerando agora uma situação em que há uma onda refletida no solo, ou seja, há dois raios a chegar em instantes diferentes ao recetor (primeiro o raio direto e em seguida, com algum atraso, o raio refletido), a potência do sinal recebido é inversamente proporcional à quarta potência da distância, tal como indicado na expressão abaixo [18]:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r (h_t h_r)^2}{d^4} \quad (3)$$

onde  $h_t$  e  $h_r$  representam a altura da antena transmissora e recetora, respetivamente. Como se pode notar, para a mesma distância, este modelo leva a uma potência muito mais baixa do que aquela que é produzida no modelo de Friis.

A potência total associada a uma determinada antena de receção é dada como a soma das potências dos componentes multi-percurso, ou seja [3]:

$$P_r = \sum_{i=1}^l P_r \quad (4)$$

## 2.2 Modulação Digital

Os sistemas de telecomunicações modernos são baseados em comunicação digital, em detrimento dos sistemas de telecomunicações mais antigos, que eram baseados em comunicação analógica. Além dos sinais naturalmente digitais, produzidos pelos microprocessadores, os sinais como de voz, vídeo, música, etc., são convertidos em formato digital (isto é, em bits) antes de serem transmitidos. Na receção, os bits são novamente convertidos na informação que representam (voz, vídeo, música, etc.).

A técnica de modulação digital consiste em converter os bits num sinal que possa propagar no meio (no percurso entre o terminal móvel e o AP). Essa conversão é conhecida como modulação. Existem várias modulações digitais. A ideia base da modulação de sistemas rádio passa por alterar uma das propriedades de uma senoide (visto que este é um sinal que pode atravessar o meio):

$$s(t) = A(t) \cos(2\pi f_c(t) + \varphi(t)) \quad (5)$$

Como se pode notar, o sinal digital (que representa os bits a transmitir) pode ser usado para modificar a amplitude da senoide, dada por  $A(t)$ , a frequência da senoide  $f_c(t)$  ou a fase da senoide  $\varphi(t)$ .



Quando é a amplitude da senoide que é alterada, temos a modulação *amplitude-shift keying* (ASK), quando é a frequência que é alterada, temos a modulação *frequency-shift keying* (FSK), e quando é a fase que é alterada, temos a modulação *phase-shift keying* (PSK), tal como a figura 7.

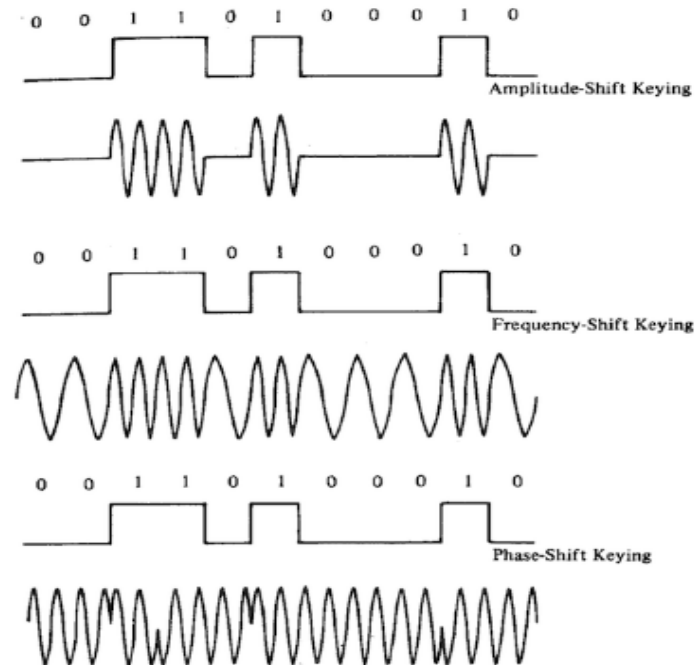


Figura 7 - Esquemas de modulações digitais (ASK, FSK e PSK).

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [19]

Podem também existir modulações onde a fase e a amplitude são alteradas conforme os bits a transmitir. A modulação *quadrature amplitude modulation* (QAM) é um tipo de modulação digital muito utilizada, em que os bits estão associados aos símbolos representados por números complexos. Estes números complexos formam a constelação. Se existirem 4 pontos na constelação, então cada ponto está associado à transmissão de 2 bits. Se existirem  $M$  pontos, cada ponto estará associado a  $\log_2(M)$  bits.

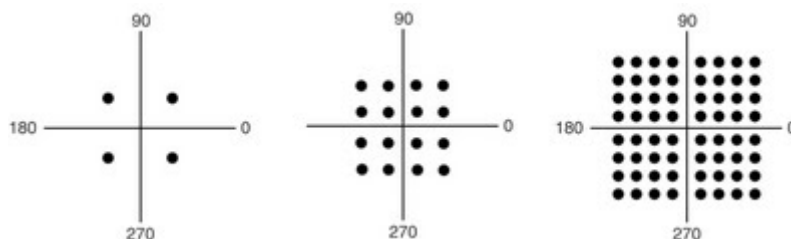


Figura 8 - Constelação QAM.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [20]

### 2.3 *Fading* e Multi-percurso

Em sistemas rádio, quando sinais se propagam, nem sempre é possível termos uma transmissão com a presença da linha de vista (isto é, com um termo *line of sight* (LoS)), principalmente quando estamos em ambientes urbanos. O mais realista é termos um conjunto de raios que irão se refletir em locais como edifícios, carros e outras superfícies que ajudam na reflexão, e como resultado teremos a soma das várias componentes cada uma com a sua amplitude, fase e ângulo de chegada, originando um efeito conhecido como *fading* multipercurso.

Existem dois tipos de *fading* que caracterizam as comunicações sem fios:

- a) *Fading* em larga escala: representa a atenuação da potência do sinal ou a perda de percurso causada pela envolvente do terreno existente entre o transmissor e o recetor. Na figura 9, a manifestação de *fading* em larga escala é mostrada nos blocos 1, 2 e 3. Esse fenómeno é afetado por contornos proeminentes do terreno (morros, florestas, *outdoors*, aglomerados de edifícios, etc.) entre o transmissor e o recetor. O recetor é frequentemente representado como sendo "sombreado" (*shadowed*) por tais proeminências. As estatísticas do *fading* em larga escala fornecem uma maneira de calcular uma estimativa da perda de percurso em função da distância, sendo comum caracterizar este tipo de *fading* através de uma distribuição log-normal [18].
  
- b) *Fading* em pequena escala: refere-se às mudanças drásticas na amplitude e na fase do sinal que podem ser experimentadas como resultado de pequenas mudanças (que podem ser tão pequenas quanto meio comprimento de onda) na separação espacial entre um recetor e um transmissor. Como indicado na figura 9, nos blocos 4, 5 e 6, o *fading* em pequena escala manifesta-se em dois mecanismos, nomeadamente, a dispersão temporal (*time-spreading*) também chamado de dispersão de sinal e variação temporal (*time-variant*) [18]. Para dispersão temporal, categoriza-se os tipos de degradação de *fading* como seletivo em frequência ou não seletivo em frequência (*fading* plano ou *flat*), como indicado nos blocos 8, 9, 11 e 12. Para a manifestação de variação temporal, categorizamos os tipos de degradação de *fading* como *fading* rápido ou lento (*fast fading* or *slow fading*), conforme se representa nos blocos 14, 15, 17 e 18 [21].

A dispersão temporal acontece devido aos diferentes tempos de propagação dos vários componentes multi-percurso cada um com o seu referido tempo de atraso. O canal é variante no tempo porque existe movimento entre o transmissor ou o recetor, veículos ou mesmo o ambiente que o rodeia o transmissor e o recetor em que resultam a alteração do percurso de propagação. A taxa de variação dessas condições de propagação é responsável pela rapidez do *fading*. O *fading* em pequena escala segue uma distribuição *Rice* ou *Rayleigh*, caso se esteja na presença ou não de raio direto (componente LoS) entre o emissor e o recetor, respetivamente.

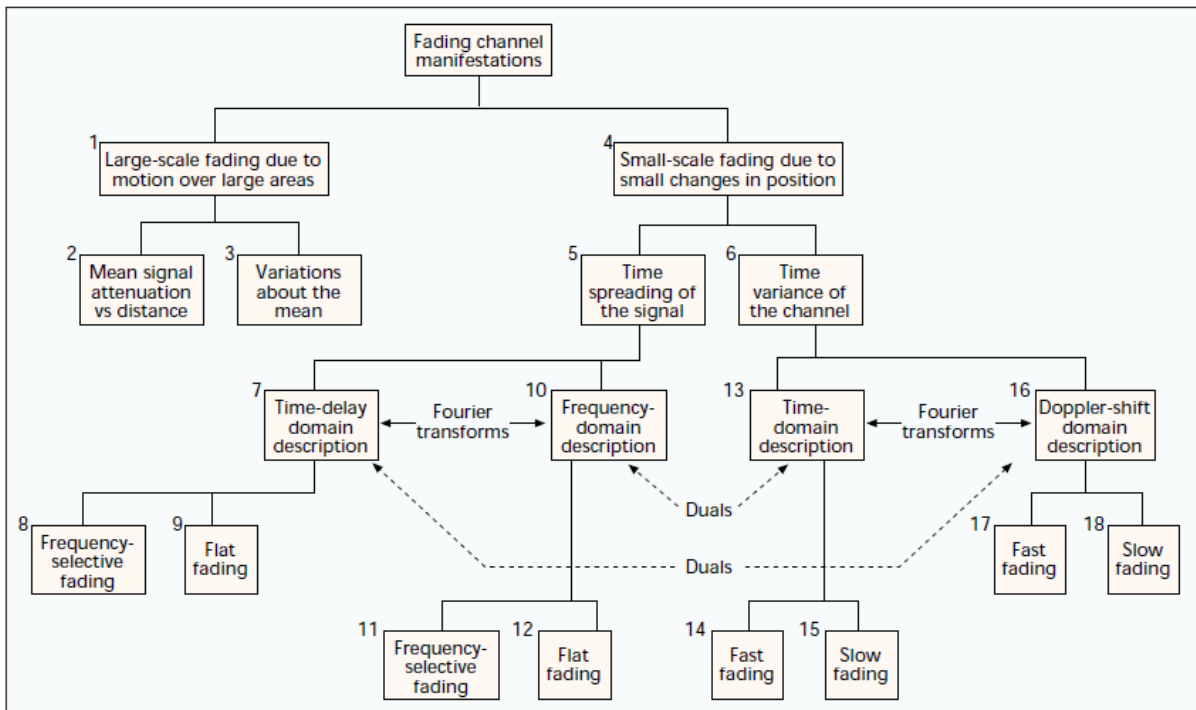


Figura 9 - Manifestações do desvanecimento.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [22]

Com o efeito do multi-percurso em que pode causar flutuações na amplitude, fase e ângulo de chegada do sinal recebido, assumindo que a posição do transmissor varia ao longo do tempo, o sinal recebido é uma soma dos componentes multi-percurso cada um com seu atraso associado. O canal pode então ser modelado por um filtro que é caracterizado por uma determinada resposta impulsiva – a resposta impulsiva do canal (*channel impulse response* (CIR)). Num dado instante  $t_0$ , a resposta impulsiva do canal pode ser definida como [23]:

$$h(\tau, t_0) = \sum_{i=0}^L \alpha_i(\tau, t_0) \delta(t - \tau_i(t_0)) \quad (6)$$

onde:  $\alpha_i(\tau, t_0)$  e  $\tau_i(t_0)$ , são amplitude e excesso de atraso, respetivamente, da  $i$ -ésima componente multi-percurso no instante temporal  $t_0$ .

Em relação ao domínio da frequência, a resposta em frequência do canal é dada pela transformada de (6), que produz:

$$h(\tau, t_0) = \sum_{i=0}^I \alpha_i(\tau, t_0) \exp(-2\pi f \tau_i(t_0)) \quad (7)$$

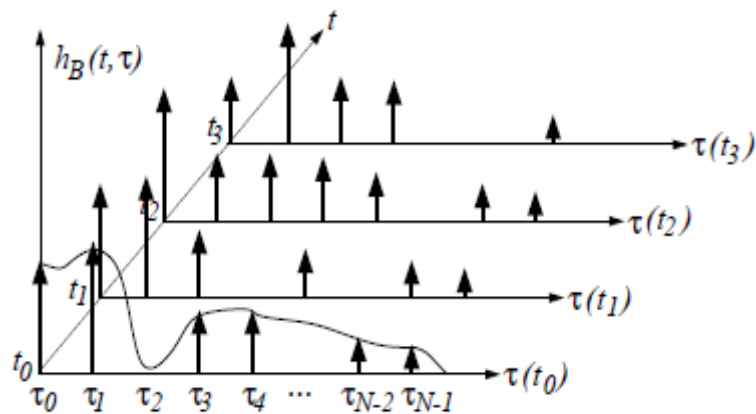


Figura 10 - Resposta impulsiva de um canal multipercursos variante no tempo.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [23]

### Parâmetros estatísticos de canais multi-percurso

A propagação multi-percurso causa uma variação severa da intensidade do sinal transmitido e o grau esperado desta variação é determinado através da medição do *power delay profile* (PDP) do canal. O *delay spread* ( $\sigma_\tau$ ) e a largura de banda de coerência fornecem também uma indicação da dispersão ou distribuição da energia no canal.

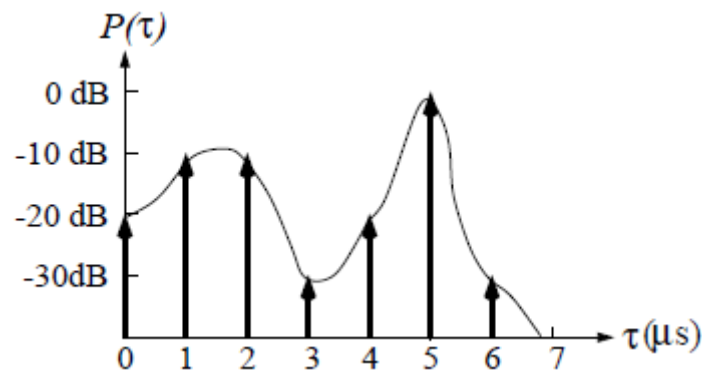


Figura 11 - Exemplo da PDP de um canal multipercursos

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [23]

O *delay spread* é uma característica importante no canal multi-percurso pois fornece uma indicação de ocorrência de interferência intersimbólica (em inglês *intersymbol interference* (ISI)), sendo este um dos principais fatores que limitam o desempenho de um sistema de telecomunicações. Ou seja, quando se transmite símbolos com uma diferença temporal inferior ao *delay spread*, causa interferência entre símbolos  $ts < \sigma_\tau$ .

Existem várias métricas para se caracterizar o *delay spread*, uma delas é o *maximum delay spread* que é uma métrica muito simples pois mede a relação a um nível de potência específico, que é caracterizado como o limiar do sinal entre o primeiro componente  $\tau_0$  e o último componente do sinal  $\tau_x$ , conforme a expressão:

$$\sigma_\tau^{\max} = \tau_x - \tau_0 \quad (8)$$

*Maximum delay spread* não é a melhor métrica para se caracterizar o *delay spread*, pois fica por vezes difícil a distinção dos sinais multi-percurso, com a existência de algum ruído. Com isto, a melhor métrica para caracterização do *delay spread* é o *root mean square* (RMS), que é definido como a raiz quadrada do segundo momento central da intensidade de potência do atraso. É a média dos atrasos de cada componente que chega ao receptor. O atraso médio  $\bar{\tau}$  é definido como o primeiro momento do PDP, é dado como:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_i P(\tau_i)\tau_i}{\sum_i P(\tau_i)} \quad (9)$$

O segundo momento é definido por:

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_i P(\tau_i)\tau_i^2}{\sum_i P(\tau_i)} \quad (10)$$

O RMS do *delay spread* é dado por:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (11)$$

onde  $\bar{\tau}$  é o atraso médio e  $\overline{\tau^2}$  é o atraso quadrático médio [18].

A largura de banda da coerência é uma medida da faixa de frequências sobre as quais o canal é plano (isto é, passando componentes espectrais com ganho aproximadamente igual).

Se o intervalo onde a correlação em frequência é superior a 0.5, a largura de banda de coerência é definida por [18]:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (12)$$

Um canal é referido como seletivo em frequência se  $B_c < 1/T_s$ , onde o ritmo de símbolos  $1/T_s$  é nominalmente considerada igual à largura de banda do sinal ( $B_s$ ). Existe seletividade na frequência sempre que as componentes espectrais do sinal não estão todos contidos no canal. Nesse caso, as componentes espectrais do sinal que ficam fora da largura de banda de coerência do canal serão afetadas de forma diferente em comparação com os componentes contidos na largura de banda da coerência. Isso ocorre sempre que  $B_c < B_s$  conforme ilustrado na figura 12 (a).

Já o *fading* não seletivo em frequência ou *fading* plano, ocorre sempre que  $B_c > B_s$ . Portanto, todos os componentes espectrais do sinal estão dentro do canal de maneira semelhante, tal como é ilustrado na figura 12 (b). Para evitar a ISI, é necessário que o canal exiba *fading* plano, isto é, deve-se garantir que [22]:

$$B_c > B_s \approx \frac{1}{T_s} \quad (13)$$

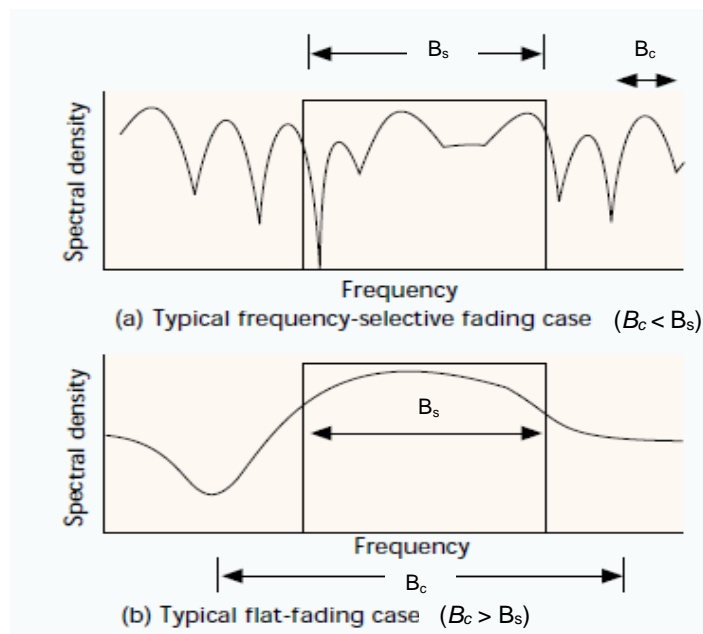


Figura 12 - Relação entre  $B_c$  e  $B_s$

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [22]

Tal como já foi referido anteriormente, num cenário de multi-percurso, o sinal recebido chega através de várias reflexões com diferentes distâncias, atrasos e ângulos de chegada. Nesse sentido, deve também ser notado que o deslocamento Doppler de cada percurso de chegada é variável. O espalhamento Doppler (*Doppler spread* ( $f_d$ )), 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.

O tempo de coerência  $T_0$ , é descrito como o tempo de duração esperado durante o qual a resposta do canal a uma senoide é essencialmente invariável. É um intervalo de tempo dentro do qual após a passagem dos sinais pelo canal, os sinais possuem grande correlação de amplitude. Quando  $T_0$  é definido com mais precisão como a duração do tempo em que a resposta do canal a um senoide tem uma correlação maior que 0.5, a relação entre  $T_0$  e  $f_d$  é aproximadamente [21]:

$$T_0 \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_d^2}} \quad (14)$$

Note que qualquer mecanismo caracterizado no domínio do tempo pode ser caracterizado igualmente no domínio da frequência. Portanto, o mecanismo de dispersão temporal será caracterizado no domínio do tempo como *delay spread* e no domínio de frequência como largura de banda de coerência de canal. Da mesma forma, o mecanismo variação temporal será caracterizado no domínio do tempo como tempo de coerência do canal, e no domínio da frequência como taxa de *fading* do canal (*channel fading rate*) ou espalhamento Doppler.

### **Modelos de *fading* em pequena escala**

Quando o sinal recebido é composto por vários raios refletidos somados a uma componente dominante, LoS, ou seja, a sua amplitude devido ao *fading* em pequena escala segue uma distribuição do tipo *Rice*. Para este modelo, existe uma linha de vista entre o transmissor e o recetor e existe um componente dominante em que está sempre presente [18].

A função densidade de probabilidade, PDF (*probability density function*), de uma distribuição *Rice* é dada por:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2+s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rs}{\sigma^2}\right) \quad (15)$$

onde  $r$  e  $s$ , são amplitude do envelope do sinal recebido e pico de amplitude da componente dominante,  $\sigma^2$  é a variância que corresponde à potência média do multi-percurso e  $I_0$  é a função de Bessel modificada de primeiro tipo e ordem 0. A distribuição de *Rice* também pode ser definida através do fator  $k$ , sendo o quociente entre a potência da componente LoS sobre a potência da componente NLoS, conforme mostrado:  $k = \frac{s^2}{2\sigma^2}$ . Note-se que quando  $s$  tende para zero, a componente dominante diminui, isto é, a PDF, do tipo *Rice* se aproxima a PDF do tipo *Rayleigh* [24] 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 dominante (LoS).

Quando o sinal recebido é composto por vários raios refletidos, onde não existe nenhum componente dominante (NLoS), principalmente em ambientes urbanos onde temos a presença de edifícios, muros, árvores etc, assume-se que não existe uma linha de vista entre o transmissor e o recetor. A amplitude do sinal devido ao efeito multi-percurso possui uma PDF do tipo *Rayleigh* expresso como:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, \quad r \geq 0 \quad (16)$$

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

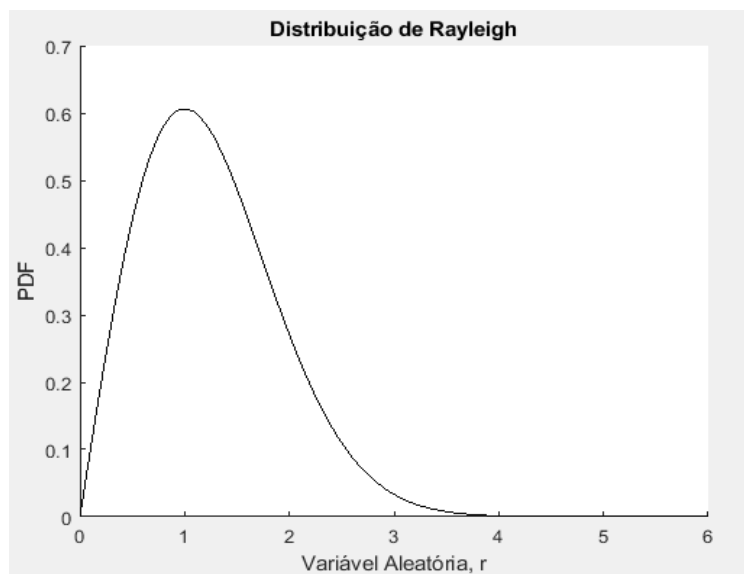


Figura 13 - Função Densidade de Probabilidade de uma Distribuição Rayleigh ( $\sigma=1$ ).



O componente em que origina o *fading Rayleigh* é tido como componente aleatório, podendo também ser chamado de dispersão ou difuso, cujo PDF resulta de não ter nenhum componente dominante do sinal. Para um canal que apresente *fading* tipo *Rayleigh*, representa o PDF associado ao pior caso de *fading* por potência média do sinal recebido comparando ao *fading* tipo *Rice* [22].

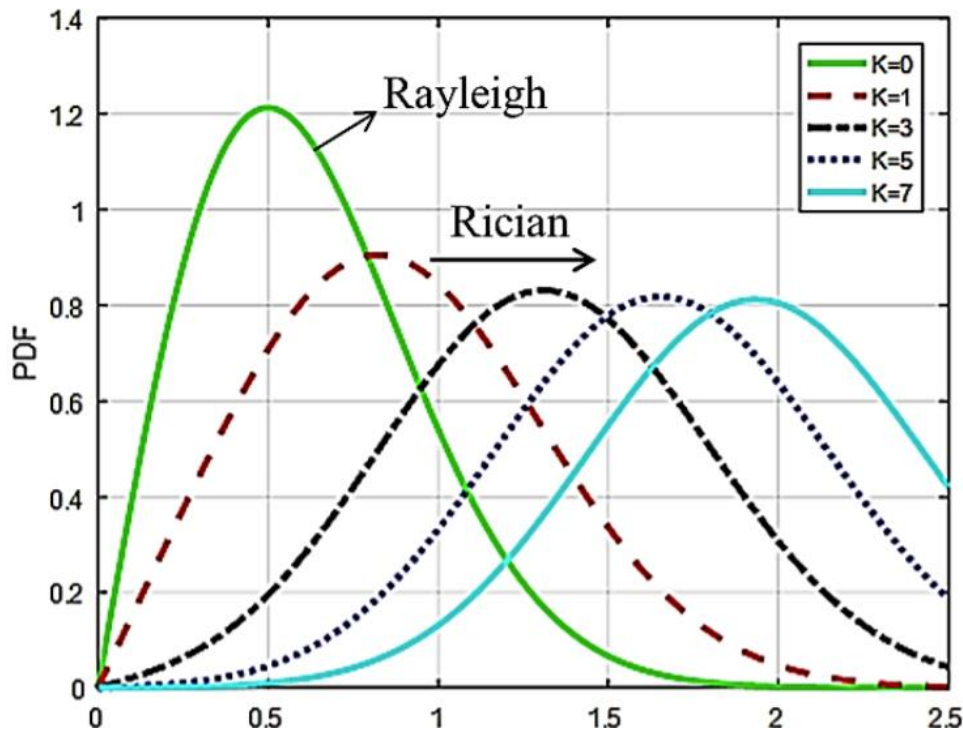


Figura 14 - Distribuição Rice.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [25]

Como as componentes multi-percurso tem fases aleatórias, originam com que as amplitudes do sinal recebido possam somar-se ou subtrair-se, causando interferência construtiva ou destrutiva, alterando toda harmonia do sinal transmitido, conseqüentemente o recetor não consegue recuperar corretamente toda informação transmitida, provocando um aumento de erros na recepção.

Num canal *Additive White Gaussian Noise* (AWGN), a redução de taxa efetiva de erro de bit (BER) de  $10^{-2}$  para  $10^{-3}$  requer o aumento de 1 ou 2 dB na relação sinal-ruído (*signal-to-noise-ratio* (SNR)), enquanto que num canal que sofra de *fading* multi-percurso seria necessário aumentar no mínimo, 10 dB. Reduzir a taxa de erro num canal com *fading* multi-percurso é bastante dispendioso, sendo este, um fator importante para desenvolvimento

ou utilização de técnicas para o combate as limitações do desempenho do canal multi-percurso. Uma das possíveis técnicas seria a diversidade.

O conceito base de diversidade consiste no facto de duas ou mais amostras independentes de um processo aleatório sofrerem *fading* independentes. É uma técnica comum para combater o *fading* em que várias versões do mesmo sinal podem ser transmitidas ou recebidas cada um com o seu *fading* independente. Desta forma, se um canal estiver em más condições, o outro poderá não estar. A diversidade permite então aumentar a fiabilidade do sistema de telecomunicações.

Conforme visto, a diversidade permite um aumento da fiabilidade melhorando a SNR, fazendo com que na receção haja uma melhor descodificação da informação, o que permite reduzir o número de erros. Como o objetivo desta dissertação é o estudo da viabilidade em termos de ganho de capacidade, iremos nos focar em técnicas que explorem os ganhos de capacidade nos sistemas de telecomunicações.

### 3 Sistemas MIMO-OFDM

#### 3.1 Sistemas MIMO

Ao contrário dos sistemas que se baseiam na utilização de uma antena de transmissão e uma antena de receção (sistemas *single-input, single-output* (SISO)), os sistemas MIMO são sistemas de múltiplas antenas que permitem explorar a dimensão espacial de forma a obter ganhos nas comunicações sem fios, ganhos esses que podem aumentar a fiabilidade ou o ritmo atingível. Podem-se ainda identificar os sistemas *single input multiple output* (SIMO) ou *multiple input single output* (MISO), onde um dos lados da comunicação está equipado com múltiplas antenas.

Nesta dissertação, vai-se estudar sistemas MIMO, isto é, sistemas que têm múltiplas antenas do lado do transmissor e do lado do recetor, tal como pode ser observado na figura 15. Sistemas estes que permitem a exploração total do domínio espacial, permitindo aumentar a capacidade relativamente aos sistemas SISO sem a necessidade de utilizar mais banda. No entanto, deve ser salientado que a magnitude dos ganhos de capacidade estará intimamente relacionada com o ambiente de propagação multi-percurso. De facto, e como se vai demonstrar adiante, para se obterem os ganhos teóricos potenciais, é necessário um ambiente com um número elevado de componentes multi-percurso [8].

Aumentar o débito binário num sistema de telecomunicações não é uma tarefa fácil, pois segundo Shannon [26], isso implica aumentar a largura de banda de transmissão ou então o SNR, sendo a utilização do espectro um recurso caro, torna-se difícil aumentar a largura de banda, enquanto para aumentar o SNR seria necessário aumentar a potência do transmissor, o que também pode trazer algumas complicações aos sistemas móveis, nomeadamente naqueles alimentados por uma bateria, onde os recursos energéticos são escassos. Os sistemas MIMO oferecem uma resposta eficaz a esse problema, visto que permitem aumentar os débitos binários sem ser necessário aumentar a largura de banda e/ou o SNR.

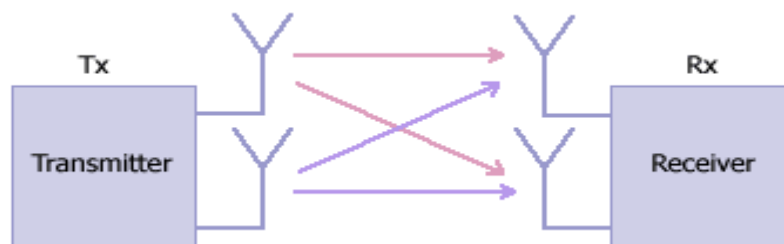


Figura 15 - Sistema MIMO.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [27]

Como o sistema MIMO possui múltiplas antenas quer do lado do transmissor quer do lado do recetor, conforme ilustrado na figura 16, a matriz do canal  $\mathbf{H}_k$ , é descrita pelos

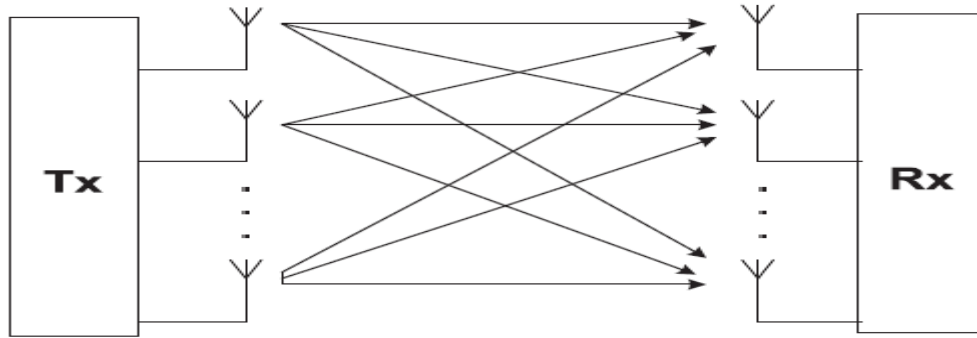


Figura 16 - Canal MIMO.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [28]

elementos  $h_{ij}$ , que corresponde ao canal entre a  $i$ -ésima antena de recepção e a  $j$ -ésima antena de transmissão. A matriz  $\mathbf{H}_k$ , de dimensão  $N_R \times N_T$ , é descrita por:

$$\mathbf{H}_k = \begin{pmatrix} h_k^{(1,1)} & h_k^{(1,2)} & \dots & h_k^{(1,N_T)} \\ h_k^{(2,1)} & h_k^{(2,2)} & \dots & h_k^{(2,N_T)} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_k^{(N_R,1)} & h_k^{(N_R,2)} & \dots & h_k^{(N_R,N_T)} \end{pmatrix} \quad (17)$$

O sinal transmitido  $\mathbf{S}_{(k)}$  é representado por um vetor  $N_T \times 1$  e é dado por  $\mathbf{S}_k = [S_k^{(1)}, S_k^{(2)}, \dots, S_k^{(N_T)}]^T$  onde  $S_k^{(j)}$  é o sinal transmitido pela  $j$ -ésima antena de transmissão. O sinal recebido  $\mathbf{Y}_{(k)}$  é representado por um vetor  $N_R \times 1$  e é dado por  $\mathbf{Y}_{(k)} = [Y_k^{(1)}, Y_k^{(2)}, \dots, Y_k^{(N_R)}]^T$ , onde  $Y_k^{(i)}$  é o sinal recebido pela  $i$ -ésima antena de recepção. Assim, o vetor do sinal recebido  $\mathbf{Y}_k$  é dado por:

$$\mathbf{Y}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{S}_k + \mathbf{N}_k \quad (18)$$

onde  $\mathbf{N}_k$  é o vetor de ruído AWGN. Frequentemente, a matriz  $\mathbf{H}_k$  é caracterizado por um canal *Rayleigh* com amostras independentes e identicamente distribuídas (I.I.D.).

### 3.1.1 Capacidade de um sistema MIMO

Em 1948, Claude Shannon provou matematicamente que um canal possui uma capacidade de transmissão limitada [26]. A capacidade de um canal pode ser definida como a taxa máxima de bits por segundo que um canal pode transmitir com uma probabilidade de erro arbitrariamente pequena. Para o caso dos canais AWGN, a capacidade é dada pela seguinte fórmula:

$$C = \log_2(1 + \rho) \quad (19)$$

onde  $\rho$  é o SNR. Já no caso de um canal que apresente *fading*, a capacidade é dada por:

$$C_{SISO} = \log_2(1 + \rho|h|^2) \quad (20)$$

onde  $h$  representa o ganho do canal.

Como já se referiu anteriormente, aumentar a largura de banda e/ou o SNR não é a solução para o aumento da capacidade de um sistema. É nesse sentido que surgem os sistemas MIMO. Nos sistemas MIMO consegue-se ter um fator multiplicativo na capacidade, porque está em causa o número de antenas, ou seja, consegue-se aumentar a capacidade num sistema de telecomunicações aumentando o número de antenas. No entanto, e também como já foi referido, estes ganhos de capacidade só serão alcançados desde que o ambiente de propagação multi-percurso seja rico o suficiente [8].

O ganho de capacidade MIMO pode ser obtido com ou sem informação do estado do canal por parte do emissor [29]. No caso em que o transmissor não tem informação acerca do canal de propagação, considera-se que cada antena transmissora irradia a mesma potência e que os sinais transmitidos são independentes. Assim sendo, um sistema MIMO com  $N_T$  antenas de transmissão e  $N_R$  antenas de receção apresenta uma capacidade dada pela seguinte fórmula [3]:

$$C_{k,MIMO} = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right) \right] \quad (21)$$

onde  $\mathbf{I}_{N_R}$  é a matriz identidade de dimensão  $N_R \times N_R$ ,  $\mathbf{H}_k$  é a matriz do canal de dimensão  $N_R \times N_T$  e  $\mathbf{H}_k^H$  é a matriz trans-conjugada da matriz do canal  $\mathbf{H}_k$ .

Na figura 17 está ilustrada a capacidade ergódica do canal em função da SNR, onde se verifica que duplicando o número de antenas no *TX* e no *RX* a capacidade do canal é aproximadamente duplicada.

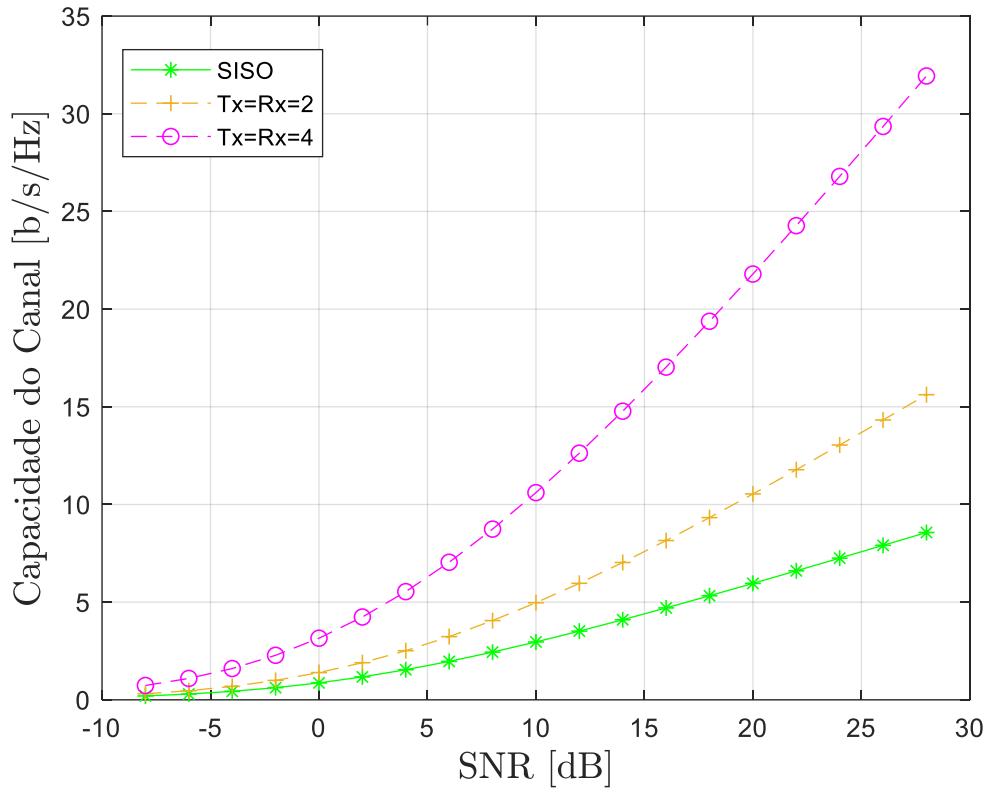


Figura 17 - Capacidade do canal versus SNR para um sistema SISO e duas configurações MIMO.

### 3.1.2 Capacidade Ergódica

Normalmente, o canal apresenta modificações ao longo do tempo. Assim, cada símbolo transmitido pode experimentar um canal diferente. Nestas condições, deve-se introduzir a capacidade ergódica, que é definida como o valor médio da capacidade média tendo em conta as diferentes realizações do canal e é dada por:

$$C_{erg} = E[C_{k,MIMO}] \quad (22)$$

onde  $C_{k,MIMO}$  é dada pela equação (21).

### 3.1.3 Multiplexagem Espacial

A multiplexagem espacial é um processo através do qual, a informação a transmitir é dividida em várias *streams* no mesmo tempo e na mesma frequência, sendo transmitida uma *stream* para cada antena [30], tendo como objetivo aumentar a capacidade de um canal MIMO.

Como se mencionou acima, um canal MIMO consiste numa matriz com os coeficientes de canal para cada par de antena transmissora e antena recetora. Nesta condição, um aspeto importante é a separação do sinal transmitido por cada antena, uma vez que as transmissões são simultâneas e na mesma banda. Para isso, uma técnica bastante explorada é a V-BLAST (*Vertical Bell Labs Layered Space-Time*) [31], em que na transmissão, a informação é separada em  $N_T$  *streams*, onde cada um desses *streams* é transmitido por uma antena. Como a informação transmitida por cada antena transmissora é considerada e com a implementação de alguns algoritmos como *Zero Forcing* (ZF) ou *Minimum Mean Square Error* (MMSE), o recetor conhecendo a matriz do canal, distingue os vários canais paralelos, eliminando a interferência *inter-stream*.

#### Capacidade com decomposição em valores singulares

A técnica *singular value decomposition* (SVD) tem por objetivo aumentar o ganho de capacidade do canal em sistemas MIMO, isto quando o canal é conhecido pelo transmissor e o recetor.

A matriz do canal MIMO  $\mathbf{H}$  pode ser decomposta em valores singulares de acordo com a equação:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H \quad (23)$$

onde  $\mathbf{U}$  e  $\mathbf{V}$  são matrizes unitárias e  $\mathbf{\Lambda}$  é uma matriz diagonal com valores próprios não negativos, ou seja:

$\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_p)$ . Os elementos da diagonal  $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_p$  são os valores próprios ordenados de matriz  $\mathbf{H}$ , onde  $p$  é  $\min(N_R, N_T)$ .

Definindo-se  $\mathbf{x} = \mathbf{V}^H \mathbf{x}$ ,  $\mathbf{y} = \mathbf{U}^H \mathbf{y}$ ,  $\mathbf{n} = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$  que conduz a um sistema dado por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{\Lambda}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (24)$$

Vamos também definir a seguinte relação  $\gamma_r = \frac{\lambda_r^2}{\sigma_n^2}$ , onde  $r = 1, 2, \dots, p$ . Temos também que  $P_r$  é a quantidade de potência transmitida no canal, teremos então que  $P_r \gamma_r = SNR$ .

Temos então que a capacidade pode ser expressa pela seguinte fórmula:

$$C_{MIMO} = \sum_{k=1}^p \log_2(1 + P_r \gamma_r) \quad (25)$$

Por fim vamos achar valor de  $P_r$ , em que é denominado por algoritmo *water-filling*:

$$\begin{aligned} \sum_{r=1}^p P_r &= \sum_{r=1}^p \left( \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_r} \right)^+ \\ \therefore P_r &= \left( \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma_r} \right)^+ \end{aligned} \quad (26)$$

onde  $1/\gamma_0$  é o valor de corte que será estipulado e utilizado para determinar o quanto de potência poderá ser alocada para cada antena. Verifica-se que o conhecimento do canal por parte do transmissor leva a um ganho adicional. Os canais com melhor ganho serão alocados a maior parcela de potência disponível ao sistema, enquanto que os canais com pior desempenho recebem menos potência, ou seja, existem uma distribuição ótima de potência.

### 3.2 Sistemas OFDM

O OFDM é uma técnica de transmissão digital adotada por muitos sistemas de telecomunicações de banda larga, sendo considerado ideal para o combate aos canais seletivos na frequência. Em oposição às técnicas de transmissão convencional de portadora única (*single carrier*), em que os símbolos de informação são transmitidos num único fluxo, a técnica OFDM divide os símbolos em vários fluxos de ritmos mais baixos, que são então transmitidos em subportadoras paralelas e ortogonais. Desta forma, o período do símbolo é aumentado, tornando o sinal menos sensível a ISI. Para evitar interferência entre subportadoras, interessa garantir que os vários fluxos são transmitidos em subportadoras ortogonais [16].

Deve ser notado que a forma de multiplexação no domínio da frequência (*frequency division multiplexing* (FDM)), é uma forma ineficiente de alocação do espectro. A grande vantagem de se ter um sistema OFDM face ao FDM, é que no FDM, cada transmissão está



associada a uma banda, fazendo-se com que haja bandas de guarda para evitar interferência entre as diferentes transmissões. No entanto, sendo o espectro um recurso escasso e caro, esta técnica torna-se ineficiente. Ao contrário do FDM, nos sistemas OFDM a ortogonalidade das subportadoras permite que estas se possam sobrepor na frequência como mostrado na figura 18, o que permite poupar o uso do espectro.

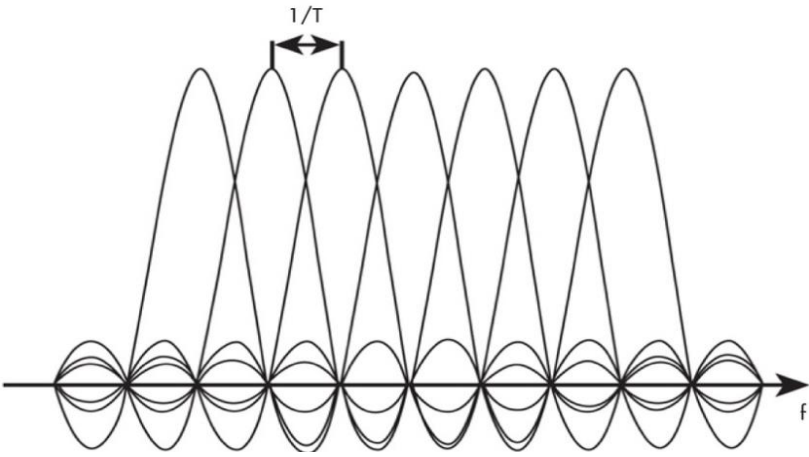


Figura 18 - Múltiplas portadoras ortogonais de um sinal OFDM.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [32]

A ortogonalidade significa que quando um canal atinge o seu valor máximo no domínio da frequência, as componentes das outras portadoras são zero, isto se o sistema estiver em perfeito sincronismo. Com o uso desta técnica de transmissão, podemos reduzir o espectro em aproximadamente 50% em relação aos sistemas de portadora FDM tradicionais [33].

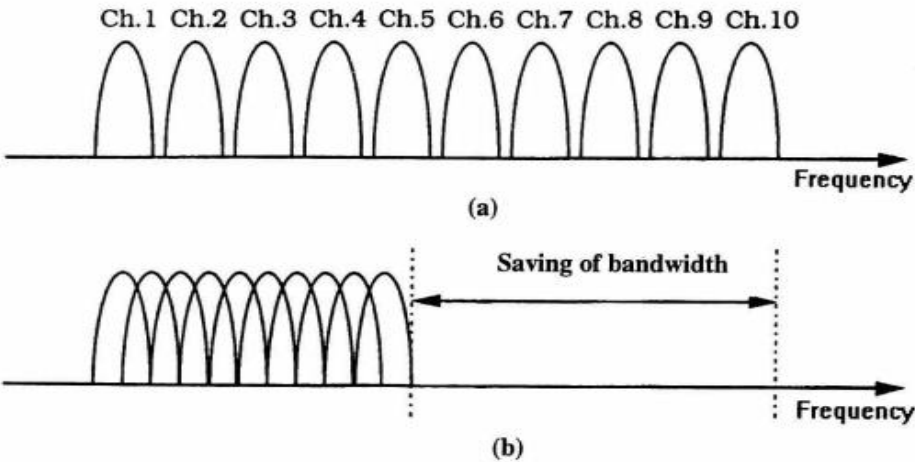


Figura 19 - Poupança espectral associada ao uso do OFDM.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [34]

### 3.2.1 Geração de sinal por meio de IFFT/FFT

Nos sistemas atuais, o OFDM é implementado através de uma técnica eficiente chamada *fast Fourier transform* (FFT) e *inverse FFT* (IFFT). Com a utilização do algoritmo FFT, reduz-se o grau de complexidade computacional associada ao algoritmo *discrete Fourier transform* (DFT) e *inverse DFT* (IDFT). Para a geração do sinal OFDM, utiliza-se uma IFFT de  $N$  pontos, onde a entrada da IFFT é um bloco com os símbolos de dados (símbolos complexos associados a uma determinada constelação) que se pretendem transmitir, ou seja, é feito um agrupamento dos  $N$  símbolos que contêm a informação a ser transmitida num dado bloco que é definido como símbolo OFDM. A saída da IFFT serão as amostras do sinal OFDM no domínio do tempo [16], símbolo este que terá uma duração  $T$ , em que  $T = NT_s$ , onde  $T_s$  é o ritmo a que são gerados os símbolos complexos. No recetor, utiliza-se uma FFT para voltar a ter o sinal no domínio da frequência, tornando possível realizar a deteção dos símbolos transmitidos.

A abordagem matemática do sinal OFDM na transmissão e receção recai na utilização de técnicas IDFT e DFT. O sinal transmitido das  $N$  subportadoras do sistema OFDM pode ser expresso da seguinte forma:

$$X(t) = \sum_{l=0}^{N-1} X_l e^{j2\pi l f_0 t} \quad (27)$$

onde  $l f_0$  é a frequência da subportadora da  $l$ -ésima subportadora. Se se considerar a amostragem do sinal  $X(t)$  a um ritmo  $T_s$ , isto é nos instantes  $t = uT_s$ , vem:

$$X(u) = X(uT_s) = \sum_{l=0}^{N-1} X_l e^{j2\pi \left(\frac{lu}{N}\right)}, \quad u = 0, 1, \dots, N-1 \quad (28)$$

Como se pode notar, as amostras do sinal OFDM podem ser obtidas por uma simples operação de IFFT sobre os símbolos a transmitir, isto é sobre os símbolos  $X_l$  resolvendo assim o problema de complexidade da geração do sinal OFDM através de múltiplos osciladores (seriam necessários  $N$  osciladores para gerar as  $N$  subportadoras).

## Tempo de símbolo

Num cenário ideal, todos os símbolos seriam propagados desde o transmissor até ao recetor por um único percurso, o que significa que o recetor não receberia cópias atrasadas do mesmo sinal. Na prática, devido ao efeito multi-percurso, o que acontece é que o sinal se propaga por diferentes percursos desde o transmissor até o recetor. No recetor, as componentes multi-percurso são somadas e o resultado prático é que ter-se-iam múltiplos símbolos sendo recebidos simultaneamente, originando a ISI. Na figura 20 é mostrada uma sequência de símbolos, e como estes símbolos começam a interferir uns com os outros levando à existência de ISI e a uma degradação do sinal recebido [18].

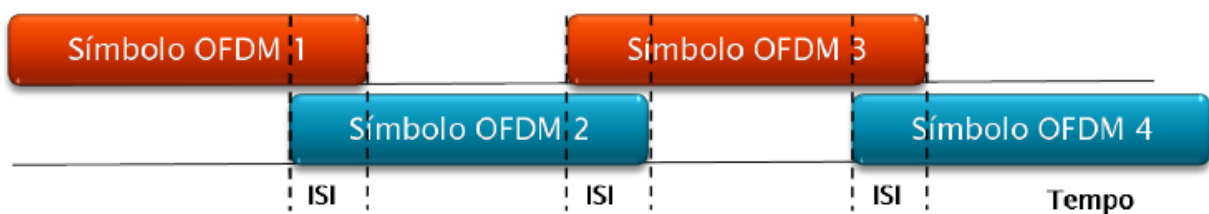


Figura 20 - Símbolos OFDM e a ocorrência da ISI.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [35]

Para transmissões com altos débitos binários, temos um curto tempo de símbolo em sistemas de portadora única, ocasionando a perda de vários símbolos durante o período de *fading*, como mostrado na figura 21.

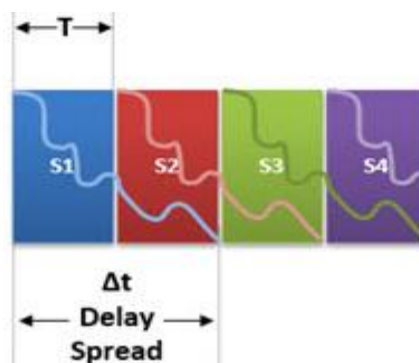


Figura 21 - Efeitos de desvanecimento plano no sistema de portadora única.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [35]

Se estender-se a duração dos símbolos, a maioria deles não vão sofrer o impacto da ISI, pois o tempo de símbolo será maior do que o *delay spread*, isto acontece aos sistemas multi-portadora (*multi carrier*), como mostrado na figura 22.

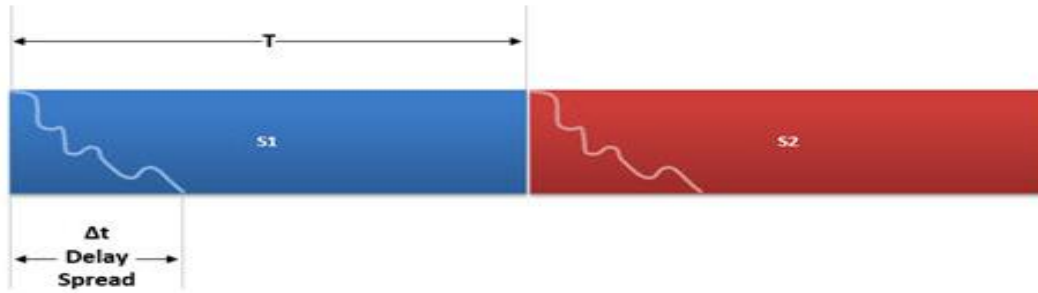


Figura 22 - Efeitos de desvanecimento plano num sistema multiportadora.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [35]

A parte do início do símbolo vai continuar sendo afetada, mas na maioria da sua duração o símbolo não vai ser afetado pelo *fading* multi-percurso. É por esta razão que a ISI é minimizada quando utilizamos um tempo de símbolo maior.

### Intervalo de guarda

No combate da ISI, vimos que é necessário que o tempo do símbolo seja suficientemente maior que o *delay spread* do canal, mas por mais que pudéssemos aumentar esse tamanho do símbolo, os efeitos da ISI sempre estariam presentes. Para resolver definitivamente esse problema, a solução é encontrar uma forma onde a parte do símbolo que seria afetada pudesse ser recuperada [35]. Para isso se insere um intervalo de guarda com valor superior ao esperado do *delay spread* [36]. Esse valor acrescido ao invés de ser um espaço vazio, é constituído pela extensão cíclica do símbolo OFDM. Esta extensão é conhecida como prefixo cíclico (*cyclic prefix* (CP)) e a sua existência leva a que haja um número inteiro de ciclos completos na parte útil do símbolo OFDM. Esta condição é necessária para manter a ortogonalidade entre as diferentes subportadoras. O símbolo OFDM com o intervalo de guarda pode ser visto na figura 23.



Figura 23 - Símbolos com a colocação de banda guarda.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [35]

A figura 24 demonstra melhor a ausência da ISI. Nota-se que o símbolo OFDM 1 enviado tem um grande atraso, no entanto, não irá interferir com o outro símbolo (símbolo OFDM 2), o mesmo acontece ao símbolo OFDM 2, que tem um atraso menor, chegando ao seu respectivo tempo sem causar nenhuma ISI.



Figura 24 - Símbolos enviados livres de ISI.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [35]

Na figura 25, mostram-se os diferentes blocos que caracterizam um sistema OFDM com CP. Note-se que a modulação e a desmodulação são feitas no domínio da frequência. Primeiramente, é feita a divisão da banda  $B$  em  $N$  subportadoras, cada uma ficando com uma banda  $B/N$ . O sinal OFDM gerado digitalmente passa pelo conversor paralelo-série (P/S). Depois, é feita a adição do prefixo cíclico. Estes símbolos são passados por um conversor digital analógico (DAC) dando origem ao sinal analógico de banda base. Antes da amplificação e da transmissão pela antena, este sinal é submetido a uma modulação de radiofrequência. Na recepção, é feito o processo inverso, nomeadamente: desmodulação de radiofrequência, remoção do prefixo cíclico e conversão série-paralelo (S/P).

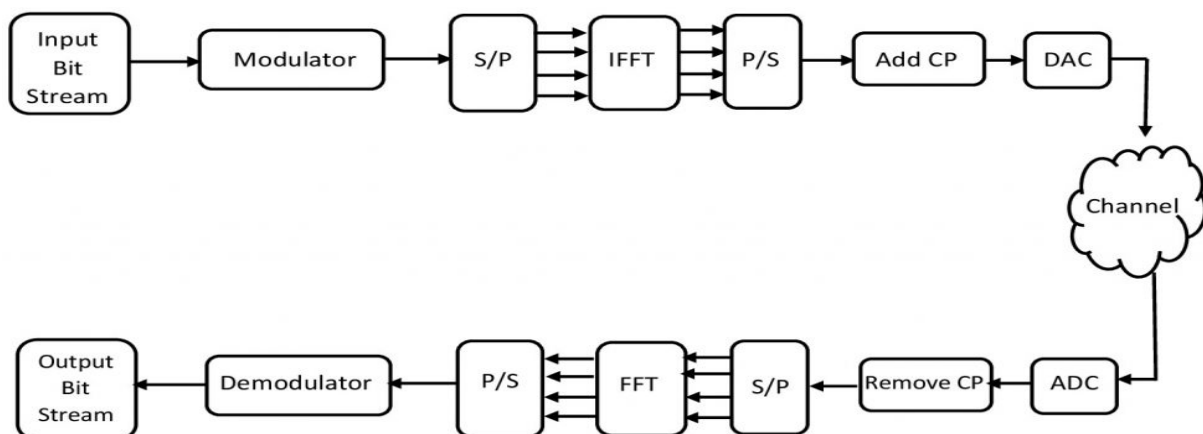


Figura 25 - Diagrama de um sistema OFDM gerado por meio de IFFT/FFT.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [37]

### 3.3 Sistemas MIMO-OFDM

Conforme descrito, uma das técnicas mais utilizadas atualmente para a transmissão de dados com altos débitos binários em canais com *fading* seletivo em frequência passa pela utilização das técnicas OFDM, visto que o OFDM pode transformar canais com *fading* seletivo em frequência em canais com *flat-fading*. Por outro lado, a utilização de sistemas MIMO é uma das formas mais interessantes de aumentar o ritmo binário em canais planos em frequência sem precisar aumentar a banda de transmissão. Assim, a combinação destas duas técnicas (OFDM e MIMO) surge naturalmente, revelando-se uma alternativa interessante para compensar os efeitos de seletividade em frequência e limitação de banda.

Num sistema MIMO-OFDM, os dados transmitidos pelas múltiplas antenas formam um sinal OFDM. Na recepção, é feita uma desmodulação OFDM e o sinal é recuperado decodificando cada um dos subcanais de todas as antenas de transmissão, conforme a figura 26.

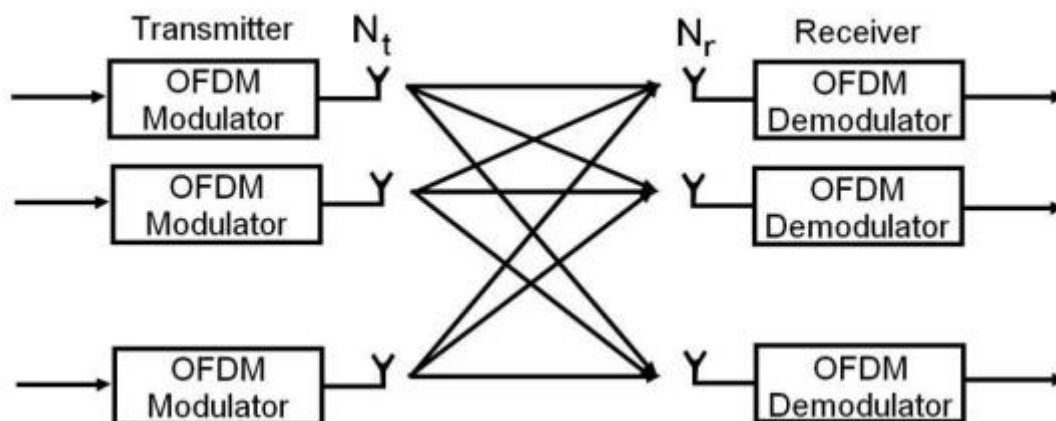


Figura 26 - Estrutura básica MIMO-OFDM.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [38]

### 3.4 IEEE 802.11ax

A norma WiFi IEEE 802.11ax tem o objetivo desafiante de melhorar a taxa de transferência média por utilizador em ambientes *indoor* densos. Esse novo padrão concentra-se na implementação de alguns mecanismos para fornecer altos débitos binários em cenários com muitos utilizadores. *Orthogonal frequency division multiple access* (OFDMA) é sem dúvida a *feature* mais importante no IEEE 802.11ax, permitindo que vários utilizadores com largura de banda variável possam ser servidos em simultâneo. O OFDMA consiste numa versão *multi-user* da técnica OFDM, técnica essa que já é atualmente usada nas transmissões para um

único utilizador nas normas IEEE 802.11a/g/n/ac. O novo padrão também faz uso das técnicas MIMO, introduzindo pela primeira vez a transmissão *multi-user* em *uplink*. O OFDMA subdivide um canal em *resource units* (RUs), permitindo alocar estas unidades elementares aos diferentes utilizadores com base nas suas necessidades de largura de banda. Consoante a sua gestão, o *access point* (AP) pode alocar o canal inteiro a um único utilizador ou dividi-lo para servir vários utilizadores simultaneamente, dividindo os canais existentes (larguras de 20, 40, 80 e 160 MHz) em subcanais menores com um número predefinido de subportadoras.

Em ambientes densos, onde muitos utilizadores disputam ineficientemente a sua vez de usar o canal, a técnica OFDMA permite realizar um agendamento preciso das transmissões, melhorando assim o rendimento dos utilizadores na rede e diminuindo a taxa de colisões no acesso ao meio. Desta forma, torna as redes WiFi mais eficientes [11].

Uma das outras novidades do 802.11ax foi a introdução da modulação 1024-*quadrature amplitude modulation* (QAM), o que compara com o máximo de 256-QAM da geração anterior (IEEE 802.11ac). A introdução do 1024-QAM permite melhorar a eficiência espectral, sendo especialmente útil em cenários onde o SNR se mostre elevado (o que pode ser conseguido à custa de técnicas de *beamforming*).

### 3.5 Modelação do canal CathLab

Conforme dito anteriormente, o uso das comunicações sem fios é bastante desafiador, principalmente quando são necessárias altas taxas de dados. Nesse sentido, os sistemas MIMO e as técnicas OFDM podem ter um papel importante graças às suas vantagens individuais, nomeadamente no que tange aos altos ganhos de capacidade e ao combate da seletividade em frequência que essas técnicas oferecem.

Neste trabalho, estuda-se o cenário de propagação de um laboratório médico típico (“CathLab”) por meio de técnicas de *ray-tracing*. Considerando o modelo de canal obtido, apresenta-se o potencial das técnicas MIMO num ambiente CathLab.

Comece-se por observar a figura 27, esta figura representa um exemplo de laboratório de imagens médicas (neste caso, o CathLab). No CathLab, temos um paciente que estará em uma maca e várias equipas médicas. O médico insere um cateter IVUS no paciente e esse cateter é conectado a um módulo de interface do paciente (em inglês *Patient Interface Module* (PIM)) que transmite uma sequência de imagens para um recetor por meio de uma comunicação sem fios. A conexão entre o PIM que estará na mão do médico e o recetor instalado em algum lugar

será feita através de uma ligação WiFi IEEE 802.11ax que opera com frequência de portadora de  $f_c = 5.1\text{GHz}$ .



*Figura 27 - Exemplo de um laboratório de imagens médicas (CathLab).*

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [39]

Para este cenário considerou-se um sistema MIMO-OFDM em que o PIM (ou seja, estação transmissora (STA)) está equipado com  $N_T$  antenas de transmissão e o recetor (ou seja, o ponto de acesso (AP)) está equipado com  $N_R$  antenas de receção. Os ritmos binários necessários para a aplicação em estudo variam entre 300 Mbps e 1 Gbps. O recente padrão WLAN IEEE 802.11ax pode facilmente alcançar estas taxas, utilizando grandes larguras de banda e/ou com recurso a técnicas MIMO [6]. A tabela 1 mostra as taxas de dados teóricas alcançáveis por fluxo espacial, considerando diferentes *modulation-coding-scheme* (MCS) e diferentes larguras de banda do canal.



Tabela 1 - Taxas teóricas alcançáveis por fluxo espacial considerando diferentes valores de MCS e B.

MCS	Constelação	CR	R (B = 40 MHz) [Mbps]	R (B = 80 MHz) [Mbps]	R (B = 160 MHz) [Mbps]
3	16-QAM	1/2	68.8	144.1	288.2
5	64-QAM	2/3	137.6	288.2	576.4
8	256-QAM	3/4	206.5	434.2	868.4
10	1024-QAM	3/4	258.1	540.4	1080.8

Fonte: Retirada do documento da Ref. [40]

Como pode ser observado, existem diferentes combinações de MCSs e larguras de banda que podem gerar taxas de dados de cerca de 300 Mbps a mais de 1 Gbps, mas todas exigem o uso de grandes larguras de banda ( $B > 40\text{MHz}$ ). No entanto, não é tão fácil obter estas grandes larguras de banda, uma vez que a largura de banda máxima garantida por utilizador é de 40 MHz e as larguras de banda maiores do que isso só são obtidas se estiverem ociosas (ou seja, não usadas por outras STAs), o que pode levar a problemas significativos em termos de qualidade de serviço (QoS) [41]. Desta forma, a adoção de mais de um fluxo espacial, ou seja, a adoção de um esquema MIMO pode ser uma solução para aumentar as taxas de dados alcançáveis sem a necessidade de grandes larguras de banda.

### Estrutura do laboratório CathLab

Para o cenário considerado do CathLab, considerou-se que a sala está posicionada na origem de um sistema de coordenadas cartesianas, ou seja,  $p_c = (x_c, y_c) = (0,0)$ . As dimensões do laboratório CathLab em termos de comprimento e largura são definidos como  $c_{length}$  e  $c_{width}$ . A posição da maca é definida como  $p_s = (x_s, y_s)$  e as dimensões da maca em termos de comprimento e largura são definidos com  $s_{length}$  e  $s_{width}$ . A figura 28 mostra a vista superior do CathLab, juntamente com a definição e o posicionamento da sala e da maca. Sem perda de generalidade, considerou-se que as dimensões do CathLab são  $c_{length} = 6m$  e  $c_{width} = 4.5m$ . Sabe-se que o teto e o piso possam adicionar componentes multi-percurso, mas estes não foram

considerados por uma questão de simplicidade do desenho. Considerou-se que a posição da maca é  $p_s = (2,1)m$  e que as dimensões da maca são  $s_{length} = 2m$  e  $s_{width} = 0.5m$ . Também se assumiu que a posição e a orientação do *array* das antenas de recepção do AP são fixas. No entanto, deve-se notar que tanto a posição quanto a orientação do conjunto de antenas transmissoras podem variar dentro da maca, pois dependerão da própria operação médica e é variável com o tempo.

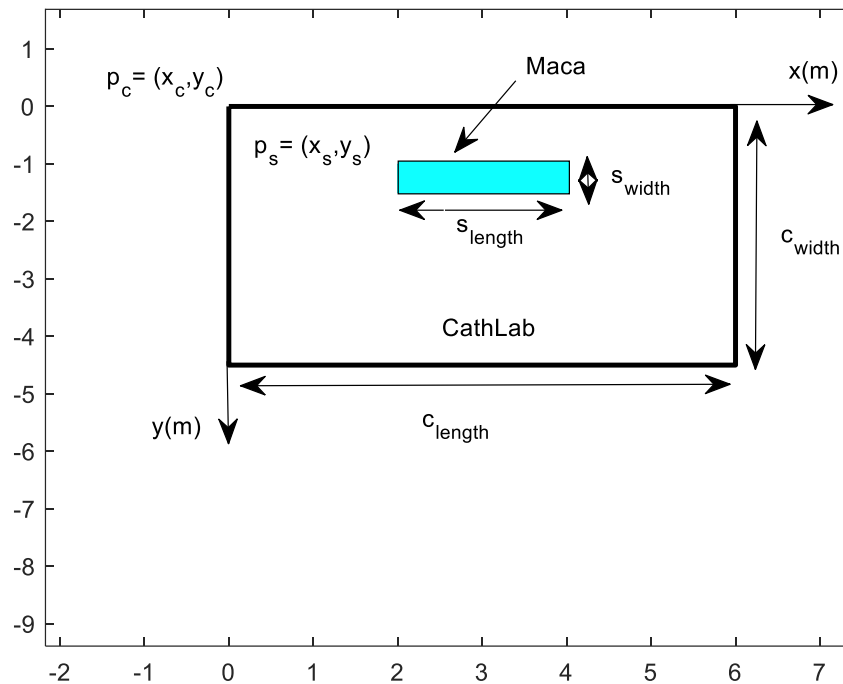


Figura 28 - Vista superior do CathLab: dimensões da sala e da maca.

Nesta subseção, analisaremos o canal de propagação do CathLab por meio de uma simulação 2-D baseada em técnicas de *ray-tracing* [42], [43]. As técnicas de *ray-tracing* são baseadas na ótica geométrica e permitem obter a propagação dos raios multi-percurso para um dado ambiente, através da descrição geométrica do ambiente e da utilização das propriedades eletromagnéticas. Através desta técnica, é possível estimar não somente a potência do sinal, mas também estimar outros elementos de propagação tais como os ângulos de chegada e saída. Este modelo permite uma caracterização completa da propagação levando em consideração a reflexão, transmissão e refração. Contudo, comparando as predições do *ray-tracing* com os valores medidos, as simulações tendem a subestimar a capacidade do canal MIMO, isto

deve-se muito provavelmente a simplificações na representação geométrica do ambiente de propagação.

Para o cenário *CathLab*, vamos caracterizar o canal de comunicação sem fios por meio da técnica de *ray-tracing*. O objetivo é identificar a potência e o atraso dos diferentes raios, para que o CIR possa ser obtido. Além da componente LoS, consideram-se quatro superfícies reflexivas (as quatro paredes da sala), pois apenas se está a ter em conta os raios refletidos de primeira ordem. Nessas condições, existe um total de  $I = 5$  raios, considerando também o LoS (para fins de nomenclatura, consideramos que os componentes LoS têm índice  $i = 1$  e os outros quatro raios têm índices de  $i = 2$  a  $i = 5$ ) entre cada par de antenas.

Vamos definir a posição de uma determinada antena de transmissão como  $a_{tx}^{(m)} = (x_{tx}^{(m)}, y_{tx}^{(m)})$ , e a posição de uma determinada antena de receção como  $a_{rx}^{(n)} = (x_{rx}^{(n)}, y_{rx}^{(n)})$ . Considerou-se raios de antena lineares onde a separação das antenas  $RX$  é  $d_{N_R} = \lambda / 2$ , (onde  $\lambda = c / f_c$  é o comprimento de onda da portadora e  $c$  é a velocidade da luz) e o espaçamento entre as antenas  $TX$  é  $d_{N_T} = \lambda / 2$ . Como mencionado anteriormente, a posição do *array RX* é fixa e a posição do *array TX* pode variar dentro ou próximo da maca. A posição das antenas  $TX$  ficam em uma porção de um círculo com raio  $d_{N_R N_T}$ , onde o centro deste círculo é a posição de uma das antenas  $RX$ . A figura 29 mostra uma simulação feita em diferentes cenários *CathLab* (isto é, diferentes realizações de canal) considerando um sistema MIMO 4x4 e diferentes valores de  $d_{N_R N_T}$ . Como pode ser visto, para uma determinada realização do canal, a posição e a orientação do *array TX* pode variar. Com isto podemos calcular a potência e os atrasos dos raios utilizando o método de imagens, já que ambos dependem da distância.

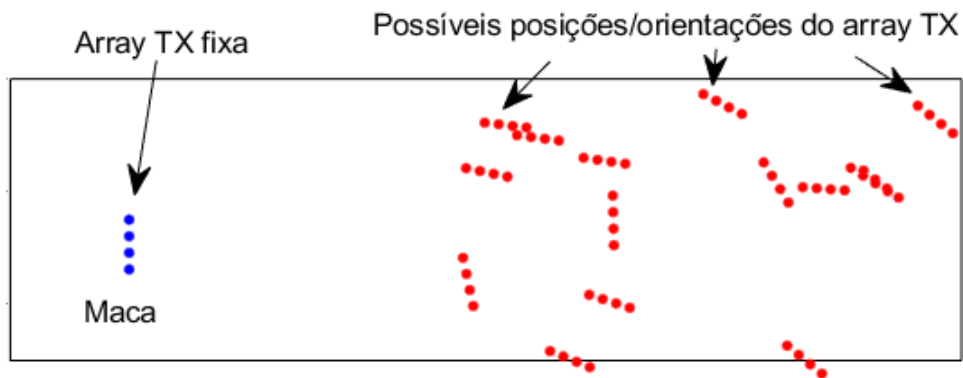


Figura 29 - Diferentes cenários do *CathLab*, considerando um sistema MIMO 4x4 e diferentes valores de  $d_{N_R N_T}$ .

Conforme pode ser observado na figura 30, quando os locais da transmissão ( $TX$ ) e da recepção ( $RX$ ) são fornecidos, a trajetória de um raio refletido a partir de uma superfície plana pode ser facilmente determinada pelo método das imagens. O procedimento é o seguinte: primeiro, localiza-se a imagem  $a_{tx}$  e faz-se a projeção do mesmo  $a_{tx}$  criando a imagem do  $TX$  e depois é feita a conexão ao receptor  $a_{rx}$  com relação à superfície de reflexão plana. Se o transmissor até à superfície plana tiver uma distância  $d$ , a imagem projetada também terá uma distância  $d$ . O método das imagens pode ser estendido para determinar o caminho do raio quando existem várias reflexões. O procedimento é recursivo e pode ser implementado num programa de computador convenientemente. A figura 30 mostra um exemplo da aplicação do método das imagens aplicado ao ambiente CathLab, considerando um sistema MIMO com  $N_R = 2$  e  $N_T = 2$  (para fins de demonstração, apenas as imagens associadas a um par de antenas são mostradas).

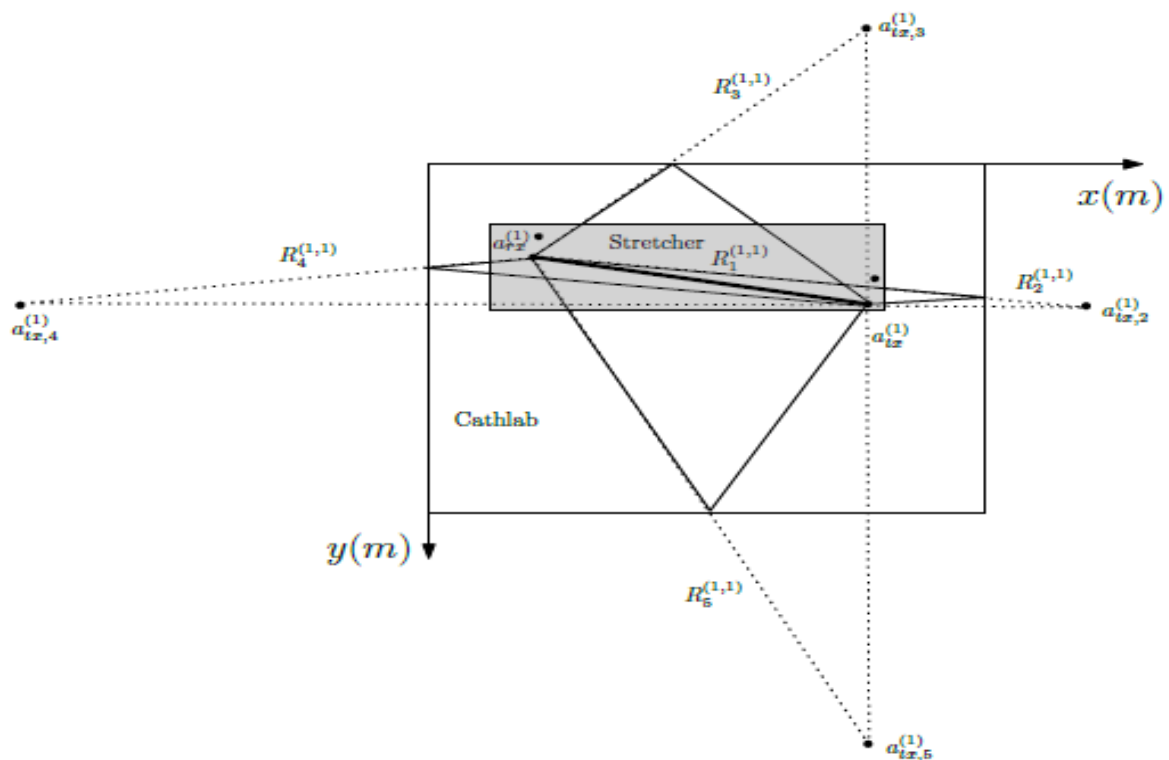


Figura 30 - Exemplo do método de imagens aplicado ao ambiente CathLab considerando um sistema MIMO com  $N_R = N_T = 2$ .

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [3]

Com o método das imagens, pode-se calcular o comprimento de cada raio, ou seja, localiza-se as imagens associadas ao do  $i$ -ésimo raio associado entre a  $t$ -ésima antena de transmissão e  $r$ -ésima antena de recepção, obtidas pelo método das imagens e com a ajuda da fórmula a seguir, calcula-se o comprimento de cada raio.

$$Q_i^{(r,t)} = \|a_{tx,i}^{(t)} - a_{rx}^{(r)}\| = \sqrt{(x_{tx,i}^{(t)} - x_{rx}^{(r)})^2 + (y_{tx,i}^{(t)} - y_{rx}^{(r)})^2} \quad (29)$$

Além da expressão (29), o comprimento do  $i$ -ésimo raio associado entre a  $t$ -ésima antena de transmissão e  $r$ -ésima antena de recepção também pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$Q_i^{(r,t)} = \tau_i^{(r,t)} c \quad (30)$$

O que significa que o atraso associado ao  $i$ -ésimo raio do canal entre a  $t$ -ésima antena de transmissão e  $r$ -ésima antena de recepção é:

$$\tau_i^{(r,t)} = \frac{Q_i^{(r,t)}}{c} \quad (31)$$

Imaginemos que a potência dos sinais transmitidos por cada antena seja  $P_{TX}$ , independentemente do tamanho do MIMO, a potência recebida no  $i$ -ésimo raio, associada a  $t$ -ésima antena de transmissão e  $r$ -ésima antena de recepção, será dada pela fórmula descrita em (3). A potência total associada a uma determinada antena de recepção é dada pela fórmula descrita em (4). A figura 31 mostra o contorno da potência recebida ao longo da sala, considerando um sistema SISO (isto é,  $N_R = N_T = 1$ ) e diferentes posições da antena  $TX$ . Como é de se esperar, a potência recebida será maior em torno da região ocupada pela maca. Se negligenciarmos a componente LoS ou seja se houver um bloqueio entre o  $TX$  e o  $RX$ , a figura 32 mostra o impacto que este bloqueio causa, considerando as mesmas condições da figura 31. Claramente, a potência recebida será menor. Em relação à maca, onde é provável que o  $TX$  esteja a transmitir, a potência pode ser menor do que quando o componente LoS existe. Além disso, pode-se notar que, sem a componente LoS, a potência mais alta será recebida quando o  $TX$  estiver mais próximo da superfície reflexiva mais próxima do  $RX$ .

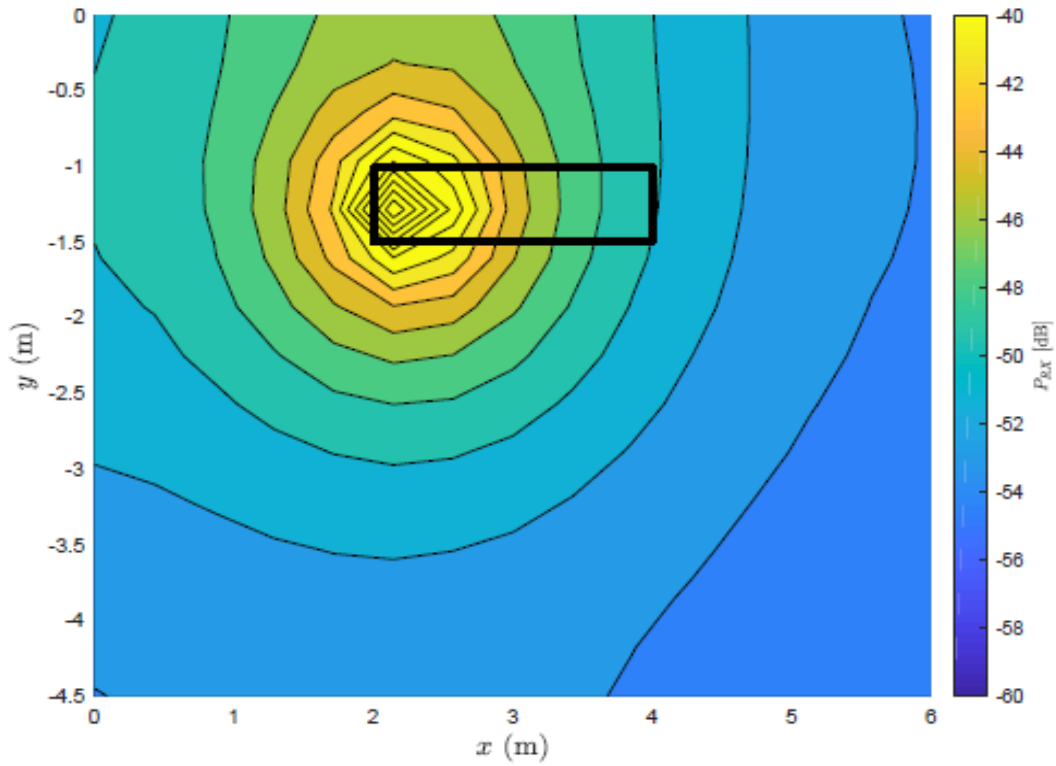


Figura 31 - Contorno da potência recebida ao longo da sala considerando um sistema SISO (ou seja,  $N_R = N_T = 1$ ).

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [3]

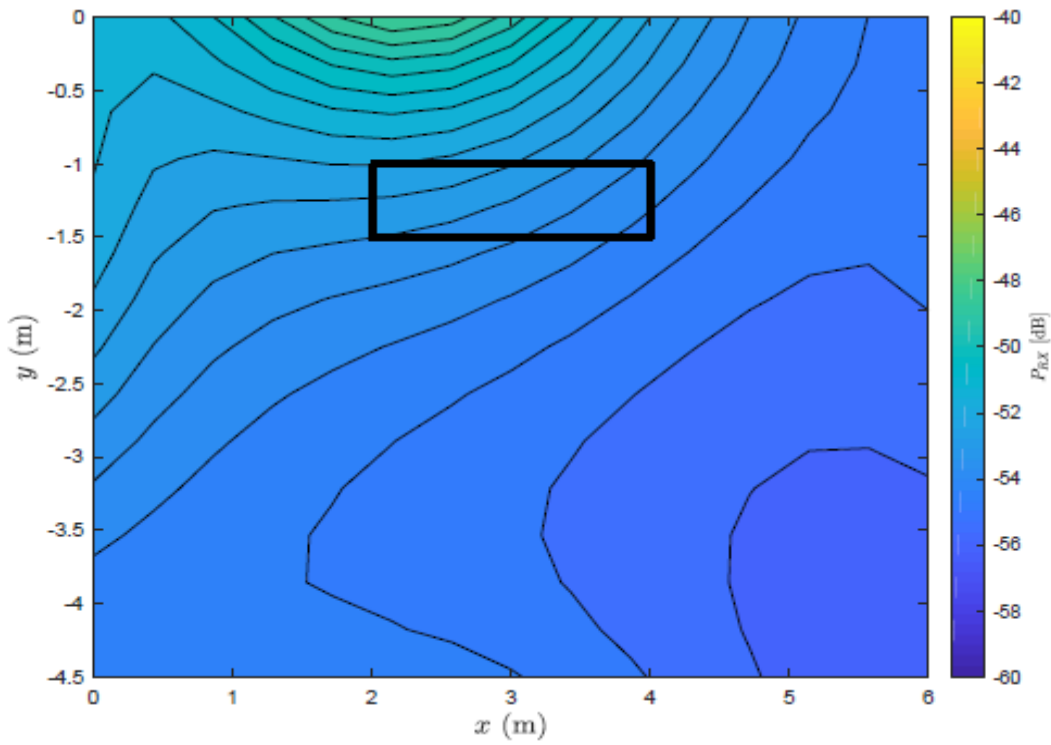


Figura 32 - Contorno da potência recebida ao longo da sala considerando um sistema SISO sem a componente LoS.

Fonte: Imagem retirada do documento da Ref. [3]

Para definirmos o canal, é imprescindível definir-se o número de raios. Vamos começar por definir o raio LoS como:

$$\alpha_1^{(r,t)} = \sqrt{P_1^{(r,t)}} \exp\left(-j2\pi \frac{Q_1^{(r,t)}}{\lambda}\right) \quad (32)$$

onde  $P_1^{(r,t)}$  é a potência da componente LoS para o par de antenas  $N_R, N_T$ .

Para raios NLoS, o coeficiente de reflexão deve ser levado em consideração e os raios são dados pela seguinte expressão:

$$\alpha_i^{(r,t)} = \sqrt{P_i^{(r,t)}} \exp\left(-j2\pi \frac{Q_i^{(r,t)}}{\lambda}\right) \Gamma_i, \quad i > 1, \quad (33)$$

onde  $\Gamma_i$  representa o coeficiente de reflexão da  $i$ -ésima superfície reflexiva, que depende não apenas do material que compõe a superfície, mas também da frequência portadora [44].

Tendo os comprimentos e os atrasos de cada raio, temos informações suficientes para se calcular a resposta impulsiva do canal (CIR) entre a  $t$ -ésima antena de transmissão e  $r$ -ésima antena de recepção em um instante de tempo  $t_0$ , que se denomina como  $h^{(r,t)}(\tau, t_0)$ . Deve-se notar que o CIR é uma função do atraso  $\tau$  e do domínio do tempo  $t$ . A dependência de tempo do CIR é explicada pelas variações na posição do transmissor (ou seja, o PIM, mantido pelo médico) e não está relacionada a variações de ambiente. Considerou-se que a amplitude e o atraso de um determinado raio não mudam se as posições das antenas de  $RX$  e  $TX$  forem fixas. Como o PIM depende do movimento do médico, naturalmente é assumido que a posição do  $TX$  varia ao longo do tempo, pelo que o CIR num dado instante  $t_0$  será dada pela fórmula descrita em (6), e a sua transformada de Fourier dada em (7). Na figura 33 mostra-se um conjunto de CIRs entre um dado par de antenas considerando um sistema MIMO com  $N_R = N_T = 4$  e  $d_{N_R N_T} = 0,6m$ .

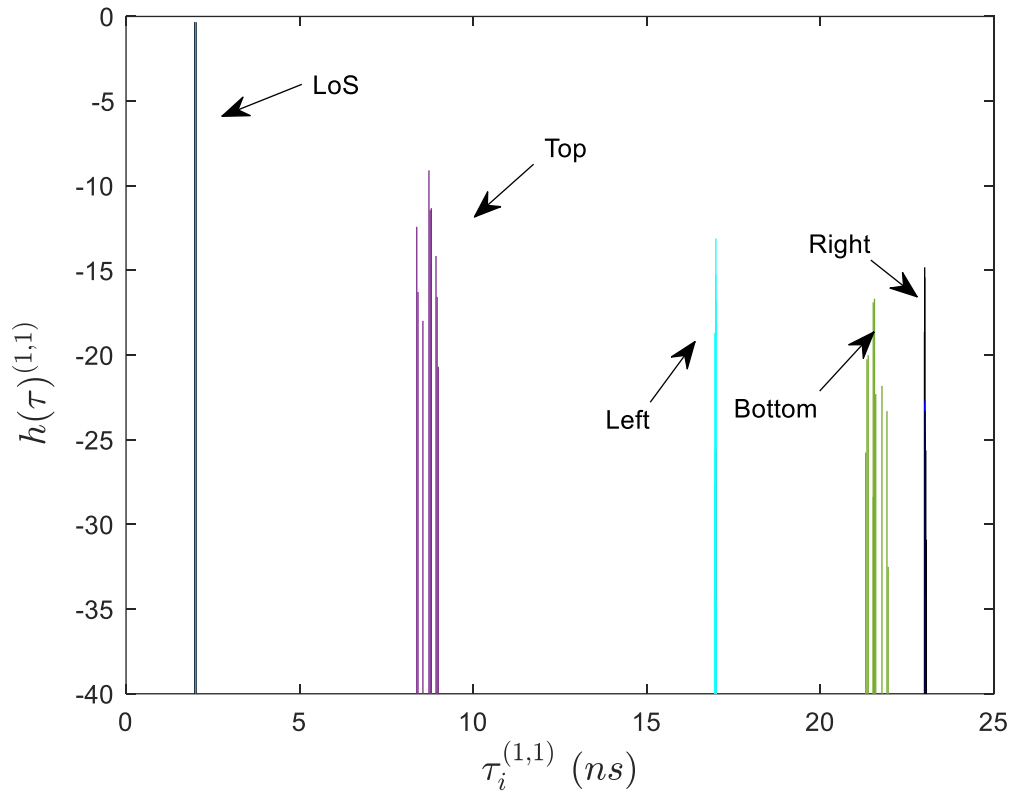


Figura 33 - Conjunto de CIRs entre o par de antenas (1,1), considerando um sistema MIMO com  $N_R = N_T = 4$  e  $d_{N_R N_T} = 0,6m$ .

Conforme descrito acima, o *delay spread* é uma característica importante no canal multi-percurso, tendo um papel importante no desempenho de um sistema de telecomunicações. Com isto, a melhor métrica para caracterização do *delay spread* é o RMS tal como foi dito, e é dada pela fórmula descrita em (11). Deve ser também salientado que o *delay spread* é medido estatisticamente, pelo que é importante sabermos em que valores se situa com maior probabilidade para que o sistema seja desenhado de forma a garantir a menor ISI (o tamanho do prefixo cíclico está intimamente ligado ao valor do *delay spread*). A figura 34 mostra a função de distribuição cumulativa complementar (*complementary cumulative distribution function* (CCDF)) do RMS considerando diferentes distâncias entre o transmissor e o recetor. A partir da mesma figura, pode-se notar que, para as distâncias de interesse, isto é, dentro ou perto da maca, o *delay spread* varia de 3,5ns para 5,5ns. A linha sólida representa o cenário onde se assume uma distância variável entre o transmissor e o recetor, enquanto que as linhas descontínuas representam cenários onde se considera distâncias fixas entre o transmissor e o recetor.



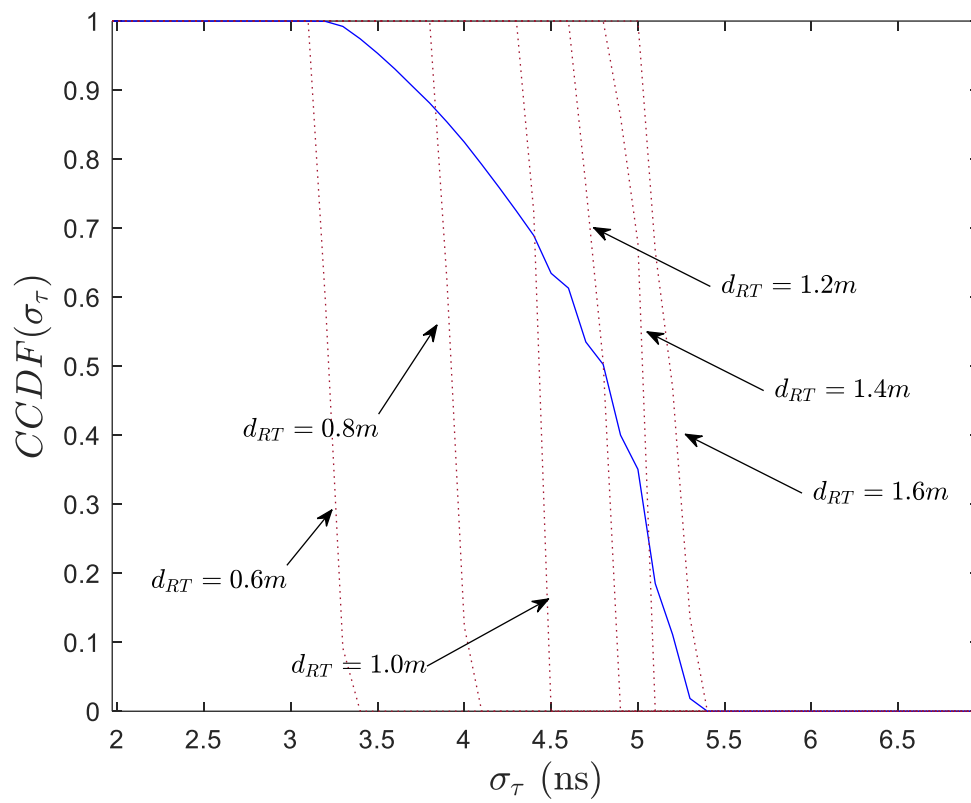


Figura 34 - CCDF do RMS delay spread considerando diferentes distâncias entre o transmissor e o receptor.

## 4 Capacidade de um sistema MIMO-OFDM no CathLab

Neste capítulo, pretende-se levar a cabo uma análise da capacidade de um sistema MIMO-OFDM a operar no ambiente CathLab. Esta análise inclui também a definição de canais baseados no CathLab, de forma a que seja possível ter referências para fins de comparação e para entender os efeitos do ambiente CathLab no sistema.

Conforme analisado anteriormente, em ambientes urbanos onde temos a presença de edifícios, muros, árvores, etc., assume-se que não existe uma linha de vista entre o transmissor e o recetor. A amplitude do sinal devido ao efeito multi-percurso possui uma PDF do tipo *Rayleigh*. Os obstáculos presentes funcionam como espalhadores do sinal enviado, como resultado chegam ao recetor diversas cópias do sinal transmitido com amplitudes, fases e ângulos de chegada aleatórios [7]. Cada percurso que o sinal percorre, chega ao recetor com características próprias do seu percurso, o que acarreta uma certa vantagem para o emprego de sistemas MIMO, uma vez que o MIMO funciona melhor quando o ambiente de propagação multi-percurso é rico o suficiente em termos de valores independentes tal como foi mencionado anteriormente. Vamos começar por analisar os canais baseados no ambiente CathLab, que é um ambiente indoor onde não existe grandes elementos que funcionam como espalhadores do sinal que causam uma certa aleatoriedade de cada percurso.

### Canais baseados em CathLab

Para se analisar o desempenho em ambientes baseados no CathLab, considerou-se as variações do canal derivado das técnicas de *ray-tracing*. Vamos começar por considerar um canal em que a fase de cada raio possui um fator aleatório. Nesse cenário,  $i$ -ésimo raio associado ao canal entre a  $t$ -ésima antena de transmissão e  $r$ -ésima antena de receção é dado por:

$$\alpha_i^{(r,t)} = \sqrt{P_i^{(r,t)}} \exp\left(-j2\pi \frac{Q_i^{(r,t)}}{\lambda} \theta_i\right) \Gamma_i \quad (34)$$

onde  $\theta_i$  é o fator de fase aleatório distribuído uniformemente no intervalo  $[0, 2\pi]$ . Outra variação possível é um canal CathLab onde os raios NLOS (ou seja, os raios refletidos) têm uma componente de *fading Rayleigh*. Os raios deste canal podem ser definidos como:

$$u_i^{(r,t)} = \begin{cases} \alpha_i^{(r,t)}, & i = 0 \\ \alpha_i^{(r,t)} \beta_i^{(r,t)} \Gamma_i, & i > 0 \end{cases} \quad (35)$$

onde  $\beta_i^{(r,t)}$  é a componente de *fading Rayleigh* associado  $i$ -ésimo raio entre a  $t$ -ésima antena de transmissão e  $r$ -ésima antena de recepção. Este componente de *fading Rayleigh* é definido como  $\beta_i^{(r,t)} \sim \text{Rayleigh}\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$ , que significa que  $E\left[|\beta_i^{(r,t)}|^2\right] = 1$ , isto é, possui potência média unitária.

#### 4.1 Capacidade do canal

Vamos avaliar a capacidade do canal com base no padrão IEEE 802.11ax que irá operar no ambiente CathLab. Consideramos um sistema MIMO-OFDM com  $N_T$  antenas de transmissão e  $N_R$  antenas de recepção, onde os sinais OFDM têm  $N_s$  subportadoras. Os símbolos de dados associados a uma determinada subportadora dada formam o vetor  $N_T \times 1$  dado como  $\mathbf{S}_k = [S_k^{(1)}, S_k^{(2)}, \dots, S_k^{(N_T)}]^T$ , conforme visto acima. O padrão IEEE 802.11ax estabeleceu como prefixo cíclico (CP) a duração de 0,8ms [3], que é substancialmente mais alto que o RMS *delay spread* do CathLab, como pode ser observado na figura 34. Para uma determinada realização de canal (ou seja, uma determinada posição do *array TX*), a resposta de frequência do canal associada a  $k$ -ésima subportadora e ao par de antenas  $(N_R, N_T)$  é  $\mathbf{H}_k^{(N_R, N_T)} \triangleq \mathbf{H}(k/T_s)^{(N_R, N_T)}$ , onde  $T$  é a duração do símbolo OFDM. Logo, representamos o canal associado a  $k$ -ésima subportadora, definida como matriz  $\mathbf{H}_k$  de dimensão  $N_R \times N_T$  (17), sendo o sinal recebido associado a uma determinada subportadora, dada em (18).

Para uma determinada realização de canal, a capacidade instantânea do canal é definida como [45]:

$$C_{\mathbf{H}_k} = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right) \right] \quad (36)$$

Para um sistema OFDM, a capacidade total é medida como a soma das capacidades das subportadoras individuais é dada como:

$$C_{\mathbf{H}_k} = \sum_{k=0}^{N-1} C_{\mathbf{H}_k} = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_R} + \frac{\rho}{N_T} \mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H \right) \right] \quad (37)$$

A equação anterior é válida para uma determinada realização de canal. Para obter a capacidade média (média em várias realizações de canal), é preciso calcular a capacidade ergódica, que é dada por:

$$C = E[C_{\mathbf{H}_k}] \quad (38)$$

## 4.2 Resultados de Simulações

Este capítulo tem como objetivo apresentar um conjunto de resultados de desempenho em relação à capacidade ergódica do sistema, tendo como base um sistema MIMO-OFDM utilizado na norma IEEE 802.11ax. Para tal, faz-se uso de um conjunto de simulações de Monte Carlo utilizando o software MATLAB. Estes resultados serão usados para concluir acerca do impacto do ambiente CathLab no desempenho do sistema.

O desempenho de um canal MIMO depende muito da estrutura do canal, ou seja, da matriz do canal  $\mathbf{H}_k$ . De forma a avaliar o desempenho do canal MIMO em diferentes cenários de propagação (CathLab e *Rayleigh*) obteve-se a matriz  $\mathbf{H}_k$  do canal calculada através de técnicas de *ray-tracing*. Nas figuras seguintes serão ilustradas um conjunto de simulações associadas à capacidade do sistema. A menos que seja indicado de outra forma, consideram-se símbolos OFDM com  $N_s = 512$  subportadoras.

### Capacidade para o caso SISO-OFDM

A figura 35 mostra a capacidade ergódica considerando diferentes canais e um sistema SISO-OFDM (isto é,  $N_R = N_T = 1$ ). Os resultados apresentados foram obtidos a partir da matriz do canal  $\mathbf{H}_k$ , sendo que as antenas têm um espaçamento de meio comprimento de onda. Como pode ser observado, a capacidade do sistema obtida no CathLab pode ser superior ao obtido em um canal teórico de *Rayleigh*. Isso pode ser explicado pelo fato do canal CathLab ter efeitos de *fading* mais baixos do que o canal *Rayleigh* tal como foi descrito acima.

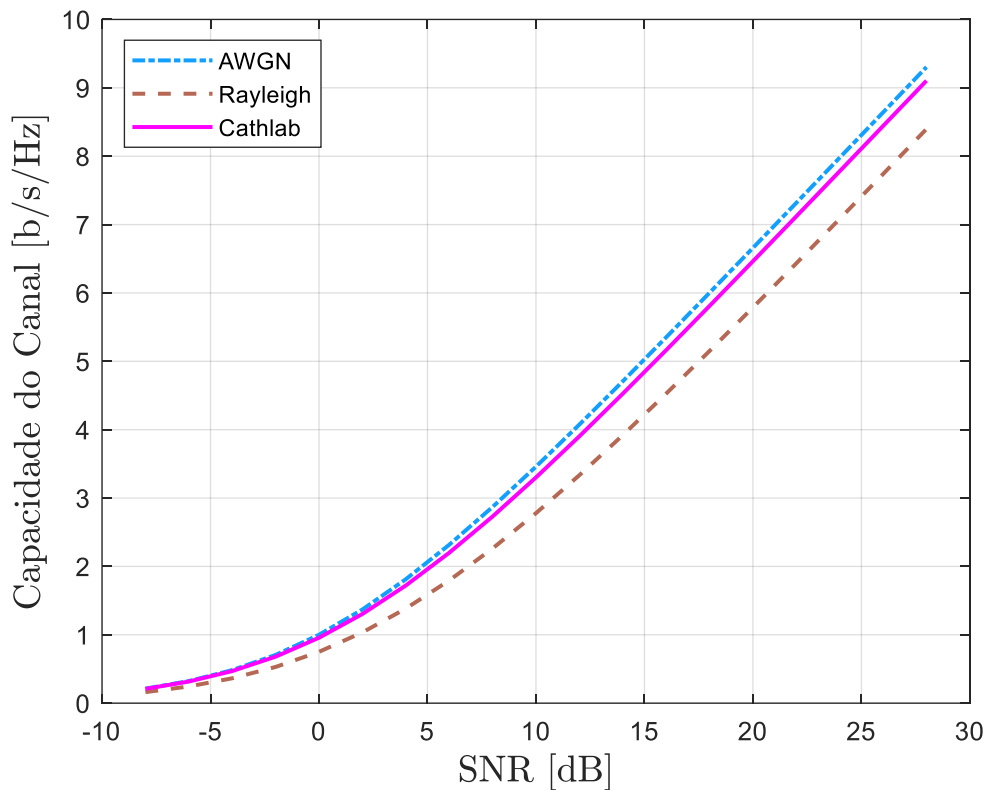


Figura 35 - Capacidade ergódica do sistema considerando diferentes canais e um sistema SISO-OFDM.

### Capacidade para o caso MIMO-OFDM

Considere-se agora o caso de sistemas MIMO-OFDM, os resultados obtidos mostram os benefícios alcançados no sistema MIMO em relação a capacidade do canal quando comparado ao sistema SISO e verifica-se que é possível aumentar a capacidade do sistema apenas aumentando o número de antenas tanto no transmissor quanto no receptor, sem que seja necessário recorrer a recursos de banda. Para se avaliar o ganho de capacidade do sistema MIMO num cenário CathLab e *Rayleigh* utilizaram-se os seguintes parâmetros: começamos com o sistema SISO até um sistema de oito antenas para o *TX* e *RX*, espaçamento entre antenas de  $\lambda$  e uma distribuição de potência uniforme. A figura 36 compara a capacidade ergódica dos sistemas em ambos os canais CathLab e *Rayleigh* considerando diferentes valores de  $N_R$  e  $N_T$ . A partir da mesma figura, pode-se observar que, considerando o sistema SISO, o CathLab apresenta uma capacidade maior do que a obtida no canal *Rayleigh*, tal como foi vista na figura anterior. A situação é diferente quando o sistema MIMO é considerado. Como pode ser observado que a capacidade ergódica para o *Rayleigh* supera a obtida no CathLab, isso é justificado pelo fato de que, nos canais *Rayleigh*, o *fading* em cada antena é assumido ser

descorrelacionado. Com os canais diferentes, aumentando o número de antenas a capacidade cresce no sistema. Portanto, a probabilidade de que a matriz do canal tenha pequenos valores singulares é menor, ou seja, a matriz do canal tem uma probabilidade maior de estar bem condicionada. Pelo contrário, no ambiente CathLab como não há um ambiente rico o suficiente em termos de valores aleatórios, isto origina alguma correlação entre os sinais, a matriz do canal fica mal condicionada, o que leva a uma menor capacidade do canal.

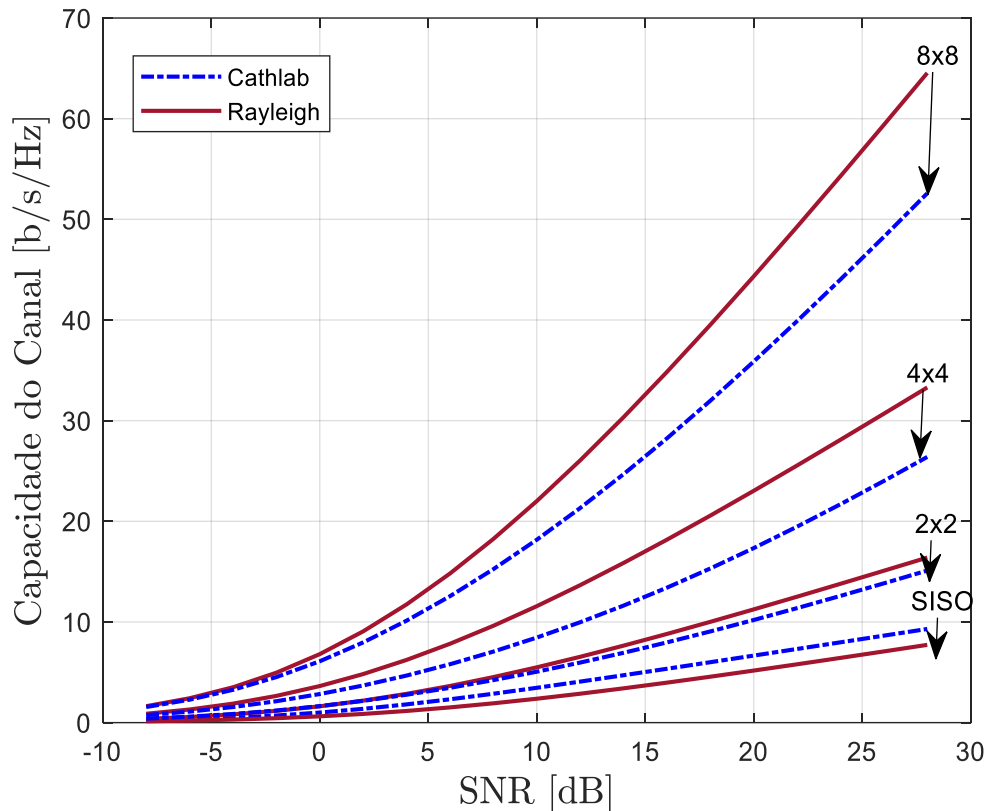


Figura 36 - Capacidade ergódica do sistema para canais Rayleigh e CathLab, considerando sistemas MIMO com tamanhos diferentes.

### Capacidade em função do espaçamento entre antenas

A figura 37 mostra como a capacidade do canal é afetada à medida que aumentamos o espaçamento entre as antenas. Da observação da figura conclui-se que o aumento do espaçamento entre as antenas leva a um aumento da capacidade para canais Rayleigh, ou seja, quanto maior é o espaçamento entre o array de antenas, os elementos da matriz  $\mathbf{H}_k$  tornam-se mais descorrelacionados, o que conduz a um maior ganho de capacidade.

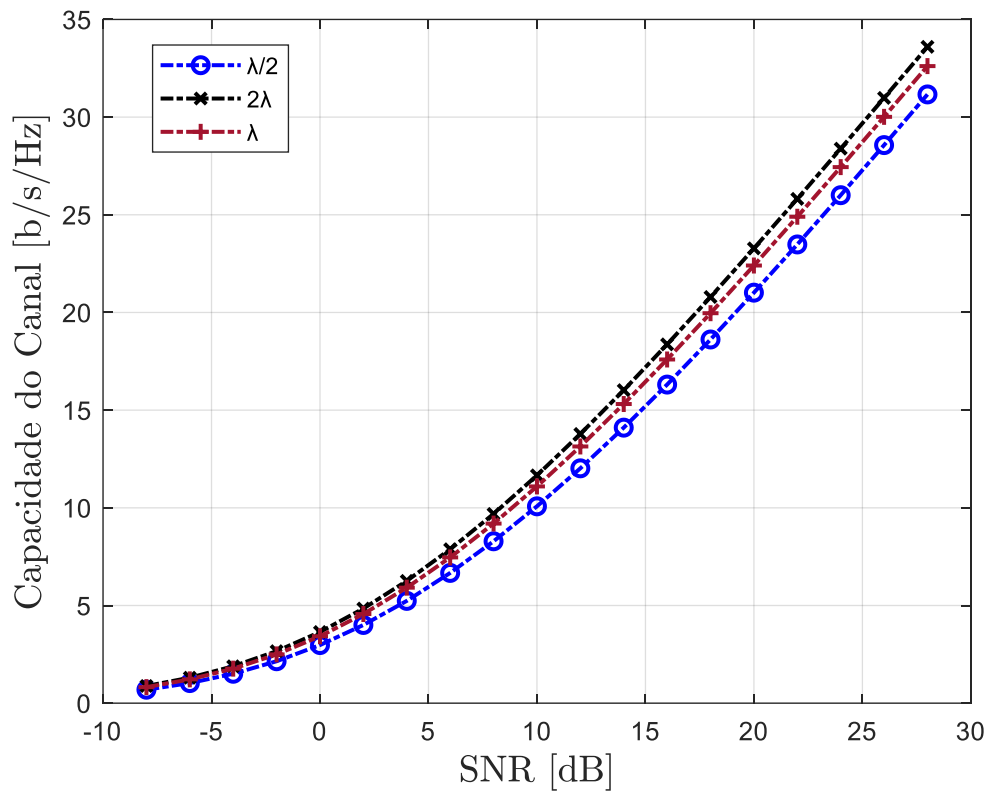


Figura 37 - Espaçamento entre antenas para canais Rayleigh  $N_R = N_T = 4$ .

Na figura 38, analisou-se o efeito do espaçamento das antenas na capacidade, mas agora com o canal CathLab. Para o caso do canal CathLab, observa-se o mesmo efeito, isto é, a capacidade aumenta quando se aumenta o espaçamento entre as antenas. Além disso, como no caso do CathLab o multi-percurso é menor, a decorrelação dos canais leva a um maior aumento na capacidade.

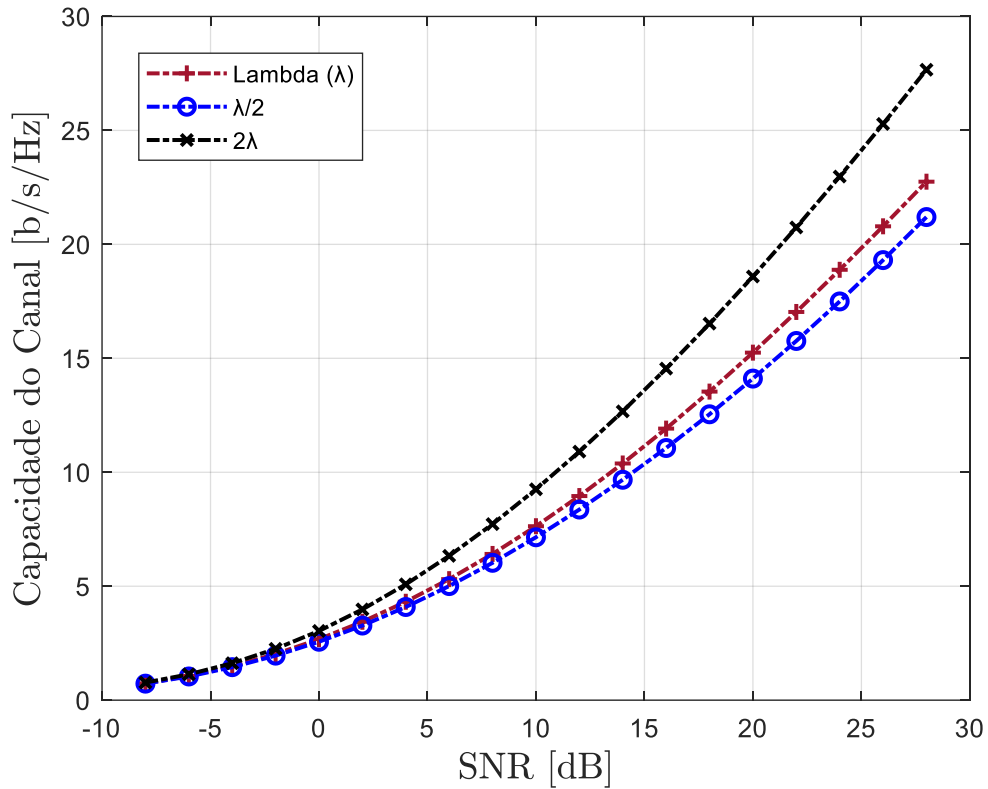


Figura 38 - Espaçamento entre antenas para canais Cathlab  $N_R = N_T = 4$ .

Claramente, um aumento na capacidade do CathLab envolve uma descorrelação dos canais em cada antena transmissora ou receptora. Isso pode ser feito aumentando o espaçamento entre as antenas do  $RX$ , ou  $TX$ . A figura 39 apresenta o resumo da capacidade ergódica do canal de um sistema MIMO 4 X 4 considerando um canal *Rayleigh* e um CathLab e diferentes espaçamentos de antena no *array RX*. A partir da mesma figura, pode-se notar que, ao aumentar o espaçamento entre as antenas, a capacidade do sistema CathLab aumenta e se aproxima mais daquela obtida nos canais *Rayleigh*. No entanto, deve-se mencionar que em  $f_c = 5,1GHz$ , temos  $\lambda \approx 6cm$ , o que significa que aumentando  $d_{N_R}$  acima disso (ou seja,  $d_{N_R} > \lambda$ ) pode não ser viável, especialmente para sistemas MIMO com mais de duas antenas de recepção e transmissão, pois o *array* de antenas pode-se tornar muito grande.



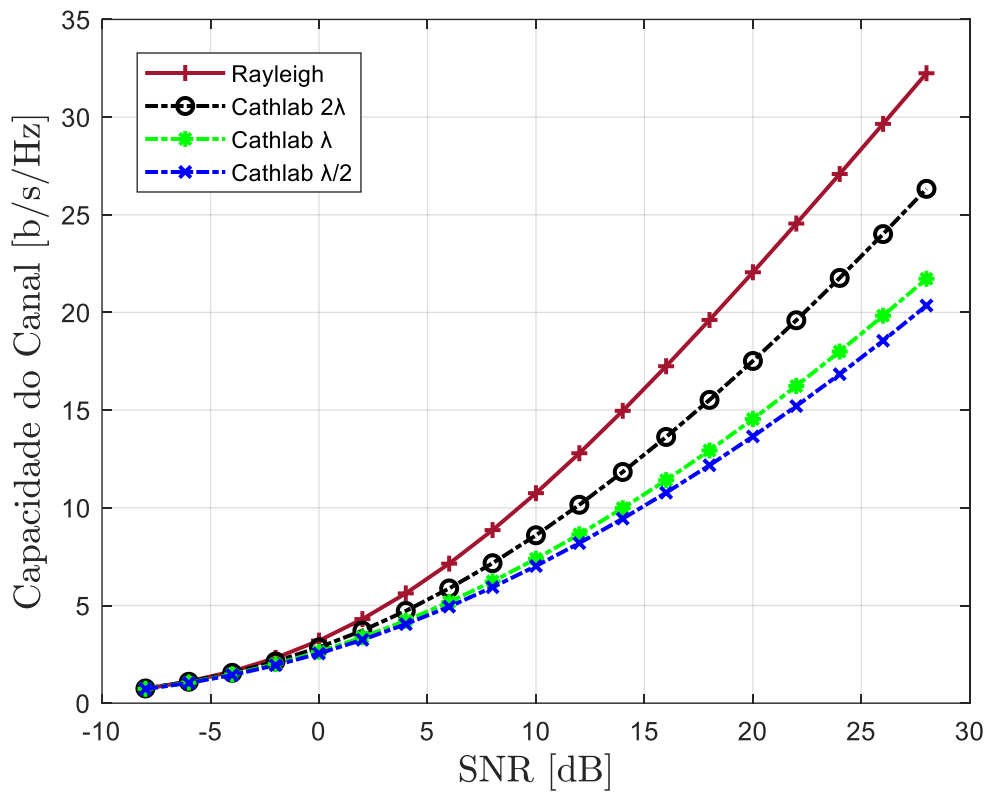


Figura 39 - Capacidade ergódica do sistema com canais Rayleigh e CathLab considerando diferentes valores de  $d_{NR}$ .

### Capacidade em canais derivados do Cathlab

O ganho de capacidade de um sistema MIMO é altamente dependente do canal de propagação. Num cenário em que o espalhamento multi-percurso é maior, resulta numa menor correlação entre os sinais no canal de propagação. A figura 40 mostra a capacidade ergódica de um sistema 8 X 8 MIMO-OFDM, considerando canais CathLab. A partir da mesma figura, pode-se notar que, quando o canal CathLab é combinado com a componente *fading* nos raios NLoS, a capacidade do sistema aumenta substancialmente em relação ao caso em que o canal puro CathLab é considerado.

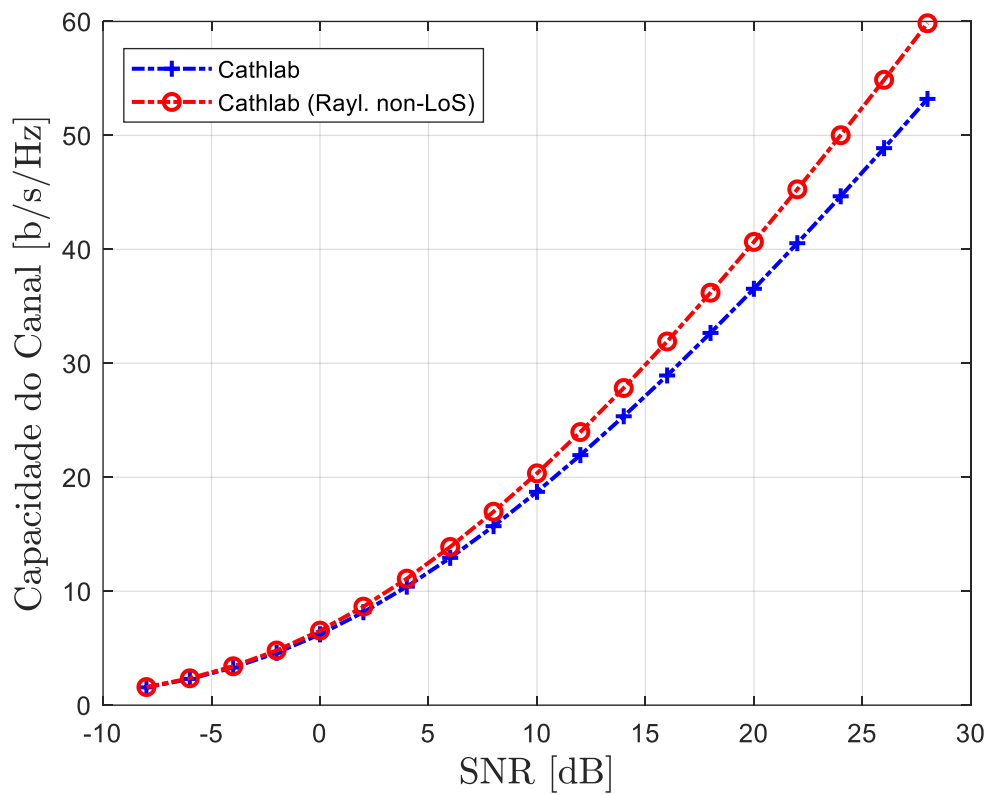


Figura 40 - Capacidade ergódica de um sistema MIMO-OFDM 8 X 8 considerando canais CathLab com componente fading NLoS.

Considerando um canal CathLab em que um fator de fase aleatório é introduzido em cada raio, a capacidade aumenta ainda mais, como pode ser visto na figura 41 e torna-se igual ou quase igual à obtida no canal de *fading Rayleigh* ideal conforme a figura 42.

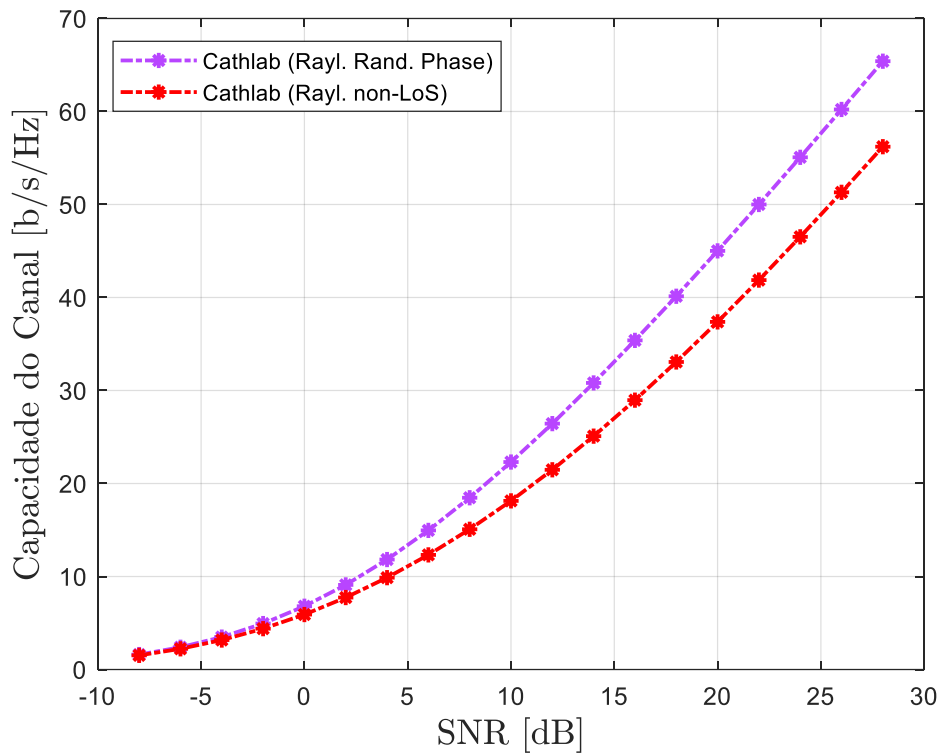


Figura 41 - Capacidade ergódica de um sistema MIMO-OFDM 8 X 8 considerando canais CathLab com fator de fase aleatório.

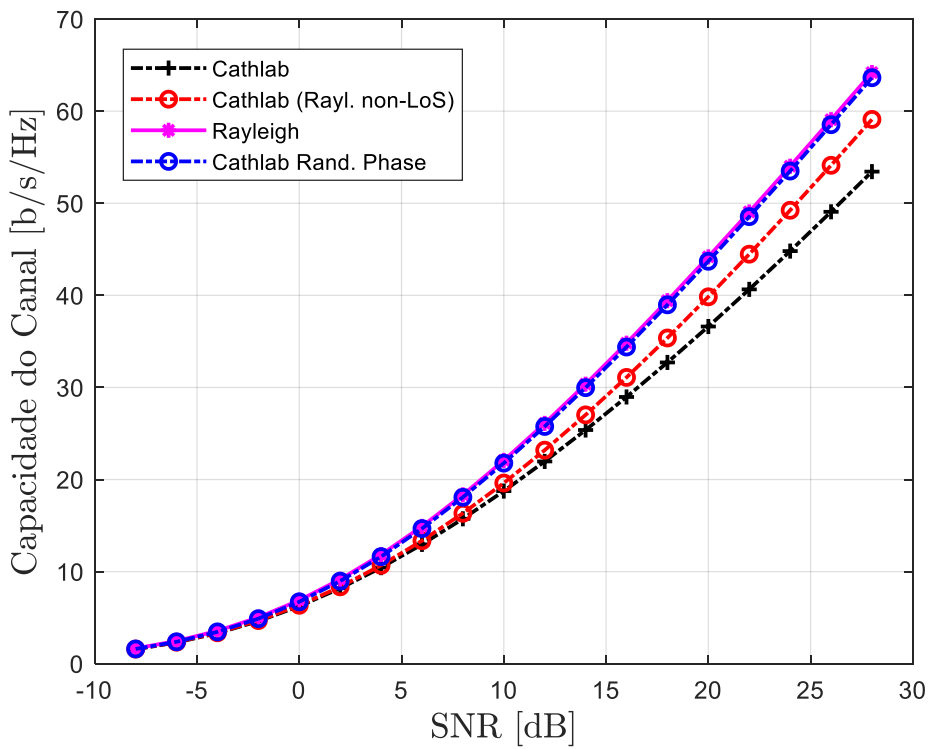


Figura 42 - Resumo da Capacidade ergódica de um sistema MIMO-OFDM 8 X 8 considerando canais CathLab e Rayleigh.

## 5 Conclusões

Atualmente tem se notado cada vez mais o uso das comunicações sem fios nas mais diversas áreas tais como a indústria, a agricultura, a medicina etc. Na medicina, as comunicações sem fios são preferíveis às comunicações com fios, pois facilitam o trabalho dos técnicos de saúde ao reduzir a cablagem na maca. Por outro lado, a constante procura de serviços multimédia tem exigido cada vez maiores taxas de informação, algo que nem sempre é fácil de se alcançar, pois as comunicações sem fios são sempre desafiantes devido aos efeitos de canal. Neste contexto, têm-se estudado técnicas que permitem proporcionar cada vez mais débitos elevados, sendo que os tradicionais sistemas SISO não permitem dar resposta a este aumento.

No entanto, mesmo no IEEE 802.11ax, essas taxas de dados só são alcançáveis com grandes larguras de banda e / ou com técnicas que utilizem mais que uma antena para transmitir e receber informação, designados de sistemas MIMO. De referir que o aumento por via da banda é complicado uma vez que o meio é partilhado e o acesso a grandes larguras de banda só são obtidas se estiverem ociosas (ou seja, não usadas por outras STAs). Isso pode levar a problemas significativos em termos de qualidade de serviço (QoS), já que a largura de banda disponível é dependente do sucesso do acesso ao meio. Assim, os sistemas MIMO são preferíveis pois providenciam uma resposta eficaz a esse problema, aumentando a taxa de transmissão de dados sem ser necessário aumentar a largura de banda ou potência.

O cenário desta dissertação é um laboratório médico denominado “CathLab” onde foi utilizada como base o novo padrão IEEE 802.11ax. Primeiramente, derivou-se o modelo de canal do CathLab por meio de técnicas de *ray-tracing*. Isso permitiu estudar a capacidade de canal de um esquema MIMO-OFDM associado a um sistema WLAN IEEE 802.11ax. Utilizando os resultados das simulações feitas, verificou-se que a capacidade do canal é afetada por diferentes parâmetros tais como cenário de propagação, número de antenas dos *arrays* do *TX* e do *RX* e o espaçamento entre antenas. Mostrou-se que no canal CathLab, os ganhos MIMO não são tão altos como os ganhos potenciais teóricos num canal de *Rayleigh*, onde os elementos de canal são incorrelacionados. A explicação para tal está relacionada com o fraco ambiente de espalhamento multi-percurso do CathLab. Embora se tenha verificado que o aumento do espaçamento entre as antenas pode melhorar o desempenho do sistema, isso pode levar à existência de *transceivers* muito grandes, o que pode não ser viável.

Nota-se então que aumentar o número de antenas do sistema MIMO pode não ser suficiente para atingir as elevadas taxas de dados necessárias para aplicações de imagens médicas sem fios em geral e para o cateter IVUS em particular. Por outro lado, obter uma grande largura de banda também pode ser muito desafiador. Assim, considera-se que as altas taxas de dados e QoS necessárias para o IVUS provavelmente serão obtidas por meio de uma combinação de esquemas MIMO com um rigoroso desenho da subcamada MAC que permita o uso de uma largura de banda grande e estável.

## **6 Trabalho futuro**

Em continuação do trabalho realizado ao longo desta dissertação, apresento os seguintes tópicos que podem servir como trabalho futuro:

Estudo da capacidade num modelo do CathLab em 3D (com efeito do teto e chão), considerando as propriedades reflexivas das paredes.

Ganho do canal com informação e sem informação sobre o canal e verificar se os resultados obtidos possam melhorar o ganho de capacidade da matriz do canal sem a necessidade de um design específico da subcamada MAC para fazer o uso de grandes larguras de banda de forma estável.

## Bibliografia

- [1] A. Katouzian, E. Angelini e S. Carlier, “A state-of-the-art review on segmentation algorithms in intravascular ultrasound (IVUS) images,” *Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 16, nº 5, pp. 823-834, 2012.
- [2] G. Shobha, R. Chittal e K. Kumar, “Medical Applications of Wireless Networks,” em *Second International Conference on Systems and Networks Communications (ICSNC 2007)*, Cap. Esterel, França, 2007.
- [3] J. Guerreiro, R. Dinis e M. Campos, “On the Achievable Capacity of MIMO-OFDM Systems in the CathLab Environment,” *Sensors*, pp. 1-14, Fevereiro 2020.
- [4] B. Bellalta, “IEEE 802.11ax:High-efficiency WLANs,” *IEEE Wireless Communication Magazine*, vol. 23, nº 1, pp. 38-46, Fevereiro 2016.
- [5] M. Dianu, J. Riihijaryi e M. Petroya, “Measurement-based study of the performance of IEEE 802.11 ac in an indoor environment,” em *IEEE International Conference on Communications*, Sydney, Austrália, 2014.
- [6] M. Afaqui, E. Garcia-Villegas e E. Lopez-Aguilera, “IEEE 802.11ax: Challenges and requirements for future high efficiency WiFi,” *IEEE Wireless Communications Magazine*, vol. 24, nº 3, pp. 130-137, Junho 2017.
- [7] L. Hanlen e A. Grant, “Capacity analysis of correlated MIMO channels,” *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 58, nº 11, pp. 6773-6787, Novembro 2012.
- [8] G. Foschini e M. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” *Wireless Personal Communications*, vol. 6, nº 3, pp. 311-335, Março 1998.
- [9] A. Goldsmith, S. Jafar, N. Jindal e S. Vishwanath, “Capacity limits of MIMO channels,” *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, nº 5, pp. 684-702, Junho 2003.

- [10] L. Cimini, "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 33, n° 7, pp. 665-675, Julho 1985.
- [11] D. Coleman e L. Miller, *802.11ax For Dummies*, Aerohive Special Edition, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc, 2018.
- [12] H.-U. M. Center, "Cardiac Catheterization Laboratory," 2015. [Online]. Available: <https://www.harbor-ucla.org/cardiology/about/cardiac-catheterization-laboratory/>. [Acedido em Maio 2020].
- [13] A. Soares, "Diário de bordo de Oficina Multimédia B," 31 Janeiro 2011. [Online]. Available: <https://anasoares1.wordpress.com/2011/01/31/som-e-caracteristicas-do-som-frequencia-amplitude-e-timbre/>. [Acedido em Março 2020].
- [14] R. P. Wening, *Wireless LANs*, Boston, MA: Academic Press, 1996.
- [15] W. T. Moutinho, "Espectro Eletromagnético," [Online]. Available: <https://www.coladaweb.com/fisica/ondas/espectro-eletromagnetico>. [Acedido em Maio 2020].
- [16] M. M. Silva, *Cable and Wireless Networks*, Boca Raton, Flórida: CRC Press, 2016.
- [17] H. T. Friis, "A Note on a Simple Transmission Formula," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, n° 5, pp. 254-256, Maio 1946.
- [18] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, principles and practices*, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1996.
- [19] S. Rahman, "Digital Signal Processing," *Digital Signal Processing*, Dezembro 2004.
- [20] E. Pfützenteuter, "Modem QAM: módulo TX," [Online]. Available: [https://epxx.co/artigos/qam\\_tx\\_pt.html](https://epxx.co/artigos/qam_tx_pt.html). [Acedido em Maio 2020].



- [21] D. Greenwood e L. Hanzo, “Charecterisation of Mobile Radio Channels,” em *Mobile Radio Communications*, Pentech Press, 1994, pp. 92-185.
- [22] B. Sklar, “Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization,” *IEEE Communications Magazine*, pp. 90-100, Julho 1997.
- [23] S. Chen, *Radio Communications Networks and Systems*, University of Southampton, 2020.
- [24] F. P. Fontán e P. M. Espiñeira, *Modelling the Wireless Propagation Channel: A simulation approach with MATLAB*, Wiley, 2008.
- [25] J. Yang, E. Mostafapour, A. Aminfar, J. Wang, H. Huang, A. Akhbari, C. Ghobadi e G. Gui, “Channel Fading Effect Analysis on Diffusion Cooperation Strategies over Adaptative Networks,” *KSII Transaction on Internet and Information Systems*, vol. 13, nº 1, pp. 172-185, Janeiro 2019.
- [26] C. E. Shanon, “A Mathematical Theory of Communication,” *The Bell System Journal*, vol. 27, pp. 379-423, 1948.
- [27] D. Prabha, “MIMO SYSTEM,” 28 Setembro 2012. [Online]. Available: <http://electronicsgurukulam.blogspot.com/2012/09/mimo-system.html>. [Acedido em Junho 2020].
- [28] P. Meerasri, M. Uthansakul e P. Uthansakul, “Self-Interference Cancellation-Based Mutual-Coupling Model for Full-Duplex Single-Channel MIMO Systems,” *International Journal of Antennas and Propagation*, pp. 1-10, Janeiro 2014.
- [29] D. Tse e P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.
- [30] G. J. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas,” *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, nº 2, pp. 41-59, 1996.

- [31] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden e R. A. Velenzuela, “V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel,” *IEEE Xplore*, pp. 295-300, Março 1999.
- [32] D. Matic, “Mathematical description of OFDM,” 1999. [Online]. Available: <http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr05/ofdm/ofdmmath.htm>. [Acedido em Maio 2020].
- [33] C. M. Liu, *Spectral Modeling and Nonlinear Distortion Analysis of OFDM BAsed Wireless LAN Signals*, Portland State University, 2005.
- [34] D. Sharma e S. Mohammed, “On the Implementation of Low Power Pipelined FFT Processor for UWB Communication Systems,” *e-Journal of Caribbean Academy of Sciences*, vol. 4, nº 1, pp. 33-46, 2010.
- [35] L. Pedrini, “O que é ISI (Interferência entre Símbolos) no LTE?,” 28 Fevereiro 2014. [Online]. Available: <http://www.telecomhall.com/br/o-que-e-isi-interferencia-entre-simbolos-no-lte.aspx>. [Acedido em Junho 2020].
- [36] R. Prasad e R. V. Nee, *OFDM for Wireless Communications Systems*, ArtechHouse, 2004.
- [37] S. Mahama, “Waveform Candidates for 5G and Beyond,” 2018. [Online]. Available: <https://itnspotlight.com/waveform-candidates-for-5g-and-beyond/>. [Acedido em Julho 2020].
- [38] M. Agrawal e Y. Raut, “BER analysis of MIMO OFDM system for AWGN & Rayleigh fading channel,” *International Journal of Computer Applications*, vol. 34, nº 9, pp. 33-37, Novembro 2011.
- [39] P. S. Business, “Hospital Santa Cruz apresenta novo centro cirúrgico,” Março 2017. [Online]. Available: <https://saudebusiness.com/mercado/hospital-santa-cruz-apresenta-novo-centro-cirurgico/>. [Acedido em Agosto 2020].

- [40] A. Networks, "The Wi-fi Market and the Genesis of 802.11AX - Whitepaper," 2018. [Online]. Available: <https://www.techrepublic.com/resource-library/whitepapers/the-wi-fi-market-and-the-genesis-of-802-11ax-whitepaper/>. [Acedido em Agosto 2020].
- [41] E. Khorov, A. Kiryanov, A. Lyakhov e G. Bianchi, "A Tutorial on IEEE 802.11ax High Efficiency WLANs," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 21, n° 1, pp. 197-216, 2019.
- [42] C. Yang, B. Wu e C. Ko, "A ray-tracing method for modeling indoor wave propagation and penetration," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, n° 6, pp. 907-919, Junho 1998.
- [43] U. Dersch e E. Zollinger, "Propagation mechanisms in microcell and indoor environment," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, pp. 1058-1066, Novembro 1994.
- [44] T. Kopel, A. Shishkin, H. Heldur e N. Toropovs, "Reflection and transmission properties of common construction materials at 2.4 Ghz Frequency," *Elsevier Energy Procedia*, vol. 113, pp. 158-165, Maio 2017.
- [45] I. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Transactions on TELEcommunications*, vol. 10, n° 6, pp. 585-595, 1999.

## Apêndice - Código MATLAB

```
NSlots=15; %Número de realizações de canal

SNR_vec_dB=-8:2:28; %dB

SNR_vec_lin=10.^(SNR_vec_dB/10); %Em unidades lineares

f_c=5.1e9; %Frequência da portadora

c=3e8; %Velocidade da luz

lambda=c/f_c; %Comprimento de onda

%Configurações MIMO

N_T=4; %Número de antenas de TX

N_R=4; %Número de antenas de RX

antenna_sep_rx=lambda/2; %Separação entre antenas RX

antenna_sep_tx=lambda/2; %Separação entre antenas TX

tx_pos_type='tx_pos_min_dist'; % 'tx_pos_min_dist' ou 'tx_pos_radial'

min_dist_rx_tx=0.5; % Distância de separação entre o TX e o RX

radial_dist_rx_tx=0.8; % Distância radial entre o TX e o RX

%Características do sinal OFDM

N=512; %Número de subportadoras

%Questões de propagação

%Geometria Cathlab pura

if (strcmp(channel_subtype,'geometry_pure') == 1)
    for t=1:T
        for r=1:R
            h(:,r,t)=alpha_rays(:,r,t);
            H(:,r,t)=fft(h(:,r,t),N);
        end
    end
end

% Geometria Cathlab com factor de fase uniforme

elseif(strcmp(channel_subtype,'geometry_phase') == 1)
    for t=1:T
```

```

    for r=1:R
        theta= 2*pi.*rand(1,1);
        h(:,r,t)=alpha_rays(:,r,t)*exp(1i*theta);
        H(:,r,t)=fft(h(:,r,t),N);
    end
end

%Geometria Cathlab com factor Rayleigh

elseif(strcmp(channel_subtype,'geometry_rayl')== 1)
    for t=1:T
        for r=1:R
            h(2:5,r,t)=sqrt(alpha_rays(2:5,r,t).^2).*(randn(4,1)+1i*randn(4,1))/sqrt(2);
            h(1,r,t)=alpha_rays(1,r,t);
            H(:,r,t)=fft(h(:,r,t),N);
        end
    end
end

elseif (strcmp(channel_type,'Rayleigh')== 1)
    for t=1:T
        for r=1:R
            h(:,r,t)=alpha_med(I,1).*(randn(I,1)+1i*randn(I,1))/sqrt(2);
            H(:,r,t)=fft(h(:,r,t),N);
        end
    end

elseif (strcmp(channel_type,'AWGN')== 1)
    H=ones(N,R,T).*exp(1i*2*pi*rand(N,R,T));
end

%Capacidade do MIMO

for n=1:length(SNR_vec_lin)
    Ck=0;
    for k=1:N
        Hk=reshape(H(k,:,:),R,T);
        Ck=Ck+log2(real(det(Id+SNR_vec_lin(n)*(Hk*Hk')/T)));
    end
    cap_vec(n)=cap_vec(n)+Ck/N;
end

```