



ISEL – INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
ADEETC – ÁREA DEPARTAMENTAL DE ENGENHARIA DE ELETRÓNICA E TELECOMUNICAÇÕES E DE
COMPUTADORES
MEET – MESTRADO EM ENGENHARIA ELETRÓNICA E TELECOMUNICAÇÕES
DISSERTAÇÃO

Modelação de Potência Recebida e Dimensionamento de Margens de ligações Micro-ondas Ponto-a-Ponto

ANDRÉ DA SILVA DUARTE

(Licenciado em Engenharia Eletrónica e Telecomunicações e de
Computadores)

Dissertação para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica e
Telecomunicações na área de especialização em Telecomunicações

Orientador: Doutor Pedro Manuel de Almeida Carvalho Vieira

Co-orientação: Mestre Diogo Santos Ribeiro Parracho

Setembro de 2021

Agradecimentos

Em primeiro lugar, gostaria de agradecer aos meus orientadores, Professor Doutor Pedro Vieira e o Engenheiro Diogo Parracho, pela valiosa ajuda e disponibilidade demonstrada ao longo do desenvolvimento da dissertação, tendo sido um apoio fundamental para a realização da mesma.

A todos os meus colegas de curso, pela amizade, apoio e motivação demonstrada ao longo do percurso.

A todos os meus amigos pelo apoio, que se tornou essencial nesta fase da minha vida académica e pessoal.

À Celfinet pelo apoio, informação e dados disponibilizados, que foram essenciais para validação do algoritmo e para o desenvolvimento do modelo de regressão.

À minha família, pelo constante apoio incondicional.

Resumo

Os sistemas de Feixes Hertzianos, nos últimos anos, têm vindo a perder protagonismo face à evolução dos sistemas de fibras óticas. Esta tecnologia, em meio guiado, tem vindo a conquistar um papel cada vez mais relevante e central nos sistemas de comunicação.

Isto deve-se ao facto dos sistemas de natureza ótica possuírem um melhor débito binário, melhor largura de banda e até maior fiabilidade de ligação, uma vez que esta não se encontra sujeita a tantas interferências exteriores como é o caso dos sistemas de micro-ondas.

Apesar destes factores, os sistemas de Feixes Hertzianos continuam a apresentar-se como uma alternativa viável para os operadores de telecomunicações, uma vez que se apresentam não só como uma solução de baixo custo, mas também como uma solução de fácil e rápida implementação, permitindo o estabelecimento de sistemas de transporte de dados até em localizações mais remotas, onde a instalação de sistemas suportados por cabos é dificultada.

Estes sistemas, funcionam maioritariamente em linha de vista entre os seus terminais, o que implica, no processo de projeto, a análise do perfil do terreno em redor, tal como o estudo dos possíveis fenómenos associados à propagação electromagnética.

O cálculo da potência recebida baseada numa análise de perdas, ganhos e potência transmitida da ligação (também denominado por *Link Budget*), não só permite um melhor entendimento das perdas relacionadas com o sistema mas também uma melhor compreensão relativa ao ganho e à potência transmitida, determinando se os mesmos são adequados à ligação em questão.

Neste sentido, o trabalho desenvolvido nesta dissertação visa desenvolver um algoritmo de simulação de ligações de Feixes Hertzianos capaz de estimar a potência recebida e o débito binário, tendo em conta a informação de cada ligação micro-ondas ponto-a-ponto.

Com o objetivo de efetuar uma calibração dos cálculos teóricos realizados, tirando partido das técnicas de *Machine Learning*, é implementado um modelo baseado em dados reais de potência recebida. Para validar o modelo foram utilizados as seguintes métricas: Coeficiente de determinação ajustado (R_a^2), *Mean Absolute Percentage Error* (MAPE) e *Root Mean Square Error* (RMSE). Os resultados do modelo atingiram um $R_a^2 = 0,89$, um erro quadrático médio de 1.59 dB e um erro médio absoluto percentual de 1,99%.

Através da comparação entre a potência recebida teórica e potência recebida prática (modelo de regressão) é realizado um dimensionamento das margens de ligação. As margens de ligação consideradas, consistem na margem de desvanecimento e na atenuação suplementar associada à precipitação.

Palavras-chave: Link-Budget, Ligação micro-ondas ponto-a-ponto, *Machine Learning*, Margens de ligação.

Abstract

Microwave systems, in the last few years, have been losing prominence due to the evolution of optical fiber systems. These technologies have been gaining more and more popularity in communication transmission systems.

This is due to the optical system's ability to reach higher bit rates, larger bandwidths, and even improved link reliability since the link's signal is not subjected to outside interferences as the microwave link.

Despite all these factors, Fixed Wireless Microwave Systems continue to be the best and most viable solution for telecommunication operators since it presents itself, not only as the cheaper solution, as well as the solution with a faster and easier implementation, allowing the installation of systems of this nature in more remote locations where wired supported systems are of difficult execution.

These systems, operate mainly in line-of-sight between terminals, which entails the analysis of the surrounding terrain topology as well as the study of the possible factors related to the microwave air electromagnetic propagation.

The estimation of the received power based on the analysis of losses, gains, and the link's transmitted power (also known as Link Budget), allows, not only a better understanding of all the system's losses but also the improved comprehension of the system's gain and the transmitted power, in order to determine if these are adequate or not to the link in question.

In this regard, the developed work in this dissertation will develop a simulation algorithm that estimates the received power and the bit-rate while taking into account the information of each microwave point-to-point link.

To calibrate these results, while taking advantage of Machine Learning techniques, it is also implemented a model based on real data. To validate this model, the following metrics are used: Coefficient of determination (R_a^2), Root Mean Square Error (RMSE) and Mean Absolute Percentage Error (MAPE). The results reached a $R_a^2 = 0,89$, a $RMSE = 1,59$ dB and a MAPE equals to 1,99%

This will allow, after a comparison of both power estimations, the dimensioning of the different link's margin. The considered margins are the fading margin and the rain attenuation.

Keywords: Link-Budget, Microwave point-to-point link, Link Margins.

Índice

Resumo	v
<i>Abstract</i>	vii
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
Acrónimos	xv
1 Introdução	1
1.1 Motivação	1
1.1.1 Sistemas de Feixes Hertzianos	1
1.1.2 <i>Machine Learning</i>	2
1.2 Objetivos	3
1.3 Estrutura do documento	3
1.4 Publicações	4
2 Estado da Arte	5
2.1 Rede de Transmissão	5
2.2 Sistemas de Feixe Hertziano	5
2.3 Elementos de Propagação	7
2.3.1 Propagação em espaço livre	7
2.3.2 Difração	8
2.3.3 Reflexão	11
2.3.4 Atenuação atmosférica	14
2.3.5 Vegetação	18
2.3.6 Desvanecimento	19
2.3.7 Cabos e guias	19
2.3.8 Desempenho da Ligação	21
2.4 Machine Learning	24
2.4.1 Modelo de Regressão	24
2.5 Regressão linear	25

2.5.1	Regressão linear simples	25
2.5.2	Regressão linear múltipla	26
2.5.3	Regressão polinomial	26
2.5.4	Método dos mínimos quadrados	27
2.5.5	Indicadores de avaliação dos modelos	28
2.5.6	Regressão <i>Stepwise</i>	30
2.5.7	Árvores de decisão	31
2.5.8	Técnicas de <i>Boosting</i>	32
3	Implementação	35
3.1	Algoritmo de <i>Link Budget</i>	35
3.1.1	Difração	36
3.1.2	Reflexão	37
3.1.3	Gases Atmosféricos	40
3.1.4	Vegetação	41
3.1.5	Modo de funcionamento da ligação	42
3.1.6	Linha de transmissão	43
3.1.7	Estimação da qualidade da Ligação	46
3.2	Margens de ligação	50
3.2.1	Desvanecimento	51
3.2.2	Atenuação suplementar devida a hidrometeoritos	52
3.3	Modelo de Regressão - Potência recebida	53
3.3.1	Pré-processamento de dados	53
3.3.2	Regressão <i>Stepwise</i>	56
3.3.3	<i>Gradient Boosting</i>	56
4	Casos práticos	59
4.1	Ligações de Feixe Hertziano	59
4.2	Algoritmo de <i>Link Budget</i>	60
4.2.1	Análise de perfil de terreno	60
4.2.2	Estimação da potência recebida	61
4.3	Modelo de regressão - Potência Recebida	61
4.4	Dimensionamento da margem de ligação	62
5	Conclusões	65
5.1	Síntese	65
5.2	Trabalho Futuro	65
A	Linhas de transmissão	71
A.1	Cabo Coaxial	71
A.2	Guia de Onda	72

Lista de Figuras

1.1	Número de utilizadores de redes móveis (em milhares de milhões), [1]	1
1.2	Aplicações dos sistemas de Feixes Hertzianos, [2]	2
1.3	Crescimento do mercado global de ML (em milhões de dólares, USD), [3]	2
2.1	Distribuição global do meio em redes <i>backhaul</i> , [5]	6
2.2	Sistema básico de transmissão terrestre de Feixe Hertziano.	6
2.3	Sistema de transmissão de Feixe Hertziano com repetidores, [4]	7
2.4	Atenuação em espaço livre em função da distância.	8
2.5	1º Elipsóide de Fresnel, [9]	8
2.6	Representação do obstáculo em lâmina, [8]	9
2.7	Variação das perdas provocadas pelo obstáculo em função de v	10
2.8	Raio direto e raio refletido na superfície terrestre, [11]	11
2.9	Modelo de 2 raios, [12]	12
2.10	Método de imagem para a obtenção das relações geométricas de cada raio, [12]	13
2.11	Modelo de transmissão rádio simplificado, [18].	20
2.12	Atenuação e bandas de frequências dos Guias de ondas circulares (WC), elípticos (EW) e retangulares (WR), [19]	21
2.13	Representação gráfica do modelo de regressão, [20].	24
2.14	Exemplo de regressão linear, [21].	25
2.15	Otimização do modelo de regressão linear usando regressão polinomial.	27
2.16	Exemplo de regressão com linearidade entre variáveis.	29
2.17	Exemplo de gráfico da função de autocorrelação (ACF).	29
2.18	Exemplo de homocedasticidade dos erros.	30
2.19	Exemplo de gráfico Q-Q verificando distribuição normal dos resíduos.	30
2.20	Exemplo de árvores de decisão e o conjunto de dados correspondente, [25]	31
2.21	Diagrama de um modelo típico de GB.	32
2.22	Implementação do 1º modelo de GB.	34
2.23	Método de <i>Gradient Boosting</i>	34
3.1	Perdas efetivas consideradas no algoritmo de <i>Link Budget</i>	35
3.2	Primeira iteração do método <i>Deygout</i>	36
3.3	Ligação sub-dividida pelo obstáculo principal da ligação.	36
3.4	Ligação final sub-dividida iterativamente segundo os obstáculos principais de cada ligação.	36

3.5	Diagrama de fluxo do algoritmo do cálculo de perdas por difração.	37
3.6	Sistema de coordenadas para o cálculo do ponto especular em Terra esférica, baseado em [10].	38
3.7	Raio direto e raio refletido no seu ponto especular.	39
3.8	Atenuação de percurso causada pelo raio refletido.	40
3.9	Atenuação provocada pelos gases atmosféricos.	41
3.10	Atenuação provocada por nuvens e nevoeiro.	41
3.11	Atenuação provocada por vegetação.	42
3.12	Unidade IDU 950A, [27].	42
3.13	Unidade ODU, [27].	43
3.14	Configuração do canal CCDP e tecnologia XPIC, [27].	43
3.15	Atenuação provocada pela linha de transmissão.	45
3.16	Diagrama de montagem ODU/IDU.	46
3.17	Gráfico de dispersão em função do esquema de modulação.	47
3.18	Retas de regressão linear estimadas,	48
3.19	Relação BER vs C/N em função da modulação	49
3.20	Esquema de cálculo do débito binário.	50
3.21	Aproximação de Boithias em função da distância.	51
3.22	Coefficiente de atenuação devido à precipitação por unidade de comprimento para cada polarização.	52
3.23	Gráficos de verificação dos pressupostos do modelo de regressão.	58
4.1	Perfil de terreno das ligações a simular.	60
4.2	Margem de ligação.	62
4.3	Fluxuograma do método para o dimensionamento das margem da ligação.	63

Lista de Tabelas

2.1	Valores de k e α para as polarizações horizontal e vertical em função da frequência, [14].	16
2.2	Distribuição acumulada da intensidade da precipitação nas zonas H e K, [15].	17
3.1	Coefficientes de regressão e métricas de erro dos modelos estimados.	48
3.2	Variáveis independentes candidatas.	54
3.3	Matriz de correlação entre variáveis independentes.	54
3.4	Valores iniciais de VIF.	55
3.5	Valores finais de VIF.	55
3.6	Métricas do modelo de regressão <i>Stepwise</i>	56
3.7	Parâmetros otimizados de <i>Gradient Boosting</i>	57
3.8	Métricas do modelo de regressão (otimizado pelo <i>Gradient Boost</i>).	57
4.1	Alturas das antenas de micro-ondas em cada estação base.	59
4.2	Parâmetros das ligações micro-ondas ponto-a-ponto a simular.	60
4.3	Valores de potência recebida estimada.	61
4.4	Valores de potência recebida estimada a partir do modelo de regressão.	62
4.5	Dimensionamento das margens de ligação.	64
A.1	Cabo coaxial com 50Ω de impedância característica.	71
A.2	Frequências de corte (em GHz) e modo fundamental de guia de onda circular.	72
A.3	Perdas típicas de guia de onda circular de cobre.	72

Acrónimos

ACF *Autocorrelation Function*

ASK *Amplitude Shift Keying*

BER *Bit Error Rate*

BPSK *Binary Phase Shift Keying*

CCDP *Co-channel Dual Polarization operation*

EW *Elliptical Waveguide*

FS *Fixed Services*

FSK *Frequency Shift Keying*

FWS *Fixed Wireless Services*

GB *Gradient Boosting*

IDU *Indoor Unit*

LNA *Low Noise Amplifier*

MAPE *Mean Average Percentage Error*

ML *Machine Learning*

OAM *Operation and Maintenance Module*

ODU *Outdoor Unit*

PSK *Phase Shift Keying*

QAM *Quadrature Amplitude Modulation*

RMSE *Root Mean Square Error*

RSS *Residual Sum of Squares*

VIF *Variance Inflation Factor*

WC *Waveguide Circular*

WR *Waveguide Rectangular*

XPIC *Cross Polarization Interference
Cancelling technology*

Lista de Símbolos

α	Função de frequência, da temperatura, da forma das gotas e da distribuição estatística das suas dimensões presentes na ligação
β_i	Coefficiente de regressão
Γ	Coefficiente de reflexão da superfície terrestre
γ_0	Coefficiente de atenuação por unidade de comprimento associado ao oxigénio
γ_c	Atenuação específica das nuvens presentes no ambiente da ligação
γ_r	Coefficiente de precipitação por unidade de comprimento
γ_w	Coefficiente de atenuação por unidade de comprimento associado ao vapor de água
Δ	Diferença geométrica entre as componentes de raio direto e raio refletido
ϵ	Parâmetro aleatório de erro associado ao modelo de regressão
ϵ'	Constante associada à permissividade dielétrica complexa da água
ϵ''	Constante associada à permissividade dielétrica complexa da água
$\bar{\epsilon}$	Valor médio dos resíduos
$\hat{\epsilon}$	Pseudo-resíduos
θ_Δ	Diferença de fase entre as componentes de raio direto e raio refletido
θ_i	Ângulo incidente
θ_r	Ângulo refletido
λ	Comprimento de onda da portadora
ρ	Densidade de vapor de água
τ_c	Atraso temporal entre as componentes de raio direto e raio refletido
ω_c	Frequência angular da ligação

A_a	Atenuação atmosférica suplementar devida à presença de gases
$A_{r(p)}$	Atenuação associada à chuva não excedida mais do que $p\%$
Att_{coax}	Atenuação de propagação do cabo coaxial
Att_{WG}	Atenuação de propagação do guia de ondas
b_{rf}	Largura de banda efetiva do ruído
C	Capacidade máxima
c	Velocidade da luz no vácuo
C/N	Relação sinal-ruído
d'	Distância total percorrida pela componente do raio direto
d''	Distância total percorrida pela componente do raio refletido
d_1	metade da distância da ligação entre emissor e recetor
d	Distância da ligação entre o emissor e recetor
d_{ef}	Comprimento eficaz do percurso
d_{eq}	Comprimento de ligação equivalente
d_{rx}	Distância do terminal recetor ao topo do obstáculo
d_{tx}	Distância do terminal emissor ao topo do obstáculo
E_0	Campo elétrico a uma distância de referência d_0
E_g	Componente refletida do campo elétrico total no recetor
E_{LOS}	Componente direta do campo elétrico total no recetor
E_{TOT}	Campo elétrico total no recetor
f	Frequência da portadora utilizada na ligação
$F(x)$	valor predito pelo modelo de regressão
f_c	Frequência de corte do guia de ondas
G_E	Ganho da antena emissora
G_R	Ganho da antena recetora
h_e	Altura da antena emissora
h_r	Altura da antena recetora
J_m	Número máximo de nós terminais da respetiva árvore m
k	Função de frequência, da temperatura, da forma das gotas e da distribuição estatística das suas dimensões presentes na ligação
K_l	Coefficiente de atenuação para nuvens ou nevoeiro
L	Função de perdas diferenciável escolhida para o modelo de regressão
LB	Largura de banda
L_{diff}	Perdas por difração provocadas pelo obstáculo
L_{PL}	Atenuação em espaço livre
L_{vg}	Atenuação provocada pela presença de vegetação

M	Densidade de água em estado líquido
N_0	Potência de ruído térmico
n	Número máximo de amostras de dados disponível
N_f	Figura de ruído do recetor
p	Número de variáveis independentes
p_a	Potência correspondente à componente dominante de propagação (raio direto)
P_E	Potência à saída da antena emissora
p_e	Percentagem do tempo, no ano, em que o valor da intensidade da precipitação é excedido
p_n	Mediana da potência devida às restantes componentes propagação (multipercurso)
P_R	Potência à entrada da antena recetora
r_0	Raio terrestre
$R_{i0,01}$	Intensidade de precipitação ultrapassada em apenas 0,01 %
r_1	Raio do primeiro elipsóide de Fresnel
R^2	Coefficiente de determinação
R_a^2	Coefficiente de determinação ajustado
R_b	Débito binário
R_i	Intensidade de precipitação
R_{im}	Gradiente negativo correspondente ao índice de árvore m e índice i de amostra
$Sens$	Sensibilidade do recetor
T	Temperatura ambiente
v	Constante adimensional condicional auxiliar ao cálculo de perdas de difração
x	Variável independente
x_e	Distância do ponto especular à antena transmissora
y	Variável dependente

1

Introdução

No presente capítulo, será realizada uma breve descrição do trabalho desenvolvido, com referência aos objetivos e à motivação que levaram ao desenvolvimento da dissertação. Por fim, será apresentada a estrutura do presente documento e as publicações relativas ao desenvolvimento desta dissertação.

1.1 Motivação

1.1.1 Sistemas de Feixes Hertzianos

As tecnologias de informação e comunicação têm sofrido, nos últimos anos, um crescimento exponencial. Projeções realizadas, revelam que 10% dos dispositivos móveis em 2023 terão conectividade 5ª Geração (5G) apresentando ritmos de transmissão até 13 vezes superiores face aos dias de hoje. Adicionalmente, é projetado também que mais de 70% da população mundial terá conectividade móvel em 2023, representando um aumento de cerca de 600 milhões de utilizadores face a 2018, [1].

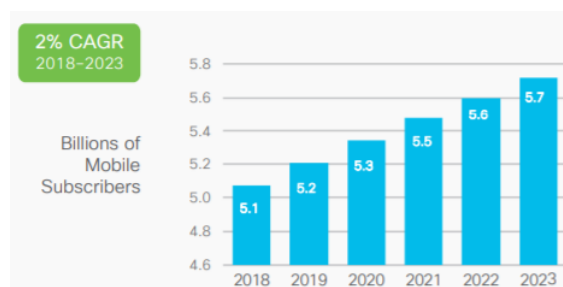


Figura 1.1: Número de utilizadores de redes móveis (em milhares de milhões), [1]

O aumento de utilizadores aliado ao aumento de tráfego gerado pelos mesmos, requiere a implementação de sistemas de elevado débito e uma maior difusão do sinal de comunicações móveis. Os Serviços fixos de banda larga (FS) ou sistemas de Feixes Hertzianos apresentam-se como uma solução viável para satisfazer estes requisitos.

Os sistemas de Feixes Hertzianos em redes de telecomunicações possuem aplicações bastante diversificadas, como se encontra ilustrado na Figura 1.2.

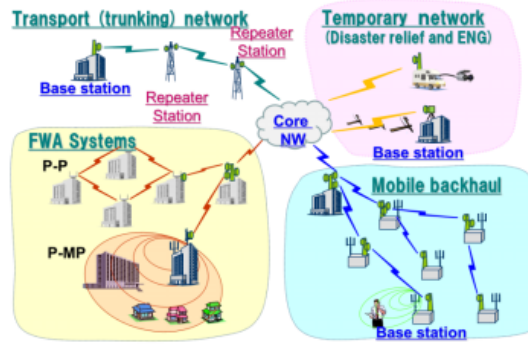


Figura 1.2: Aplicações dos sistemas de Feixes Hertzianos, [2]

Estes sistemas, são utilizados, em diversos tipos de sistemas de transmissão (e.g. *trunking* de redes, *multi-hop* e ligações de longo alcance, também denominadas por *long-haul connections*), na rede *backhaul* das comunicações móveis, em sistemas fixos sem fios (FWS) e até em redes de carácter temporário, [2].

Para além das suas diversas aplicações, os sistemas de Feixes Hertzianos possuem algumas características consideradas vantajosas face a outro tipo de sistemas de transmissão (como os sistemas de fibra ótica) como:

- A independência do sistema perante as características geográficos do meio envolvente;
- A implementação a curto-prazo do sistema com relativo baixo custos associados;
- Elevada robustez do sistema face à catástrofes naturais e outras disrupções.

Permitindo assim, o *deployment* de sistemas robustos de transmissão com uma maior rapidez e baixo custo facilitando assim a difusão de sistemas de transmissão de suporte às redes móveis até para locais mais remotos.

1.1.2 Machine Learning

As técnicas de *Machine Learning* (ML), têm vindo a crescer exponencialmente projetando-se um aumento do seu mercado global de 20,4 Mil Milhões de dólares do presente ano até 2024, correspondendo a uma taxa de crescimento anual de 43,8%, [3].

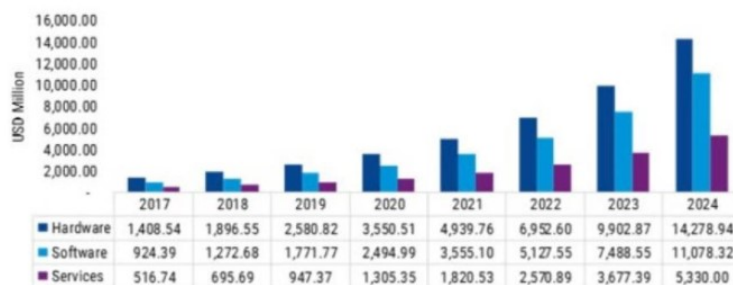


Figura 1.3: Crescimento do mercado global de ML (em milhões de dólares, USD), [3]

Este crescimento deve-se, não só à elevada eficiência com que estas técnicas conseguem automatizar a resolução de problemas de elevada complexidade, mas também devido à versatilidade das suas aplicações, permitindo o uso destes métodos a áreas cada vez mais diversificadas.

Adicionalmente, o crescimento do poder computacional nos últimos anos aliado à elevada disponibilidade de dados, têm facilitado a introdução de técnicas de ML em múltiplos setores industriais, como o setor das telecomunicações a assumir um papel mais predominante no uso destas técnicas.

No dimensionamento e análise de um sistema de transmissão ponto-a-ponto, o cálculo da potência recebida baseada numa análise das perdas, ganhos, e potência transmitida do sistema é um passo fundamental. Este processo, denominado por *Link Budget*, permite um melhor entendimento das perdas relacionadas com o sistema e se o ganho e a potência transmitida são adequados à ligação em questão.

Em algoritmos computacionais desta natureza, a adição de técnicas de análise dados reais de ML pode apresentar-se como uma ótima ferramenta na otimização e melhoria dos resultados por eles gerados, melhorando não só o seu desempenho mas também as suas capacidades de predição.

1.2 Objetivos

O principal objectivo desta dissertação, visa o desenvolvimento de um conjunto de algoritmos capaz de, através duas estimações distintas de potência recebida, realizar um dimensionamento das margens de uma ligação de micro-ondas ponto-a-ponto.

Inicialmente, será desenvolvido um algoritmo capaz de estimar a potência e o débito binário de uma determinada ligação através dos modelos teóricos e determinísticos clássicos disponíveis na literatura.

Juntamente com este algoritmo, e com o objectivo de calibrar a estimacão anterior, será também desenvolvido um modelo de regressão capaz de determinar a potência de recepção de uma determinada ligação através dos seus parâmetros característicos. Os dados utilizados na implementação deste modelo são obtidos através de um operador real.

Finalmente, o confronto entre estas duas estimacões distintas permitirá um dimensionamento das margens da ligação.

A presente tese contou com a parceria da CELFINET, empresa portuguesa de consultoria em telecomunicações.

1.3 Estrutura do documento

O presente documento encontra-se dividido em 4 capítulos. No Capítulo 1, é realizado um enquadramento do tema da dissertação, a motivação e os objectivos da mesma. No Capítulo 2, é realizado um enquadramento teórico no âmbito dos sistemas de Feixes Hertzianos, seguido da caracterização dos elementos da sua rede de transmissão e a caracterização dos modelos teóricos e determinísticos que permitem realizar o dimensionamento de uma ligação. O Capítulo 3, tem como foco a implementação, os métodos e os modelos utilizados. O Capítulo 4, irá abordar os resultados obtidos pelas ferramentas e a análise dos mesmos.

Por fim, o Capítulo 5, abordará as principais conclusões e algumas propostas para o desenvolvimento de trabalhos futuros baseados no trabalho desenvolvido.

1.4 Publicações

Durante o desenvolvimento desta dissertação, foi elaborado e submetido um artigo científico para uma conferência nacional.

- Duarte, A., Parracho, D., Vieira, P., "Modelling Received Power and Dimensioning Margins in Point-to-Point Microwave Links". 14.º Congresso do Comité Português da União Rádio Científica Internacional (URSI), Lisboa, Portugal, Dezembro 2020 (Apresentado).

2

O presente capítulo, realizará um enquadramento teórico, no qual serão caracterizados os diferentes elementos característicos e envolventes dos sistemas fixos de banda larga (Feixe Hertziano).

2.1 Rede de Transmissão

A rede de transmissão, ou rede de transporte, é definida como o sistema tecnológico pertencente à camada física que permite a transmissão de informação através de sinais eléctricos, ópticos ou até sinais rádio entre nós distintos de um determinado sistema de telecomunicações. Estas redes são, tipicamente, compostas por 2 tipos de sistemas de transmissão: Sistema de Feixe Hertziano ou Sistemas de fibra óptica.

2.2 Sistemas de Feixe Hertziano

Os sistemas de Feixe Hertziano (também denominados de sistemas de micro-ondas), são sistemas de comunicação nos quais a transmissão de informação é efectuada por intermédio de ondas rádio. Este tipo de ligações são, tipicamente efectuadas a longo alcance e em linha de vista entre um certo emissor e receptor, recorrendo a portadoras de frequências elevadas (tipicamente de 2 GHz a 40 GHz), o que permite a utilização de antenas de elevado ganho e de dimensões reduzidas, [4].

Estes sistemas possibilitam também, a transmissão de sinais com largura de banda elevada permitindo a transferência de elevadas quantidades de informação a uma velocidade notável. Outra mais valia destes sistemas, relaciona-se com o instalação de ligações desta natureza.

Ao contrário dos sistemas de transmissão de cabo (i.e. Sistemas de Fibra Ótica), ligações de micro-ondas não necessitam da edificação de novas infraestruturas entre os dois pontos terminais da ligação, tornando a instalação das ligações de micro-ondas mais rápida e menos dispendiosa, quando comparado com os restantes sistemas de comunicação.

Por estas razões, e com a crescente difusão, por parte dos operadores de redes móveis, do sinal rádio em regiões com menor densidade urbana, projeta-se um crescimento tal que 62% de todas as estações base, globalmente, estarão interligadas entre si por intermédio de ligações de micro-ondas (Figura 2.1), [5].

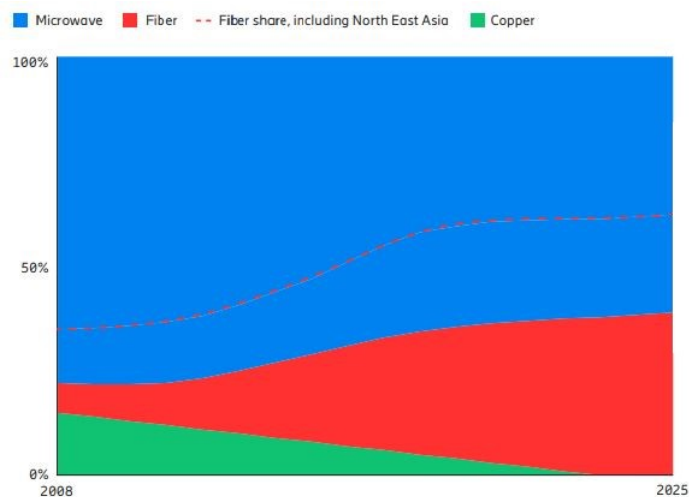


Figura 2.1: Distribuição global do meio em redes *backhaul*, [5]

Um sistema de Feixe Hertziano, é tradicionalmente composto por:

- Estações terminais: Dispositivos constituídos por sistemas de operação e manutenção (OAM) e antenas diretivas, onde a emissão e receção do sinal é efetuada.
- Meio de transmissão: Meio físico constituído pelas camadas baixas da atmosfera como a troposfera, por onde o sinal se propaga.

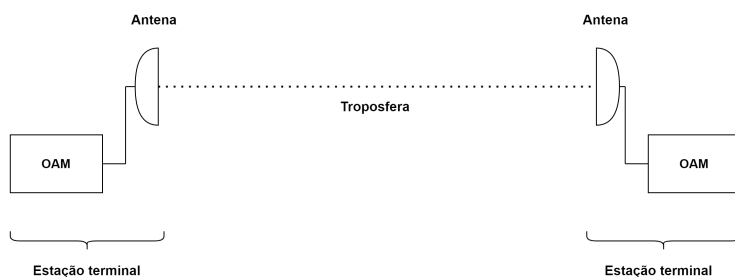


Figura 2.2: Sistema básico de transmissão terrestre de Feixe Hertziano.

O principal objetivo na implementação de sistemas de Feixe Hertziano é o estabelecimento de uma transmissão viável entre o emissor e o recetor. Em certos casos, devido à elevada distância entre os terminais ou devido à presença de obstáculos situados entre ambos, a transmissão é dificultada. Para estes casos é comum o uso de repetidores de forma a compensar estes fatores atenuantes do meio físico de transmissão.

Existem dois tipos de repetidores: repetidores passivos e repetidores ativos. Os repetidores passivos são dispositivos que tiram partido exclusivamente do fenómeno de reflexão para contornar obstáculos. Os repetidores activos são dispositivos que efetuam a regeneração do sinal reestabelecendo o seu nível de potência, [4].

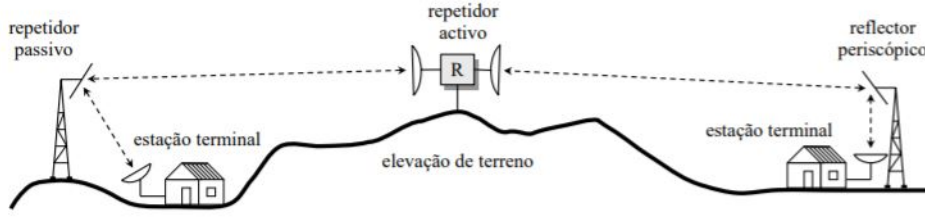


Figura 2.3: Sistema de transmissão de Feixe Hertziano com repetidores, [4]

Dimensionamento de um Feixe Hertziano

No dimensionamento de um sistema deste tipo é necessário, estabelecer uma relação entre a potência de emissão e recepção. Para esse fim, é tipicamente utilizada a aproximação calculada através da Fórmula de Friis que, em unidades logarítmicas, é dada por (2.1), [6]:

$$P_{R[dBm]} = P_{E[dBm]} - A_{E[dB]} - A_{R[dB]} + G_{E[dBi]} + G_{R[dBi]} - L_{PL[dB]} \quad (2.1)$$

com P_R como potência à entrada da antena receptora, P_E como potência à saída da antena emissora, G_E e G_R como os ganhos da antena emissora e receptora respectivamente, A_R e A_E atenuações dos guias e dos filtros de recepção e recepção respetivamente e L_{PL} como a atenuação em espaço livre.

2.3 Elementos de Propagação

Em qualquer ligação, realizada por intermédio de ondas rádio, estão associados diversos fenómenos que afetam a propagação das mesmas. Estes fenómenos, em certos casos, podem até, por vezes, pôr em causa a integridade da própria ligação. Logo, a estimação destes fenómenos é fundamental no processo de dimensionamento de um Feixe Hertziano.

O presente sub-capítulo irá centrar-se sobre os principais fenómenos associados à propagação das ondas rádio, com os métodos determinísticos e teóricos que permitem estimar a influência dos mesmos.

2.3.1 Propagação em espaço livre

No dimensionamento de uma ligação de ondas rádio, o cálculo inicial envolve a consideração de um modelo simplificado, que permite estimar a atenuação de propagação em função da distância e frequência de estimação de perdas de propagação. Este modelo é intitulado de atenuação em espaço livre.

Este modelo, como o nome indica, define a atenuação das ondas rádio em espaço livre, que é definido como a região desobstruída em vácuo entre dois pontos distintos.

A atenuação em espaço livre (em dB), segundo a recomendação ITU-R P.525, é dada pela seguinte equação, derivada da fórmula de Friis, apresentada em (2.2), [7]:

$$L_{PL[dB]} = 92,4 + 20 \log(d_{[km]}) + 20 \log(f_{[GHz]}) \quad (2.2)$$

onde d é a distância da ligação entre o emissor e recetor (em km) e f a frequência da portadora utilizada (em GHz). Caso existam repetidores entre os dois terminais da ligação, a atenuação em

espaço livre é calculada, através da equação (2.2), para cada um dos *links* distintos presentes no sistema (terminal-repetidor, repetidor-repetidor ou repetidor-terminal).

Como se observa na Figura 2.4, e pela equação 2.2, a atenuação em espaço livre aumenta segundo o quadrado da distância entre a antena emissora e recetora, uma vez que as ondas rádio se propagam segundo a lei do inverso do quadrado, segundo a qual a potência da onda rádio emitida diminui em função do inverso do quadrado da distância.

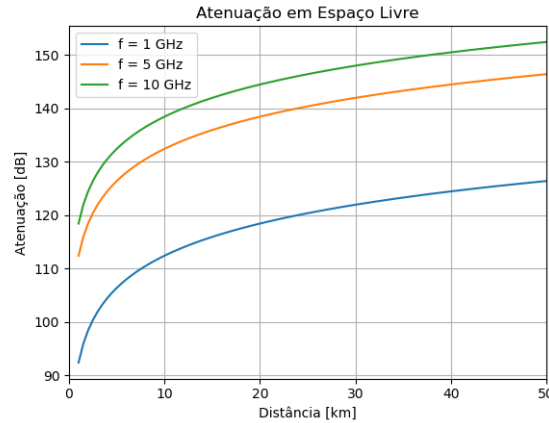


Figura 2.4: Atenuação em espaço livre em função da distância.

2.3.2 Difração

Em qualquer transmissão de um sistema de Feixe Hertziano, existem perturbações devido a obstáculos que, por vezes, são impossíveis de contornar. De forma a estabelecer as condições nas quais a propagação pode ser considerada como espaço livre, é utilizado o princípio de Fresnel.

Este princípio indica que, a atenuação entre duas antenas, mesmo na presença de obstáculos, é igual à atenuação em espaço livre caso esses mesmos obstáculos não intersectem o 1º Elipsóide de Fresnel (representado na Figura 2.5), [8].

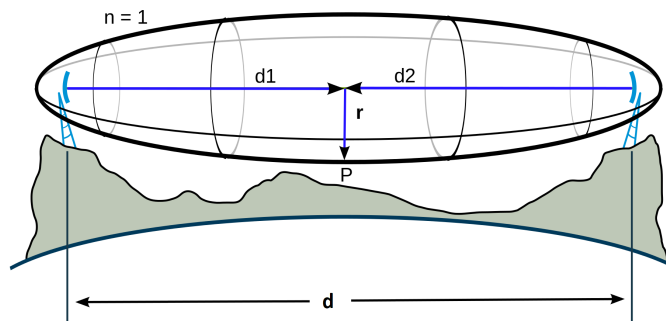


Figura 2.5: 1º Elipsóide de Fresnel, [9]

Estes obstáculos, ao intersectarem o primeiro elipsóide de Fresnel, podem causar perdas consideráveis no sinal a transmitir. Para determinar estas possíveis perdas, é inicialmente calculado o raio deste elipsóide, correspondente ao semi-eixo menor, através da seguinte equação, [8]:

$$r_1 = \pm \sqrt{\frac{d_1(d-d_1)}{d}} \lambda \quad (2.3)$$

com d como a distância entre as duas antenas, d_1 como metade da distância d e λ como o comprimento de onda da portadora. Adaptando a equação de forma a que a distância e a frequência venham em km e GHz respectivamente, a equação em (2.3) é dada por (2.4), [8]:

$$r_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{300d_{[km]}}{f_{[GHz]}}}. \quad (2.4)$$

Determinado o raio do primeiro elipsóide de Fresnel, é possível determinar se os obstáculos intersectam ou não o elipsóide. Caso se verifique uma interseção, considera-se que os obstáculos irão provocar perdas por difração ao sinal.

Um dos modelos mais comuns para o cálculo destas perdas é o modelo de difração de obstáculo em lâmina (também conhecido por *Knife Edge Diffraction Method*).

Segundo este método, todos os obstáculos são interpretados como obstáculos em lâmina, caracterizados por semi-planos opacos, sem profundidade e perpendiculares à direção de propagação do feixe (representado na Figura 2.6).

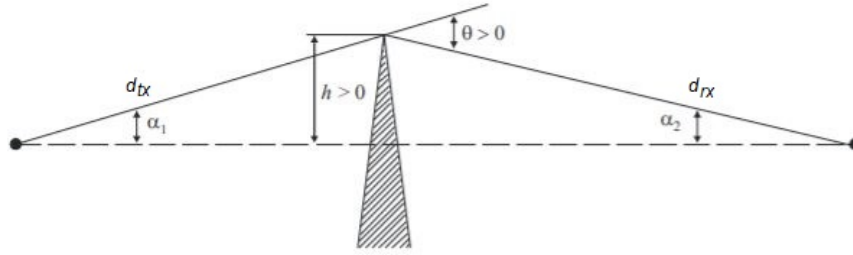


Figura 2.6: Representação do obstáculo em lâmina, [8]

A atenuação suplementar provocada pelo obstáculo, em dB, é dada pela seguinte equação (2.5), [8]:

$$L_{diff[dB]} = 10 \log \left\{ \frac{[\frac{1}{2} + C_i(-v)]^2}{2} + \frac{[\frac{1}{2} + S_i(-v)]^2}{2} \right\}. \quad (2.5)$$

em que C_i e S_i representam, respetivamente, as funções de coseno e seno integral e v , um parâmetro constante e adimensional dado equação (2.6):

$$v = h \sqrt{\frac{2}{\lambda} \left(\frac{1}{d_{tx}} + \frac{1}{d_{rx}} \right)} \quad (2.6)$$

onde d_{tx} e d_{rx} são as distâncias dos percursos de cada terminal até ao topo do obstáculo, h a altura do obstáculo acima de uma linha reta horizontal entre os terminais e λ é o comprimento de onda da portadora.

A difração, segundo o modelo de obstáculo em lâmina, é determinada pelo parâmetro v . Este parâmetro, define o grau de obstrução do recetor face ao obstáculo. Para valores de v inferiores a -1, como se pode observar na Figura 2.7, a obstrução é desprezável, localizada abaixo da linha de vista provocando perdas de valores bastante reduzidas. Caso contrário (i.e. para valores superiores a -1), a

obstrução provocada pelo obstáculo aumenta com o aumento do valor do parâmetro v .

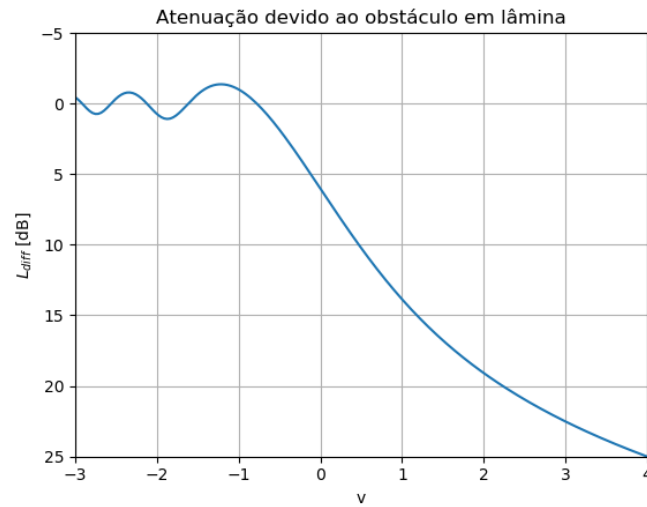


Figura 2.7: Variação das perdas provocadas pelo obstáculo em função de v .

A partir da Figura 2.7, observa-se também que, em alguns casos para valores de v superiores a -1, a presença do obstáculo conduz a uma atenuação negativa, ou seja, a um ganho. No projeto de ligações de Feixe Hertziano, é habitual considerar estes ganhos como nulos, [10].

Alternativamente, para valores de v superiores a -0,78, o valor de atenuação suplementar (em dB) pode ser aproximado pela expressão (2.7), [8] :

$$L_{diff[dB]} = 6,9 + 20 \log(\sqrt{(v - 0,1)^2 + 1} + v - 0,1). \quad (2.7)$$

Método Deygout (Obstáculos múltiplos em lâmina)

Como referido, em sistemas de Feixe Hertziano, existem perturbações devido a obstáculos que, por vezes, são impossíveis de contornar. Em certos casos, não existe um único obstáculo mas sim múltiplos obstáculos a obstruir a ligação. Este método, designado por método de Deygout, é descrito de seguida e baseia-se no cálculo de perdas por difração referido.

O método para o cálculo de perdas por difração de múltiplos obstáculos é descrito pelas seguintes etapas, [10]:

1. Assimila-se cada uma das obstruções, localizada no ponto de distância x_i ao terminal à esquerda, a um obstáculo em lâmina de altura h_i , em relação ao raio direto entre terminais. Tal como no caso do obstáculo isolado h_i , é positivo quando o obstáculo se encontra acima do raio direto e negativo no caso contrário.
2. Calcula-se o raio do primeiro elipsoide de Fresnel r_{1i} nos pontos de abscissa x_i (em que se situam os obstáculos) e calcula-se para cada um dos obstáculos a relação h_i/r_i
3. O obstáculo principal é, de entre todos os obstáculos que interseam o primeiro elipsóide de Fresnel, o que corresponde ao maior valor da relação h_i/r_{1i} . Se existirem dois ou mais obstáculos

com o mesmo valor da relação, qualquer um deles, poderá ser escolhido como obstáculo principal. É de seguida calculado as perdas provocadas por este obstáculo através da equação (2.5).

4. De seguida, a ligação entre terminais é decomposta em duas: uma ligação entre um terminal e o topo do obstáculo principal e a outra entre este ponto e o outro terminal. De seguida assume-se como "novas" linhas de vista as linhas poligonais abertas entre os terminais (de cada lado) e o topo do obstáculo principal. Traçam-se então, os primeiros elipsóides de Fresnel para cada uma das partes em que a ligação é sub-dividida.
5. O processo de determinação do obstáculo principal e consequente cálculo das suas perdas é repetido, de forma independente, para cada uma das partes da ligação. Para as operações subsequentes apenas retêm-se os obstáculos que intersejam o primeiro elipsóide de Fresnel entre os extremos de cada "nova" ligação.
6. Caso se verifique obstrução destas novas ligações, cada uma das partes da ligação é dividida novamente e o processo e cálculo repetido para os respetivos obstáculos principais. O processo de divisão das ligações e cálculo de perdas destes novos obstáculos ocorre tantas vezes quanto o número de obstruções na subsequentes divisões.

2.3.3 Reflexão

A reflexão é um dos fenómenos mais significantes em qualquer tipo de sistemas fixos de propagação de ondas rádio. Em ligações com frequências superiores a 1 GHz, a onda de propagação rádio pode ser interpretada como a composição de um raio direto e um raio refletido na superfície terrestre, [11].

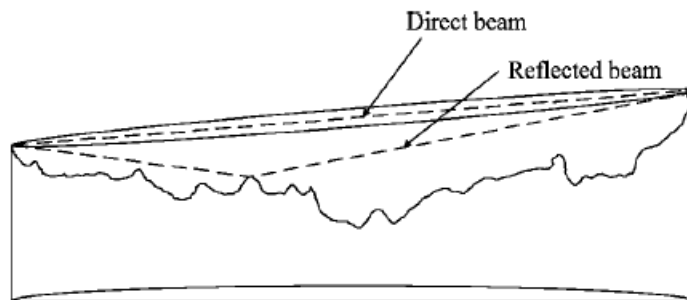


Figura 2.8: Raio direto e raio refletido na superfície terrestre, [11]

Dependendo da diferença de fase entre cada um desses raios ao alcançar o recetor, a soma dos seus vetores pode resultar, no raio direto, uma interferência destrutiva (atenuação) ou até mesmo numa interferência construtiva (aumento da potência).

A influência deste raio refletido pode ser anulada com o uso de antenas diretivas ou, com a colocação das antenas a alturas de forma a que o percurso do raio refletido seja obstruído por elementos físicos do terreno. Se qualquer uma destas técnicas não for possível, e se o terreno onde os raios são refletidos for plano e possuir uma elevada condutividade e permissividade o raio refletido pode degradar em demasia a qualidade do sinal recebido. Um exemplo concreto deste fenómeno é verificado em ligações realizadas sobre largas superfícies aquáticas como lagos ou rios, [11].

Modelo de 2 Raios

Para estimar a potência associada aos raios direto e refletido, é comum o uso do Modelo de 2 raios, assumindo que fruto dos diferentes fenômenos de multi percurso, só dois raios prevalecem numa dada ligação entre um determinado emissor e recetor, [11].

O modelo de 2 raios, baseado em geometria ótica, é um modelo bastante utilizado na predição da potência de sinal recebido em larga escala para ligações com distâncias de alguns quilómetros entre emissor e recetor. Apesar do modelo ser mais usual em sistemas de redes móveis (como referido em [12]), é também possível o seu uso na estimação de potência em sistemas de Feixe Hertziano ponto-a-ponto, [11].

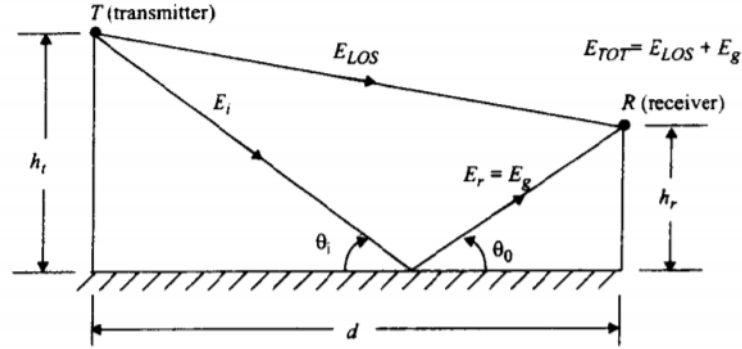


Figura 2.9: Modelo de 2 raios, [12]

Neste modelo, a superfície terrestre é assumida como plana e, assumindo como referência a Figura 2.9, o campo elétrico total no recetor (E_{TOT}) é um resultado da soma entre a componente direta (E_{LOS}) e a componente refletida (E_g). Assumindo E_0 , como o campo elétrico (em V/m), a uma distância de referência d_0 , menor que a distância percorrida de ligação d , o campo elétrico em espaço livre, à frequência ω_c , é dado pela equação (2.8).

$$E(d, t) = \frac{E_0 d_0}{d} \cos\left(\omega_c\left(t - \frac{d}{c}\right)\right). \quad (2.8)$$

Assumindo que a componente do raio direto percorre uma distância total d' , e a componente do raio refletido percorre uma distância total de d'' , os campos elétricos em (V/m) no recetor das respetivas componentes (E_{LOS} e E_g) é dado pelas equações (2.9) e (2.10).

$$E_{LOS}(d', t) = \frac{E_0 d_0}{d'} \cos\left(\omega_c\left(t - \frac{d'}{c}\right)\right) \quad (2.9)$$

$$E_g(d'', t) = \Gamma \frac{E_0 d_0}{d''} \cos\left(\omega_c\left(t - \frac{d''}{c}\right)\right) \quad (2.10)$$

com Γ , igual ao coeficiente de reflexão da superfície terrestre.

Para distâncias superiores a alguns quilómetros, o ângulo incidente é mínimo (*grazing incidence*), próximo de zero ($\theta_i \approx 0$), e considerando uma reflexão perfeita na superfície, resulta um coeficiente de reflexão de $\Gamma = -1$. Uma vez que o campo elétrico total é o resultado da soma das duas componentes (direta e refletida), o campo elétrico total é então dado pela equação (2.11).

$$E_{TOT}(d, t) = E_{LOS} + E_g = \frac{E_0 d_0}{d'} \cos\left(\omega_c\left(t - \frac{d'}{c}\right)\right) - \frac{E_0 d_0}{d''} \cos\left(\omega_c\left(t - \frac{d''}{c}\right)\right). \quad (2.11)$$

Adicionalmente, e usando por base método de imagem (ilustrado na seguinte Figura 2.10), a diferença geométrica entre as componentes Δ , é dada pela expressão (2.12).

$$\Delta = d' - d'' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} - \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2}. \quad (2.12)$$

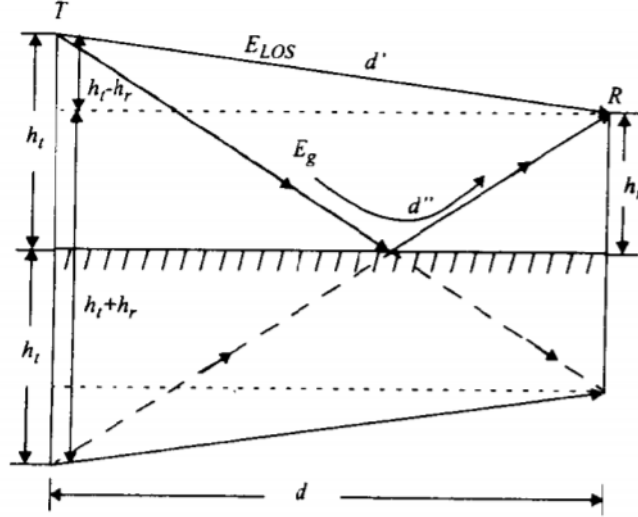


Figura 2.10: Método de imagem para a obtenção das relações geométricas de cada raio, [12]

Uma vez que, para ligações desta natureza a distância entre emissor e recetor, d , é bastante superior à soma entre a altura do recetor (h_r) e emissor (h_t), através de uma aproximação de *Taylor*, a equação (2.12) é simplificada para a equação (2.13), [12]

$$\Delta = d' - d'' \approx \frac{2h_e h_r}{d}. \quad (2.13)$$

Uma vez que a diferença entre componentes é conhecida, a diferença de fase e o atraso temporal entre as mesmas, são obtidos através das expressões (2.14) e (2.15), respetivamente.

$$\theta_\Delta = \frac{2\pi\Delta}{\lambda} = \frac{\Delta\omega_c}{c}. \quad (2.14)$$

$$\tau_c = \frac{\Delta}{c} = \frac{\theta_\Delta}{2\pi f}. \quad (2.15)$$

É de notar que à medida que, a distância aumenta, a diferença entre a distância d' e d'' é cada vez menor, fazendo com que as amplitudes do campo elétrico do raio direto e do raio refletido sejam iguais, diferenciado-se entre si apenas na sua fase. Com a diferença de fases conhecida, e sabendo que a componente refletida é de magnitude igual à componente direta mas desfasada em 180° , o campo elétrico total da ligação a dois raios é dado pela equação (2.16).

$$E_{TOT} = E_{LOS}(1 - e^{-j\theta_\Delta}) = E_{LOS}(1 - \cos(\theta_\Delta) + j \sin(\theta_\Delta)) \quad (2.16)$$

Logo, a amplitude do campo elétrico total, é dada através da expressão (2.17).

$$|E_{TOT}| = |E_{LOS}|(1 + \cos^2(\theta_\Delta) - 2 \cos(\theta_\Delta) + \sin^2(\theta_\Delta))^{\frac{1}{2}} \quad (2.17)$$

Simplificando a equação (2.17), a expressão final da amplitude do campo total elétrico no recetor é dada por (2.18).

$$|E_{TOT}| = 2|E_{LOS}| \sin\left(\frac{\theta_\Delta}{2}\right) \quad (2.18)$$

Uma vez que a potência é proporcional ao quadrado do campo elétrico, a potência recebida p_r , é dada por (2.19).

$$p_r \propto 4|E_{LOS}|^2 \sin^2\left(\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d}\right) = 4p_e \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 g_e g_r \sin^2\left(\frac{2\pi h_t h_r}{\lambda d}\right) \quad (2.19)$$

Onde, g_e e g_r correspondem aos ganhos das antenas transmissora e recetora, respetivamente, em unidades lineares e p_e a potência transmitida em Watts.

2.3.4 Atenuação atmosférica

Outro factor predominante, que afeta a ligação de Feixe Hertziano, é a atenuação atmosférica. A atmosfera terrestre é um meio não ideal de propagação e, como tal, para qualquer Feixe Hertziano, é fundamental a contabilização da influência da atmosfera no sinal.

Atenuação suplementar devida à presença de gases

As atenuações associadas aos constituintes da atmosfera, para frequências inferiores a 2 GHz, devido aos valores mínimos observados, é possível até desprezar-se no dimensionamento de uma ligação. No entanto, para ligações de frequências superiores a 2 GHz, é possível calcular a atenuação através de (2.20), [13]:

$$A_{a[dB]} = (\gamma_0 + \gamma_w)d. \quad (2.20)$$

Onde γ_0 e γ_w são, respetivamente, os coeficientes de atenuação por unidade de comprimento (dB/km) associado ao oxigénio e ao vapor de água.

Estes coeficientes de atenuação, associados ao ar seco γ_0 e ao vapor de água γ_w , para altitudes até 5 km, podem ser estimados a partir da frequência f , em GHz, da pressão atmosférica p , em hPa, da temperatura T , em graus centígrados, e do conteúdo em vapor de água ρ , em g/m³ usando as expressões presentes na Recomendação P.676 da ITU-R, [13].

Atenuação suplementar devida a hidrometeoritos

Para além da atenuação provocada pelos gases atmosféricos, os efeitos da precipitação e da presença de outras partículas atmosféricas são também um factor importante a contabilizar. A precipitação provoca absorção, dispersão e até alteração na polarização das ondas radioelétricas, logo o cálculo da atenuação associado à mesma é um passo crucial.

Para o cálculo desta atenuação, a recomendação P.530 da ITU-R propõe o seguinte método de cálculo, [14]:

1. Obter a intensidade de precipitação $Ri_{0,01}$ ultrapassada em apenas 0,01% recorrendo de preferência a valores meteorológicos locais ou alternativamente aos indicados na recomendação P.837.1 da ITU-R;
2. Calcular o coeficiente por unidade de comprimento γ_r , para a intensidade de precipitação $Ri_{0,01}$ a partir da frequência e da polarização da ligação, dada pela equação (2.21):

$$\gamma_r = kRi^\alpha. \quad (2.21)$$

Onde Ri é a intensidade de precipitação, k e α são funções obtidas a partir da frequência, da temperatura, da forma das gotas e da distribuição estatística das suas dimensões, [15].

3. Calcular o comprimento eficaz do percurso (d_{ef}), a partir do comprimento da ligação (d), através da expressão (2.22):

$$d_{ef} = \frac{d}{1 + \frac{d}{35e^{-0,015Ri_{0,01}}}}. \quad (2.22)$$

4. Calcular a atenuação associada à chuva não excedida mais de 0,01% do tempo, multiplicando a atenuação por unidade de comprimento (γ_r) pelo comprimento eficaz da ligação (d_{ef}):

$$A_r^{(0,01)} = \gamma_r d_{ef}. \quad (2.23)$$

5. Finalmente, é calculada a atenuação associada à chuva não excedida mais do que $p_e\%$ (com p_e assumindo valores entre 0,001 e 1%) calculada a partir de $A^{(0,01)}$:

$$A_{r_{[dB]}}^{(p)} = A_r^{(0,01)} 0.12 p_e^{-(0,546+0,043 \log(p_e))}. \quad (2.24)$$

Baseando-se na distribuição das dimensões das gotas de chuva para intensidades inferiores a 50 mm/h, tomando para temperatura das gotas da chuva 20°C e admitindo que as gotas têm a forma de elipsóides achatados de dimensões tais que o seu volume seja igual ao das gotas esféricas é possível obter os valores k e α , para as polarizações horizontal e vertical referidos na Tabela 2.1, retirada da Recomendação P.838 da ITU-R, [14].

Para os valores de frequência não constantes na Tabela 2.1, é possível calcular os valores de k e α por interpolação a partir dos valores da tabela, usando escalas logarítmicas para k e f e uma escala linear para α , através das equações (2.25) e (2.26) respetivamente, [6].

Frequência (GHz)	k_H	k_V	α_H	α_V
1	0,0000387	0,0000352	0,912	0,880
2	0,000154	0,000138	0,963	0,923
4	0,000650	0,000591	1,121	1,075
6	0,00175	0,00155	1,308	1,265
7	0,00301	0,00265	1,332	1,312
8	0,00454	0,00395	1,327	1,310
10	0,0101	0,00887	1,276	1,264
12	0,0188	0,0168	1,217	1,200
15	0,0367	0,0335	1,154	1,128
20	0,0751	0,0691	1,099	1,065
25	0,124	0,113	1,061	1,030
30	0,187	0,167	1,021	1,000
35	0,263	0,233	0,979	0,963
40	0,350	0,310	0,939	0,929
45	0,350	0,393	0,903	0,897
50	0,442	0,479	0,873	0,868

Tabela 2.1: Valores de k e α para as polarizações horizontal e vertical em função da frequência, [14].

$$\log(k) = \log(k_1) + \frac{\log(k_2) - \log(k_1)}{\log(f_2) - \log(f_1)}(\log(f) - \log(f_1)) \quad (2.25)$$

$$\alpha = \alpha_1 + \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\log(f_2) - \log(f_1)}(\log(f) - \log(f_1)) \quad (2.26)$$

Onde, f_1 corresponde a menor frequência, f_2 à maior frequência e f à frequência de interesse para o cálculo tal que $f_1 \leq f \leq f_2$. A cada uma das frequências corresponde o valor de k e α de igual número subscrito.

Para o projeto de Feixe Hertziano é preferível obter elementos sobre a distribuição acumulada da intensidade de precipitação a partir de dados meteorológicos. Infelizmente, em muitos locais, não se dispõe de valores médios da intensidade de precipitação durante períodos curtos (da ordem dos minutos), pelo que há que recorrer a distribuições típicas, de acordo com a região climática onde se situa a ligação.

A Recomendação P.837 da ITU-R, divide a Terra em regiões climáticas e apresenta para cada região uma distribuição acumulada de intensidade de precipitação.

Uma vez que, as ligações a simular na ferramenta se situam em Portugal Continental, o que corresponde à região H ou K. A primeira região corresponde sensivelmente ao Minho, Trás-os-Montes e Beira Alta e a segunda ao restante território. Conhecidas as regiões de interesse, a distribuição acumulada de intensidade de precipitação (em mm/h) em função da probabilidade em que o valor da intensidade de precipitação é excedido, é obtida através da consulta da Tabela 2.2.

Intensidade da precipitação [mm/h]		Porcentagem, anual, em que a intensidade de precipitação é excedida
Zona H	Zona K	
2	1,5	1
4	4,2	0,3
10	12	0,1
18	23	0,03
32	42	0,01
55	70	0,003
83	100	0,001

Tabela 2.2: Distribuição acumulada da intensidade da precipitação nas zonas H e K, [15].

Determinados os valores k e α para a frequência e polarização requerida, é escolhida a probabilidade da disponibilidade da ligação (porcentagem do tempo, no ano, em que o valor da intensidade da precipitação é excedido) para a ligação requerida obtém-se a intensidade da precipitação e consequentemente o coeficiente de atenuação por unidade de comprimento, γ_r .

Nuvens e nevoeiro

Para além da atenuação provocada pelos gases atmosféricos e precipitação, é possível determinar a atenuação provocada por nuvens ou nevoeiro através do modelo descrito na recomendação ITU-R P.840-3, [16].

O seguinte modelo permite a determinação da atenuação provocada pela presença de nuvens ou nevoeiro em dB/km, (válido até à faixa de frequências de 200 GHz), através da expressão (2.27):

$$\gamma_c = K_l M \quad (2.27)$$

Onde γ_c , é a atenuação específica das nuvens presentes no ambiente da ligação em dB/km, M , a densidade de água em estado líquido em g/m³ e K_l , o coeficiente de atenuação para nuvens ou nevoeiro em (dB/km)/(g/m³).

A ITU define o valor da densidade de água em estado líquido M , consoante o nível de visibilidade, da seguinte forma:

- $M = 0,05$ g/m³, para ambientes de visibilidade média (cerca de 300 metros)
- $M = 0,5$ g/m³, para ambientes com fraca visibilidade (cerca de 50 metros)

O modelo matemático, para a determinação do coeficiente K_l também descrito em [16], é dado pela expressão (2.28)

$$K_l = \frac{0,819f}{\epsilon''(1 + \eta^2)} \quad (2.28)$$

Onde f é a frequência em GHz, e η é dado pela equação (2.29):

$$\eta = \frac{2 + \epsilon'}{\epsilon''} \quad (2.29)$$

Com ϵ'' e ϵ' , como valores associados à permissividade dielétrica complexa da água dada pelas equações (2.30) e (2.31)

$$\epsilon'' = \frac{f(\epsilon_0 - \epsilon_1)}{f_p(1 + [f/f_p]^2)} + \frac{f(\epsilon_1 - \epsilon_2)}{f_s(1 + [f/f_s]^2)} \quad (2.30)$$

$$\epsilon' = \frac{\epsilon_0 - \epsilon_1}{1 + [f/f_p]^2} + \frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{1 + [f/f_s]^2} + \epsilon_2 \quad (2.31)$$

Com f_p como a frequência principal e f_s como a frequência secundária, respetivamente dadas pelas expressões (2.33) e (2.32).

$$f_s = 39,8f_p \quad (2.32)$$

$$f_p = 20,20 - 146(\theta - 1) + 316(\theta - 1)^2 \quad (2.33)$$

Onde θ representa o coeficiente entre 300 graus Kelvin (temperatura ambiente) e a temperatura da água no seu estado líquido em Kelvin, definido pela equação (2.34).

$$\theta = \frac{300}{T} \quad (2.34)$$

Os valores de ϵ_0 , ϵ_1 , ϵ_2 são dados pelas equações (2.35), (2.36) e (2.37) respetivamente.

$$\epsilon_0 = 77,66 + 103,3(\theta - 1) \quad (2.35)$$

$$\epsilon_1 = 0,0671\epsilon_0 \quad (2.36)$$

$$\epsilon_2 = 3,52 \quad (2.37)$$

2.3.5 Vegetação

A atenuação suplementar, devidas a obstáculos como o terreno e edifícios pode, em geral ser estimada pelos métodos discutidos. No entanto, em ligações de Feixe Hertziano enfrenta por vezes outro tipo de obstáculos (i.e. árvores ou vegetação) para quais os métodos são dificilmente aplicáveis, [10] e [11].

Num projeto de ligações de Feixe Hertziano, apesar de ser considerado boa prática evitar qualquer tipo de degradação do sinal devido à presença de vegetação, por vezes é impossível contornar os efeitos causados por estes elementos, [17].

No entanto, existem modelos capazes de fornecer um valor aproximado da atenuação suplementar devido à vegetação, como é o caso do modelo de Weissberger.

Modelo de Weissberger

O modelo de Weissberger é um modelo de propagação capaz de estimar a atenuação provocada pela presença de uma ou mais árvores no percurso de propagação do sinal. O modelo aplica-se a densidades

de folhagem até aos 400 m e para bandas de frequências entre os 230 MHz e os 95 GHz, e é dado pela equação (2.38), [11].

$$L_{vg}(dB) = \begin{cases} 1,33f^{0,284}d_f^{0,588}, & 14 < d_f \leq 400m \\ 0,45f^{0,284}d_f, & 0 < d_f \leq 14m \end{cases} \quad (2.38)$$

Onde f é a frequência do sinal em GHz, e d_f a profundidade de folhagem ao longo do percurso de propagação do sinal em metros.

2.3.6 Desvanecimento

Numa ligação ponto-a-ponto, introduzida num meio com características variáveis no tempo, é de esperar que a potência do sinal recebido varie no tempo, mesmo que a potência emitida se mantenha constante.

Este fenómeno de variação da potência recebida é denominado por desvanecimento (ou *fading* em inglês), e afeta a qualidade de serviço conseguida. Logo, o conhecimento das suas características bem como a possibilidade de previsão dos seus efeitos é importante no dimensionamento de uma ligação de Feixe Hertziano.

A variação de potência do sinal, recebido ao longo do tempo, ocorre de duas formas distintas, [10]:

- Lenta, com períodos de variação de potência de algumas horas;
- Rápida, com períodos de variação de potência entre a fração de segundo e alguns minutos.

O desvanecimento lento (com variações de potência em elevados períodos temporais) é maioritariamente atribuído ao fenómeno de *shadowing*, ou seja, é atribuído ao fenómeno sobre o qual a receção do sinal é dificultada pela presença de obstáculos físicos. Em casos onde a obstrução é elevada, a receção do sinal é efetuada através de diversos percursos, entre emissor e recetor, distintos por difração [17].

O desvanecimento rápido (com variações de potência com curtos períodos), em sistemas de Feixe Hertziano, é maioritariamente causado pelo fenómeno de multi-percurso. Este fenómeno ocorre quando é possível estabelecer, entre emissor e recetor, mais do que um percurso distinto, resultando numa receção de várias versões do mesmo sinal desfasadas e com amplitudes diferentes que, por sua vez, causa flutuações no nível de potência do sinal recebido, [12] e [17].

O desvanecimento por multi-percurso influencia de modo significativo o desempenho do Feixe Hertziano, pois para além de introduzir variabilidade na potência e na qualidade do sinal recebido (medida pela relação sinal ruído e pela taxa de erros).

Para descrever este tipo de desvanecimento são utilizados modelos teóricos devidos a Rayleigh e a Nakagami-Rice, que permitem prever as densidades de probabilidade das amplitudes da potência recebida relativa ao fenómeno de desvanecimento rápido, [10].

2.3.7 Cabos e guias

Numa ligação de Feixe Hertziano, é comum o uso de um meio físico (cabos ou guias de onda) para efetuar a transmissão do sinal das estações terminais (OAM) até às antenas ou vice-versa. Caso geral,

o OAM situa-se na parte inferior do nó de transmissão enquanto a antena é colocada em altura de forma a que a difusão do sinal seja efetuada com a mínima obstrução possível. Esta interligação física, dos elementos principais do nó de transmissão, também denominada por linha de transmissão, introduz atenuação ao sistema e como tal é necessário contabilizar a sua influência num projeto de micro-ondas.

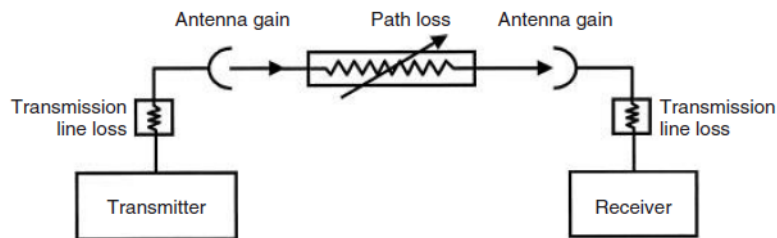


Figura 2.11: Modelo de transmissão rádio simplificado, [18].

Em sistemas de Feixe Hertziano, estas linhas de transmissão são tipicamente realizadas por intermédio de:

- Cabo co-axial (para frequências até cerca de 2 GHz), [10] e [18].
- Guia de ondas metálico (para frequências superiores a 3 GHz), [18] e [19].

Do ponto de vista da atenuação, o guia de onda é uma escolha mais atrativa que o cabo co-axial. No entanto, para frequências inferiores a 2 GHz, o uso de guias de onda, devido às elevadas dimensões das suas secções transversais, é mais dificultado, [10].

O cabo co-axial é especificado pela impedância característica (tipicamente 50 ou 75 Ohm), pelo tipo de isolamento e finalmente pelo diâmetro do condutor exterior. Para os diâmetros inferiores é possível obter cabos relativamente flexíveis (ideais para implementações complexas), no entanto, a diminuição do diâmetro é realizado à custa do aumento na atenuação.

Os guias de onda, normalmente compostos de cobre, operam numa banda de frequências estreita, de forma a suportarem um único modo de propagação (o modo fundamental), se a frequência exceder a banda em que o guia permite apenas a propagação de um modo e houver necessidade de diminuir as dimensões transversais do guia, a atenuação aumenta com a frequência. Existem no mercado três tipos de guias de onda metálicos, que se identificam pela forma geométrica da sua secção transversal:

- Guia Elíptico - é o guia com a atenuação e taxa de ondas estacionárias mais elevadas. No entanto tem a grande vantagem de ser flexível o que facilita bastante a sua instalação
- Guia Retangular - atenuação e taxa de ondas estacionárias ligeiramente inferiores ao guia anterior, dispondo de uma enorme variedade de acessórios que permitem realizar circuitos complexos de forma compacta.
- Guia Circular - apresenta os valores de atenuação e taxa de ondas estacionárias mais baixa. Tem custos elevados, tanto de montagem como de aquisição, e só permite realizar troços de transmissão retilíneos.

mínimo necessário do parâmetro C/N do respetivo sinal, através das expressões apresentadas nos seguintes sub-capítulos.

Modulação por desvio de frequência

A modulação por desvio de frequência, abreviadamente FSK, corresponde à variação da frequência de uma portadora sinusoidal ao ritmo do sinal digital, correspondendo ao símbolo 0 a frequência ω_{c0} e ao símbolo 1 a frequência ω_{c1} .

A taxa de erros binários correspondente, em unidades lineares, é determinada, com o auxílio da função de erro de Gauss $\text{erfc}(x)$, através da expressão (2.39).

$$ber = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{c}{2n}}\right) \quad (2.39)$$

onde c corresponde à potência média da portadora e n a potência do ruído média associado ao sinal transmitido.

Modulação por desvio de fase

A modulação por desvio de fase, abreviadamente m-PSK, consiste em variar a fase de uma portadora sinusoidal, ao ritmo do sinal digital a corresponder a cada um dos m estados do sinal uma fase distinta do conjunto $0, 2\pi/m, \dots, 2\pi(m-1) / m$.

Se o sinal digital for binário, isto é, se $m=2$, obter-se-á 2-PSK, também designado por BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) no qual, a taxa de erros binários é dada pela equação (2.40).

$$ber = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{c}{n}}\right) \quad (2.40)$$

Comparando as taxas de erros binários, verifica-se que a modulação por desvio de fase tem, sobre a modulação de frequência, uma vantagem de 3 dB. Isto significa que, para o mesmo valor de taxa de erros binários a presente modulação necessita só de metade da relação portadora-ruído face à modulação por desvio de frequência.

Para o caso geral, m-PSK, com $m > 2$, a expressão aproximada da taxa de erros binários é dada através da equação (2.41).

$$ber = \frac{1}{\log_2(m)} \text{erfc}(z), \quad (2.41)$$

Com,

$$z = \sin\left(\frac{\pi}{m}\right) \sqrt{\frac{c}{n}}. \quad (2.42)$$

Modulação por amplitude em quadratura

A modulação de amplitude em quadratura de ordem m , abreviadamente m-QAM, é uma variante da modulação em amplitude realizada a multi-nível. A presente modulação corresponde a sobrepor, no

mesmo canal rádio, uma portadora modulada em m_1 e uma outra portadora, em quadratura com a primeira modulada em m_2 , em que m , m_1 e m_2 obedecem à relação $m = m_1 \cdot m_2$.

Embora seja possível conceber sistemas m-QAM, para qualquer valor de m superior a 1 ou não primo, para a maior parte dos sistemas o valor de m é um quadrado perfeito 2^n .

A taxa de erros binários para a modulação m-QAM é dado pela equação (2.43).

$$ber = \frac{2}{\log_2(m)} \frac{\sqrt{m} - 1}{\sqrt{m}} \operatorname{erfc}(z), \quad (2.43)$$

Com,

$$z = \frac{\sqrt{\frac{c}{2n}}}{\sqrt{m} - 1}. \quad (2.44)$$

Teorema de Shannon

O teorema de Shannon, permite estimar a capacidade de canais em banda limitada. Esta capacidade é definida pelo ritmo de transmissão máximo alcançável a partir de uma determinada probabilidade de erro e conseqüente relação sinal-ruído do sinal em questão.

O teorema de Shannon admite que a capacidade máxima C (medida em *bits* por segundo) de um canal contínuo de banda limitada a LB (em Hz), com ruído branco e gaussiano é dada pela expressão (2.45), [10].

$$C \leq LB \log_2 \left(1 + \frac{c}{n} \right). \quad (2.45)$$

Onde $\frac{c}{n}$ representa a relação sinal ruído do canal (em unidades lineares) para uma determinada probabilidade de erro.

2.4 Machine Learning

Machine learning (ou aprendizagem automática) é definido como um método de análise de dados que automatiza a construção de modelos analíticos. É um ramo da área de inteligência artificial, que se baseia no conceito de que os sistemas operacionais seguindo um processo de aprendizagem, através da recolha de dados e identificação de padrões nos mesmos, tornam-se capazes de realizar tomada de decisões com alguma ou nenhuma intervenção humana durante a totalidade do processo.

Em geral, um problema de *machine learning* é classificado num de dois tipos distintos, [20]:

- Aprendizagem supervisionada - Neste método de aprendizagem automática, o sistema tem um conhecimento prévio do *output* correto que deve gerar a partir de um certo conjunto dados. Estes tipos de problemas de aprendizagem automática podem ainda ser classificados em problemas de regressão ou problemas de classificação. Em problemas de regressão, o sistema está encarregue de realizar uma previsão baseando-se num *output* contínuo, ou seja, o sistema mapeia os dados baseando-se numa determinada função linear ou não linear. Em problemas de classificação o sistema está encarregue de realizar uma previsão mapeando os dados em categorias discretas.
- Aprendizagem não supervisionada - Neste método de aprendizagem automática, o sistema tem pouco ou nenhum conhecimento do *output* correto de um certo conjunto de dados, ou seja, é possível um mapeamento estruturado dos dados por parte do sistema, no entanto, este é incapaz de realizar uma avaliação sobre esse mesmo mapeamento.

2.4.1 Modelo de Regressão

O principal objetivo no desenvolvimento de um modelo de regressão é, através de um conjunto de dados relacionados entre si, desenvolver um algoritmo de aprendizagem $h(x)$ (também denominada por *hypotesis*), capaz de prever os valores desejados de *output* y (variável dependente) através de valores de *input* x (variável independente).

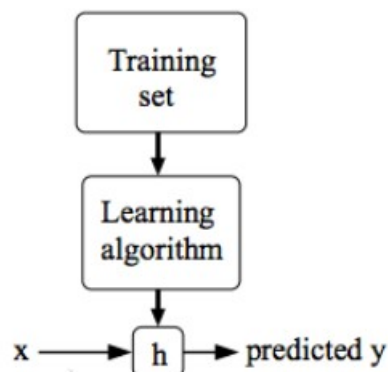


Figura 2.13: Representação gráfica do modelo de regressão, [20].

A amostra de dados utilizados, é dividida em dois conjuntos de dados: um conjunto de dados utilizados para treinar o modelo (*Training set* na Figura 2.13) e a restante fração para testar a

qualidade do modelo ajustado. Ou seja, o conjunto de dados de treino é utilizado para implementar e treinar o algoritmo de aprendizagem. Os restantes dados (dados de teste), desconhecidos por parte do algoritmo, são posteriormente utilizados com o intuito de determinar o desempenho final do modelo.

Esta divisão do conjunto de dados disponível, é importante de forma a garantir que o modelo possa ser generalizado para conjunto de dados distintos. Caso contrário o modelo implementado pode apresentar problemas de sobre-ajustamento (*overfitting*) que se traduz, na falta de capacidade da previsão do modelo se adequar a conjunto de dados diferentes aos de ajustamento (*Training Set*).

2.5 Regressão linear

Um dos métodos de aprendizagem supervisionada mais comum, como referido, é o modelo de regressão. Este método de aprendizagem automática permite, modelar a relação entre uma variável dependente e uma ou mais variáveis independentes associando-as linearmente entre si.

2.5.1 Regressão linear simples

A regressão linear simples (ou regressão linear uni-variável), é o modelo de regressão que representa a relação entre a variável dependente y e uma única variável independente x . O modelo, descreve a variável dependente com uma linha reta segundo (2.46),[20]:

$$y = \beta_0 + \beta_1 x + \epsilon. \quad (2.46)$$

Onde x é a variável independente ou variável de previsão, y a variável dependente ou a variável a prever, β_0 a ordenada na origem, β_1 o declive da reta e por fim, ϵ como o parâmetro aleatório de erro associado à variação de y não contabilizado pelo modelo.

Na Figura 2.14, encontra-se exemplificado um caso particular de regressão linear onde, através da equação linear obtida (a vermelho na Figura) obtida segundo dados reais de vendas (a azul na Figura), é possível realizar uma previsão de quantos chapéus-de-chuva são vendidos (variável dependente y) em função do nível de precipitação (variável independente x).

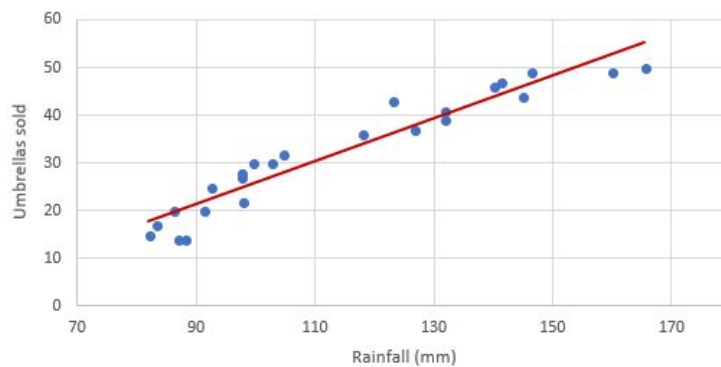


Figura 2.14: Exemplo de regressão linear, [21].

2.5.2 Regressão linear múltipla

Em certos casos, a contribuição de uma única variável independente x , no modelo não é suficiente para a previsão correta dos valores da variável dependente y . Nestes casos, é comum a utilização da regressão linear múltipla.

A regressão linear múltipla (ou regressão linear de multi-variável) é o modelo que representa a relação entre a variável dependente y e múltiplas variáveis x . De forma semelhante à regressão linear uni-variável, o modelo multi-variável descreve a variável dependente y segundo a equação (2.47), [20]:

$$y = \beta_0 + \beta_1x_1 + \beta_2x_2 \dots + \beta_nx_n + \epsilon. \quad (2.47)$$

Onde n representa o número de variáveis x presentes no modelo, β valor de cada coeficiente de regressão correspondente a cada uma das variáveis dependentes x_n e ϵ o parâmetro aleatório de erro associado à variação de y não contabilizado pelo modelo.

2.5.3 Regressão polinomial

Por vezes, a reta estimada segundo o modelo de regressão linear não se adequa aos dados reais em que se baseia, com as variáveis dependentes a comportarem-se de forma não linear. No entanto, existem modelos de regressão alternativos que permitem ajustar melhor a curva aos dados reais. Um destes modelos é a regressão polinomial, onde a reta da regressão é transformada numa curva de grau superior com variáveis independentes adicionais criadas a partir dos expoentes superiores da variável inicial, dada pela equação (2.48), [20].

$$y = \beta_0 + \beta_1x_1 + \beta_2x_1^2 + \dots + \beta_nx_1^n + \epsilon. \quad (2.48)$$

Onde n representa o número total de variáveis x , β os valores de cada coeficiente de regressão correspondente aos diferentes graus das variáveis dependentes e ϵ o parâmetro aleatório de erro associado à variação de y não contabilizado pelo modelo.

Na Figura 2.15 encontra-se exemplificado, um caso particular da otimização da regressão linear (representada a azul) por intermédio da regressão polinomial de 2º e 3º grau (representadas a laranja e a verde respetivamente) apresentando alternativas melhor ajustadas aos valores reais (representados a preto).

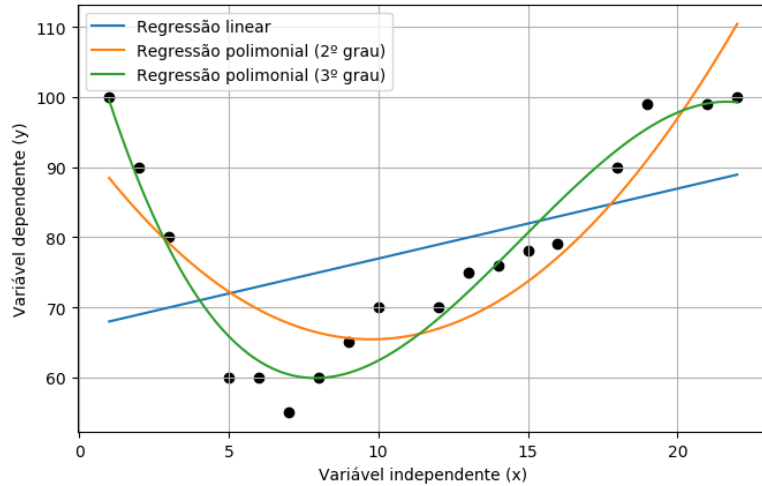


Figura 2.15: Otimização do modelo de regressão linear usando regressão polinomial.

2.5.4 Método dos mínimos quadrados

O método dos mínimos quadrados, é um método matemático utilizado para otimizar o ajuste de um conjunto de dados através da minimização da soma dos quadrados dos resíduos (desvios entre os valores estimados e os valores reais) do modelo estimado (RSS - *Residual Sum of Squares*) dada pela equação (2.49), [22].

$$RSS = \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2 \quad (2.49)$$

O método dos mínimos quadrados, permite estimar os coeficientes de regressão ($\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_n$) do modelo através da minimização do RSS de cada um dos coeficientes. Uma vez que o valor de RSS é quadrático, o seu valor mínimo é dado pelo valor nulo da sua derivação de RSS em relação a cada coeficiente de regressão dado pela equação (2.50).

$$\frac{\partial RSS}{\partial \beta_0} = 0 \wedge \frac{\partial RSS}{\partial \beta_1} = 0 \wedge (\dots) \wedge \frac{\partial RSS}{\partial \beta_n} = 0 \quad (2.50)$$

Assumindo X , como uma matriz $n \times (p + 1)$ com cada linha a corresponder a um vetor das variáveis independentes x_n (com o primeiro elemento a 1) e y uma matriz de $n \times 1$ composto pelos valores y (variável dependente), os coeficientes de regressão $\hat{\beta}$ que minimizam o RSS são facilmente determinados computacionalmente, através de (2.51), [22].

$$\hat{\beta} = \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \\ (\dots) \\ \beta_n \end{bmatrix} = (X^T X)^{-1} X^T y \quad (2.51)$$

2.5.5 Indicadores de avaliação dos modelos

No desenvolvimento dos modelos de regressão, é fundamental a avaliação do ajuste desses mesmos modelos face aos valores reais. Como tal, são utilizados alguns indicadores que permitem efetuar essa mesma avaliação, fornecendo assim uma melhor perceção sobre a precisão do modelo.

Coefficiente de determinação

Para a determinação do nível de ajuste do modelo, face aos dados reais, é utilizado o coeficiente de determinação, R^2 que, determina a percentagem de variância da variável dependente y a estimar a partir da variável independente x . Este parâmetro é dado através de (2.52), [23].

$$R^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (\hat{y}_i - \bar{y})^2}{\sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}. \quad (2.52)$$

Onde \hat{y} é o valor estimado pelo modelo, y o valor de *output* real da amostra de dados, \bar{y} a média dos valores reais da amostra de dados e n o número máximo de amostras disponíveis. O parâmetro R^2 é um valor de proporção e como tal varia entre 0 e 1, onde quanto maior for o seu valor, melhor é o modelo estimado.

No entanto, é necessário algum cuidado ao analisar o modelo através deste parâmetro pois $R^2 \approx 1$ pode não representar um modelo bem ajustado, uma vez que o valor do parâmetro é aumentado com a adição de novas variáveis independentes. Para estes casos, é aconselhável a utilização do coeficiente de determinação ajustado R_a^2 , na qual a adição de novas variáveis independentes é contabilizada, dado pela equação (2.53).

$$R_a^2 = 1 - \left(\frac{n-1}{n-(p+1)} \right) (1 - R^2). \quad (2.53)$$

Onde n representa o número máximo de amostras disponíveis e p , o número de variáveis independentes presentes no modelo.

Métricas de erro

Para avaliação dos resultados obtidos pelo modelo de regressão, são utilizados algumas métricas de erro como, RMSE (*Root Mean Square error*) que determina a raiz quadrada da média dos resíduos (diferença entre os valores das variáveis dependentes e as variáveis estimadas), dada pela equação (2.54).

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2}. \quad (2.54)$$

Uma vez que o valor de RMSE é absoluto, e o seu resultado é subordinado às unidades de medida em que a variável dependente se encontra. Uma possível alternativa a este parâmetro é o MAPE (*Mean Average Percentage Error*) que determina a percentagem do erro médio associado ao modelo, dado pela equação (2.55).

$$MAPE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{y_i - \hat{y}_i}{y_i} \right| \times 100. \quad (2.55)$$

Pressupostos do modelo de regressão

Geralmente, em qualquer implementação de um modelo de regressão, é realizado um conjunto de pressupostos. Estes pressupostos descrevem essencialmente condições que devem ser cumpridas pelo modelo de regressão antes de realizar inferências a partir do mesmo. Os pressupostos a validar são os seguintes, [24]:

- Linearidade entre variáveis: A relação entre as variáveis independentes e variáveis dependentes deve ser linear. Este pressuposto é verificado através do gráfico de dispersão do valor da curva de regressão e dos valores em que o cálculo do modelo se baseia. Na Figura 2.16, está representada um modelo de regressão linear simples onde se observa a relação linear entre variáveis.

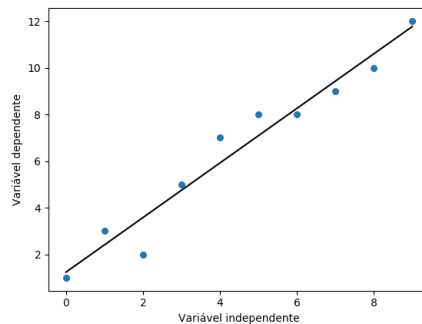


Figura 2.16: Exemplo de regressão com linearidade entre variáveis.

- Independência dos erros: Os desvios entre os valores estimados pelo modelo e os valores reais associados (resíduos) devem ser independentes entre si. Este pressuposto é verificado através da função de auto-correlação (*ACF - Autocorrelation Function*). Na Figura 2.17, encontra-se exemplificado um gráfico ACF onde não se observa correlação entre os resíduos, ou seja, os resíduos são independentes entre si, pois o gráfico não apresenta comportamento tendencial e os valores de correlação são de valor reduzido.

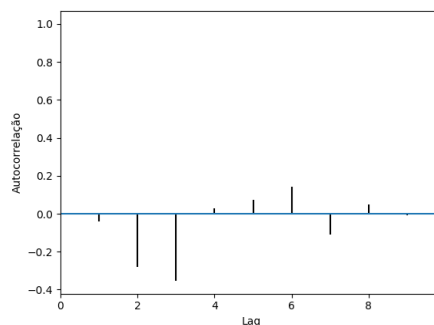


Figura 2.17: Exemplo de gráfico da função de autocorrelação (ACF).

- Homocedasticidade dos erros: Os erros medidos entre os valores previstos e os valores reais (resíduos) devem apresentar uma variância constante. Este pressuposto verifica-se através de um gráfico de dispersão entre os resíduos e a variável independente. Para que este pressuposto seja válido, o gráfico não deve apresentar um comportamento tendencial, mas sim valores com uma distribuição aleatória distribuída em torno de zero, como se verifica na Figura 2.18.

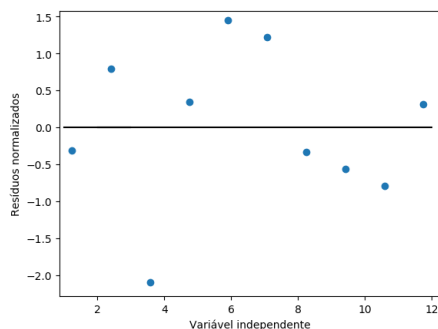


Figura 2.18: Exemplo de homocedasticidade dos erros.

- Normalidade dos erros: Os resíduos devem apresentar uma distribuição normal. Este pressuposto é usualmente verificado através de um gráfico Q-Q (Quantil-Quantil), onde se visualiza o comportamento da distribuição dos resíduos face à distribuição normal. Na Figura 2.19 está representado um gráfico normal Q-Q onde a distribuição dos resíduos face à distribuição normal verifica um comportamento de proporcionalidade direta evidenciado assim a distribuição normal protagonizada pelos resíduos.

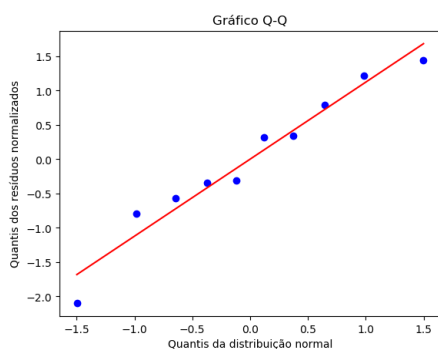


Figura 2.19: Exemplo de gráfico Q-Q verificando distribuição normal dos resíduos.

2.5.6 Regressão *Stepwise*

Em análise estatística, a regressão *stepwise* é um método que permite o ajuste de modelos de regressão através da escolha das variáveis independentes (ou preditivas) que melhor se adequam à previsão da variável dependente. Em cada iteração deste método, uma variável é adicionada ou removida do conjunto de variáveis independentes consideradas tomando por base um critério estatístico pré-determinado, [23]. Tipicamente, é considerada uma sequência de testes F ou testes t como critério, no entanto, outros critérios também são possíveis.

Existem três métodos distintos para selecção de variáveis segundo a regressão *stepwise*:

- Seleção *Forward*: Neste método de seleção, o modelo de regressão é iniciado sem qualquer variável independente. Seguidamente, é adicionada e testada uma variável de cada vez tendo em conta o critério escolhido.
- Eliminação *Backward*: Ao contrário do método anterior, o modelo é iniciado com o total de variáveis independentes a testar. De seguida, as variáveis são testadas e removidas de cada vez a partir do critério escolhido.
- Eliminação Bidireccional: Este último método consiste na combinação dos dois métodos de seleção anteriores, testando em cada iteração diferente a adição e a remoção das variáveis. Este método é mais preciso, uma vez que contempla, ao contrário dos métodos anteriores, o efeito que a adição ou remoção simultânea de uma variável pode ter nas contribuições de outras variáveis para o modelo.

2.5.7 Árvores de decisão

Em análise estatística, a árvore de decisão (ou árvore de regressão) é um modelo hierárquico preditivo que aplica uma estratégia de *divide-and-conquer* a um conjunto de dados. É um método eficiente, não paramétrico, utilizado em problemas de classificação ou regressão, [25].

Em estimação paramétrica, um modelo é definido a partir de todos os parâmetros de *input*. De seguida, é utilizado o mesmo modelo e o mesmo conjunto de parâmetros para testar qualquer *input*.

Em estimação não paramétrica, os parâmetros de *input* são divididos em regiões locais, definidas por medidas de distância (tipicamente distância euclidiana), onde para cada parâmetro de *input* o modelo correspondente à região local é utilizado.

A árvore de decisão, é um modelo hierárquico de aprendizagem supervisionada, a partir da qual uma região local é identificada numa sequência de divisões recursivas. A estrutura hierárquica da árvore é composta por nós de decisão e folhas (como se encontra ilustrado na Figura 2.20 por nós ovais e retângulos respetivamente).

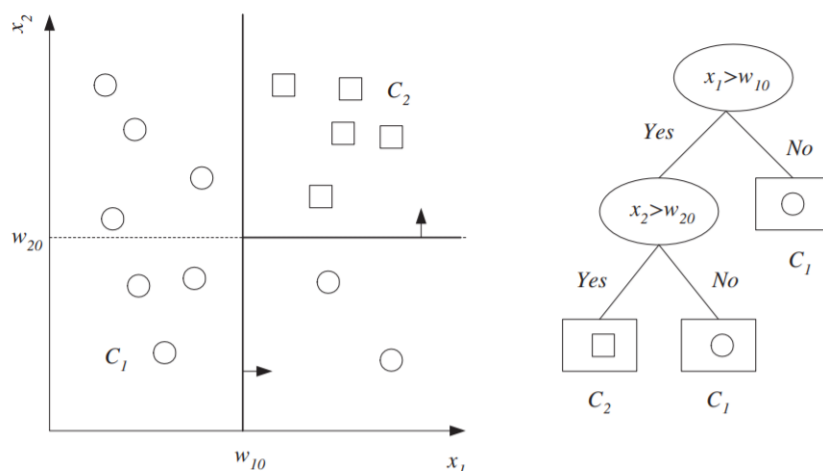


Figura 2.20: Exemplo de árvores de decisão e o conjunto de dados correspondente, [25]

Cada nó de decisão implementa uma função de teste (ou condição), onde um determinado *input*, é

testado. Os resultado dessas sucessivas condições determina a escolha de um dos "ramos" de cada nó até que seja alcançado o respetivo nó terminal (folha).

2.5.8 Técnicas de *Boosting*

Na implementação de modelos preditivos, por vezes, os resultados finais reproduzidos não descrevem os dados da melhor forma, apresentando métricas de valores não satisfatórios. Como tal, surge a necessidade de aplicar técnicas de ML, denominadas de técnicas de *Boosting* capazes de aperfeiçoar os resultados obtidos.

As técnicas de *boosting*, são técnicas de otimização de modelos de aprendizagem supervisionada utilizadas tanto em modelos de classificação como em modelos de regressão. Estas técnicas, permitem a implementação de um modelo optimizado a partir da combinação iterativa e sequencial de múltiplos preditores mais "fracos", [22].

Gradient Boosting

O *Gradient Boosting* (GB), é uma técnica de *boosting*, incluída no grupos de classificadores *Ensemble*, que se destina à otimização de um modelo preditivo a partir de uma combinação de preditores fracos, [22].

Esta técnica, tal como as restantes técnicas de *boosting*, constrói o modelo de forma iterativa, otimizando-o a partir de uma determinada função de perdas (ou função de custo).

Ao contrário de outras técnicas de *Ensemble*, o GB permite eliminar problemas de variância (ou *overfitting*) e de *bias* (ou *underfitting*) uma vez que permite o ajuste do modelo base a uma série de árvores decisão dependentes entre si, onde cada árvore "aprende" sequencialmente com o erro da árvore anterior.

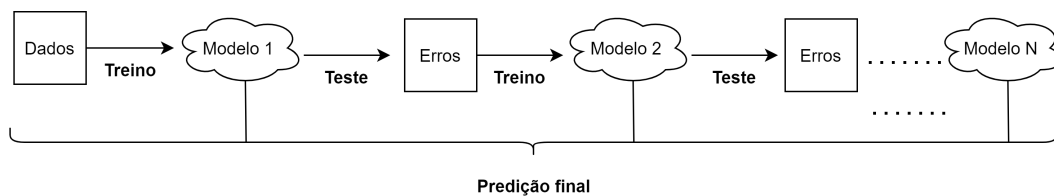


Figura 2.21: Diagrama de um modelo típico de GB.

Algoritmo *Gradient Boosting*

Considerando $(x, y)_i^n$, como o conjunto de dados de treino disponíveis, M o número máximo de árvores a implementar e $L(y, F(x))$ a função de perdas diferenciável escolhida para o modelo obtida através do valor predito, $F(x)$ e o valor real correspondente y , o algoritmo de *Gradient Boosting* é descrito da seguinte forma, [26]:

1. Inicia-se com um valor \hat{F}_0 constante, descrito pela equação (2.56):

$$\hat{F}_0(x) = \underset{F(x)}{\operatorname{argmin}} \sum_{i=1}^n L(y_i, F(x_i)). \quad (2.56)$$

2. Ao longo do número de árvores a implementar, de $m = 1$ até M :

(a) Determina-se o gradiente negativo r_{im}

$$r_{im} = - \left[\frac{\partial L(y_i, F(x_i))}{\partial F(x_i)} \right]_{F(x)=F_{m-1}(x)}, \text{ para } = 1, \dots, i. \quad (2.57)$$

Onde m corresponde ao índice de árvore e i o índice de amostra no conjunto de dados de treino $(x, y)_i$

(b) De seguida, é implementada uma nova árvore de decisão, ajustada aos valores de r_{im} com regiões terminais R_{jm} para $j = 1, \dots, J_m$ com J_m como o número máximo de nós terminais (folhas) da respetiva árvore m .

(c) Para cada um dos nós terminais, $j = 1, \dots, J_m$, determina-se o *output*:

$$F_{jm} = \underset{\gamma}{\operatorname{argmin}} \sum_{x \in R_{j,m}} L(y_i, F_{m-1}(x_i) + F_m(x_i)) \quad (2.58)$$

(d) Finalmente, a predição é atualizada em função da predição anterior:

$$F_m(x) = F_{m-1}(x) + \alpha \sum_{j=1}^{J_m} \gamma_{jm} I(x \in R_{jm}) \quad (2.59)$$

Onde α corresponde ao coeficiente de aprendizagem.

Método de implementação (*Gradient Boosting*)

No presente sub-capítulo, é descrito a otimização de um modelo M , segundo a técnica de *Gradient Boosting*, assumindo como função de perda, $L(y, F(x))$, a diferença quadrática entre o valor real e o valor predito (descrita em (2.60)).

$$L(y_i, F(x)) = \frac{1}{2} (y - F(x))^2 \quad (2.60)$$

Do modelo M a otimizar, são extraídos todos os seus respetivos pseudo-resíduos (determinados a partir da diferença entre os valores preditos pelo modelo atual e os valores reais do conjunto de dados de treino). Estes valores são denominados "pseudo", devido ao facto de se apresentarem como resíduos temporários referentes ao modelo em implementação e não aos resíduos finais do modelo GB total (agregação de m modelos).

De seguida, inicia-se \hat{F}_0 com o valor do pseudo-resíduo que resulta no valor mínimo da função de perda, que corresponde ao valor médio dos resíduos extraídos, $\bar{\epsilon}$.

Seguidamente, os valores são ajustados a uma árvore de decisão, assumindo como nós terminais os gradientes negativos (pseudo-resíduos) e como *output* a soma entre a média dos resíduos ($\bar{\epsilon}$) e o pseudo-resíduo, $\hat{\epsilon}$, correspondente aos parâmetros x desejados, como se encontra representado na Figura 2.22.

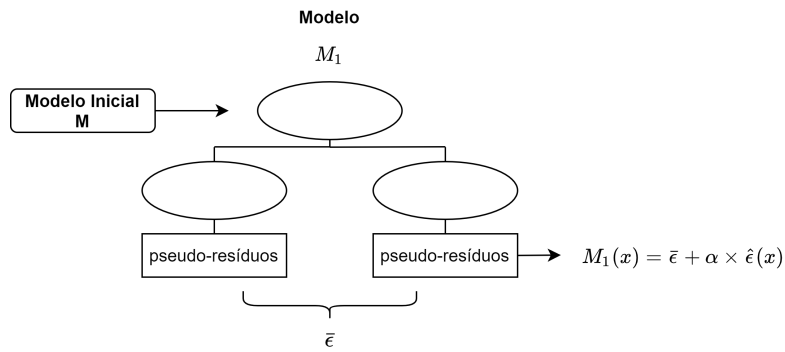


Figura 2.22: Implementação do 1º modelo de GB.

De seguida, e após a determinação dos novos pseudo-resíduos deste novo modelo, é implementada novamente uma nova árvore de regressão assumindo como nós terminais os novos pseudo-resíduos e como *output* a soma entre valor do pseudo-resíduo correspondente aos parâmetros x desejados e os valor determinado a partir do modelo anterior.

Estas iterações são então repetidas um determinado número de vezes, de forma a minimizar o máximo possível os erros associados a estes modelos fracos. Finalmente, o modelo final corresponde à soma dos ajustes de todos os modelos "fracos".

Adicionalmente, é associado, a cada uma das árvores de decisão, um coeficiente de aprendizagem, α (também denominado de *learning rate*). Este parâmetro, assume valores entre 0 e 1 e permite uma progressão iterativa mais lenta contornando assim a presença de elevada variância do modelo GB total.

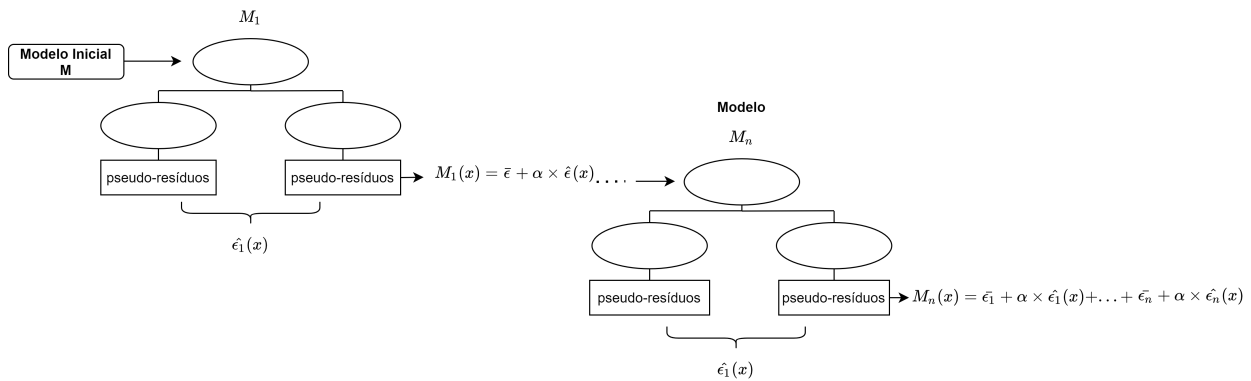


Figura 2.23: Método de *Gradient Boosting*

3

Implementação

No presente capítulo, são apresentados os métodos de cálculo utilizados, as perdas consideradas na estimação da potência recebida e o cálculo do débito binário para uma determinada ligação de micro-ondas ponto-a-ponto. Adicionalmente, é também apresentado o processo de implementação do modelo de regressão desenvolvido para a determinação da potência recebida prática, a partir do qual, é realizado o dimensionamento das margens da ligação.

3.1 Algoritmo de *Link Budget*

No presente sub-capítulo, são descritos os métodos empregues para a determinação da potência recebida, das perdas associadas ao sistema e a determinação do débito binário.

As perdas consideradas na estimação da potência recebida, consistem nas perdas efetivas associadas ao sistema de transmissão, representadas na Figura 3.1.

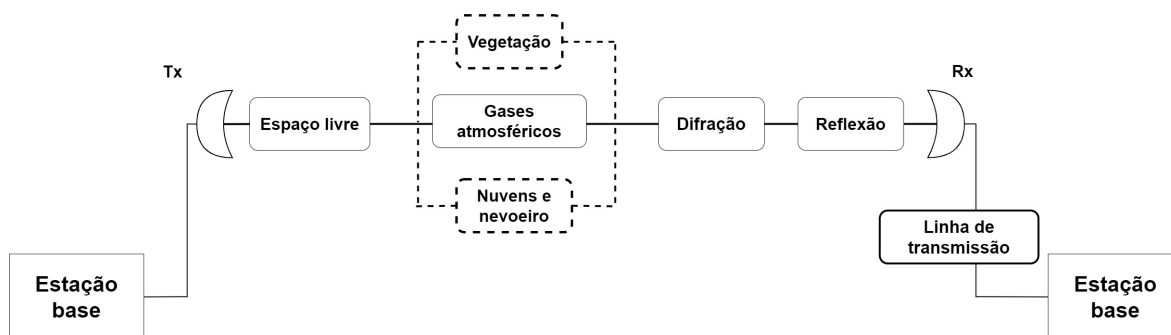


Figura 3.1: Perdas efetivas consideradas no algoritmo de *Link Budget*.

A presente estimação é realizada, contabilizando, os cálculos relativos às perdas efetivas do sistema. Isto permite, não só uma estimação da potência recebida efetiva, mas estabelece também um ponto de partida para dimensionamento das margens de ligação.

Adicionalmente, as perdas associadas à presença de vegetação e nuvens ou nevoeiro possuem um carácter opcional. Ou seja, estas perdas são contabilizadas somente para ligações nas quais a presença destes fatores é observada.

3.1.1 Difração

Para o cálculo de perdas por difração de múltiplos obstáculos é utilizado, baseado na análise da topologia do terreno disponível, o método de *Deygout*. O método, como descrito no Capítulo 2, calcula as perdas por difração baseando-se em sub-divisões sucessivas da ligação através da identificação dos obstáculos principais (exemplificado pelas Figuras 3.2, 3.3 e 3.4).

Adicionalmente, no algoritmo de difração implementado, a ligação é considerada obstruída se e só se um determinado obstáculo intersestar o primeiro elipsóide de Fresnel da ligação em pelo menos 40 por cento (como descrito em [8]).

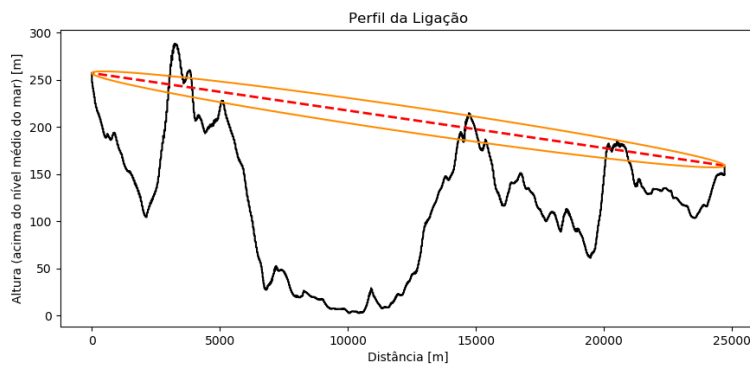


Figura 3.2: Primeira iteração do método *Deygout*.

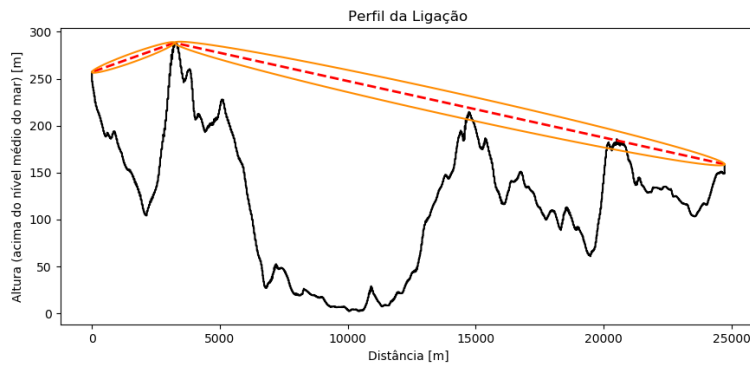


Figura 3.3: Ligação sub-dividida pelo obstáculo principal da ligação.

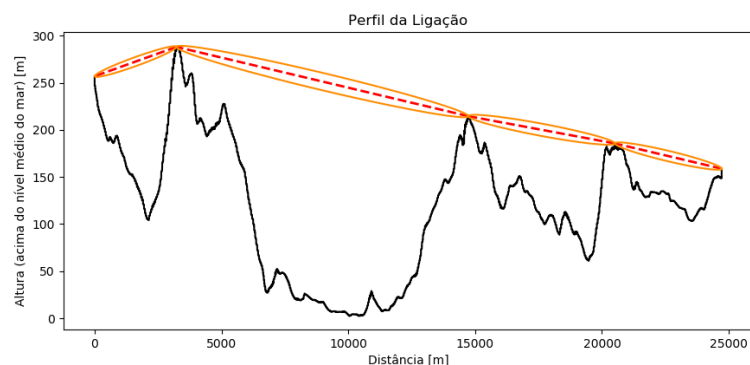


Figura 3.4: Ligação final sub-dividida iterativamente segundo os obstáculos principais de cada ligação.

O fluxograma da Figura 3.5, descreve o algoritmo recursivo implementado para o cálculo de perdas por difração.

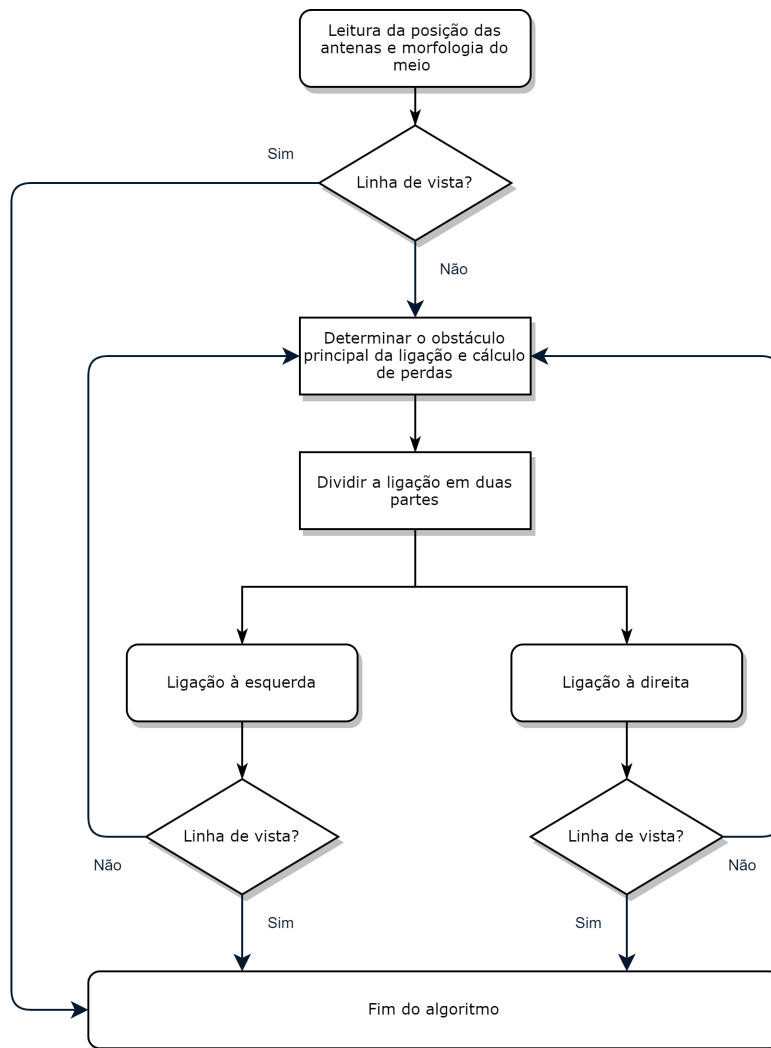


Figura 3.5: Diagrama de fluxo do algoritmo do cálculo de perdas por difração.

O algoritmo é descrito da seguinte forma: inicialmente, e através da leitura de um documento de extensão ".tif", é efetuada a leitura e armazenamento da informação morfológica do meio físico entre a antena emissora e recetora. De seguida, através do cálculo do raio direto e do primeiro elipsóide entre o emissor e recetor determina-se se a ligação possui ou não linha de vista. Se o elipsóide calculado estiver obstruído em 40% ou mais (i.e. com uma desobstrução inferior a 60%) é considerado que a ligação não possui linha de vista e é calculada a atenuação provocada pelo obstáculo principal. A partir deste cálculo, a ligação é sucessivamente e recursivamente dividida em 2 ligações tantas vezes quantas se verificarem obstruções dos respetivos raios diretos das mesmas. Caso contrário, se em qualquer ligação se verificar desobstrução, o algoritmo é terminado e o valor da atenuação por difração é retornado.

3.1.2 Reflexão

Para a estimação da influência do fenómeno de reflexão, é utilizado o modelo de dois raios (detalhado no Capítulo 2). A influência do raio refletido é só contabilizado, de forma semelhante ao algoritmo empregue no cálculo de perdas por difração, caso as duas componentes desse raio (componente inci-

dente e refletida) apresentarem linha de vista desobstruída até ao recetor, ou seja, quando o primeiro elipsóide de Fresnel de cada uma das componentes é desobstruído em 60% ou mais.

Tirando partido novamente da informação topográfica do terreno disponibilizada, é determinado a obstrução do raio refletido realizando a integração dessa informação na determinação geométrica dos mesmos. Para tal, inicialmente é necessário determinar o local geométrico a partir do qual o raio incidente sofre o fenómeno de reflexão. Este ponto de reflexão é aproximado ao ponto especular, ou seja, o ponto onde ocorre a reflexão especular. Para tal, é utilizado o método descrito em [10] para determinação do ponto especular em Terra esférica, para o caso geral de duas antenas a alturas h_e e h_r com uma distância de d entre si (ilustrado na Figura 3.6).

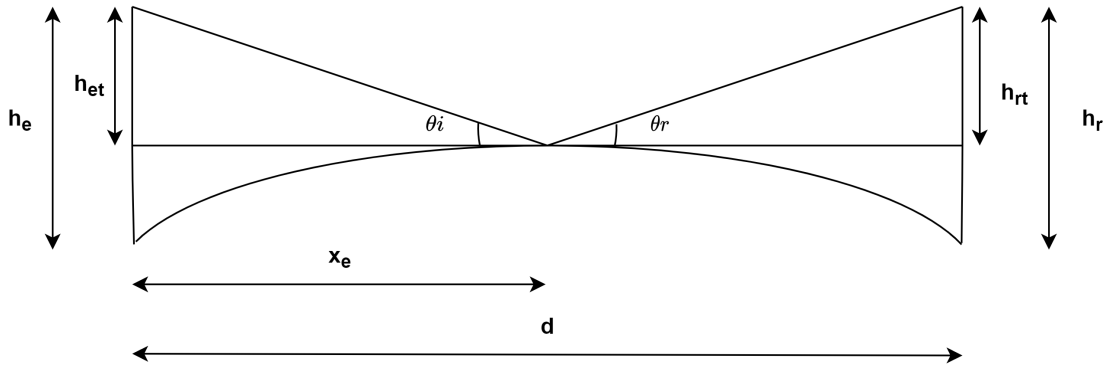


Figura 3.6: Sistema de coordenadas para o cálculo do ponto especular em Terra esférica, baseado em [10].

Por definição de ponto especular, o ângulo de chegada do raio refletido ao solo do lado do emissor (ou ângulo incidente) θ_i é igual ao ângulo de chegada do lado do recetor (ou ângulo refletido) θ_r , pelo que:

$$\frac{h_{et}}{x_e} = \frac{h_{rt}}{d - x_e} \quad (3.1)$$

Tendo em conta o conceito de Terra esférica (com o raio terrestre $r_0 \approx 6370$ km), a correção das alturas da antena emissora e antena recetora são descritas da seguinte forma:

$$h_{et} = h_e - \frac{x_e^2}{2r_0} \quad (3.2)$$

$$h_{rt} = h_r - \frac{(d - x_e)^2}{2r_0} \quad (3.3)$$

Logo, substituindo a correção das alturas, a expressão (3.1) é dada por:

$$\frac{h_e - \frac{x_e^2}{2r_0}}{x_e} = \frac{h_r - \frac{(d-x_e)^2}{2r_0}}{d - x_e} \quad (3.4)$$

onde:

$$x_e^3 - 1,5dx_e^2 + [0,5d^2 - r_0(h_e + h_r)]x_e + r_0h_ed = 0 \quad (3.5)$$

De forma a simplificar a expressão, define-se as seguintes variáveis:

$$x_1 = \frac{x_e}{d} \quad (3.6)$$

$$x_2 = \frac{h_r}{h_e} \quad (3.7)$$

$$x_3 = \frac{r_0 h_e}{d^2} \quad (3.8)$$

Que substituindo em (3.5):

$$x_1^3 - 1,5x_1^2 + [0,5 - x_3(x_2 + 1)]x_1 + x_3 = 0 \quad (3.9)$$

Ao resolver a equação (3.9) a ordem a x_1 , determina-se a distância do ponto especular em relação ao emissor da ligação, x_e .

Obtida a distância a que o ponto especular se encontra da antena emissora, ambas as componentes do raio refletido são traçadas de forma a determinar se ambas se encontram desobstruídas.

Na Figura 3.7, encontra-se representado um caso ilustrativo, onde ambas as componentes do raio refletido se encontram desobstruídas.

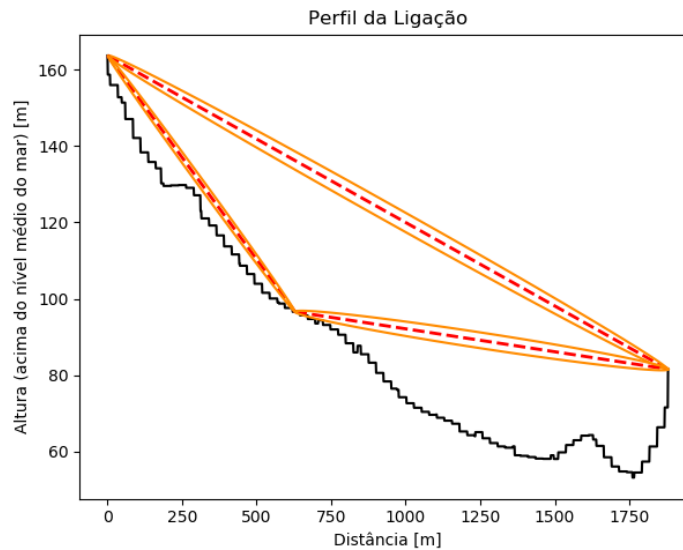


Figura 3.7: Raio direto e raio refletido no seu ponto especular.

Verificada desobstrução do raio refletido, procede-se ao cálculo da atenuação provocada por esse mesmo raio no recetor através da equação (2.19). A Figura 3.8, representa a variação da atenuação provocada pelo raio refletido no recetor para uma ligação entre duas antenas de 10 metros de altura a uma frequência de 8 GHz.

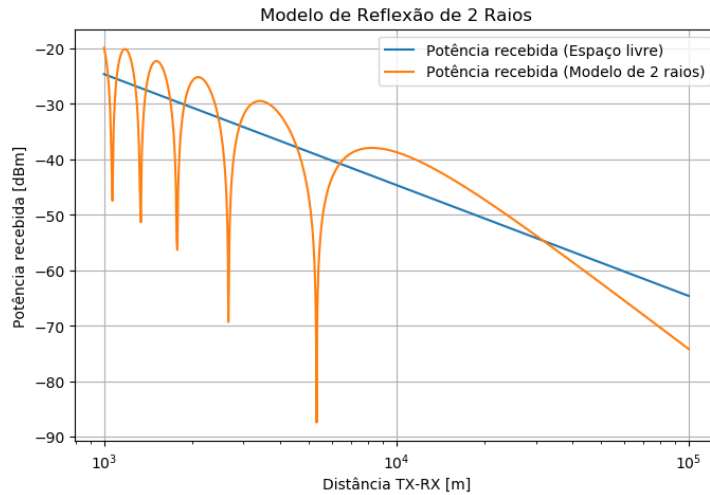


Figura 3.8: Atenuação de percurso causada pelo raio refletido.

Observando o gráfico representado na Figura 3.8, a potência recebida segundo o modelo de 2 raios diminui segundo o inverso do quadrado da distância do percurso, tal como ocorre no modelo de propagação em espaço livre. No entanto, observa-se que, ao contrário do modelo de espaço livre, o modelo de 2 raios apresenta uma flutuação segundo a qual o raio refletido é interferente de forma construtiva ou destrutiva à medida que a potência recebida é maior ou menor que a potência recebida em espaço livre, respetivamente. Adicionalmente, também se observa que a potência recebida segundo o modelo de 2 raios, a partir de uma determinada distância, tende para a propagação em espaço livre, uma vez que o raio refletido é atenuado, de tal forma que, a potência do mesmo se torna desprezável.

3.1.3 Gases Atmosféricos

Como referido no Capítulo 2, a atmosfera é um meio de propagação não ideal o que significa que vários elementos da atmosfera provocam atenuação nas ondas rádio. Uma vez que estas ligações operam na faixa das micro-ondas, estes elementos atmosféricos assumem um papel central na atenuação da ligação de Feixe Hertziano. Como tal, na ferramenta implementada, de forma a realizar a simulação de uma dada ligação de Feixe Hertziano é estimada a atenuação associada aos seguintes elementos atmosféricos.

Um dos principais elementos atmosféricos responsáveis pela atenuação do sinal são os gases atmosféricos, mais especificamente o ar seco (ou oxigénio) e o vapor de água.

Seguindo o método da Recomendação P.676 da ITU-R, descrito no Capítulo 2, assume-se uma pressão atmosférica de 1013 hPa, uma temperatura de 25°C (temperatura ambiente) e uma concentração de vapor de água de 7,5 g/m³, a atenuação provocada em dB/km pelo oxigénio (O₂) e vapor de água (H₂O) em função da frequência é representada na Figura 3.9

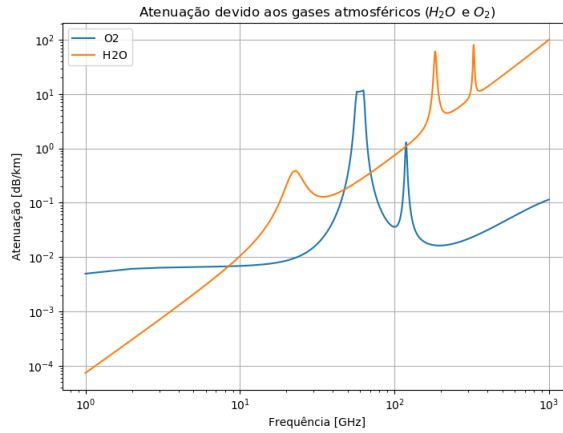


Figura 3.9: Atenuação provocada pelos gases atmosféricos.

Nuvens e Nevoeiro

O último fator atmosférico tido em conta, no dimensionamento das perdas da ligação é a estimação da atenuação provocada pelas nuvens e nevoeiro. Para realizar esta estimação na ferramenta implementada, utiliza-se o modelo da recomendação ITU-R P.840, descrito no Capítulo 2, com o valor da temperatura da água no seu estado líquido de 300 K, resultando numa atenuação em função da frequência para ambientes de visibilidade média de $M = 0,05 \text{ g/m}^3$ e ambientes de visibilidade com fraca visibilidade $M = 0,5 \text{ g/m}^3$ descrito na Figura 3.10.

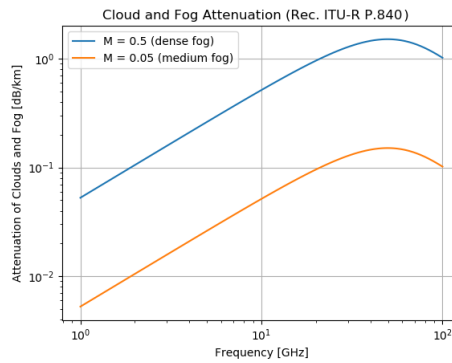


Figura 3.10: Atenuação provocada por nuvens e nevoeiro.

Como se observa na Figura 3.10, a atenuação associada à presença de nuvens e nevoeiro é proporcional à frequência, uma vez que a atenuação é maior quanto maior a frequência. Esta atenuação é igualmente proporcional ao nível de visibilidade onde a atenuação é superior quanto menor for a visibilidade.

3.1.4 Vegetação

Como referido, quando se verifica a presença de vegetação entre os dois pontos, a integridade da ligação pode ser influenciada.

Tendo em conta a presença de vegetação no meio de propagação de uma ligação, a variação da atenuação associada em variação com a frequência é representada pela Figura 3.11.

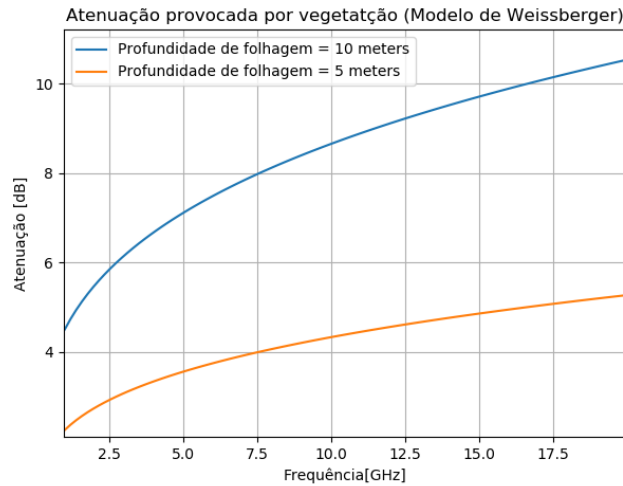


Figura 3.11: Atenuação provocada por vegetação.

Como se observa na Figura 3.11, os valores de atenuação, associada à presença de vegetação, para as frequências de ordens semelhantes às empregues em ligações de Feixe Hertziano, são consideráveis. Reforçando assim que, no momento do dimensionamento de uma ligação, localizações sem a presença de áreas densas de vegetação, no meio de propagação, são mais adequadas.

3.1.5 Modo de funcionamento da ligação

Os sistemas de Feixe Hertziano presentes nas ligações simuladas são constituídos, a nível de equipamento, por um sistema de transmissão de micro-ondas OptiX RTN 950A, composto por uma unidade exterior (*Outdoor Unit*) ODU interligada com unidades interiores (*Indoor Unit*) IDU 950A, [27].

A unidade interior IDU é responsável pela receção, recepção e multiplexagem do sinais recebidos, pelo posterior processamento do sinal e pela realização de funções de controlo do sistema.



Figura 3.12: Unidade IDU 950A, [27].

A unidade exterior ODU, situa-se habitualmente junto da antena de receção e é responsável pela conversão e amplificação do sinal de forma a que este seja transmitido pela antena ou recebido pela unidade IDU. Na Figura 3.13, estão representados dois tipos distintos de montagens de uma unidade ODU, diretamente montada na parte traseira da antena de micro-ondas ou interligada à antena por intermédio de um guia de onda.

Modulação Adaptativa

O sistema de transmissão OptiX RTN 950A suporta modulação adaptativa, ou seja, o sistema, mediante das condições rádio do sinal recebido, ajusta o esquema de modulação.

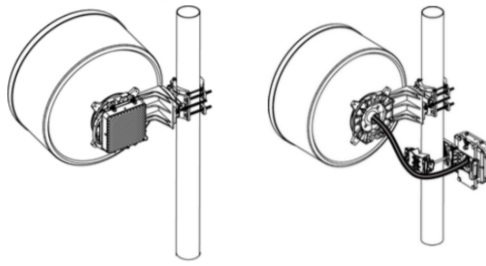


Figura 3.13: Unidade ODU, [27].

Quando a qualidade do sinal rádio é elevada (em dias com condições meteorológicas favoráveis) o equipamento adota esquemas de modulação mais eficientes, capazes de transmitir um maior número de serviços. Caso contrário, se o canal rádio possui uma menor qualidade (em dias com condições meteorológicas desfavoráveis), o equipamento adota esquemas de modulação de baixa eficiência de forma a assegurar, unicamente, a transmissão serviços de maior prioridade.

Cancelamento de interferência de polarização cruzada (XPIC)

O sistema de transmissão possui também tecnologia de cancelamento de interferência de polarização cruzada (XPIC) com configuração de co-canal de dupla polarização (CCDP).

A configuração CCDP permite realizar a transmissão, através de duas ondas com polarizações cruzadas (uma horizontalmente polarizada e outra verticalmente polarizada) multiplexadas entre si. Desta forma, a capacidade do canal é duplicada, uma vez que permite a transmissão de dois sinais num só canal.

Idealmente, na transmissão CCDP, não existiria interferência entre estas duas ondas ortogonais. No entanto, na prática, apesar da ortogonalidade entre ambos, a interferência persiste devido à degradação (dispersão) do canal rádio.

A tecnologia XPIC permite cancelar esta interferência, realizando a receção em polarização vertical e horizontal separadamente (em unidades ODU distintas), como se encontra ilustrado na Figura 3.14. Os sinais separados são posteriormente processados, recuperando os sinais originais a partir dos sinais recebidos.

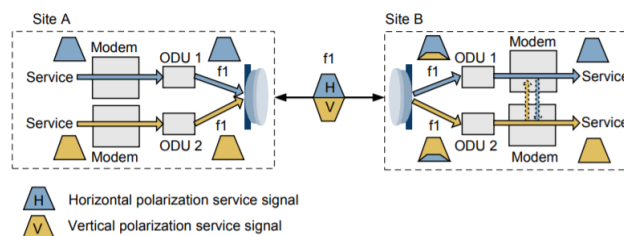


Figura 3.14: Configuração do canal CCDP e tecnologia XPIC, [27].

3.1.6 Linha de transmissão

Nas linhas de transmissão, como referido anteriormente, são utilizados cabos coaxiais ou guias de onda consoante a banda de frequências em utilização no sistema. Para estimar a atenuação provocada por

cada um destes diferentes constituintes da linhas de transmissão são utilizados os seguintes cálculos, descritos em [18].

Atenuação do Cabo Coaxial

A atenuação provocada pela propagação no cabo coaxial Att_{coax} , em dB/100 m, pode ser estimada através da expressão (3.10):

$$Att_{coax} = A\sqrt{f} + Bf, \quad (3.10)$$

Onde f é a frequência da ligação em MHz, A o coeficiente de perdas de condutividade e B o coeficiente de perdas dielétricas. Estes últimos coeficientes, cujos valores provém de medições efetuadas em diversos tipos de cabos coaxiais com 50Ω de impedância característica, são obtidos a partir da tabela em anexo representada em A.1.

Atenuação do Guia de Ondas

A atenuação de um guia de ondas Att_{WG} , em dB/100 m, pode ser estimado através da equação (3.11):

$$Att_{WG} = \frac{A((\frac{f}{f_c})^2 + B)}{\sqrt{\frac{f}{f_c}((\frac{f}{f_c})^2 - 1)}}, \quad (3.11)$$

Onde f é a frequência da ligação em GHz, f_c a frequência de corte do guia de onda em GHz, obtida através do anexo A.2, e A e B coeficientes obtidos através das equações (3.12) e (3.13).

$$B = \frac{Att_{f_2} - (\frac{Att_{f_2} D_2}{D_1})}{E_2 - (\frac{E_1 D_2}{D_1})} \quad (3.12)$$

$$A = \frac{(Att_{f_1} - B E_1)}{D_1} \quad (3.13)$$

onde,

$$D_N = \frac{(\frac{f_N}{f_c})^2}{\sqrt{\frac{f_N}{f_c}[(\frac{f_N}{f_c})^2 - 1]}} \quad (3.14)$$

$$E_N = \frac{1}{\sqrt{\frac{f_N}{f_c}[(\frac{f_N}{f_c})^2 - 1]}} \quad (3.15)$$

Onde Att_{f_1} e Att_{f_2} , representam as atenuações correspondente às frequências f_1 e f_2 respetivamente, tabeladas em anexo A.3, onde f_1 corresponde à maior frequência e f_2 à menor frequência da tabela, tal que $f_1 \leq f \leq f_2$.

Um guia de onda opera de forma semelhante a um filtro passa alto na medida em que, para frequências acima da frequência de corte do seu modo fundamental (representado em A.3) o guia de onda funciona de forma semelhante a uma linha de transmissão de baixa atenuação, [18]. Logo, é

fundamental garantir que a frequência da ligação seja superior à frequência de corte do guia de onda em questão.

Atenuação da linha de transmissão

Relativo a atenuação provocada pela linha de transmissão, definiu-se, como referido anteriormente, que para frequências abaixo de 3 GHz a é utilizado um cabo coaxial para efetuar as ligações do transmissor e recetor até às antenas. A partir dos 3 GHz, são utilizados guias de onda circulares de forma a minimizar o máximo possível a atenuação provocada pela linha de transmissão.

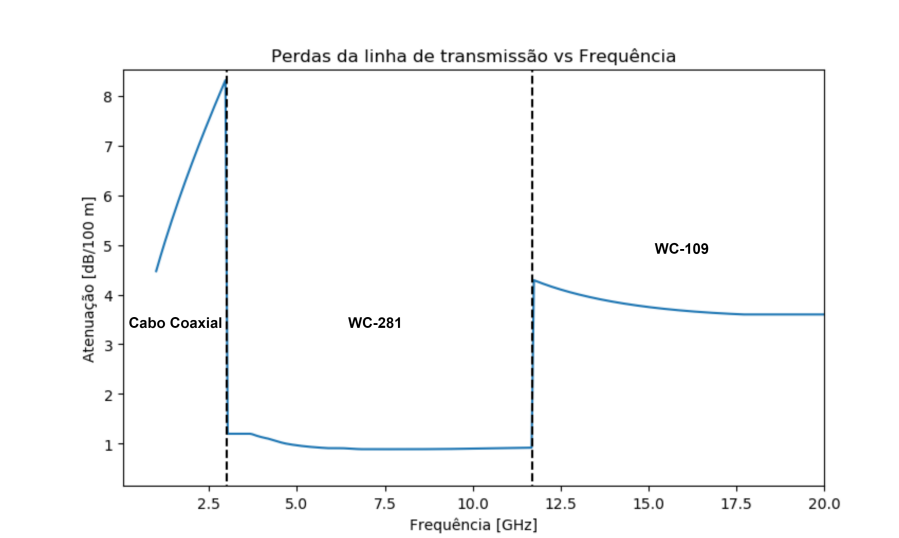


Figura 3.15: Atenuação provocada pela linha de transmissão.

Na Figura 3.15, encontra-se representada a atenuação provocada pela linha de transmissão em dB/100 m, onde é possível observar os diferentes tipos de materiais utilizados na linha de transmissão em função da frequência.

Para as ligações de micro-ondas a simular, é assumida a opção de menor atenuação, tendo em conta igualmente a banda de operação desejada. Ou seja, para frequências inferiores a 3 GHz é utilizado o cabo coaxial 7/8" semi-rígido com dielétrico de espuma, um guia de onda WC-281 para frequências de valores entre os 3 GHz a 11 GHz e um guia de onda WC-109 para frequências de 11 GHz a 20 GHz.

Relativo à montagem das ligações é assumida, como se encontra representado na Figura 3.16, a montagem do ODU interligada à antena por intermédio de uma guia de onda (representada na Figura 3.13) com a unidade IDU situada na parte inferior da torre que suporta a antena.

Uma vez que o ODU realiza uma deslocação da frequência rádio para a frequência intermédia de 140 MHz, com o principal objetivo de agilizar o processamento do sinal rádio a atenuação da linha de transmissão é calculada considerando 1 metro de guia de onda à frequência de operação, f seguida de um cabo coaxial com o comprimento correspondente à altura da torre de suporte à antena.

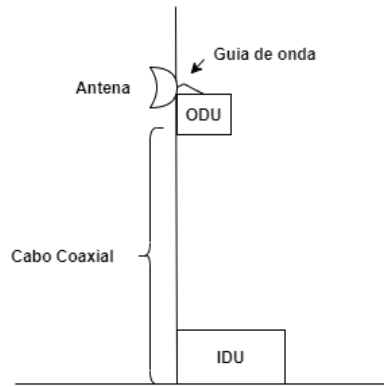


Figura 3.16: Diagrama de montagem ODU/IDU.

3.1.7 Estimação da qualidade da Ligação

Obtidos os valores da potência recebida e perdas associadas ao meio envolvente e à propagação das ondas rádio, é realizada uma estimação das limitações do sistema face às suas exigências qualitativas e respectivo débito binário.

Inicialmente, é determinada uma lista com diversos valores de potência recebida mínima, em função da variação de valores de BER (assumindo valores de 10^{-3} a 10^{-8}) e modulação (assumindo valores de QPSK a 2048-QAM) para uma determinada largura de banda de canal.

Esta potência, designada como a sensibilidade do recetor, é a potência mínima necessária à entrada do recetor (aos terminais da antena) para garantir uma dada taxa de erros binários (BER). A sensibilidade do recetor em unidades logarítmicas pode ser estimada através da equação (3.16), [10].

$$Sens = N_0 + N_f + C/N \quad (3.16)$$

Onde N_0 é a potência de ruído térmico à entrada em dBm, N_f a figura de ruído associada ao recetor em dB e C/N a relação sinal-ruído mínima em dB para a modulação e taxa de erros desejada, obtida através das equações .

Para a grande maioria dos sistemas de Feixe Hertzianos, a antena recetora, no pior dos casos, a temperatura do ambiente é cerca de 293 K (ou 20°C), pelo que a potência de ruído térmico, N_0 em unidades logarítmicas à entrada do recetor é estimada pela largura de banda efetiva do ruído b_{rf} , em Hertz, assumida como a largura de banda do canal, através da equação (3.17), [10].

$$N_{0[dBm]} = -174 + 10 \log(b_{rf}) \quad (3.17)$$

A figura de ruído do recetor N_f , é determinada maioritariamente pelos equipamentos eletrónicos que compõem a cadeia de receção e o seu valor, expresso em dB, é tipicamente fornecido pelos fabricantes do equipamento. Os amplificadores LNA (*Low Noise Amplifiers*) presentes na cadeia de receção, utilizados principalmente em ligações de difícil propagação, têm a possibilidade de utilizar componentes especiais ou técnicas de arrefecimento do material (*cooling*) que permitem diminuir consideravelmente a figura de ruído do recetor. A figura de ruído dos recetores varia tipicamente entre 3 dB para frequências de 2.5 GHz até 8 dB para frequências de 38 GHz, [19]. Na determinação da

sensibilidade do recetor é considerada uma figura de ruído para todos os recetores de 5 dB, optando-se assim por um valor médio ao longo da banda de frequências uma vez que é difícil atribuir uma figura de ruído específica para uma dada frequência face ao intervalo de frequências referido.

Obtida a lista de potência mínimas, é então realizada uma correspondência entre o valor da potência recebida estimada e o valor de BER e modulação associando os valor de potência estimada e a potência mínima de valores mais próximos.

Estimação do *throughput* da ligação

Associados os valores de BER e modulação à potência recebida estimada correspondente é determinado o débito binário da ligação através de duas estimações de seguida descritas.

Modelo de Regressão (1ª estimativa)

A Figura 3.17 representa os dados retirados de [27], onde é possível observar que, para uma BER de 10^{-6} , os débitos binários para cada esquema de modulação assumem todos um comportamento linear em função da largura de banda diferenciados apenas na dimensão da variação do débito relativamente à largura de banda.

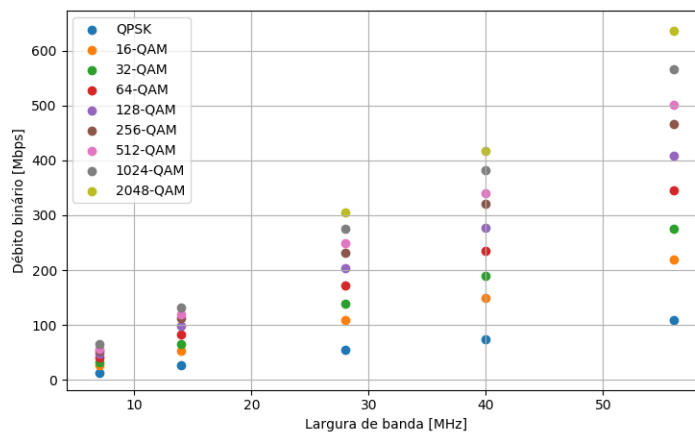


Figura 3.17: Gráfico de dispersão em função do esquema de modulação.

Como tal, desenvolveu-se um modelo de regressão linear simples capaz de estimar o *throughput* da ligação em função da largura de banda do canal.

O modelo da equação (3.18) estima o débito binário R_b (em Mbps) , considerando a largura de banda LB (em MHz), assumindo um modelo para cada esquema de modulação distinto.

$$R_b = \beta_0 + \beta_1 LB + \epsilon \quad (3.18)$$

O modelo é estimado com recurso ao método dos mínimos quadrados, através da biblioteca *python*, *scipy.stats*. A Figura 3.18 representa as retas estimadas pelos diferentes modelos de regressão linear com os respetivos indicadores de avaliação dos modelos e coeficientes de regressão representados na Tabela 3.1 .

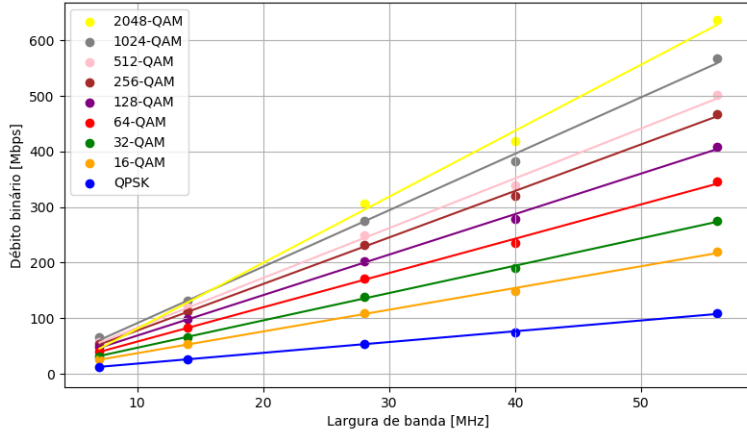


Figura 3.18: Retas de regressão linear estimadas,

Esquema de Modulação	β_0	β_1	RMSE [Mbps]	MAPE [%]	R^2
QPSK	-1,07	1,94	1,36	2,04	0,998
16-QAM	-2,05	3,91	2,87	1,90	0,998
32-QAM	-2,40	4,92	2,69	1,31	0,999
64-QAM	-3,82	6,17	4,29	1,67	0,998
128-QAM	-4,20	7,29	4,98	1,74	0,999
256-QAM	-5,82	8,37	4,31	1,15	0,999
512-QAM	-6,67	8,96	6,27	1,67	0,999
1024-QAM	-10,49	10,16	7,21	2,50	0,999
2048-QAM	-37,92	11,89	13,83	3,20	0,989

Tabela 3.1: Coeficientes de regressão e métricas de erro dos modelos estimados.

Observando os resultados de cada uma das curvas estimadas, os desvios entre os valores previstos e os valores reais resultantes são consideravelmente reduzidos, evidenciando não só uma elevada correlação entre a largura de banda e o débito binário mas também uma elevada exactidão na estimação dos débitos binários a partir de uma determinada largura de banda face aos valores reais em que se baseiam.

De notar que os valores de débito binário utilizados na regressão correspondem ao modo de funcionamento IS3, que permite o uso tecnologia XPIC (tecnologia de cancelamento de interferência de polarização cruzada). Este modo de funcionamento do sistema permite, para canais com largura de banda superior ou igual a 26 MHz, um esquema de modulação máximo de 2048-QAM e para canais de largura de banda inferiores um esquema de modulação máximo de 1024-QAM .

Capacidade de Shannon (2^a estimativa)

Uma vez que os valores de débito binário obtidos pelos modelos para uma determinada modulação e largura de banda se encontram limitados a um único valor de BER, surgiu a necessidade de aumentar a granularidade dos resultados e como tal é realizada uma segunda estimação do débito binário do canal.

Através das relações descritas no Capítulo 2, é obtida a relação sinal-ruído mínima (C/N) necessária para que uma ligação com uma determinada modulação e exigência qualitativa (BER) seja estabelecida com sucesso (representadas nas Figuras 3.19).

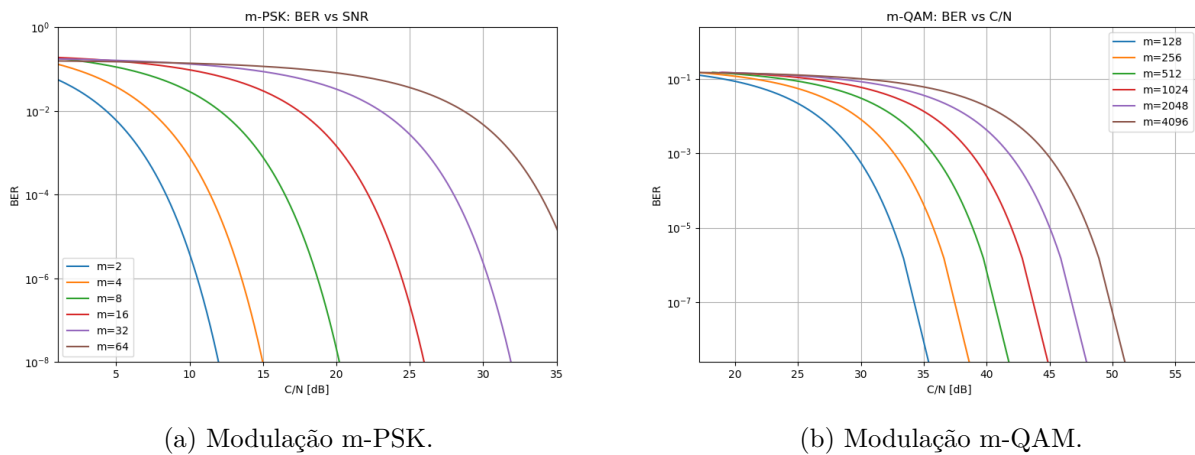


Figura 3.19: Relação BER vs C/N em função da modulação

Uma vez que modulação por desvio de frequência, como referido no Capítulo 2, necessita do dobro da relação sinal-ruído para o mesmo valor de BER face aos restantes esquemas de modulação, a sua utilização não é comum neste tipo de ligações, e como tal não é considerada.

De seguida, é efectuada uma estimativa inicial do débito binário correspondente através do teorema de Shannon, dado por (2.45).

Obtidos os valores de débito binário para uma determinada modulação e largura de banda para uma BER igual a 10^{-6} , é realizada o valor máximo de débito estimado a partir do teorema de Shannon e o valor obtido binário, para cada um dos esquemas de modulação distintos para a mesma taxa de erros binários.

A partir do valor obtido é conhecida a diferença entre a capacidade do canal e a capacidade de Shannon para a modulação desejada. Este valor, por sua vez, é aplicado à capacidade de Shannon para uma determinada largura de banda, modulação e taxa de erros binários. Obtendo-se assim uma estimativa do valor da capacidade do canal, a sua exigência qualitativa (BER) e o esquema de modulação presente na ligação.

Finalmente, após o cálculo do débito binário correspondente à exigência qualitativa (BER) e modulação obtido anteriormente, é efetuada uma estimativa qualitativa máxima de uma determinada ligação.

Resumindo, o método de cálculo de débito binário referido é essencialmente obtido através de 2 estimativas. A figura 3.20, representa um esquema resumido do método de cálculo.

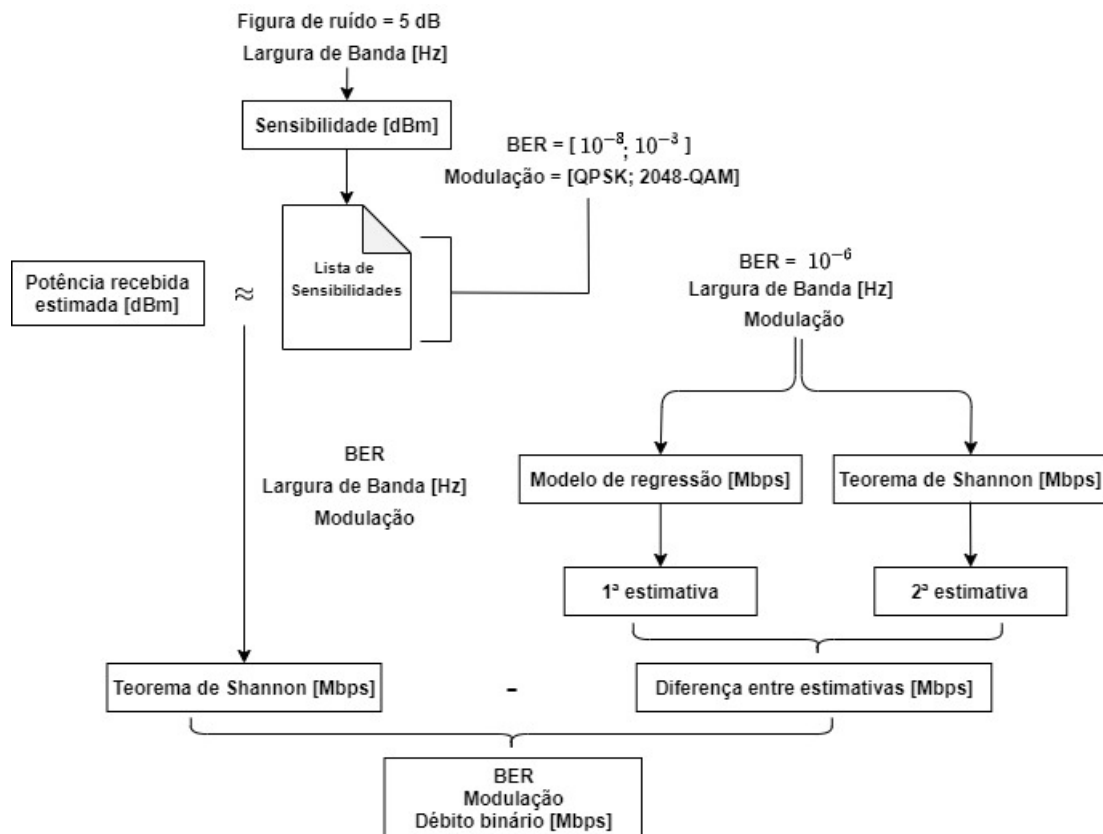


Figura 3.20: Esquema de cálculo do débito binário.

Inicialmente é obtida uma lista de sensibilidades onde os valores de BER variam entre 10^{-8} e 10^{-3} e o esquema de modulação entre QPSK e 2048-QAM respectivamente para uma figura de ruído de 5 dB e a largura de banda da ligação a estimar.

Após a estimação da potência recebida, através da algoritmo implementado, é realizada uma correspondência entre o valor obtido e os diversos valores listados. Após a escolha do valor listado mais próximo ao valor estimado é retornado o valor da BER e o esquema de modulação correspondentes.

Paralelamente é determinado o débito binário através das duas estimações distintas já abordadas. A 1ª estimativa consiste na cálculo do débito binário, tirando partido dos modelos de regressão para $BER=10^{-6}$, com a largura de banda da ligação e o esquema de modulação (obtido através dos valores listados). A 2ª estimativa consiste no cálculo do débito através do teorema de Shannon para a mesma largura de banda, esquema de modulação e BER.

Após realizadas as duas estimativas, é determinada a diferença entre as mesmas. Finalmente, o valor do débito binário máximo associado à potência recebida estimada é obtido subtraindo-se a diferença entre estimativas ao cálculo segundo o teorema de Shannon para a largura de banda e potência recebida associada à ligação a determinar.

3.2 Margens de ligação

Em qualquer ligação de micro-ondas, na análise de *Link Budget*, para além da estimação das perdas efetivas associadas ao sistema são, por vezes, dimensionadas margens de atenuação de forma a que a ligação possa acautelar fatores atenuantes que alteram em função de um determinado espaço temporal.

No seguinte algoritmo, são consideradas como margens o desvanecimento e a atenuação suplementar provocada por hidrometeoritos descritos nos seguintes sub-capítulos.

3.2.1 Desvanecimento

Em sistemas de Feixe Hertziano as ligações são realizadas maioritariamente em linha de vista, resultando numa baixa ou quase nula ocorrência de *shadowing* do sinal emitido. Como tal, na ferramenta implementada foram utilizados modelos de desvanecimento rápido de multipercurso, mais especificamente o modelo descrito de seguida.

Admitindo, como descrito em [28] e [10], que na potência total recebida a contribuição da componente preponderante (raio direto) se atenua com o comprimento da ligação, é possível obter, à frequência de 4 GHz, uma boa correspondência entre as distribuições empíricas do desvanecimento (na Europa Ocidental, no pior mês do ano, e para distâncias inferiores a 100 km) e as previstas pelo modelo de Nakagami-Rice, fazendo:

$$\left(\frac{p_a}{p_n}\right)^2 = \frac{e^{-\frac{d}{265}}}{1 - e^{-\frac{d}{265}}} \quad (3.19)$$

onde d é o comprimento do percurso expresso em km, p_a a potência correspondente à componente dominante e p_n a mediana da potência devida às restantes componentes.

Para as condições climáticas típicas de Europa Ocidental, o efeito da utilização de frequências diferentes de 4 GHz é equivalente à substituição do comprimento do percurso d pelo comprimento equivalente dado pela equação (3.20).

$$d_{eq} = d\left(\frac{f}{4}\right)^{-0.25} \quad (3.20)$$

O que resulta nas margens de desvanecimento para diversas frequências, representadas na Figura 3.21 em função da distância do percurso entre transmissor e recetor da ligação.

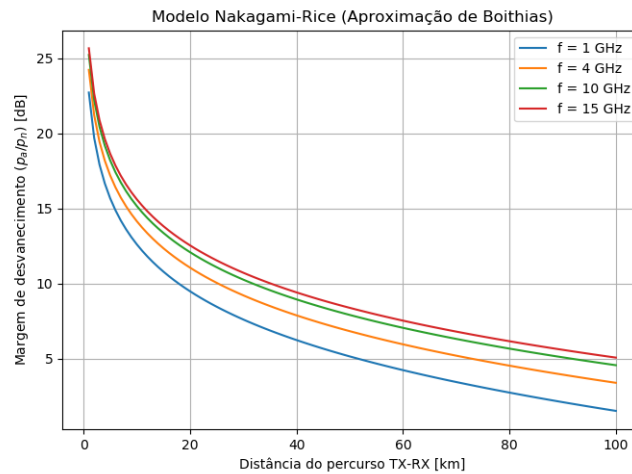


Figura 3.21: Aproximação de Boithias em função da distância.

Como se pode observar na Figura 3.21, a aproximação de Boithias descreve a evolução da margem de atenuação associada fenómeno de desvanecimento provocado por multipercurso. Isto é evidente,

uma vez que à medida que a distância entre emissor e recetor aumenta a margem de atenuação é menor, evidenciando que, à medida que o transmissor se afasta do recetor, existe uma menor influência das componentes p_n , prevalecendo o raio direto, p_a , como a única componente predominante na ligação.

3.2.2 Atenuação suplementar devida a hidrometeoritos

Relativo à atenuação suplementar devida a hidrometeoritos, o cálculo é realizado a partir de informação face a informação temporal e quantitativa do fenómeno de precipitação, como descrito no Capítulo 2.

Tipicamente, opta-se por uma disponibilidade da ligação de 99,9% (o que equivale a uma percentagem de 0.01% do tempo, no ano, em que o valor da intensidade de precipitação é excedido), logo para uma intensidade de precipitação de 32 e 42 mm/h, o coeficiente de atenuação devido à precipitação por unidade de comprimento para polarização vertical e horizontal é dado pela Figura 3.22

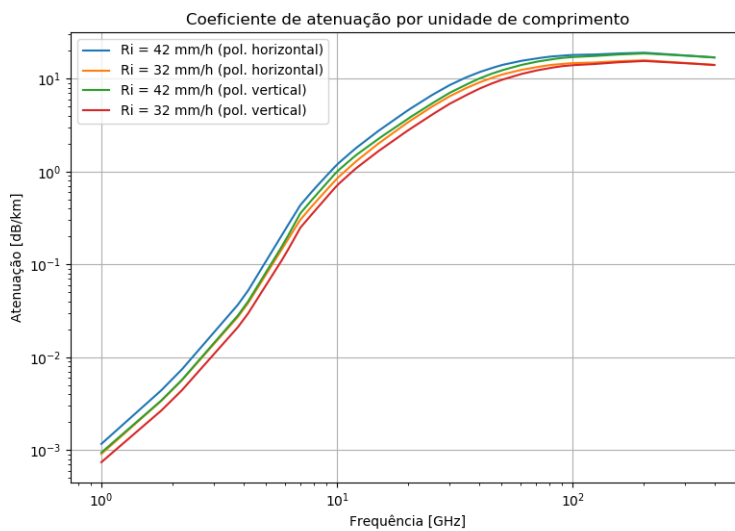


Figura 3.22: Coeficiente de atenuação devido à precipitação por unidade de comprimento para cada polarização.

Na ferramenta implementada é assumido, de igual forma, os valores de intensidade de precipitação para uma percentagem de 0,01 em que a intensidade de precipitação é excedida, de 32 ou 42 mm/h consoante o tipo de polarização empregue.

Isto permitirá, assumindo uma intensidade de precipitação fixa (para uma determinada percentagem temporal), o ajuste da percentagem do tempo, no ano, em que o valor da intensidade de precipitação é excedido e conseqüentemente a disponibilidade da ligação.

3.3 Modelo de Regressão - Potência recebida

No presente sub-capítulo, é descrito a implementação do modelo de regressão, juntamente com as respectivas validações do mesmo. Este modelo tem como finalidade, tendo por base valores reais, estimar a potência recebida da ligação tendo em conta parâmetros característicos da ligação.

Para o treino do modelo é utilizado 70% dos dados disponíveis, usando os restantes 30% para avaliação do desempenho preditivo, não utilizados no ajustamento do modelo.

3.3.1 Pré-processamento de dados

Antes de desenvolver o modelo de previsão da potência recebida, foi realizada uma análise aos dados disponíveis a partir da qual são avaliadas as possíveis variáveis independentes (*features*) que melhor se adequam à predição da potência recebida pretendida.

Normalização das variáveis

Na construção de um modelo de regressão, nomeadamente no pré-processamento de dados um passo comum é a normalização das variáveis independentes (ou *feature scaling*). Este processo consiste no ajustamento das variáveis independentes tornando-as equiparáveis numa escala comum entre si. Isto permite não só agilizar o processo de aprendizagem do modelo (a nível computacional) mas também a homogeneização das escalas presentes nos dados, [29].

A normalização utilizada no presente modelo, consiste na assimilação da escala das variáveis independentes de unidades e escalas distintas, para uma única escala de 0 a 1. Os dados normalizados $\bar{x}^{(j)}$ da variável independente j são obtidos através da expressão (3.21), [29].

$$\bar{x}^{(j)} = \frac{x^{(j)} - \min^{(j)}}{\max^{(j)} - \min^{(j)}} \quad (3.21)$$

onde $\max^{(j)}$ e $\min^{(j)}$ correspondem aos valores máximos e mínimos, respetivamente, do conjunto de dados associado à variável independente j .

Multi-colinearidade

Em modelos de regressão múltipla, existem diversas dependências necessárias entre variáveis, como é o caso da relação entre as variável dependente e as variáveis independentes. No entanto, a maioria dos problemas de regressão são gerados por outro tipo de dependência: a dependência entre variáveis independentes. Quando esta dependência é elevada, diz-se que existe multi-colinearidade, [24].

Quando é detetada multi-colinearidade, o modelo pode apresentar mudanças imprevisíveis no *output* em resposta a uma pequena variação das variáveis preditoras, isto leva à fraca capacidade de previsão do modelo, impossibilitando a generalização do modelo implementado a novos dados.

No modelo a desenvolver os parâmetros candidatos a variáveis independentes a avaliar (representados na Tabela 3.2) foram escolhidos tendo em conta a sua natureza característica e descritiva à correspondente ligação.

Parâmetros	Símbolo	Unidade
Polarização	Pol	-
Frequência	f	GHz
Ganho	G	dBi
Largura de banda	LB	MHz
Distância	d	km
Altura da antena emissora	h_e	m
Altura da antena recetora	h_r	m
Diferença entre alturas	Δh	m
Potência de transmissão	Ptx	dBm

Tabela 3.2: Variáveis independentes candidatas.

Para a deteção da dependência entre as variáveis independentes é inicialmente verificada a correlação entre as variáveis candidatas eliminando uma das variáveis em situações onde os dados de duas variáveis independentes apresentam correlação superior a 0,5.

De forma a que os resultados expressem corretamente o modo de funcionamento das ligações já mencionado, é adicionado também o parâmetro de polarização, que assume o valor 0 para o canal recebido com polarização vertical e o valor 1 para polarização horizontal, permitindo assim ao modelo diferenciar numericamente os dois canais de polarização distintos presentes numa determinada ligação.

	Pol.	f [GHz]	G [dBi]	LB [MHz]	d [km]	h_e [m]	h_r [m]	Δh [m]	Ptx [dBm]
Pol.									
f [GHz]	0,224								
G [dBi]	0,014	0,348							
LB [MHz]	0,096	0,216	0,3128						
d [km]	0,209	0,535	0,273	0,219					
h_e [m]	0,109	0,027	0,105	0,160	0,401				
h_r [m]	0,109	0,029	0,105	0,160	0,401	0,544			
Δh [m]	0,010	0,282	0,105	0,091	0,010	0,141	0,141		
Ptx [dBm]	0,072	0,025	0,142	0,322	0,083	0,037	0,035	0,232	

Tabela 3.3: Matriz de correlação entre variáveis independentes.

Através da matriz de correlação (representada na Tabela 3.3) são retirados a Frequência e a Altura da antena emissora. Desta forma, considera-se o modelo com os seguintes parâmetros independentes entre si: Potência de transmissão, Ganho, Largura de Banda, Distância e Diferença entre alturas das antenas, a Altura da antena recetora e a Polarização.

Para a deteção de multi-colinearidade num determinado conjunto de dados, é tipicamente calculado para cada uma das variáveis independentes candidatas o Fator de Inflação da Variância (VIF), definido pela expressão 3.22.

$$VIF_i = \frac{1}{1 - R_i^2} \quad (3.22)$$

onde R_i^2 corresponde ao coeficiente de determinação, estimado a partir do modelo de regressão associado à variável independente i dado pela expressão 3.23:

$$X_i = \beta_0 + \beta_1 x_2 + \beta_2 x_3 \dots + \beta_n x_n + \epsilon \quad (3.23)$$

onde X_i corresponde à variável independente a testar e x_n as restantes variáveis independentes.

O VIF quantifica a multi-colinearidade associada ao modelo de regressão para cada uma das variáveis independentes. Como tal, é desejável que este quociente apresente o menor valor possível para cada uma das variáveis, evitando assim falsas previsões por parte do modelo.

De forma a estabelecer uma relação de compromisso entre as variáveis preditivas e a eliminação de multi-colinearidade do modelo é indicado um limite superior a partir do qual a variável deixa de ser considerada para o modelo.

Em certas documentações, (como em [30]) é usual a utilização de VIF=10. No entanto, é também comum, o uso de um limite mais conservador de VIF=5, [31]. No modelo implementado, é utilizado o limite mais conservador, retirando-se, iterativamente, a variável independente cujo o valor de VIF é superior ou igual a 5.

De seguida é verificado, a partir dos valores de VIF, a existência de multi-colinearidade face aos restantes parâmetros.

Variáveis preditivas	VIF
Polarização	1,746
Ganho	2,282
Largura de banda	3,060
Distância	4,409
Altura da antena recetora	6,500
Diferença entre alturas	2,295
Potência de transmissão	2,485

Tabela 3.4: Valores iniciais de VIF.

A partir da Tabela 3.4, é verificado que o modelo possui multi-colinearidade devido à presença da variável Altura da antena recetora (h_r), logo a variável é removida verificando-se novamente os coeficientes VIF.

Ao recalculer os coeficientes de VIF (Tabela 3.5), não é observado qualquer indício de multi-colinearidade uma vez que todos os coeficientes são inferiores a 5. Logo, todas as variáveis restantes são consideradas adequadas ao modelo de regressão a implementar.

Variáveis preditivas	VIF
Potência de transmissão	2,485
Ganho	2,266
Polarização	1,718
Distância	3,843
Diferença entre alturas	2,166
Largura de banda	2,739

Tabela 3.5: Valores finais de VIF.

3.3.2 Regressão *Stepwise*

Escolhidas as variáveis independentes, não colineares entre si e sem vestígios de multi-colinearidade é realizado o método de regressão *Stepwise* de forma a determinar o melhor conjunto de variáveis cujos dados produzem o *output* desejado de forma mais adequada.

Realizando a análise referida foram determinadas, segundo o algoritmo de eliminação bidireccional, as variáveis que melhor determinam a potência recebida.

O resultado da seguinte regressão *Stepwise*, determina o seguinte modelo, ver equação (3.24), que estima a potência recebida P_{RX} (em dBm), considerando o ganho das antenas G (em dBi), a distância entre emissores e recetores d (em km), a diferença entre as alturas da antena emissora e recetora, Δh (em m), a potência de transmissão largura de banda P_{TX} (em MHz) e a flag de polarização, Pol (assumindo valores de 0 ou 1).

Logo, o modelo de regressão é dado pela expressão em (3.24),

$$P_{RX}[dBm] = \beta_0 + \beta_1 G[dBi] + \beta_2 d[km] + \beta_3 \Delta h[m] + \beta_4 P_{TX}[dBm] + \beta_5 Pol + \epsilon. \quad (3.24)$$

e apresenta as seguintes métricas associadas, representadas na seguinte Tabela 3.6:

Métricas	Valor
R^2	0,71
R_a^2	0,66
RMSE [dB]	2,694
MAPE [%]	4,362

Tabela 3.6: Métricas do modelo de regressão *Stepwise*

A partir das métricas obtidas, o modelo não se pode considerar satisfatório, uma vez que apresenta o valor 0,66 de coeficiente de determinação ajustado. Desta forma, e com o intuito de melhorar os resultados obtidos, é aplicado ao modelo, a técnica de *Gradient Boosting* descrita no Capítulo 2.

3.3.3 *Gradient Boosting*

Tirando partido das potencialidades associadas às técnicas de *Boosting* descritas no Capítulo 2, é aplicada a técnica de *Gradient Boosting* ao modelo implementado com o principal objetivo de otimizar a sua capacidade preditiva. Para tal, é determinada a árvore de decisão inicial tendo por base o modelo de regressão linear múltiplo desenvolvido anteriormente. Esta árvore assume como nós terminais (folhas) os resíduos produzidos correspondentes a este modelo referido.

Um dos maiores benefícios do algoritmo de *Gradient Boosting* é a natureza configurável dos parâmetros associados às árvores criadas.

Para determinar os parâmetros associados, que melhor optimizam o algoritmo a utilizar, recorreu-se à função *python GridSearchCV*. Esta função permite, a partir de uma lista de valores típicos associados

ao algoritmo, automatizar uma validação cruzada dos mesmos, retornando a combinação que otimiza o modelo em questão, [32].

Realizada esta validação cruzada para a função de regressão desejada, os seguintes parâmetros representados na Tabela 3.7, são retornados:

Parâmetros de <i>Gradient Boosting</i>	Valor
Nº de estimadores (<i>n_estimators</i>)	10
Coef. de aprendizagem (<i>learning_rate</i>)	0,7
Profundidade máxima (<i>max_depth</i>)	4
Nº de amostras mínimas de separação (<i>min_samples_split</i>)	18

Tabela 3.7: Parâmetros otimizados de *Gradient Boosting*.

Observando a Tabela 3.7, o modelo otimizado de *Gradient Boosting* é implementado com um número de 70 estimadores ou árvores de decisão, com um coeficiente de aprendizagem de 0,7, uma profundidade máxima entre o estimador inicial e o nó terminal de cada árvore de decisão de 3 e um número mínimo de amostras necessárias para que ocorra uma divisão de nós de 13 amostras.

Treinando o modelo, com o algoritmo de *Gradient Boosting* configurado com os parâmetros mencionados, o modelo é implementado com as seguintes métricas, representadas na Tabela 3.8.

Métricas	Valor
R^2	0,91
R_a^2	0,89
RMSE [dB]	1,59
MAPE [%]	1,99

Tabela 3.8: Métricas do modelo de regressão (otimizado pelo *Gradient Boost*).

Observando os valores do modelo de regressão otimizado pela técnica de *boosting*, é evidente a melhoria considerável do modelo com um coeficiente de determinação ajustado de 0,89. Esta melhoria é também evidente nas restantes métricas, uma vez que, após a utilização do *Gradient Boosting*, o modelo apresenta resultados com uma melhoria significativa com valores preditivos bastante próximos dos respetivos valores reais.

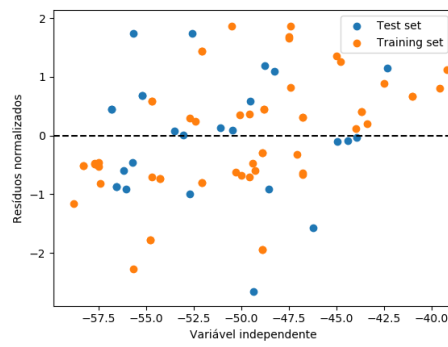
Pressupostos do modelo de regressão

De seguida, após a implementação do modelo, são então validados os pressupostos do modelo de regressão, inferidos sobre o valor dos resíduos, através das quais o modelo desenvolvido deve cumprir antes de realizar inferências sobre o mesmo (representadas na Figura 3.23).

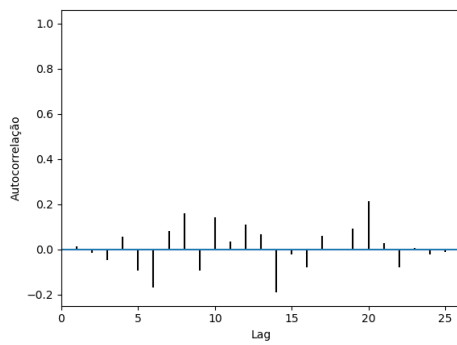
Relativo à independência dos erros, o modelo cumpre este pressuposto uma vez que o gráfico de dispersão dos mesmos e o gráfico da função de auto-correlação (ACF) apresentam valores reduzidos, sem qualquer comportamento tendencial (representado em (a) e (b) da Figura 3.23).

É também confirmado que os resíduos do modelo apresentam uma distribuição normal, uma vez que se verifica uma proporcionalidade direta entre a distribuição normal e a distribuição dos resíduos

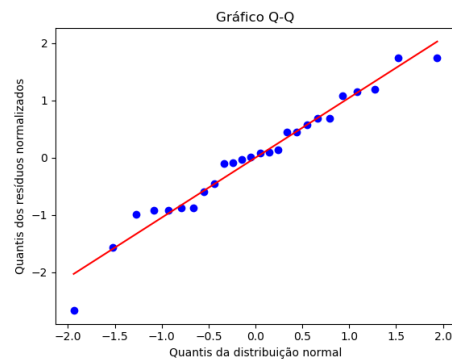
(representado em (c) da Figura 3.23).



(a) Gráfico de dispersão dos resíduos.



(b) Gráfico ACF.



(c) Gráfico Q-Q.

Figura 3.23: Gráficos de verificação dos pressupostos do modelo de regressão.

4

Casos práticos

No presente capítulo, será abordado o conjunto de simulações realizadas sobre alguns casos práticos, com o intuito de testar o algoritmo implementado.

Estas simulações irão centrar-se num conjunto de ligações reais, apresentando os respectivos resultados. Inicialmente será abordado a estimação da potência recebida e o débito binário da ligação, determinada a partir dos modelos teóricos descritos no sub-capítulo 3.1. De seguida, abordar-se-á os resultados segundo o modelo de regressão detalhado igualmente no sub-capítulo 3.2. Finalmente, é realizado, através da comparação entre os dois resultados, o dimensionamento das margens das respetivas ligações.

4.1 Ligações de Feixe Hertziano

Desenvolvido o algoritmo que determina a potência recebida e débito binário e ainda o modelo de regressão que determina a potência recebida através de dados característicos de uma determinada ligação de Feixe Hertziano, é fundamental a aplicação de ambas as estimativas a casos práticos reais.

Como tal, é realizada uma série de simulações de ligações de micro-ondas ponto-a-ponto reais obtidas através de um operador.

Para as simulações referidas, foram escolhidas as seguintes localizações com as respetivas alturas de cada uma das antenas que compõem diversas ligações (representadas na Tabela 4.1), a partir das quais são realizadas um conjunto de simulações das ligações de micro-ondas bidirecionais ponto-a-ponto.

Localização	A	B	C	D	E	F	G	H
Altura da antena [m]	15	27	25	33	13	34	37	47

Tabela 4.1: Alturas das antenas de micro-ondas em cada estação base.

Para as simulações realizadas, foram escolhidas 6 ligações a partir do conjunto de dados de teste, correspondente a 30% dos dados de ligações recolhidos.

Ligação	G[dBi]	d [km]	Δh [m]	Ptx [dBm]	XPIC	LB [MHz]	f [GHz]
A-B	37,4	15,810	12	23,0	1	28	7,866
A-C	31,1	8,340	10	23,0	0	28	7,324
B-D	34,2	4,910	6	19,9	0	14	19,109
B-E	34,2	5,010	14	19,8	0	14	19,040
F-G	36,7	28,768	3	23,0	1	28	7,866
F-H	36,7	39,816	13	23,0	1	28	7,807

Tabela 4.2: Parâmetros das ligações micro-ondas ponto-a-ponto a simular.

Como referido, as ligações que suportam XPIC são efetuadas em canais de polarização distintos. Desta forma, para estas ligações, é possível simular duas ligações de polarizações distintas.

As ligações que não suportam esta funcionalidade, permitem esquemas de modulação de ordem superior (até 2048-QAM), ao contrário das restantes ligações que apenas permitem modulação de ordem inferior (até 1024-QAM).

4.2 Algoritmo de *Link Budget*

4.2.1 Análise de perfil de terreno

Inicialmente, como referido, o perfil do terreno entre os dois pontos terminais é analisado, verificando a presença de obstáculos relativo ao perfil terrestre que os rodeiam.

Uma vez que os dados geográficos utilizados baseiam-se em ligações reais, estas apresentam-se todas desobstruídas, com linha de vista entre os seus terminais (ver Figura 4.1).

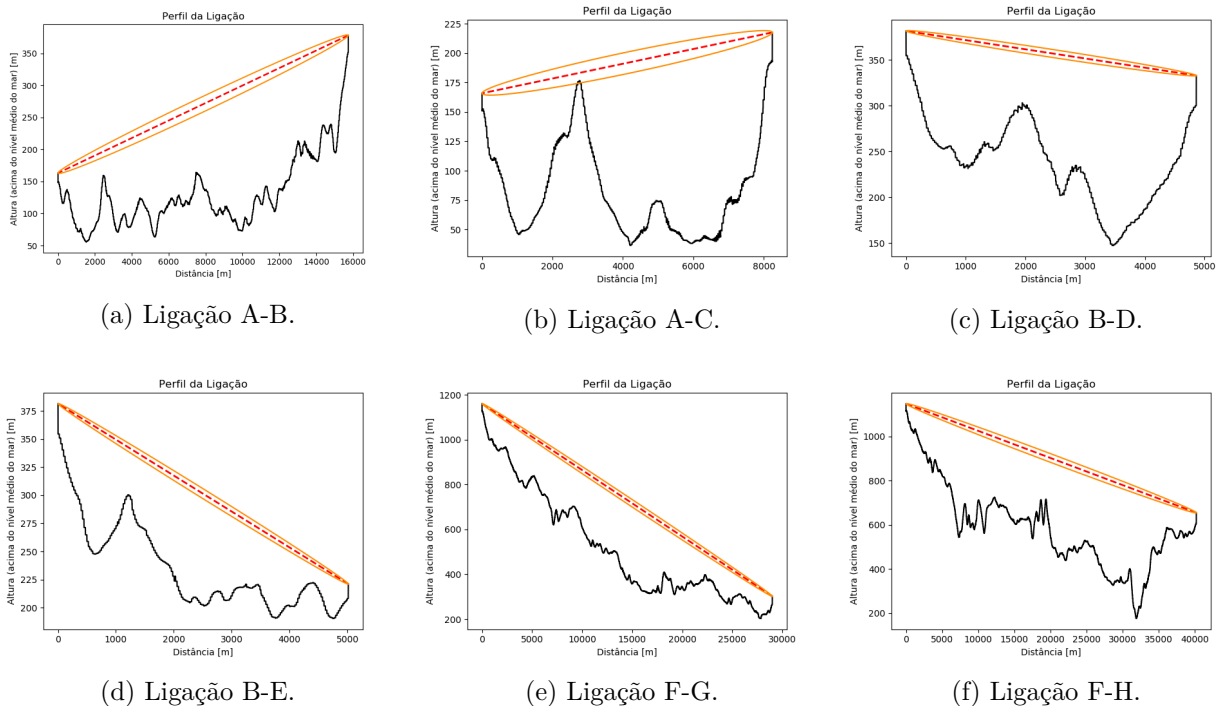


Figura 4.1: Perfil de terreno das ligações a simular.

Adicionalmente, relativamente ao modelo empregue para o fenómeno de reflexão, o feixe reflectido principal das ligações simuladas é obstruído pelo perfil do terreno presente entre os dois terminais. Desta forma, as ligações não são influenciadas pelo raio refletido e o modelo de 2 raios não é considerado para as seguintes ligações.

4.2.2 Estimação da potência recebida

Utilizando os parâmetros de cada uma das ligações, anteriormente apresentados, como *inputs* na ferramenta de estimação da potência recebida, obtiveram-se os seguintes resultados de potência recebida apresentados na Tabela 4.3.

Ligação	Potência Recebida [dBm]	Qualidade da Ligação		
		Débito Binário [Mbps]	Esquema de modulação	BER
A-B	-38,08	597,80	1024-QAM	10^{-8}
A-C	-44,31	347,25	2048-QAM	10^{-8}
B-D	-45,78	173,63	2048-QAM	10^{-8}
B-E	-45,82	173,63	2048-QAM	10^{-8}
F-G	-45,11	597,80	1024-QAM	10^{-8}
F-H	-48,18	597,80	1024-QAM	10^{-8}

Tabela 4.3: Valores de potência recebida estimada.

A partir dos resultados obtidos, observa-se que, para ligações que suportam a funcionalidade de XPIC, o débito binário é bastante superior face a ligações que não suportam esta funcionalidade (A-B e A-C, respetivamente).

Isto deve-se, não só à limitação do equipamento considerado nas ligações, uma vez que estas possuem uma menor largura de banda, mas também devido ao facto das ligações que suportam XPIC, possuírem a capacidade de dois canais de débito semelhante com polarizações distintas. Isto é evidenciado em ligações onde o débito binário é menor para valores de potência recebida semelhantes (por exemplo B-E e F-G respetivamente).

Observa-se também, que para ligações com valores de potências recebida distintas possuem um débito binário igual (A-B e F-G por exemplo). Isto deve-se ao facto de ambas as ligações possuírem valores de potência recebida superior à potência máxima exigida para o esquema de modulação e BER máximas suportadas pelo equipamento considerado.

Adicionalmente, os resultados apresentam uma estimação de potência igual para polarizações distintas, reforçando a necessidade de uma calibração dos resultados através da comparação dos presentes resultados com os resultado obtidos modelo de regressão de forma a realizar essa distinção.

4.3 Modelo de regressão - Potência Recebida

De seguida, tirando partido do modelo de regressão abordado no sub-capítulo 3.2, é realizado a estimação de potência recebida para as mesmas ligações de micro-ondas referidas (Tabela 4.4).

Ligação	Potência recebida estimada (Modelo de regressão) [dBm]	
	Polarização Vertical	Polarização Horizontal
A-B	-38,57	-39,25
A-C	-47,28	-
B-D	-46,78	-
B-E	-48,77	-
F-G	-49,35	-49,46
F-H	-55,57	-54,58

Tabela 4.4: Valores de potência recebida estimada a partir do modelo de regressão.

Observando os resultados, é evidente que os valores de potência estimados segundo o modelo de regressão implementado diferem consoante a polarização (não observável no algoritmo de potência recebida).

Tendo em conta as métricas apresentadas relativas ao modelo, e uma vez que este é implementado tendo por base valores reais de potência a estimação de potência recebida segundo o modelo de regressão é considerada como valor prático. Isto permite, através de uma comparação deste valor à estimação de potência recebida anterior (potência recebida teórica), o desejado dimensionamento das margens de ligação micro-ondas ponto-a-ponto.

4.4 Dimensionamento da margem de ligação

Realizadas as estimações de potência recebida distintas, é realizado, o dimensionamento da margem da ligação.

A margem da ligação, no presente contexto, é definida como a diferença entre a potência recebida teórica e a potência recebida prática (Figura 4.2).

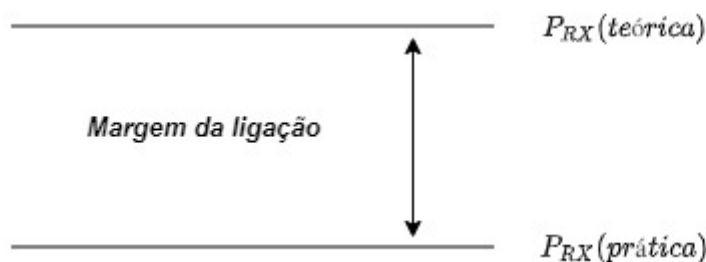


Figura 4.2: Margem de ligação.

Esta margem, é contabilizada apenas quando a estimação de potência recebida teórica é superior à potência prática. Possibilitando assim a determinação, de forma efetiva, da real atenuação associada às margens da ligação. Caso contrário, quando a potência recebida teórica é inferior à potência prática, o dimensionamento da margem da ligação não é considerada uma vez que não existe um intervalo de atenuação atribuível aos fatores atenuantes variáveis a nível temporal referidos.

Para o dimensionamento das margem da ligação, como já referido, são consideradas as seguintes estimações: a margem do desvanecimento e a atenuação suplementar provocada pela precipitação.

O método de dimensionamento da margem é realizado da seguinte forma, ilustrado no seguinte fluxograma, representado na Figura 4.3.

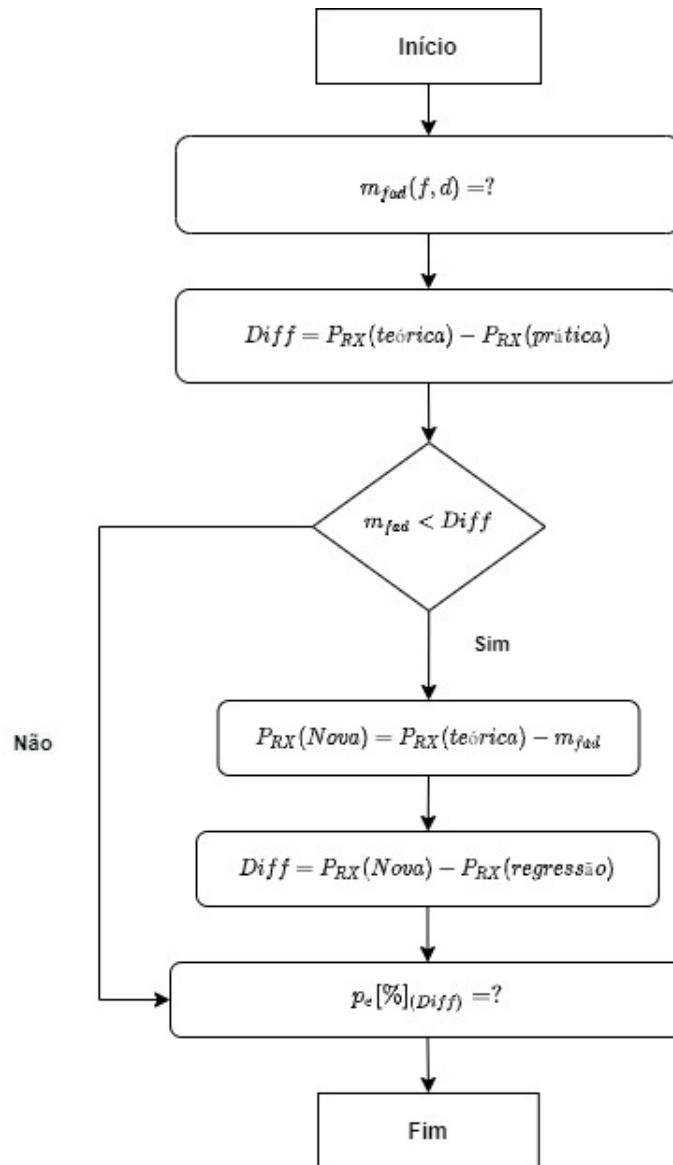


Figura 4.3: Fluxograma do método para o dimensionamento das margem da ligação.

Inicialmente, o algoritmo determina a margem de desvanecimento em função da distância e frequência da correspondente ligação. De seguida, a partir das duas estimações de potência recebida, é determinado o desvio, $Diff$, em dB. Caso a margem de desvanecimento seja inferior à diferença entre potências, considera-se que o desvanecimento é predominante na ligação, subtraindo-se o valor da margem de desvanecimento à potência recebida estimada. Caso contrário, considera-se que a ligação não é influenciada predominantemente pelo desvanecimento, ignorando-se a margem de desvanecimento obtida. Para ambos os casos, é realizado o dimensionamento da margem de atenuação suplementar associada à precipitação.

Este dimensionamento consiste, como referido na estimação da percentagem do tempo cuja intensidade de precipitação é ultrapassada, p_e , assumindo as intensidades de precipitação em Portugal continental.

Face às simulações anteriormente realizadas, os resultados, relacionados ao dimensionamento das

margens, são representados na Tabela 4.5.

Ligação	Potência recebida teórica [dBm]	Potência recebida prática [dBm]		Desvio [dB]	
		Pol. Vertical	Pol. Horizontal	Pol. Vertical	Pol. Horizontal
A-B	-38,08	-38,57	-39,25	0,49	1,17
A-C	-44,31	-47,28	-	2,97	-
B-D	-45,78	-46,78	-	1,00	-
B-E	-45,82	-48,77	-	2,95	-
F-G	-45,11	-49,35	-49,46	4,24	4,35
F-H	-48,18	-55,57	-54,58	7,39	6,40

Ligação	p_e [%]		Margem de desvanecimento [dB]
	Pol. Vertical	Pol. Horizontal	
A-B	0,558	0,218	12,89
A-C	0,004	-	15,67
B-D	0,905	-	19,04
B-E	0,224	-	18,90
F-G	0,021	0,033	10,14
F-H	0,005	0,017	13,94

Tabela 4.5: Dimensionamento das margens de ligação.

Os resultados obtidos (representados na Tabela 4.5), representam ligações nas quais o cálculo relativo às perdas efetivas sub-dimensiona a ligação, ou seja, representam ligações onde os valores práticos de potência recebida são inferiores aos valores teóricos obtidos. A discrepância entre estas duas estimativas, é atribuída aos fatores variáveis no tempo, o que, por sua vez, permite um dimensionamento das margens de ligação.

Uma vez que os dados utilizados nas simulações se baseiam em ligações reais, assume-se que todas as ligações são dimensionadas, projetadas e implementadas de forma a que o desvanecimento seja minimizado. Logo, a partir dos resultados obtidos (Tabela 4.5), observa-se que, como expectável, nenhuma das ligações consideradas se observa predominância de desvanecimento.

Adicionalmente, observa-se que, para algumas ligações consideradas, a percentagem do tempo cuja intensidade de precipitação é ultrapassada (sempre superior aos típicos 0,01%), evidenciando assim que a margem calculada entre a estimativa teórica e a estimativa prática deve-se a fatores não contabilizados no cálculo das perdas efetivas do sistema, atribuídas, no presente algoritmo, à atenuação suplementar associada à precipitação.

Evidenciando também que, tirando partido de modelos de regressão na estimativa de potência recebida, é possível "afinar" os modelos teóricos de estimativa de margens de atenuação de forma a que estes apresentem resultados mais realistas e adequados face à realidade das ligações de micro-ondas ponto-a-ponto em questão.

5

Conclusões

5.1 Síntese

A presente dissertação, inicialmente, fornece uma visão geral das ligações de Feixe Hertziano, a sua importância bem como as suas diferentes aplicações na rede de telecomunicações. De seguida, é realizada uma descrição do crescimento e da crescente importância que as técnicas de *ML* têm vindo a protagonizar.

Na elaboração do trabalho, é realizada uma descrição introdutória às ligações de Feixe Hertziano. É também realizado uma definição dos diferentes métodos teóricos e empíricos utilizados no dimensionamento de ligações micro-ondas ponto-a-ponto.

No contexto desta dissertação, os métodos de dimensionamento referidos, são então empregues para a estimação teórica da potência recebida e do débito binário associado a uma determinada ligação. Esta estimação, é realizada unicamente através do cálculo das perdas efetivas.

Ainda no âmbito desta dissertação, foi desenvolvido um modelo de regressão habilitado a realizar uma previsão da potência recebida através dos dados característicos de cada uma da ligação de micro-ondas (estimação prática).

As duas estimativas (potência recebida teórica e prática) foram realizadas, onde através da comparação de ambas, foram efetuados cálculos face ao dimensionamento da margem da ligação. Permitindo assim, uma análise e um melhor entendimento da ligação de micro-ondas face à sua margem de atenuação.

Os resultados, face ao dimensionamento das margens, demonstram que, em casos que os modelos teóricos sub-dimensionam a ligação, é possível realizar uma melhor estimação das margens de atenuação.

5.2 Trabalho Futuro

Neste último sub-capítulo, são realizadas algumas sugestões relativamente ao trabalho futuro a desenvolver e que visam, não só complementar o trabalho realizado, mas também abrir novos tópicos de investigação.

O modelo de regressão desenvolvido permite realizar uma estimação de potência recebida com um grau de precisão considerável ($R_a = 0,89$).

No entanto, o modelo desenvolvido é suscetível a melhorias. Estas melhorias, passarão pela recolha de um maior número de dados reais, de forma a ajustar melhor o modelo preditivo, tornando as suas estimações mais exatas.

Tendo em conta o estudo realizado na presente dissertação, será de interesse estender os métodos e a análise utilizadas no dimensionamento das margens a ligações do sistemas de transmissão por fibras óticas, mais especificamente para ligações de topologia ponto-a-ponto.

Bibliografia

- [1] Cisco, “C Anual Internet Report (2018-2023),” 2018, [Online]. Acedido a 10 Fev. 2021: <https://www.cisco.com/c/en/us/solutions/collateral/executive-perspectives/annual-internet-report/white-paper-c11-741490.html>.
- [2] ITU-R, “Report ITU-R F.2323-1 Fixed Service use and future trends,” 2017, [Online]. Acedido a 25 Fev. 2021: <https://www.itu.int/dms/pub/itu-r/opb/rep/R-REP-F.2323-1-2017-PDF-E.pdf>.
- [3] L. Columbus, “Roundup Of Machine Learning Forecasts And Market Estimates, 2020,” [Online]. Acedido a 1 de Abr. de 2021: <https://www.forbes.com/sites/louiscolombus/2020/01/19/roundup-of-machine-learning-forecasts-and-market-estimates-2020/?sh=4837ff965c02>.
- [4] M. Leitão, “Sistemas por feixe hertziano. Sistemas de Telecomunicações II,” [Online]. Acedido a 20 Fev. 2020: <https://web.fe.up.pt/mleitao/SRCO/Teoricas/SRCOFEI.pdf>.
- [5] “Ericsson Microwave Outlook,” 2020, [Online]. Acedido a 13 de Abr. de 2021: <https://www.ericsson.com/>.
- [6] P. Vieira, *Propagação em Espaço Livre. Slides de apoio à UC de Rádio Comunicações*. ADEETC, ISEL - Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, 2013.
- [7] “Rec. ITU-R P.525-4: Calculation of free-space attenuation,” 2019, [Online]. Acedido a 10 de Dezembro de 2020: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.525-4-201908-I!!PDF-E.pdf.
- [8] “Rec. ITU-R P.526-15: Propagation by diffraction,” 2019, [Online]. Acedido a 1 de Abr. de 2021: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.526-15-201910-I!!PDF-E.pdf.
- [9] “Fresnel Zone,” Acedido a 26 Fev. 2020. [Online]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Fresnel_zone
- [10] C. Salema, *Feixes Hertzianos*. IST Press, 2011.
- [11] P. Angueira and J. A. Romo, *Microwave Line of Sight Link Engineering*. Wiley IEEE Press, 2012.
- [12] T. H. Rappaport, *Wireless Communications - Principles and Practice*, 2nd ed. IEEE, 2002.

- [13] “Rec. ITU-R P.676-4: Attenuation by atmospheric gases and related effects,” 1999, [Online]. Acedido a 10 de Dez. de 2020: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-4-199910-S!!PDF-E.pdf.
- [14] “Rec. ITU-R P.838-3: Specific attenuation model for rain for use in prediction methods,” 1997, [Online]. Acedido a 10 de Dezembro de 2020: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.838-3-200503-I!!PDF-E.pdf.
- [15] “Rec. ITU-R P.837-7: Characteristics of precipitation for propagation modelling,” 2017, [Online]. Acedido a 10 de Dez. de 2021: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.837-7-201706-I!!PDF-E.pdf.
- [16] “Rec. ITU-R PN.840-8: Attenuation due to clouds and fog,” 2019, [Online]. Acedido a 28 de Dez. de 2021: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.840-8-201908-I!!PDF-E.pdf.
- [17] J. S. Seybold, *Introduction to RF Propagation*. John Wiley & Sons, Inc, 2005.
- [18] G. Kizer, *Digital Microwave Communication : Engineering Point-to-Point Microwave*. Wiley IEEE Press, 2013.
- [19] H. R. Anderson, *Fixed Broadband Wireless System Design*. John Wiley & Sons, Inc, 2003.
- [20] A. Y.-T. Ng, “Machine Learning course, University of Stanford,” [Online]. Acedido a 15 de Fev. de 2021: <https://www.coursera.org/learn/machine-learning>.
- [21] “Linear regression analysis in Excel,” [Online]. Acedido a 25 de Fe.v de 2021: <https://www.ablebits.com/office-addins-blog/2018/08/01/linearregression-analysis-excel/>.
- [22] J. F. Trevor Hastie, Robert Tibshirani, *The Elements of Statistical Learning Data Mining, Inference, and Prediction*. Springer, 2009.
- [23] D. C. Montgomery and G. C. Runger, *Applied Statistics and Probability for Engineers*. John Wiley & Sons, Inc, 2018.
- [24] A. Gelman and J. Hill, *Data Analysis using Regression and Multilevel/Hierarchical MODELS*. Cambridge University Press, 2006.
- [25] E. Alpaydin, *Introduction to Machine Learning*. Massachussets Institute of Technology, 2010.
- [26] J. H. Friedman, *Greedy Function Approximation: A Gradient Boosting Machine*. IMS 1999 Reitz Lecture, 2001.
- [27] H. T. C. LTD., “Optix RTN 950A Radio Transmission System V100R007C10: Product description,” 2015.
- [28] L. Boithias, “Multipath propagation in line-of-sight links,” *Eletronics Letters*, 1979.
- [29] A. Burkov, *The Hundred Page Machine Learning Book*, 2019.

- [30] W. W. John Neter and M. H. Kutner, *Applied Linear Regression Models*. McGraw-Hill Irwin, 2004.
- [31] S. Menard, *Applied Logistic Regression Analysis*. SAGE Publications, 2001.
- [32] “Scikit learn - GridSearchCV,” [Online]. Acedido a 27 de Dez. de 2020: https://scikit-learn.org/stable/modules/generated/sklearn.model_selection.GridSearchCV.html.

A

Linhas de transmissão

A presente secção apresenta as tabelas de consulta, retiradas de [18] necessárias ao cálculo da atenuação provocada pela linha de transmissão, referida no Capítulo 3.

A.1 Cabo Coaxial

Cable Type	Diameter, in.	A, Conductive	B, Dielectric	Maximum Frequency, MHz
Flexible Foam				
1/4"	0.25"	0.565	0.00161	20,000
3/8"	0.38"	0.379	0.00177	14,000
1/2"	0.50"	0.325	0.00154	12,000
Semirigid Foam				
1/4"	0.25"	0.394	0.00120	16,000
3/8"	0.38"	0.331	0.00109	14,000
1/2"	0.50"	0.211	0.000619	9000
5/8"	0.63"	0.158	0.000597	6000
7/8"	0.88"	0.126	0.000487	5000
1-1/4"	1.25"	0.0847	0.000523	3300
1-5/8"	1.63"	0.0626	0.000453	2500
2-1/4"	2.25"	0.0517	0.000476	2200
Air Dielectric				
1/2"	0.50"	0.267	0.00241	11,000
5/8"	0.63"	0.172	0.000251	7000
1-5/8"	1.63"	0.0638	0.000282	2700
2-1/4"	2.25"	0.0528	0.000263	2300

Tabela A.1: Cabo coaxial com 50Ω de impedância característica.

A.2 Guia de Onda


Waveguide	TE_{11}	
WC-281	2.460	
WC-269	2.571	
WC-205	3.374	
WC-166	4.167	
WC-109	6.346	
WC-75	9.223	

Tabela A.2: Frequências de corte (em GHz) e modo fundamental de guia de onda circular.

Frequency, GHz	Waveguide Type	Loss	
		dB/100 m	dB/100 ft
3.7	WC-281/-269	1.2/1.3	0.39/0.45
4.2	WC-281/-269	1.1/1.3	0.34/0.39
4.7	WC-281/-269	1.0/1.1	0.32/0.35
5.9	WC-281/-269	0.91/0.99	0.28/0.30
6.4	WC-281/-269/-205	0.91/0.98/1.6	0.28/0.30/0.50
6.8	WC-281/-269/-166	0.89/0.97/2.5	0.27/0.30/0.76
7.4	WC-281/-166	0.89/2.3	0.27/0.70
8.1	WC-281/-166	0.89/2.1	0.27/0.65
8.4	WC-281/-166	0.89/2.1	0.27/0.64
10.7	WC-281/-166/-109	0.91/1.9/4.5	0.28/0.57/1.4
11.7	WC-281/-166/-109	0.92/1.9/4.3	0.28/0.57/1.3
17.7	WC-109	3.6	1.1
20.0	WC-109	3.6	1.1

Tabela A.3: Perdas típicas de guia de onda circular de cobre.