



Departamento de Ciências e Tecnologias da Informação

Robust Channel Estimation for Broadband Satellite Communications

Filipe Balseiro

Dissertação submetida como requisito parcial para obtenção do grau de

Mestre em Engenharia de Telecomunicações e Informática

Orientador:

Prof. Doutor Nuno Souto,

ISCTE

Outubro, 2010



Departamento de Ciências e Tecnologias da Informação

Robust Channel Estimation for Broadband Satellite Communications

Filipe Balseiro

Dissertação submetida como requisito parcial para obtenção do grau de

Mestre em Engenharia de Telecomunicações e Informática

Orientador:

Prof. Doutor Nuno Souto,

ISCTE

Outubro, 2010

Agradecimentos

Em primeiro lugar quero expressar o meu profundo apreço e sincera gratidão pelo meu orientador da dissertação Dr. Nuno Souto pelo seu esforço constante, orientação e inúmeros momentos de atenção que ele dedicou ao longo deste trabalho de investigação. As suas preciosas sugestões tornaram este trabalho interessante e desafiante para mim.

Devo um agradecimento aos meus amigos pela sua ajuda, motivação e apoio.

O apoio da família desempenha um papel fundamental no sucesso de uma pessoa. Gostaria de agradecer aos meus pais, irmão e outros membros da família incluindo todos os meus tios, tias e primos; do fundo do meu coração. O seu apoio incondicional sempre me ajudou a seguir os caminhos certos na vida.

Um agradecimento especial para a minha namorada por me ter ajudado a ultrapassar os obstáculos, ter acreditado sempre em mim e na minha capacidade para desenvolver este trabalho, por me ter motivado e apoiado nos momentos mais difíceis.

Resumo da Dissertação

Com o rápido crescimento das comunicações digitais nos últimos anos, a necessidade de transmissões de dados a alta velocidade aumentou significativamente. Além disso, espera-se que os futuros sistemas sem fios sejam capazes de suportar uma ampla gama de serviços que incluam vídeo, dados e voz. *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) é um candidato promissor para conseguir taxas de transmissão elevadas em ambientes móveis, devido à sua resistência à *Inter Symbol Interference* (ISI), que consiste num problema comum em comunicações de dados de alta de velocidade. No OFDM, a modulação pode ser diferencial ou coerente. No caso da modulação diferencial não existe necessidade de obter estimação do canal mas o seu desempenho é inferior relativamente ao sistema coerente. A modulação coerente exige estimação de canal que proporciona um melhor desempenho mas apresenta uma estrutura do receptor mais complexa. Na dissertação vão ser estudadas estas duas técnicas: *Pilot Symbol Assisted Modulation* (PSAM) e pilotos implícitos. No primeiro caso os pilotos transmitidos são multiplexados com os dados, enquanto na segunda situação os pilotos são alocados em posições juntamente com os dados. Nesta dissertação, vamos analisar as diferentes técnicas de estimação em termos de *Bit Error Rate* (BER) e *Mean Square Error* (MSE). Para se poder fazer essa análise foi proposto um modelo de canal *Land Mobile Satellite* (LMS) que vai ser a base para o estudo da robustez e eficiência dos métodos de estimação apresentados.

Palavras-chave: OFDM, estimação de canal, pilotos implícitos, *Land Mobile Satellite*

Abstract

With the rapid growth of digital communication in recent years, the need for high speed data transmission is increased. Moreover, future wireless systems are expected to support a wide range of services which includes video, data and voice. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is a promising candidate for achieving high data rates in mobile environment, due to its resistance Inter Symbol Interference (ISI), which is a common problem found in high speed data communication. In OFDM, modulation may be differential or coherent. When using differential modulation there is no need for a channel estimate but its performance is inferior than the coherent system. Coherent modulation requires the channel estimation which gives better performance but with relatively more complex receiver structure. In this thesis two channel estimation techniques will be studied: Pilot Symbol Assisted Modulation (PSAM) and implicit pilots. In the first case the pilots are multiplexed with the transmitted data, while in the second situation pilots are placed in positions along with the data. In this thesis, we consider different estimation techniques in terms of Bit Error Rate (BER) and Mean Square Error (MSE). In order to do this analysis a Land Mobile Satellite (LMS) channel model was proposed which will be the basis for the study of the robustness and efficiency of the estimation methods presented.

Keywords: OFDM, channel estimation, implicit pilots, Land Mobile Satellite

Índice

Agradecimentos	i
Resumo da Dissertação.....	ii
Abstract.....	iii
Acrónimos	vi
1. INTRODUÇÃO.....	1
1.1. O que é a Estimação de Canal?	2
1.2. Motivação	3
1.3. Levantamento Bibliográfico	5
1.4. Objectivos e Estruturação da Dissertação	8
2. MULTIPLEXAGEM POR DIVISÃO ORTOGONAL NA FREQUÊNCIA (OFDM)	9
2.1. Breve História do OFDM	9
2.2. Introdução ao OFDM.....	10
2.3. Modelo de Canal Genérico	12
2.3.1. Características de Propagação do Canal.....	13
2.3.1.1. Atenuação.....	13
2.3.1.2. Efeitos Multi-percurso.....	15
2.3.1.2.1. Desvanecimento de Rayleigh.....	15
2.3.1.2.2. Desvanecimento de Frequência Selectiva.....	16
2.3.1.2.3. Dispersão do Atraso	16
2.3.1.3. Efeito de Doppler	19
2.4. Criação de Símbolos OFDM	19
2.5. Interferência Inter-simbólica e Inter-portadora	21
2.6. Prefixo Cíclico	23
2.7. Modelo Matemático de um sistema OFDM	27

2.7.1.	Modelo Contínuo no Tempo.....	27
2.7.2.	Modelo Discreto no Tempo.....	31
2.8.	Igualização e Estimação de Canal	32
2.8.1.	Igualização.....	32
2.8.2.	Estimação de Canal	33
3.	CANAL LAND MOBILE SATELLITE (LMS).....	35
3.1.	Construção do modelo de canal.....	35
3.2.	Apresentação do modelo de canal	42
4.	ESTIMAÇÃO DO CANAL	46
4.1.	Introdução.....	46
4.2.	Pilot Symbol Assisted Modulation (PSAM)	48
4.2.1.	Estrutura do Emissor	49
4.2.2.	Estrutura da Trama	50
4.2.3.	Estrutura do Receptor	50
4.2.4.	Estimação do Canal	52
4.3.	Método dos Pilotos Implícitos.....	53
4.3.1.	Estrutura da Trama	54
4.3.2.	Estrutura do Receptor	54
4.3.3.	Estimação do Canal	55
5.	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	57
5.1.	Condições de Simulação.....	57
5.2.	Resultados.....	58
6.	TRABALHO FUTURO E CONCLUSÃO.....	69
6.1.	Conclusões.....	69
6.2.	Trabalho Futuro	70
	Bibliografia.....	71

Acrónimos

AWGN – *Additive White Gaussian Noise*

COFDM – *Code Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

CP – *Cyclic Prefix*

DAB – *Digital Audio Broadcast*

DFT – *Discrete Fourier Transform*

FDM – *Frequency Division Multiplexing*

FEC – *Forward error correction*

FFT – *Fast Fourier Transform*

HDTV – *High Definition Television*

ICI – *Inter Carrier Interference*

IDFT – *Inverse Discrete Fourier Transform*

IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform*

ISI – *Inter Symbol Interference*

LMS – *Land Mobile Satellite*

LOS – *Line of sight*

MSE – *Mean Square Error*

MMSE – *Minimum Mean Square Error*

OFDM – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

PSAM – *Pilot Symbol Assisted Modulation*

QPSK – *Quadrature Phase Shift Keying*

QAM – *Quadrature Amplitude Modulation*

SNR – *Signal to Noise Ratio*

TDMA – *Time Division Multiple Access*

UHF – *Ultra high frequencies*

ZF – *Zero Forcing*

1. INTRODUÇÃO

As transmissões rádio permitiram às pessoas comunicar entre si sem qualquer conexão física durante mais de cem anos. Quando Marconi conseguiu demonstrar a técnica de telegrafia sem fios, há mais de um século, foi um grande avanço e o começo de uma indústria completamente nova. Actualmente, o progresso na tecnologia de semi-condutores tornou possível, para além de acessível, para milhões de pessoas comunicar em movimento por todo o mundo.

Os sistemas de comunicações móveis são geralmente categorizados como gerações diferentes dependendo dos serviços oferecidos. A primeira geração compreende os sistemas de divisão de frequência analógica de acesso múltiplo (FDMA) tais como *Nordic Mobile Telephone* (NMT) e *Advanced Mobile Phone System* (AMPS) [1]. A segunda geração consiste nos primeiros sistemas de comunicação digital móvel tais como divisão no tempo de acesso múltiplo (TDMA) com base *Global System for Mobile Communication* (GSM), *Digital AMPS* (D-AMPS), *Personal Digital Cellular* (PDC) e sistemas baseados em *Code Division Multiple Access* (CDMA) tais como a IS-95. Estes sistemas oferecem principalmente comunicação de voz, mas também comunicação de dados limitados a taxas de transmissão muito baixas. Os sistemas de comunicações móveis da terceira geração estão compreendidos segundo uma norma designada *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS) que fornece número vasto de serviços multimédia. Esta norma tem evoluído a partir do seu formato básico através de desenvolvimentos, tais como *High Speed Downlink Packet Access* (HSDPA) e *High Speed Uplink Packet Access* (HSUPA) para fornecer recursos de elevada largura de banda de modo a suportar a próxima geração de serviços de telecomunicações. Os sistemas de terceira geração utilizam tecnologias como o CDMA-2000 e *Wideband Code Division Multiple Access* (W-CDMA).

Durante os últimos anos, tem acontecido uma explosão na tecnologia sem fios. Este crescimento abriu uma nova dimensão ao futuro das comunicações sem fios que têm como objectivo final fornecer comunicações pessoais e multimédia a nível mundial sem ter em conta a mobilização ou localização com elevadas taxas de transmissão de dados.

Tendo em consideração este objectivo, as comunicações por satélite são consideradas cruciais para se conseguir uma conectividade global uma vez que só através destas é que se conseguirá garantir elevados ritmos de transmissão para utilizadores em áreas remotas onde não é viável a implantação de infra-estruturas de comunicações terrestres. No entanto, a introdução de uma componente satélite num sistema de comunicações provoca algumas dificuldades ao nível da ligação. Por isso, para se poder evitar uma degradação do desempenho do sistema é necessário conseguir-se uma estimação do comportamento do canal fiável e robusta. Assim, proponho-me a estudar e comparar diferentes métodos para estimar o canal de forma precisa para este tipo de comunicações.

1.1. O que é a Estimação de Canal?

Antes de abordar o problema de prever e analisar as propriedades visíveis de transmissão, importa definir o que se entende por canal. De um modo geral, um *canal* abrange tudo o que existe desde o receptor até ao emissor de um sinal de rádio. Isto inclui o meio físico (espaço livre, fibra, guia de ondas, etc.) entre o emissor e o receptor através do qual o sinal se propaga. A palavra *canal* utilizada ao longo deste trabalho diz respeito a este meio físico. Uma característica essencial de qualquer meio físico consiste na transmissão de um sinal que é recebido pelo receptor, corrompido de diversas formas através da frequência e distorção da fase, desvanecimento (*fading*), interferência inter-simbólica (ISI) e ruído térmico.

Um modelo de canal por outro lado pode ser visto como uma representação matemática das características de transferência deste meio físico. Este modelo pode ser baseado nalgum fenómeno físico conhecido subjacente ou pode ser desenvolvido representando o melhor modelo matemático/estatístico correspondente ao comportamento do canal observado. A maioria dos modelos de canal é desenvolvida através da observação de características associadas aos sinais recebidos para cada ambiente específico. Diferentes modelos matemáticos que explicam o sinal recebido são ajustados aos dados acumulados. Habitualmente, o modelo matemático que melhor explica o comportamento do sinal recebido é usado para modelar o canal físico dado.

A *Estimação de Canal* é definida como o processo de caracterização do canal físico na sequência de entrada. No caso de se tratar de um canal linear, a estimação de canal consiste

simplesmente em estimar a resposta ao impulso do sistema. É importante sublinhar que a estimação de canal corresponde apenas à representação matemática do que está realmente a acontecer.

1.2. Motivação

As comunicações por satélite são consideradas cruciais para obter uma conectividade global, pois só através destas é que se conseguirá garantir elevados ritmos de transmissão para utilizadores em áreas remotas onde não é viável a implementação de infra-estruturas de comunicações terrestres.

Porém, a utilização de uma componente satélite num sistema de comunicações introduz algumas dificuldades técnicas ao nível da ligação. Uma destas dificuldades está associada à elevada velocidade típica nos satélites de órbita baixa além do efeito de *Doppler* introduzido. Como consequência os canais de propagação podem estar sujeitos a um desvanecimento com variação muito rápida. De modo a evitar-se uma grave degradação do desempenho é necessário obter-se uma estimação de canal fiável o que se torna mais complicado neste tipo de ambiente quando se pretende um elevado ritmo de transmissão.

Como já foi referido, o canal provoca uma dispersão arbitrária no tempo, atenuação e deslocação da fase no sinal recebido.

Em comunicações móveis, as condições de propagação móvel levam a canais que distorcem a amplitude e a fase do sinal transmitido. Esta distorção precisa ser estimada e identificada quando é feita uma detecção coerente no receptor. A maioria dos sistemas de comunicações móveis adopta este processo de detecção para evitar degradação na qualidade do sinal.

Existe uma clara degradação do desempenho do sinal quando a velocidade aumenta uma vez que se torna mais difícil detectar o comportamento do canal devido a uma rápida evolução do canal.

O foco dos futuros sistemas móveis da quarta geração (4G) consiste em suportar serviços com alta taxa de transmissão de dados e garantir o perfeito provisionamento de serviços

através de uma multidão de sistemas e redes sem fios, para interior e exterior, a partir de uma interface para outra, e a partir de uma infra-estrutura de rede privada para pública [2]-[3].

Ritmos de transmissão de dados mais elevados permitem a implantação de aplicações multimédia que envolvem voz, dados, imagens, e vídeo sobre as redes sem fios. Actualmente, o ritmo de transmissão de dados visionado para redes 4G é de 1 Gb/s para um ambiente interior e 100 Mb/s para ambientes exteriores [4]. Um ritmo de transmissão de dados elevado significa que a forma de onda do sinal é realmente de banda larga, e o canal é de frequência selectiva da perspectiva da forma de onda, que corresponde a um grande número de multi-percursos resolúveis que estão presentes no ambiente. A técnica de modulação OFDM utilizada para sistema de comunicação multi-portadora, é uma candidata promissora para os sistemas 4G uma vez que é menos susceptível a interferência inter-simbólica introduzida pelo ambiente multi-percurso [5].

Não é possível tomar decisões fiáveis de dados a menos que uma boa estimativa de canal esteja disponível. Assim, um processo de estimação de canal preciso e eficiente é necessário para desmodular coerentemente a informação recebida. Como foi mencionado anteriormente, embora a detecção diferencial possa ser usada para detectar o sinal transmitido (na ausência de estimação de canal) vai resultar numa perda entre 3-4 dB [6] na relação sinal/ruído comparativamente com a detecção coerente. Portanto, a complexidade da estimação do canal é de uma importância crucial, especialmente para canais variantes no tempo, onde tem de ser desenvolvida periodicamente ou até continuamente. Diversas técnicas de estimação de canal relacionadas com sistemas OFDM foram propostas na literatura [7]. O número de símbolos piloto para uma taxa de erros desejada e respectiva frequência de Doppler é altamente dependente do modo como são transmitidos os pilotos [8] em sistemas OFDM. Em alguns casos, a reorganização dos símbolos piloto, pode suportar frequências de Doppler 10 vezes superiores ou alternativamente reduzir os símbolos piloto necessários na mesma proporção, mantendo ainda assim a mesma taxa de erros de bit [8].

1.3. Levantamento Bibliográfico

O primeiro esquema OFDM foi proposto por R. Chang [9] em 1966 para canais dispersivos no tempo, que também sofreu uma evolução dramática devido aos esforços de [10]. Recentemente, o OFDM foi seleccionado como a técnica de transmissão da rede de área local com melhor desempenho. Um método para reduzir a ISI consiste em aumentar o número de subportadoras através da limitação da largura de banda disponível para cada sub-canal enquanto se mantém a largura de banda total constante [11]. Como alternativa, a ISI pode ser eliminada adicionando um intervalo de guarda com um custo de perda de potência e expansão da largura de banda [12]. Estes sistemas OFDM foram implementados em aplicações militares desde o início da década de 1960, por Bello [13], Zimmerman [14], R. Chang e Gibby [15] e outros. A implementação da transformada discreta de Fourier (DFT) para substituir bancos de geradores sinusoidais e de desmoduladores foi sugerida por Weinstein e Ebert [10] em 1971, que reduziu significativamente a complexidade da implementação dos modelos OFDM. Hirosaki [16], sugeriu um algoritmo de igualização com o intuito de suprimir as interferências inter-simbólica e inter-subportadora causadas pela resposta ao impulso do canal ou por erros no domínio do tempo ou frequência. Em 1980, Peled [17] realizou estudos sobre implementações de modelos simplificados. Cimini [18] e Kalet [19] publicaram resultados experimentais analíticos e os primeiros trabalhos seminais sobre o desempenho de modelos OFDM em canais de comunicação móvel.

Os mais recentes avanços nas transmissões OFDM foram apresentados num conjunto de obras editadas por Fazel e Fettweis [20]. As transmissões OFDM através de canais de comunicações móveis podem suavizar o problema da propagação multi-percurso [21]. Recentes esforços de pesquisa têm-se focalizado em resolver um conjunto de dificuldades inerentes com respeito ao OFDM, nomeadamente a relação potência de pico-a-média (*peak-to-mean power ratio*), sincronização na frequência e tempo e nos efeitos de atenuação nos canais de desvanecimento de frequência selectiva.

A estimação de canal e igualização são um problema essencial na construção de um sistema OFDM. A tarefa basilar do igualizador é compensar as influências do canal [22]. Esta compensação exige, no entanto, que uma estimação da resposta do canal esteja disponível. Frequentemente, a resposta à frequência do canal ou resposta ao impulso deriva de uma sequência de símbolos piloto, mas também é possível utilizar abordagens sem a ajuda deste

tipo de símbolos, designados por algoritmos não coerentes [23]. A estimação de canal é uma das questões fundamentais no desenvolvimento de um sistema OFDM, sem esta a detecção não coerente tem de ser utilizada, que incorre numa perda de desempenho na ordem dos 3-4 dB comparativamente à detecção coerente [24].

Uma classe popular de desmodulação para uma ampla classe de esquema de modulação digital foi proposta por Moher e Lodge [25], e é conhecida por *Pilot Symbol Assisted Modulation* (PSAM). A ideia principal da estimação de canal PSAM é multiplexar uma corrente de dados conhecidos com informação que não é conhecida. Convencionalmente, o receptor em primeiro lugar tenta obter estimações do canal nas posições dos símbolos conhecidos através de remodulação e posteriormente realiza a estimação final por meio de interpolação. Aghamohammadi [26] e Cavers [27] estiveram entre o primeiro esquema PSAM analisado e otimizado com recurso a diferentes filtros de interpolação. A grande desvantagem deste esquema é a ligeira redução de eficiência espectral. Uma categoria de algoritmos de estimação PSAM adopta uma técnica de interpolação com parâmetros fixos (bidimensional [28]-[29] e unidimensional [30]) para estimar resposta ao impulso do canal no domínio da frequência através da utilização de estimações do canal obtidas nas posições atribuídas aos símbolos piloto. Foram estudados filtros lineares, *spline* e gaussianos [30].

A estimação de canal realizada através da utilização de sequências de pilotos sobrepostos [31] é uma nova área. Esta técnica foi proposta por diversos autores para diferentes aplicações [32]. No trabalho realizado por Fredrik Tufvesson e Peter Hoeher [33], são introduzidas sequências de pilotos sobrepostos com o objectivo de realizar estimação do canal, e a ideia principal neste caso é adicionar uma sequência de pilotos conhecidos linearmente à sequência de dados transmitida e efectuar estimação de canal conjunta e detecção no receptor. Porém, o principal problema neste estudo é que a complexidade do receptor é relativamente elevada e por esse motivo são de interesse aproximações de baixa complexidade.

No trabalho realizado por Moon [34], foi proposto o algoritmo de maximização da expectativa (EM), e em [35] o algoritmo EM foi aplicado em sistemas OFDM para detecção eficiente de transmissão de dados bem como para a estimação da resposta ao impulso do canal. Neste caso, a estimação *maximum likelihood* do canal foi obtida utilizando estatísticas do canal pela via do algoritmo EM. Em [36], o desempenho de estimadores de baixa complexidade baseados em DFT foram analisados. Em [37], os tipos de disposição dos pilotos em bloco e em “pente” foram analisados.

Existem outras técnicas, propostas para estimação de canal e cálculo da função transferência do canal em sistemas OFDM. Por exemplo, o uso de estimadores baseados em correlação que funcionam no domínio do tempo [18] e a estimação de canal utilizando decomposição em valores singulares [38]. São baseados basicamente em símbolos piloto mas para reduzir a sua complexidade, as propriedades estatísticas do canal são usadas de uma maneira diferente. Basicamente a estrutura OFDM permite a um estimador do canal usar ambas as correlações no tempo e na frequência, mas é muito complexo. Em [38], foi analisada uma categoria de estimadores de canal orientados em blocos para sistemas OFDM, em que apenas as correlações na frequência do canal são usadas na estimação. Independentemente do seu nível de desempenho, sugeriu-se que possa ser melhorado com a adição de um segundo filtro usando correlação no tempo [39]. Em [40], foi proposto um algoritmo de estimação de canal baseado em aproximações polinomiais de parâmetros do canal em ambos os domínios do tempo e frequência. Este método explora as correlações no tempo e frequência dos parâmetros do canal.

O uso de símbolos piloto para estimação de canal consiste basicamente numa ampliação do sistema, e por isso é desejável manter o número de símbolos piloto o mais baixo possível. No trabalho desenvolvido por Julia [41] foi proposto uma abordagem bastante interessante para sincronização de símbolos OFDM em que a sincronização (correção dos desvios de frequência) é conseguida simplesmente através da utilização de portadoras piloto já inseridas para estimação do canal, por isso não existe nenhum encargo extra a ser adicionado ao sistema para a correção de desvios de frequência. De forma similar em [15], foi demonstrado que o número de símbolos piloto para uma taxa de erro de bit (BER) e a frequência de *Doppler* é altamente dependente do padrão de pilotos usado. Assim, ao escolher um padrão de pilotos apropriado pode-se reduzir o número de símbolos piloto, mas ainda assim manter o mesmo desempenho. Os padrões de pilotos mais comuns na literatura são as disposições em bloco e em “pente” [37], [42]. Os padrões dispostos em “pente” têm um desempenho muito superior aos padrões em bloco em ambientes com rápida variação [37].

1.4. Objectivos e Estruturação da Dissertação

O objectivo principal desta dissertação é investigar o desempenho da estimação de canal para comunicações satélite num sistema OFDM, estudar diferentes técnicas de transmissão de pilotos que foram propostas na literatura e analisar diferentes disposições da transmissão de símbolos piloto com os dados. Vão ser efectuadas comparações entre as técnicas e disposições propostas e discutir-se-á a utilidade de cada uma.

Os objectivos principais desta dissertação consistem em: (1) Estimar o canal de forma fiável em transmissões por satélite baseadas em modulações OFDM. (2) Estudar e comparar diferentes métodos que permitam estudar o canal. De modo a poder realizar este estudo é importante estudar e utilizar um canal adequado. Neste caso, foi utilizado o modelo de canal LMS que vai ser analisado em detalhe no capítulo 3. Nesta dissertação, foram utilizadas as duas abordagens mais comuns na literatura: PSAM e método dos pilotos implícitos. A partir destas abordagens pretende-se analisar qual o método que será mais favorável neste tipo de transmissões. A avaliação destes métodos será feita utilizando simulações computacionais em ambiente Matlab.

Esta dissertação está organizada da seguinte forma: No capítulo 2, são apresentados os fundamentos da técnica OFDM. É explicado como um sinal OFDM é formado através da utilização da transformada rápida inversa de Fourier, e como a extensão cíclica ajuda a mitigar os efeitos multi-percurso. Para além disso, são apresentados vários aspectos do canal de desvanecimento multi-percurso, é explicado o significado de diferentes atributos do canal de desvanecimento multi-percurso, utilizando para isso um modelo genérico. No capítulo 3, é exposto o modelo de canal utilizado nas simulações, as suas características e aspectos a considerar. No capítulo 4, é apresentada uma visão geral das diferentes abordagens de estimação de canal num sistema OFDM. Discutimos também técnicas de interpolação neste capítulo. O capítulo 5 apresenta os resultados obtidos das simulações desenvolvidas e estes são posteriormente analisados. O capítulo 6 conclui a dissertação, sumariza os resultados do trabalho desenvolvido e apresenta sugestões de trabalhos futuros.

2. MULTIPLEXAGEM POR DIVISÃO ORTOGONAL NA FREQUÊNCIA (OFDM)

Neste capítulo iremos contemplar as características de um sistema de multiplexagem por divisão ortogonal na frequência (OFDM). Uma vez que o objectivo é analisar métodos de estimação de canal para sistemas OFDM, é essencial adquirir um conhecimento pormenorizado sobre sistemas OFDM antes de proceder à investigação da estimação de canal.

2.1. Breve História do OFDM

Os primeiros esquemas OFDM foram apresentados por R.W.Chang [9] em 1966. Na altura, o uso de OFDM era limitado devido ao fraco poder computacional, e pelo facto de requerer conjuntos de osciladores coerentes. Devido a estes factores, a utilidade prática do conceito foi mesmo posta em causa. No entanto, o OFDM tornou-se mais prático através das obras de Chang e Gibby [15], Weinstein e Ebert [10], Peled e Ruiz [17], e Hirosaki [16].

Weinstein e Elbert [10] aplicaram a transformada discreta de Fourier (DFT), aos dados transmitidos em paralelo, tanto no processo de modulação como desmodulação. Porém, existe um problema associado ao uso da FFT devido ao facto de apenas ser possível utilizar determinadas frequências, que são múltiplos inteiros de $\frac{1}{T}$, em que T representa o período de tempo. No início dos anos 80, o OFDM foi estudado para modems de alta velocidade, comunicações móveis digitais [17] e gravação de alta intensidade. Nos anos 90, o OFDM foi explorado para comunicações de banda larga através de canais de rádio FM, alta taxa de bits de linha de assinante digital, linha assimétrica de assinante digital, linhas de assinante digital de alta velocidade, radiodifusão de sinais áudio (DAB) e difusão terrestre de televisão de alta definição (HDTV).

2.2. Introdução ao OFDM

O OFDM consiste numa técnica de modulação baseada em técnicas de comunicação multi-portadora. O conceito das comunicações multi-portadora assenta na ideia de dividir a largura de banda total disponível para o sinal a transmitir num número de subportadoras e a informação é transmitida em cada uma destas subportadoras. Ao contrário dos esquemas de comunicações multi-portadora convencionais nos quais os espectros de cada subportadora não se sobrepõem e o filtro passa-banda é usado para extrair a faixa de frequência desejada, nos esquemas OFDM o espaçamento da frequência entre as subportadoras é seleccionado para que estas sejam ortogonais entre si. O espaçamento entre subportadoras é determinado para que cada subportadora seja alocada na posição dos nulos espectrais das subportadoras adjacentes preservando a condição de ortogonalidade no domínio da frequência. Esta característica será abordada mais ao pormenor posteriormente. Relativamente ao espectro das subportadoras, sobrepõe-se entre si, mas o sinal de cada subportadora pode ser extraído utilizando o processo de filtragem passa-banda, como foi referido anteriormente. Esta propriedade de sobreposição permite que o OFDM seja mais eficiente na utilização do espectro disponível para a transmissão em comparação com os sistemas convencionais de transmissão multi-portadora. Na figura 2.1 podemos verificar a diferença entre uma modulação *Frequency Division Multiplexing* (FDM) e o OFDM. Podemos concluir que existe uma grande vantagem entre o FDM e o OFDM, que se traduz numa grande economia de largura de banda que o OFDM apresenta. De seguida apresentamos uma lista das vantagens e desvantagens dos sistemas OFDM [43].

As vantagens dos sistemas OFDM são:

- Alta eficiência espectral;
- Simples implementação da FFT;
- Baixa complexidade do receptor;
- Robustez nas transmissões de alto débito binário em canais de desvanecimento multi-percurso
- Redução da ISI

As desvantagens dos sistemas OFDM são:

- Sensibilidade a desvios de frequência
- Perda de largura de banda devido ao uso de prefixo cíclico.
- Outra das desvantagens do OFDM é o facto de os amplificadores terem dificuldade em lidar com a *Peak to Average Power Ratio* (PAPR), que consiste numa elevada variação entre a potência média e a potência de pico, podendo assim destruir a ortogonalidade entre as subportadoras gerando ICI. Dado este facto, os amplificadores precisam de ser lineares para preservar a ortogonalidade entre as subportadoras (devido ao facto do OFDM precisar de mais força no sinal);

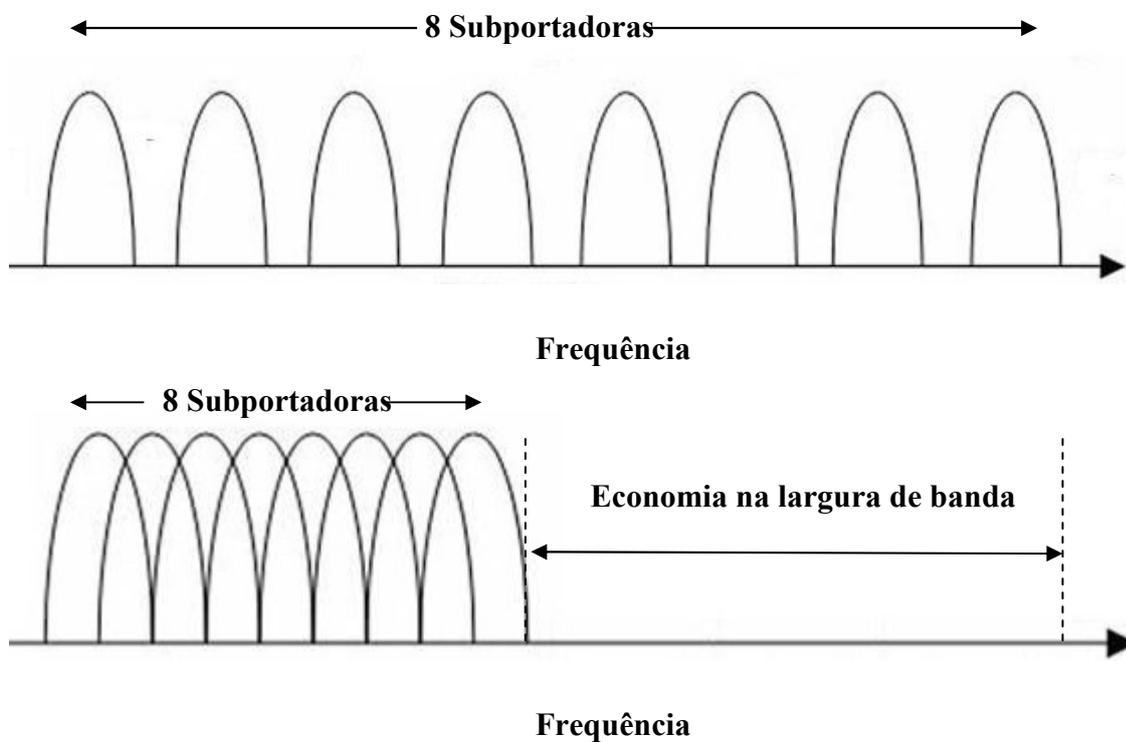


Figura 2.1 - Espectros FDM convencional e OFDM

2.3. Modelo de Canal Genérico

Nesta secção vai ser analisado o ambiente de propagação em que opera um sistema de comunicação móvel por satélite.

Como já foi referido, o espaço entre o emissor e o receptor é designado por canal. Em comunicações móveis, o canal é um dos factores mais limitadores para alcançar uma transmissão fiável. O sinal transmitido pode ser reflectido ou dispersado sofrendo estes efeitos devido a edifícios envolventes, entre outros obstáculos. Como resultado, o sinal recebido é composto por diversas componentes multi-percurso do sinal. Estes sinais chegam ao receptor com diferentes atrasos e amplitudes. Os diferentes atrasos traduzem-se em fases distintas. O resultado consiste num sinal complexo que pode variar rapidamente em amplitude e em fase. Este fenómeno é designado por desvanecimento (*fading*). Devido à mobilidade do emissor, do receptor ou de ambos, o canal resultante afecta o sinal transmitido que irá basicamente sofrer dois efeitos: desvanecimento lento (*slow fading*) e desvanecimento rápido (*fast fading*).

O desvanecimento lento acontece como resultado de um fenómeno designado por sombreamento (*shadowing*), que consiste na presença de obstáculos tais como edifícios, montanhas, colinas, e outros objectos no caminho do sinal. Este efeito pode ser compensado através de esquemas de controlo de potência que tomam em consideração a potência média do sinal num curto espaço de tempo. Para esta dissertação importa apenas estudar o efeito do desvanecimento rápido.

O desvanecimento rápido é causado pela reflexão do sinal em vários objectos nomeadamente edifícios, árvores, veículos, etc. que dão origem a múltiplas réplicas do sinal chegando ao receptor através de diferentes caminhos. Estas réplicas chegam ao receptor com diferentes atrasos e atenuações, que estão sobrepostas de tal forma que interferem entre si, de forma construtiva ou pelo contrário de forma destrutiva.

2.3.1. Características de Propagação do Canal

Num canal ideal, o sinal recebido consistiria apenas de um único sinal directo, o que seria uma perfeita reconstrução do sinal transmitido. No entanto, num canal real o sinal é modificado durante a transmissão. O sinal recebido consiste numa combinação de atenuações, reflexões, refacções e difracções de réplicas do sinal transmitido. Para além disso, o canal adiciona ruído ao sinal e pode originar um desvio na frequência da portadora se o receptor ou o emissor se deslocarem (efeito de *Doppler*). É fundamental compreender estes efeitos provocados pelo canal uma vez que o desempenho de um sistema satélite depende das características do seu canal.

2.3.1.1. Atenuação

A atenuação representa a perda de potência do sinal quando se realiza a transmissão de um ponto para outro. Este fenómeno pode ser causado pelo tamanho do percurso da transmissão, obstruções no trajecto do sinal e efeitos característicos de transmissões multi-percurso. Na figura 2.2 estão representados alguns efeitos de propagação que provocam atenuação. Qualquer objecto que obstrua a linha de visão (*line of sight*) do sinal a partir do emissor até ao receptor, pode causar atenuação.

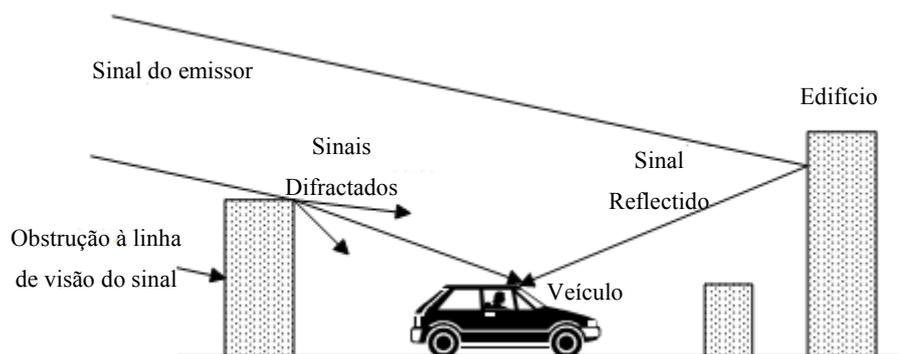


Figura 2.2 – Efeitos de propagação multi-percurso

Pode ocorrer o efeito de *shadowing* (sombreamento) do sinal sempre que exista um obstáculo entre o emissor e o receptor. Geralmente isto acontece devido a edifícios e a colinas, sendo este o factor de atenuação mais importante.

O fenômeno de sombreamento é mais acentuado em áreas fortemente construídas, devido ao sombreamento causado pelos edifícios. No entanto, as colinas podem causar um grave problema devido às grandes sombras que provocam. Os sinais sofrem difracções fora dos limites das obstruções, evitando assim o total sombreamento dos sinais na presença de edifícios e colinas. Apesar disso, a quantidade de difracção depende da frequência usada. Com altas frequências existe maior dispersão do que sinais de baixa frequência. Assim, os sinais de altas frequências, especialmente, *Ultra High Frequencies* (UHF) e sinais formados por microondas necessitam de uma linha de visão ajustada de acordo com a intensidade do sinal, porque estes sinais provocam grande dispersão. Na tabela 2.1 estão descritos os valores típicos de variações nas atenuações devido ao efeito de sombreamento.

As áreas sombreadas tendem a ser grandes, resultando numa mudança de ritmo da potência do sinal bastante baixa. Por este motivo, e designado por desvanecimento lento (*slow fading*).

Descrição	Valores de atenuação típicos devido ao efeito de sombreamento
Centro urbano fortemente desenvolvido	Variação de 20 dB de rua para rua
Áreas suburbanas (menor número de edifícios maiores)	Potência do sinal 10 dB superior comparativamente ao centro urbano
Áreas rurais	Potência do sinal 20 dB superior que áreas suburbanas
Irregularidades do terreno e folhagem das árvores	3-12 dB variação de potência do sinal

Tabela 2.1 - Atenuação típica num canal genérico (valores obtidos de [44])

2.3.1.2. Efeitos Multi-percurso

2.3.1.2.1. Desvanecimento de Rayleigh

Numa ligação rádio, o sinal RF do emissor pode ser reflectido por objectos como as colinas, edifícios ou veículos. Esta situação conduz à existência de múltiplos percursos de propagação do sinal até ao receptor. A figura 2.3 mostra alguns dos possíveis caminhos em que o sinal se pode propagar.

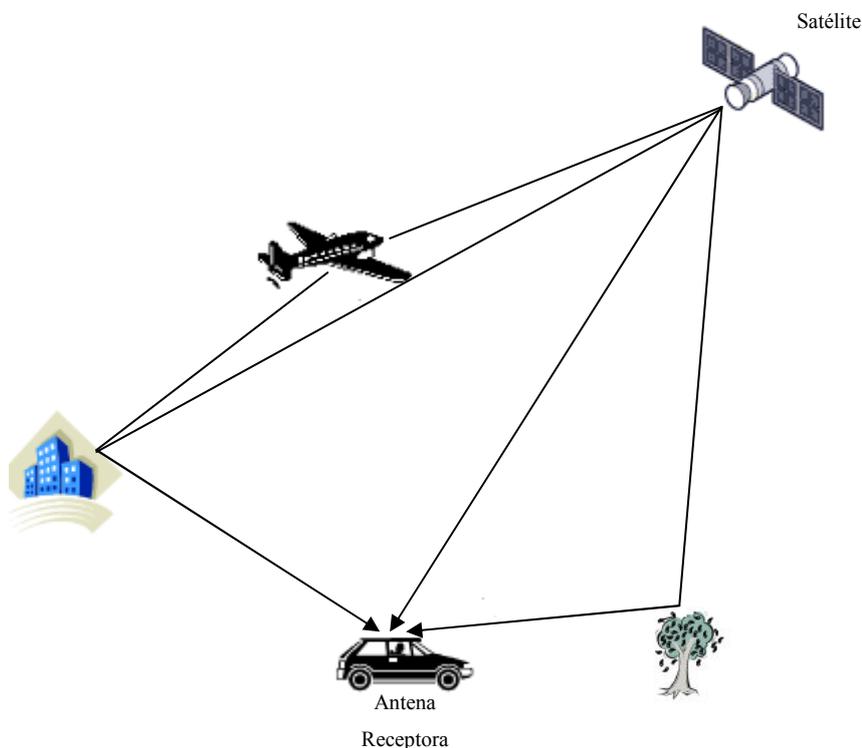


Figura 2.3 - Sinais Multi-percurso

A fase de cada um dos múltiplos sinais reflectidos pode originar interferência construtiva ou destrutiva no receptor. Esta situação verifica-se em períodos bastante curtos, por isso designa-se este fenómeno por desvanecimento rápido (*fast fading*). Estas modificações no sinal podem variar entre 10-30 dB numa curta distância. A distribuição de Rayleigh é usada geralmente para descrever a natureza da variação estatística do tempo da potência do sinal recebido. Esta distribuição descreve a probabilidade do nível do sinal ser recebido devido ao

desvanecimento. A tabela 2.2 mostra a probabilidade em percentagem do nível de sinal recebido ser menor que o valor dado na coluna 1 da tabela 2.2 considerando a distribuição de Rayleigh.

Nível de sinal (dB)	Probabilidade percentual (%)
10	99
0	50
-10	5
-20	0.5
-30	0.05

Tabela 2.2 - Distribuição cumulativa para a distribuição de Rayleigh (valores obtidos de [1])

2.3.1.2.2. Desvanecimento de Frequência Selectiva

Em qualquer transmissão rádio, a resposta do espectro do canal não é plana, apresenta inclinações ou desvanecimentos na resposta devido às reflexões que provocam o cancelamento de algumas frequências no receptor. As reflexões causadas por diversos objectos, como árvores, edifícios, o chão, etc, podem conduzir a sinais multi-percurso com potência semelhante à do sinal directo, como se fossem réplicas do sinal. Esta situação pode resultar em nulos intensos na potência do sinal recebido devido a interferência destrutiva.

2.3.1.2.3. Dispersão do Atraso

O sinal recebido a partir de um emissor consiste tipicamente num sinal directo em conjunto com sinais reflectidos em objectos, tais como edifícios, colinas entre outros. Os sinais reflectidos chegam com atraso em relação ao sinal directo devido ao percurso extra que percorreram, provocando assim diferentes tempos de chegada. A energia do sinal que estava concentrada num pequeno impulso dispersa-se ao longo do tempo. A dispersão do atraso é

uma medida de como a potência do sinal se dispersa ao longo do tempo entre o tempo de chegada do primeiro e último sinal multi-percurso no receptor.

Num sistema digital, a dispersão do atraso pode provocar interferência inter-simbólica. Isto deve-se ao facto do sinal multi-percurso atrasado sobrepor-se a símbolos que se seguem. Isto pode causar erros significativos em sistemas de alto débito binário. O OFDM resiste a este efeito desde que os atrasos estejam compreendidos dentro da duração do prefixo cíclico. O efeito da interferência inter-simbólica devido à dispersão de atraso no sinal recebido é demonstrado na figura 2.4.

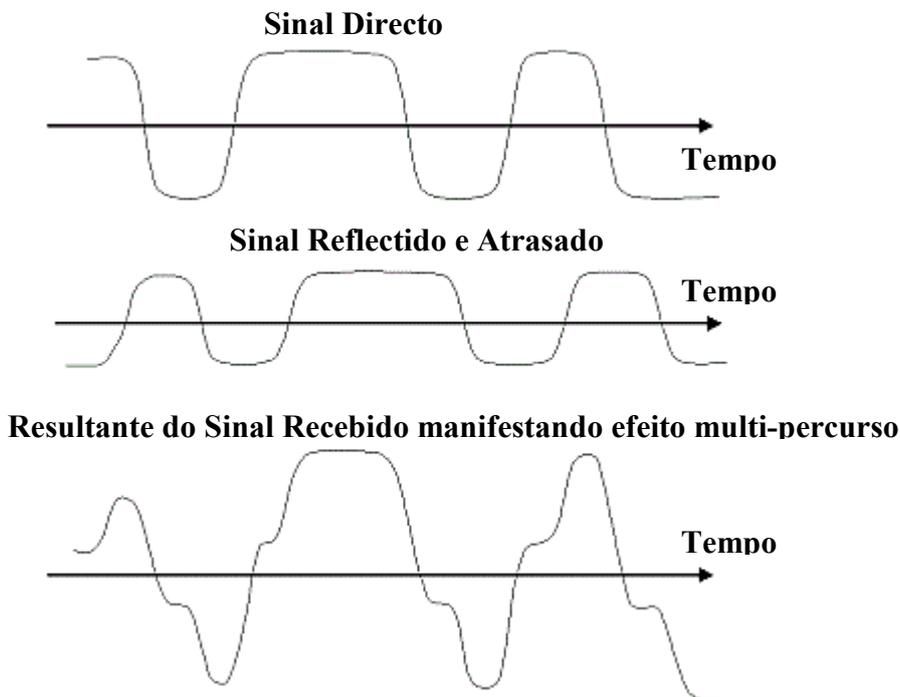


Figura 2.4 – Dispersão do atraso multi-percurso

A tabela 2.3 mostra a dispersão temporal típica que pode acontecer em diversos ambientes.

A dispersão do atraso máxima num ambiente exterior é de aproximadamente $20\mu\text{sec}$, neste caso a interferência inter-simbólica pode acontecer sem se tornar significativa desde que não ultrapasse os 25 kbps.

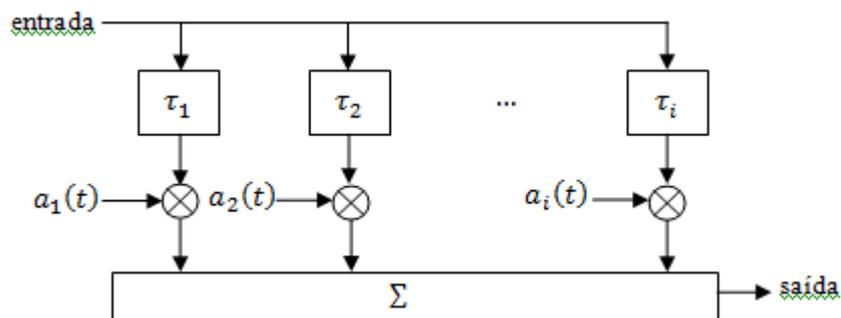
Meio ambiente	Dispersão do atraso	Diferença de comprimento do caminho máximo
Interior	40 nsec – 200 nsec	12 m – 60 m
Exterior	1 μ sec – 20 μ sec	300 m – 6 km

Tabela 2.3 – Valores de dispersão do atraso típicos [1]

A influência do canal pode ser descrita pela sua resposta ao impulso e geralmente, existe também o ruído branco aditivo gaussiano (AWGN) representando diferentes perturbações no sistema. Para aplicações móveis ou sem fios, o canal é geralmente descrito como um conjunto de componentes multi-percurso independentes. A resposta ao impulso variante no tempo pode ser representada por [6]:

$$x(t) = \sum_{i=1}^M a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (2.1)$$

onde $a_i(t)$ indica o valor complexo do ganho desta amostra para o caminho número i , $\tau_i(t)$ é o atraso da amostra i , e o δ é a função delta de Dirac. Este canal pode ser representado pelo modelo *tapped delay line*, como é representado na figura 2.5. Os parâmetros mais importantes no acto de escolher o esquema de modulação são o atraso e a potência expectável de ser recebida para os diferentes atrasos. Grandes atrasos para caminhos robustos significam que a interferência entre as diferentes partes do sinal recebido pode ser grave, especialmente quando o ritmo de símbolo é elevado de tal forma que o atraso supera diversos símbolos. Nesse caso é necessário introduzir um igualizador para diminuir os efeitos da interferência inter-simbólica (ISI). Uma outra alternativa é usar diversos canais paralelos entre si de modo a que o tempo de símbolo em cada um dos canais seja longo. Isto significa que apenas uma pequena parte do símbolo será afectada por ISI e esta é a ideia por detrás do OFDM.

Figura 2.5 – Canal representado pelo modelo *tapped delay line*

2.3.1.3. Efeito de Doppler

Quando a fonte de um sinal e/ou o receptor está a mover-se relativamente um ao outro, a frequência do sinal recebido não vai ser a mesma da fonte. Quando se estão a afastar um do outro, a frequência do sinal recebido é menor que o da origem, e quando se estão a aproximar a frequência aumenta. Este fenómeno designa-se por efeito de *Doppler*. Um exemplo disto é a situação da mudança de intensidade do som da buzina de um carro à medida que se aproxima e depois quando se afasta. Este efeito torna-se importante quando se trata de desenvolver sistemas de comunicações móveis.

O valor da frequência que muda devido ao efeito de *Doppler* depende das movimentações do emissor e receptor e também da velocidade de propagação do sinal. O efeito de *Doppler* na frequência pode ser representado por [45]:

$$\Delta f d \approx \pm f_0 \frac{v}{c} \cos \alpha \quad (2.2)$$

em que Δf representa a mudança na frequência da fonte vista pelo receptor, f_0 é a frequência da fonte, v é a diferença de velocidade entre a fonte e o emissor, c representa a velocidade da luz e o α é o ângulo entre a linha de junção do emissor e receptor na direcção do trajecto do dispositivo móvel.

O efeito de *Doppler* pode causar problemas significativos se a técnica de transmissão for sensível a desvios na frequência da portadora (por exemplo no OFDM) ou se a velocidade referente for elevada (por exemplo em satélites de órbita baixa).

2.4. Criação de Símbolos OFDM

Um símbolo OFDM com filtragem em banda base pode ser criado no domínio digital antes de ser modulado numa portadora para ser transmitido. Para gerar um símbolo OFDM em banda base, procede-se a modulação de um conjunto de dados digitalizados enviados em serie, utilizando para isso esquemas de modulação comuns tais como *Phase Shift Keying* (PSK) ou *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM). Estes símbolos de dados são então convertidos em conjuntos de dados enviados em paralelo antes de efectuar a modulação das

subportadoras. As subportadoras são amostradas com uma frequência de amostragem $\frac{N}{T_s}$, onde N representa o número de suportadoras e o T_s é a duração do símbolo OFDM. O espaçamento da frequência entre duas subportadoras adjacentes é de $\frac{2\pi}{N}$. Posteriormente, as amostras presentes em cada suportadora são somadas para criar um símbolo OFDM. Um símbolo OFDM gerado pela N -subportadora de um sistema OFDM consiste em N amostras e a m -ésima amostra de um símbolo OFDM é dado por [36]:

$$x_m = \sum_{n=1}^{N-1} X_n e^{j\frac{2\pi mn}{N}} \quad 0 \leq m \leq N - 1 \quad (2.3)$$

em que X_n é o símbolo de dados transmitido na n -ésima portadora. A equação 2.3 é equivalente à operação da IDFT do ponto N na sequência de dados com a omissão de um factor de escala. Como se sabe o IDFT pode ser implementado de forma eficiente através da utilização de IFFT [46].

Portanto, na prática, o IFFT é utilizado na sequência de dados num emissor OFDM para modulação em banda base e o FFT é usado num receptor OFDM para desmodulação em banda base. O tamanho de FFT e IFFT é representado por N , que corresponde também ao número de subcanais disponíveis para transmitir dados, porém todos os canais precisam de estar activos. A largura de banda de um subcanal é representada por:

$$f_{sc} = \frac{1}{T_s} = \frac{f_{samp}}{N} \quad (2.4)$$

em que f_{samp} é o ritmo de transmissão e T_s o tempo de símbolo.

Por fim, o símbolo OFDM em banda base é modulado por uma portadora para se poder transformar num sinal passa-banda e é transmitido para o receptor. No domínio da frequência, esta operação corresponde a converter todas as subportadoras da banda base para a frequência da portadora simultaneamente. A figura 2.6 mostra um emissor OFDM e o processo da criação de um símbolo OFDM.

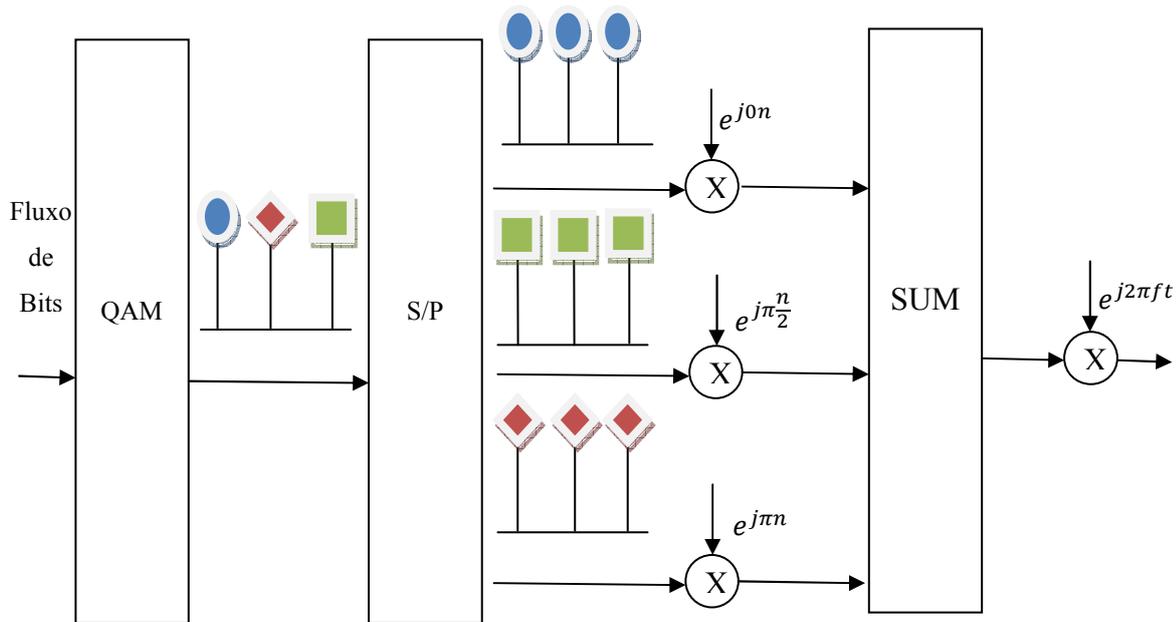


Figura 2.6 – Emissor OFDM de 3 subportadoras

2.5. Interferência Inter-simbólica e Inter-portadora

Num ambiente multi-percurso, a transmissão de um símbolo pode propagar-se através de diversos percursos, o que implica que vai demorar diferentes períodos de tempo até o símbolo chegar ao receptor. Do ponto de vista dos receptores, o canal introduz dispersão temporal, o que provoca um aumento na duração do símbolo recebido. Este aumento na duração do símbolo implica que o símbolo que está a ser recebido se sobreponha aos símbolos recebidos anteriormente e daí resulta a interferência inter-simbólica (ISI) [6]. No OFDM, ISI normalmente refere-se à interferência de um símbolo OFDM originada por símbolos OFDM anteriores.

No OFDM, o espectro das subportadoras sobrepõem-se mas mantêm-se ortogonais entre si. Isto significa que no ponto máximo do espectro de cada subportadora, o espectro de todas as outras subportadoras é zero [5]. O receptor amostra os símbolos de dados em subportadoras individuais nos seus respectivos pontos máximos e procede a desmodulação dos mesmos sem qualquer interferência das outras subportadoras. A interferência causada por símbolos de dados em subportadoras adjacentes é designada por interferência inter-portadora (ICI).

A ortogonalidade das subportadoras pode ser vista tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência. No domínio do tempo, cada subportadora é uma sinusóide com um número inteiro de ciclos dentro de um intervalo FFT. No domínio da frequência, isto corresponde a cada subportadora ter o seu valor máximo na sua frequência central e o valor zero na frequência central de cada uma das outras subportadoras. Na figura 2.7 é possível observar o espectro de três subportadoras ortogonais entre si no domínio da frequência.

A ortogonalidade de uma subportadora em relação as outras subportadoras perde-se se a subportadora não tiver o valor espectral zero nas frequências das restantes subportadoras. No domínio do tempo, a sinusóide correspondente deixa de ter um número inteiro de ciclos dentro de um intervalo FFT.

O fenómeno de ICI ocorre quando o canal multi-percurso varia durante um tempo de símbolo OFDM [14]. Quando isto acontece, o efeito de Doppler verifica-se em cada componente multi-percurso provocando desta forma um desvio na frequência das subportadoras, tendo como consequência a perda de ortogonalidade entre si. Esta situação pode ser vista no domínio do tempo, em que não se consegue manter um número inteiro de ciclos para cada subportadora dentro dum intervalo FFT do símbolo corrente devido à mudança de fase imposta pelo símbolo anterior. Por fim, qualquer desvio que se verifique entre as frequências das subportadoras do emissor e receptor também provocam ICI a um símbolo OFDM.

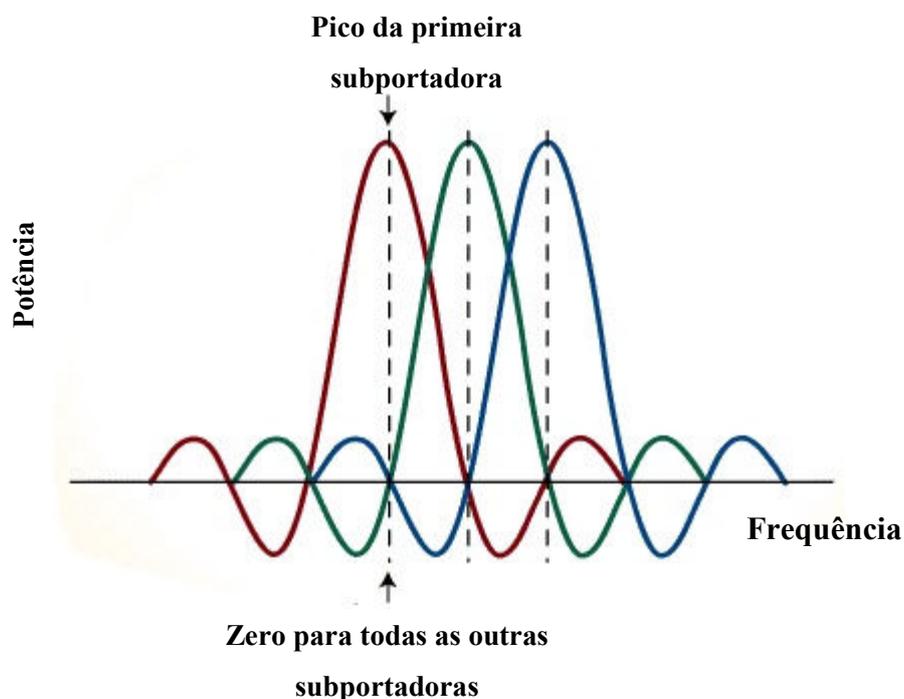


Figura 2.7 – Espectro de três subportadoras ortogonais

2.6. Prefixo Cíclico

Como foi referido no capítulo anterior, a ISI é induzida num sinal quando este passa por uma canal de frequência selectiva. Em sistemas OFDM, esta situação provoca perda de ortogonalidade das subportadoras, e daí resulta a ICI. O conceito de prefixo cíclico (CP) foi introduzido com o intuito de solucionar este problema [15]. O prefixo cíclico consiste numa cópia da última parte do símbolo OFDM que é anexada no início do símbolo antes de ser transmitido, como é demonstrado na figura 2.8, e é removido no receptor antes da operação de FFT.

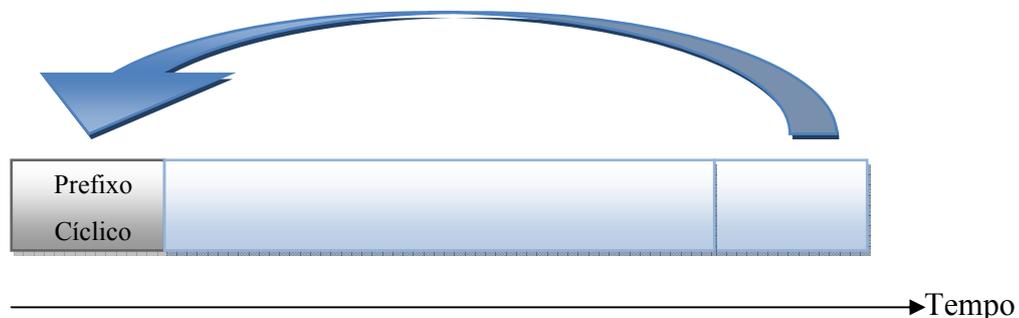


Figura 2.8 – Representação do Prefixo Cíclico

O tamanho do prefixo cíclico deve ser escolhido de forma a que a sua duração seja superior à propagação do atraso porque desta forma a ISI pode ser completamente eliminada. Desta forma, o prefixo cíclico tem os seguintes benefícios:

- a ISI é evitada uma vez que o prefixo cíclico actua como intervalo de guarda entre símbolos sucessivos.
- A convolução linear com a resposta ao impulso do canal é convertida numa convolução cíclica. Como a convolução cíclica no domínio do tempo corresponde à multiplicação escalar no domínio da frequência, as subportadoras continuam ortogonais entre si e não existe ICI.

Na figura 2.9 é ilustrado o conceito da inserção do intervalo de guarda num sistema OFDM. A figura 2.10 demonstra a ideia de eliminar ISI dos símbolos OFDM. Na figura 2.10 (a), um símbolo OFDM recebido sofre interferências devido ao símbolo anterior. Por outro lado, a figura 2.10 (b), mostra o caso de um símbolo OFDM recebido que não interfere com o

símbolo OFDM anterior. No entanto, o símbolo recebido continua a sofrer interferências devido às suas réplicas e este tipo de interferência denomina-se auto-interferência (*self-interference*).

As vantagens do prefixo cíclico têm um custo. A energia necessária para a transmissão do sinal aumenta com o tamanho do prefixo cíclico. Esta perda do SNR devido ao uso do prefixo cíclico é dada por:

$$SNR_{loss} = -10 \log_{10} \left(1 - \frac{T_{cp}}{T} \right) \quad (2.5)$$

em que T_{cp} é o tamanho do prefixo cíclico, T_s é o tempo de símbolo e $T = T_{cp} + T_s$ que representa o tamanho do símbolo transmitido.

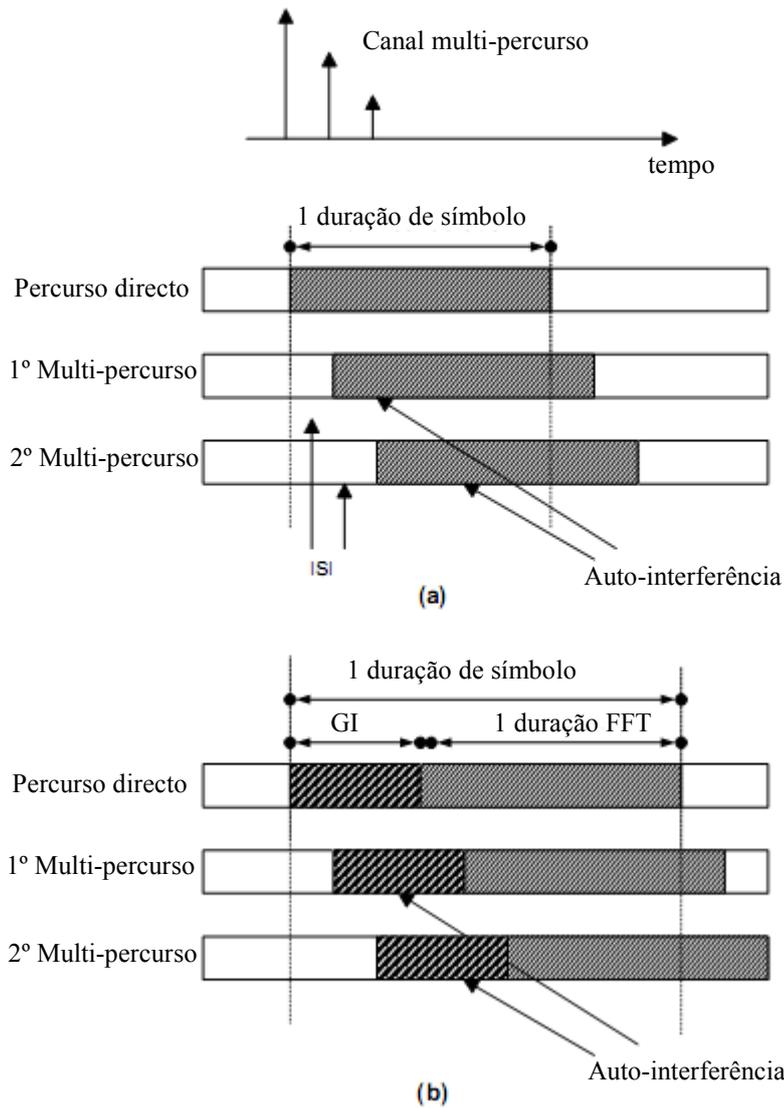


Figura 2.9 – Componentes de um símbolo OFDM recebido depois de atravessar um canal multi-percurso (a) sem intervalo de guarda (b) com intervalo de guarda (GI – intervalo de guarda)

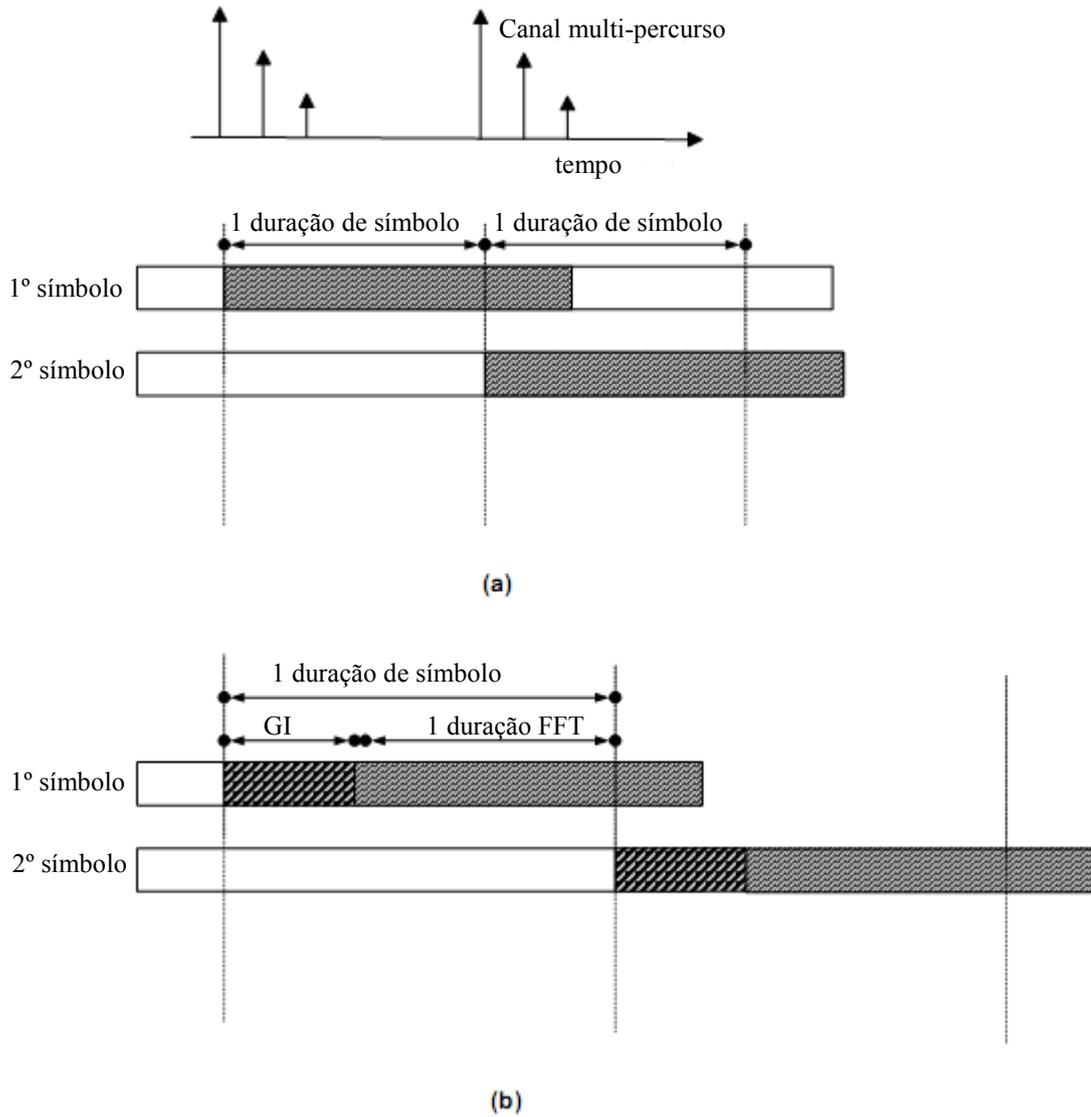


Figura 2.10 – Símbolos OFDM recebidos após atravessarem um canal multi-percurso (a) sem intervalo de guarda (b) com intervalo de guarda (GI – intervalo de guarda)

2.7. Modelo Matemático de um sistema OFDM

Como foi explicado anteriormente, apesar do prefixo cíclico introduzir perda no *Signal to Noise Ratio* (SNR), normalmente é um baixo preço a pagar para diminuir as interferências.

Um diagrama esquemático do sistema OFDM em banda base é representado na figura 2.11. Para este sistema são considerados os seguintes pressupostos:

1. O prefixo cíclico é utilizado
2. A resposta ao impulso do canal é menor que o prefixo cíclico
3. O emissor e receptor estão perfeitamente sincronizados
4. O desvanecimento é lento o suficiente para que o canal seja considerado constante durante o intervalo de um símbolo OFDM.

Para poder realizar uma análise do sistema, foram assumidos alguns pressupostos e desenvolvemos um modelo de sistema. Por isso, é prática comum usar modelos simplificados para efectuar uma análise mais perceptível. Os modelos de sistema OFDM são classificados em duas diferentes classes, modelo contínuo e discreto no tempo.

2.7.1. Modelo Contínuo no Tempo

Os primeiros sistemas OFDM não utilizavam modulação nem desmodulação digital. O modelo OFDM contínuo no tempo apresentado abaixo pode ser considerado o sistema OFDM ideal, que na prática é digitalmente sintetizado. Visto que este é o primeiro modelo a ser descrito, vai ser analisado passo a passo, começando com o formato do sinal utilizado no emissor até chegarmos ao receptor.

- **Emissor**

Assumindo um sistema OFDM com N subportadoras, uma largura de banda de W Hz e um tamanho de símbolo de T segundos, dos quais T_{cp} segundos correspondem à dimensão do prefixo cíclico, o emissor usa as seguintes formas de onda:

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T-T_{cp}}} e^{j2\pi\frac{W}{N}k(t-T_{cp})} & \text{se } t \in [0, T] \\ 0 & \text{nos restantes casos} \end{cases} \quad (2.6)$$

onde $T = \frac{N}{W} + T_{cp}$. Repare-se que $\phi_k(t) = \phi_k\left(t + \frac{N}{W}\right)$ em que T assume valores no intervalo do prefixo cíclico $[0, T_{cp}]$.

Uma vez que $\phi_k(t)$ é o impulso rectangular modulado na frequência da portadora $\frac{kW}{N}$, a interpretação habitual do OFDM é que usa N subportadoras, cada uma transmitindo a um baixo ritmo binário. O sinal banda base transmitido pelo símbolo OFDM l pode ser descrito por:

$$s_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT) \quad (2.7)$$

em que $x_{0,l}, x_{1,l}, \dots, x_{N-1,l}$ são símbolos de informação. Quando uma sequência infinita de símbolos OFDM é transmitida, o resultado à saída do emissor consiste na justaposição dos símbolos OFDM individuais:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} s_l(t) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=0}^{N-1} x_{k,l} \phi_k(t - lT) \quad (2.8)$$

- **Canal Físico**

O canal é modelado como um filtro linear com resposta ao impulso $g(\tau, t)$. É assumido que a resposta ao impulso do canal é menor que a duração do prefixo cíclico, ou seja, $g(\tau, t) = 0$ para $\tau > T_{cp}$.

O sinal recebido é obtido pela convolução do sinal OFDM modulado e o canal ao qual é adicionado ruído branco Gaussiano $\tilde{n}(t)$.

$$r(t) = g(\tau, t) * s(t) + n(t) = \int_0^{T_{cp}} g(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + \tilde{n}(t) \quad (2.9)$$

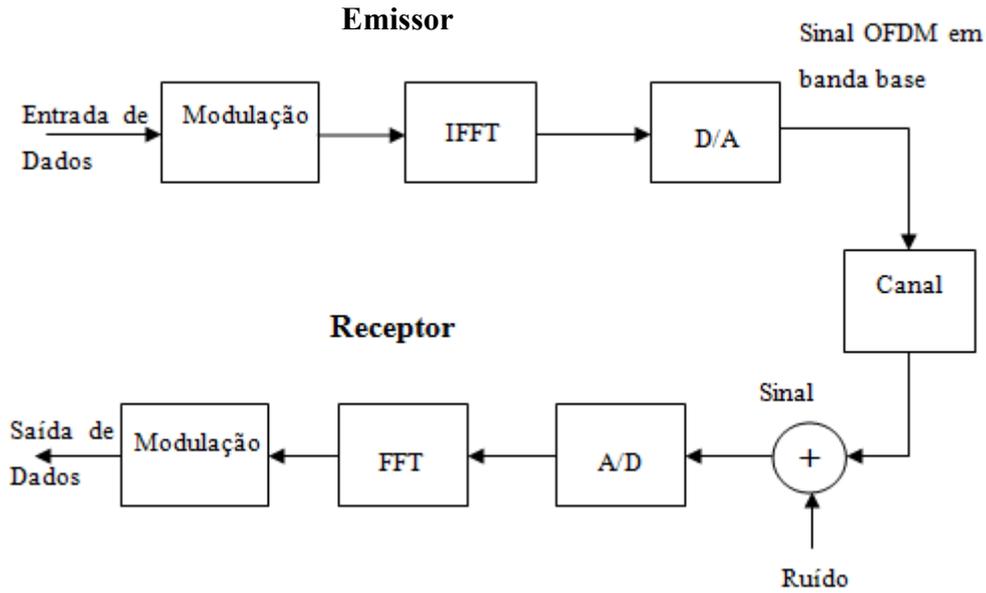


Figura 2.11 – Emissor e receptor básicos de FFT OFDM

- **Receptor**

O receptor OFDM consiste num banco de filtros correspondente à última parte $[T_{cp}, T]$ das formas de onda do emissor $\phi_k(t)$,

$$\psi_k(t) = \begin{cases} \phi_k^*(T-t) & \text{se } t \in [0, T - T_{cp}] \\ 0 & \text{nos restantes casos} \end{cases} \quad (2.10)$$

em que $\phi_k^*(.)$ representa o conjugado de $\phi_k(.)$.

Efectivamente, isto significa que o prefixo cíclico é removido no receptor. Visto que o prefixo cíclico possui toda a ISI do símbolo anterior, a resposta amostrada à saída do banco de filtros do receptor não tem ISI. Assim, podemos ignorar a referência do tempo l quando é efectuado o cálculo do resultado amostrado no filtro k correspondente. Utilizando as equações (2.8), (2.9) e (2.10) obtemos:

$$y_k = \int_{T_{cp}}^T \left(\int_0^{T_{cp}} g(\tau, t) \left[\sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \phi_{k'}(t - \tau) \right] d\tau \right) \phi_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt \quad (2.11)$$

Considera-se que o canal é aproximadamente constante durante o intervalo de símbolo OFDM e representa-se por $g(\tau)$, que resulta em:

$$y_k = \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \int_{T_{cp}}^T \left(\int_0^{T_{cp}} g(\tau) \phi_{k'}(t-T) d\tau \right) \phi_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt \quad (2.12)$$

Os intervalos de integração são $T_{cp} < t < T$ e $0 < \tau < T_{cp}$ que implica que $0 < t - \tau < T$ e o integral interno pode ser escrito da seguinte forma

$$\begin{aligned} \int_0^{T_{cp}} g(\tau) \phi_{k'}(t-\tau) d\tau &= \int_0^{T_{cp}} g(\tau) \frac{e^{j2\pi \frac{W}{N} k' (t-\tau-T_{cp})}}{\sqrt{T-T_{cp}}} d\tau = \\ &= \frac{e^{j2\pi \frac{W}{N} k' (t-T_{cp})}}{\sqrt{T-T_{cp}}} \int_0^{T_{cp}} g(\tau) e^{-j2\pi k' \tau \frac{W}{N}} dt, \quad T_{cp} < t < T \end{aligned} \quad (2.13)$$

A última parte desta expressão é a resposta à frequência amostrada do canal na frequência $f = k' \frac{W}{N}$, ou seja, na frequência da subportadora k' :

$$h_{k'} = G\left(k' \frac{W}{N}\right) = \int_0^{T_{cp}} g(\tau) e^{-j2\pi k' \tau \frac{W}{N}} d\tau \quad (2.14)$$

em que $G(f)$ é a transformada de Fourier de $g(\tau)$. Utilizando esta notação o resultado do banco de filtros do receptor pode ser simplificado da seguinte forma:

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} \int_{T_{cp}}^T \frac{e^{j2\pi \frac{W}{N} k' (t-T_{cp})}}{\sqrt{T-T_{cp}}} h_{k'} \phi_k^*(t) dt + \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt = \\ &= \sum_{k'=0}^{N-1} x_{k'} h_{k'} \int_{T_{cp}}^T \phi_{k'}(t) \phi_k^*(t) dt + n_k \end{aligned} \quad (2.15)$$

onde

$$n_k = \int_{T_{cp}}^T \tilde{n}(T-t) \phi_k^*(t) dt \quad (2.16)$$

Visto que os filtros do emissor $\phi_k(t)$ são ortogonais,

$$\int_{T_{cp}}^T \phi_{k'}(t) \phi_k^*(t) dt = \int_{T_{cp}}^T \frac{e^{j2\pi \frac{W}{N} k' (t-T_{cp})}}{\sqrt{T-T_{cp}}} \frac{e^{-j2\pi \frac{W}{N} k (t-T_{cp})}}{\sqrt{T-T_{cp}}} dt = \delta[k - k']. \quad (2.17)$$

em que $\delta[k]$ é a função delta de Kronecker [46], podemos simplificar a equação (2.15) e obter um modelo de sinal OFDM compacto

$$y_k = h_k x_k + n_k \quad (2.18)$$

em que n_k é ruído branco Gaussiano (AWGN).

O benefício do prefixo cíclico é duplo: permite evitar a ISI, uma vez que actua como intervalo de guarda, e evita também a ICI, porque mantém a ortogonalidade das subportadoras. Se reintroduzirmos a referência do tempo l , é possível ver o sistema OFDM de acordo com a figura 2.12.

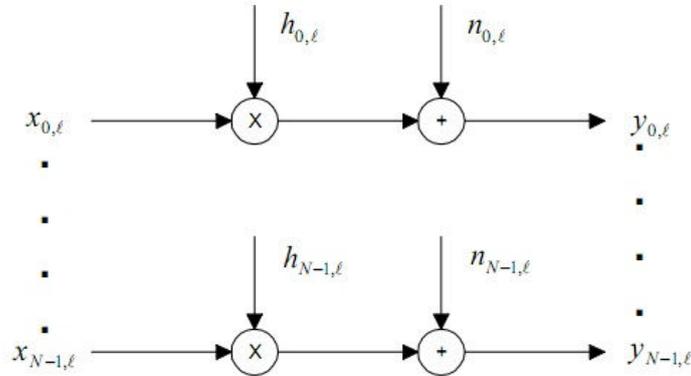


Figura 2.12 – Sistema OFDM contínuo no tempo

2.7.2. Modelo Discreto no Tempo

No modelo discreto no tempo, comparativamente ao modelo contínuo no tempo, a modulação e desmodulação são substituídas pela DFT inversa (IDFT) e pela DFT, respectivamente, e o canal é uma convolução discreta no tempo. O prefixo cíclico funciona da mesma forma e os cálculos podem ser realizados essencialmente da mesma maneira. A principal diferença é que todos os integrais são substituídos por somatórios.

Do ponto de vista do receptor, o uso de um prefixo cíclico maior que o canal vai transformar a convolução linear no canal numa convolução cíclica. Representado a convolução cíclica por \otimes , é possível escrever a equação que representa todo o sistema OFDM:

$$y_l = DFT(IDFT(x_l) \otimes g_l + \tilde{n}_l) = DFT(IDFT(x_l) \otimes g_l) + n_l \quad (2.19)$$

em que y_l contém N pontos de dados recebidos, x_l contém N pontos transmitidos, g_l a resposta ao impulso do canal e \tilde{n}_l o ruído do canal. Como o ruído do canal é assumido como sendo branco e Gaussiano, o termo $n_l = DFT(\tilde{n}_l)$ representa o ruído Gaussiano não correlacionado. Além disso, também é considerado que a DFT de dois sinais que apresentam

convolução cíclica é equivalente ao produto das suas DFTs individuais. Representando a multiplicação elemento a elemento por (\cdot), a expressão apresentada acima pode ser escrita

$$y_l = x_l \cdot DFT(g_l) + n_l = x_l \cdot h_l + n_l \quad (2.20)$$

em que $h_l = DFT(g_l)$ é a resposta do canal em frequência. Assim, obteve-se o mesmo tipo de sistema OFDM como no modelo contínuo no tempo. A única diferença é que as atenuações do canal h_l são dadas pelo ponto N da DFT do canal discreto no tempo, em vez de respostas amostradas na frequência como na equação (2.16).

2.8. Igualização e Estimação de Canal

2.8.1. Igualização

O intervalo de guarda que possui uma duração superior à propagação do atraso de um canal multi-percurso permite eliminar a ISI causada pelo símbolo anterior. Porém, pode existir ISI devido à distorção do canal se a estimação de canal não for boa. Para poder compensar esta distorção, no caso de existir, é necessário um igualizador do canal. A saída do FFT do lado do receptor, a amostra de cada subportadora é multiplicada pelo coeficiente do igualizador do canal correspondente. O coeficiente de um igualizador pode ser calculado usando como base o critério de *zero-forcing* (ZF) ou o critério de *minimum mean-square error* (MMSE). O critério ZF força a ISI a ser zero no instante de amostragem de cada subportadora. O coeficiente de um igualizador ZF *one-tap* é calculado da seguinte forma:

$$C_n = \frac{1}{H_n} \quad (2.21)$$

em que H_n é a resposta do canal na frequência na largura de banda da subportadora n . A desvantagem do critério ZF é que aumenta o ruído na subportadora n se a H_n for baixa, o que corresponde a nulos espectrais [47].

De modo a poder minimizar o efeito combinado da ISI e ruído, os coeficientes de igualização podem ser otimizados de acordo com o critério MMSE. Esta optimização representa-se por

$$C_n = \frac{H_n^*}{|H_n|^2 + \sigma_n^2 / \sigma_a^2} \quad (2.22)$$

em que σ_n^2 corresponde à variação do ruído aditivo, e σ_a^2 é a variação dos símbolos de dados transmitidos. Repare que para $\sigma_n^2 = 0$ o critério MMSE resume-se ao critério ZF.

O critério ZF não apresenta uma solução no caso da função de transferência do canal possuir nulos espectrais na largura de banda do sinal. O inverso da função transferência do canal requer um ganho infinito e conduz a um reforço infinito do ruído nas frequências correspondentes aos nulos espectrais. De um modo geral, o critério MMSE é mais eficiente, visto que promove um compromisso entre a ISI residual (sob a forma de ganho e de fases incompatíveis) e de reforço do ruído. Isto é particularmente interessante para canais com nulos espectrais ou depressões profundas da amplitude.

2.8.2. Estimação de Canal

A equação 2.20 demonstra que é necessário realizar estimação de canal a fim de potencializar a influência dos equalizadores em subportadoras individuais. Existem símbolos designados por símbolos piloto, conhecidos por serem utilizados frequentemente na estimação de canal [8]. No OFDM, uma vez que a equalização é realizada no domínio da frequência, a resposta de frequência do canal tem de ser estimada. Num ambiente multi-percurso, o símbolo desmodulado X_n na subportadora n à saída da FFT sem ISI e ICI pode ser representada por:

$$Y_n = \left[\sum_{l=0}^{GI-1} H^l(0) e^{-j\frac{2\pi nl}{N}} \right] X_n + N_n \quad (2.22)$$

em que GI é o número de componentes multi-percurso, N_n representa a FFT do ruído Gaussiano (AWGN) da subportadora n e $H^l(0)$ é a resposta do canal na frequência do componente multi-percurso l na sua respectiva frequência zero. Para estimar a resposta do canal na frequência, os símbolos piloto são inseridos nas subportadoras no domínio da frequência, ou seja, são inseridos antes da operação IFFT do lado do emissor. Sendo H_n a resposta do canal na frequência sentida por X_n , ou seja:

$$Y_n = \sum_{l=0}^{GI-1} H^l(0) e^{-j\frac{2\pi nl}{N}} \quad (2.23)$$

A resposta do canal na frequência sentida pelo símbolo piloto Pn na subportadora n pode ser representada por:

$$\hat{H}_n = H_n + \frac{N_n}{P_n} \quad (2.24)$$

Como os símbolos piloto normalmente ocupam uma pequena parte da largura de banda para que o espectro disponível seja o mais eficiente possível, é necessário utilizar a técnica de interpolação de forma a poder estimar a resposta do canal nas frequências em que não existem pilotos. Existem vários algoritmos de interpolação propostos, tais como o filtro interpolador óptimo de Wiener [27], o interpolador passa-baixo sinc [48] ou um interpolador linear [45].

3. CANAL LAND MOBILE SATELLITE (LMS)

3.1. Construção do modelo de canal

De modo a analisar ou simular o desempenho de um sistema num determinado tipo de canal em específico é necessário ter um modelo para representar esse canal. Um modelo de canal é uma representação matemática baseada num conjunto de características conhecidas que correspondem ao comportamento do canal analisado.

Nesse sentido, foi preciso identificar as dificuldades e problemas que podiam ser originados devido à limitação imposta pelo canal em questão bem como as dificuldades associadas a este tipo de ligação.

Estudos realizados relativamente à estrutura do sinal demonstram que o desempenho de sincronização de um sinal em particular depende fortemente de reflexões resultantes do ambiente em questão [49]. O desempenho do receptor do sinal sofre degradações significativas principalmente devido a reflexões de curta duração.

O primeiro passo para modelar um canal móvel por satélite é identificar e categorizar ambientes de transmissão [50]. Normalmente, esse passo é alcançado dividindo o ambiente em três diferentes categorias:

- áreas rurais, sem obstrução do raio directo.
- áreas urbanas, caracterizadas por uma obstrução quase por completo do raio directo.
- áreas suburbanas e ambientes cobertos por árvores, onde ocorre obstrução parcial e de forma intermitente do raio directo.

Para esta dissertação, apenas os dois últimos ambientes são de particular interesse. Em áreas rurais, o raio directo é obtido com elevado grau de certeza e, por isso, o fenómeno multi-percurso é quase inexistente. Nesta situação, os métodos de estimação de canal a

utilizar neste tipo de ambiente não precisam de ser robustos, não fazendo sentido avaliar assim o seu comportamento neste meio.

Em áreas urbanas, a visibilidade para o satélite é difícil de garantir, sendo assim dominante a componente multi-percurso do sinal recebido. Deste modo, o sinal recebido apresenta uma amplitude e fase aleatória. Devido a este facto, este é um ambiente interessante para analisar a robustez dos métodos de estimação de canal utilizados.

Em áreas suburbanas, o sinal sofre maiores índices de degradação devido a edifícios e a outros obstáculos construídos pelo homem. Estes obstáculos provocam sombreamento do sinal directo *line of sight* (LOS), resultando na atenuação do sinal recebido. A presença de árvores provoca uma atenuação incerta da potência do sinal directo. A intensidade da degradação do sinal está dependente de alguns parâmetros como o tipo de árvore, altura, tal como a época do ano que influencia a densidade de folhas nas árvores. A movimentação do dispositivo móvel em áreas suburbanas provoca uma constante variação da potência e fase do sinal recebido.

A criação de modelos de canais pode ser dividida em duas categorias: banda estreita (*narrowband*) e banda larga (*wideband*). Num cenário banda estreita, a influência do meio de propagação pode ser considerado o mesmo ou idêntico para todas as frequências dentro da banda de interesse. Consequentemente, a influência do meio de propagação pode ser caracterizada por uma única frequência portadora. Por outro lado, num cenário de banda larga, a influência do meio de propagação não se faz sentir da mesma forma para todos os componentes que ocupam a banda em causa, provocando distorção aos componentes de espectro selectivo.

Alguns modelos de canal de banda estreita (*narrowband*) foram dimensionados no passado e fazem parte da literatura de canais LMS. Estes modelos já lidam com a variação de ângulos de elevação para sistemas de órbita não geoestacionária. Porém os sistemas no futuro deverão também aplicar serviços de transmissão em banda larga ou ritmos de transmissão bastante elevados, como é o caso dos sistemas CDMA. Para este tipo de sistemas as características da banda estreita já não são suficientes. Por isso, tornou-se necessário analisar um canal de transmissão em banda larga tendo em vista minimizar os efeitos multi-percurso nos receptores de alta precisão do futuro.

Existem vários modelos de canal para comunicações terrestres, como por exemplo o COST 207 para o sistema GSM [51]. Porém, ainda existe uma falta de conhecimento sobre canais de comunicações de banda larga via satélite [49].

Para isso foi usado um modelo de canal desenvolvido pela DLR a partir de uma campanha de dimensionamento de um canal de transmissão em banda larga utilizando um sistema com o intuito de simular um satélite e a transmissão de um sinal até ao receptor em diversos ambientes. [52]

Este modelo permite uma simulação realística do canal multi-percurso através da aproximação de cada reflexão. Este modelo inclui uma abordagem de reflectores variantes no tempo e verifica a dependência do azimute e elevação do satélite.

De modo a identificar as limitações do canal na transmissão do sinal é importante definir quais os obstáculos que podem bloquear o raio directo, também designado por raio de visão (LOS). Em ambientes urbanos este sinal LOS é muitas vezes bloqueado sendo atenuado e possivelmente atrasado em relação ao percurso original. Nas cidades foram identificados três tipos de obstáculos que se destacam pela influência que assumem na recepção do sinal:

1. Edifícios
2. Árvores
3. Postes de Iluminação

Nas figuras 3.1, 3.2 e 3.3 é possível observar a influência dos diferentes obstáculos mencionados no raio LOS. Estes gráficos surgem de experiências realizadas durante o dimensionamento do canal. Em todos os casos é possível verificar a semelhança entre o resultado das experiências e o modelo desenvolvido.

Na situação em que o raio LOS é obstruído pela fachada de um prédio, o sinal é obviamente afectado. A figura 3.1 representa a situação de um veículo a circular numa estrada na sombra de um edifício. O eixo dos xx indica a distância percorrida desde o início. A cerca de 3886 m o veículo entra na área sombreada.

A partir desse instante o sinal sofre uma severa atenuação. Este comportamento é bem conhecido do modelo designado por “*Knife Edge Model*” [53]. Neste modelo assume-se que uma onda planar está a bater numa placa infinitamente grande só com um lado. A atenuação

calculada a partir deste modelo é também apresentada na figura 3.1. A partir da comparação dos resultados é possível concluir a semelhança entre o modelo e os valores obtidos nas medições. Assim, o modelo *knife edge* é escolhido para modelar este efeito. Este processo depende apenas do movimento.

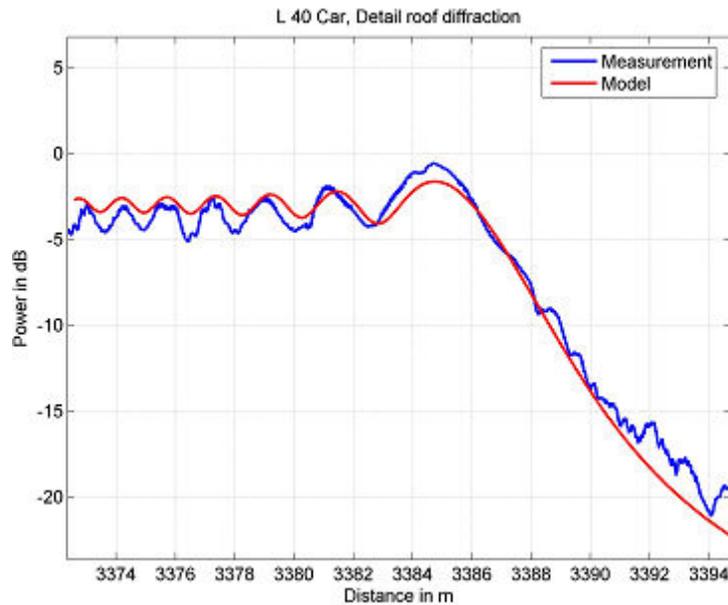


Figura 3.1 – Atenuação do sinal devido a um edifício - comparação do dimensionamento com o modelo [54]

Tal como é apresentado na figura 3.2 o sinal LOS pode ser atenuado por árvores. Por um lado, o processo de medição e cálculo está dependente da duração do sinal LOS na área delimitada pela árvore. Por outro lado, existe um processo adicional visível originado por ramos e folhas. Em contraste com abordagens em que ramos e folhas são modelados como causas de dispersão do sinal muito complexas [55], neste caso é utilizada uma combinação de uma atenuação apenas cilíndrica para modelar a transmissão através da árvore e um processo de desvanecimento estatístico para modelar os ramos e folhas. Este processo apenas depende do movimento.

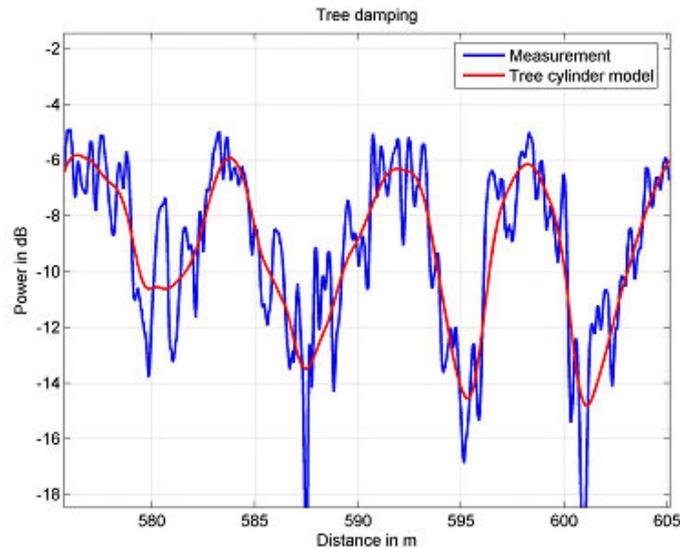


Figura 3.2 – Atenuação do sinal devido a um grupo de árvores – comparação do dimensionamento com o modelo [54]

Surpreendentemente, um poste de iluminação tem um forte efeito no sinal LOS. A figura 3.3 mostra um exemplo de um poste de iluminação com um diâmetro D de 20 cm. Ao passar por um poste destes a força do sinal começa a oscilar, baixa drasticamente na sombra directa do poste e aumenta rapidamente oscilando depois. O poste de iluminação é modelado com um modelo “*double knife edge model*” em que se assumem que duas placas sobrepostas em dois eixos fixos estão presentes. Uma das placas explora o espaço de $-D/2 < x < \infty$ e a outra explora de $-\infty < x < D/2$. A figura 3.3 mostra a correspondência quase perfeita do modelo e dos resultados obtidos das medições. Este processo também é apenas dependente do movimento.

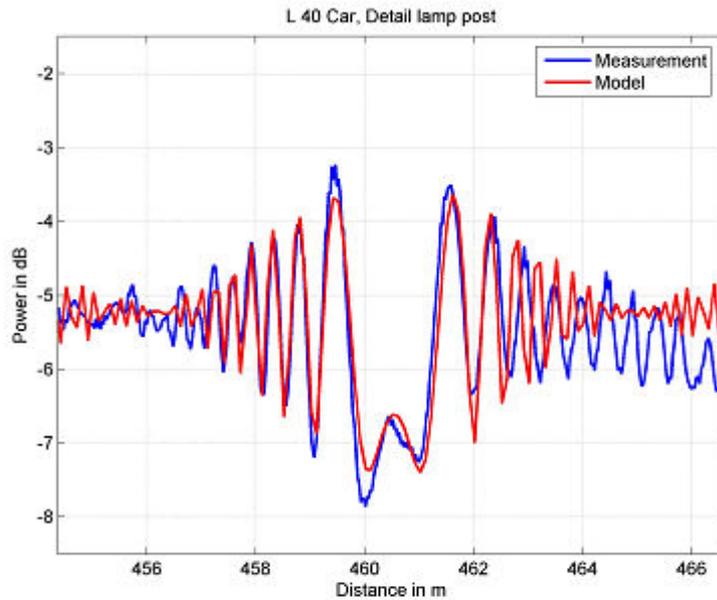


Figura 3.3 – Atenuação do sinal devido a um poste de iluminação – comparação do dimensionamento com o modelo [54]

Nos dados das medições existem muitas reflexões no ambiente urbano [52], [56]. Em contraste com algoritmos de rastreamento de raios [57] não é modelado um cenário específico para este tipo de situações. Assume-se que as reflexões são distribuídas estatisticamente no espaço x , y , z e são geradas estatisticamente.

Nos dados dos cálculos realizados, o canal varia rapidamente. Diversos ecos desaparecem e aparecem outros em novas posições. Este processo está altamente correlacionado com a velocidade do receptor. Quando o carro pára, as reflexões mantêm-se no cenário. Foi definida um tempo de vida associado à distância percorrida para cada reflector. Essa distância corresponde à distância percorrida pelo receptor até o eco desaparecer.

Quando um carro viaja num ambiente urbano, o receptor move-se através de um campo quase estacionário radiado por reflectores. Assim, o receptor identifica uma variação do poder actual do reflector. É interessante que este processo de desvanecimento não pára nem quando o carro está imóvel. Assume-se que o canal varia devido, às árvores ao vento, por exemplo, e a outros carros. Além disso, não existe correlação entre o processo de desvanecimento e a velocidade do receptor. Portanto, assume-se que este processo apenas depende do tempo. A

largura de banda típica de um processo deste tipo está na ordem de alguns Hertz. A profundidade dos desvanecimentos representa-se pelo factor de Rice K_{Rice} ,

$$K_{Rice} = \frac{P_{const}}{P_{fad}} \quad (3.1)$$

Esta expressão define o rácio entre a potência constante P_{const} e o poder do processo de desvanecimento P_{fad} . A figura 3.4 mostra a distribuição do factor de Rice.

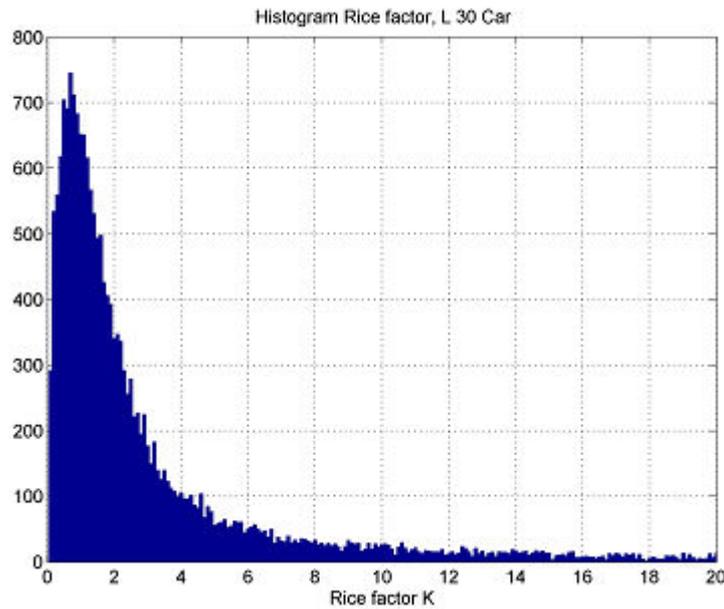


Figura 3.4 – Histograma do factor de Rice do processo de desvanecimento [54]

Modelos de canal típicos como o modelo de canal GSM [51] utilizam atrasos em percursos invariantes no tempo e modelam a mudança do reflector com o tempo assumindo como pressuposto que vários ecos são recebidos sensivelmente com o mesmo atraso no percurso e o seu azimute absoluto é igualmente distribuído. O espectro de Doppler resultante, conhecido por espectro de Jake [58], é dado por:

$$S(f_D) = \begin{cases} \frac{const}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_D}{f_{Dmax}}\right)^2}} & \forall |f_D| < f_{Dmax} \\ 0 & \text{restantes casos} \end{cases} \quad (3.2)$$

Esta abordagem é viável para sistemas de banda estreita como o GSM, mas num sistema de banda larga tal como GPS/GALILEO a precisão deste modelo é considerada insuficiente [54]. Por isso, foi implementada uma representação geométrica do reflector no modelo de canal. Isto significa que o reflector é inicializado numa posição escolhida ao acaso (de acordo

com as estatísticas calculadas) e passam pelo receptor com a velocidade actual. De seguida, o atraso do percurso e fase da reflexão podem ser calculados geometricamente. Isto faz com que o processo principal seja apenas dependente do movimento. A figura 3.5 mostra como é representado um reflector. Em termos do reflector, o cenário artificial gera séries contínuas de posições do receptor de acordo com a velocidade actual. O receptor move-se apenas na direcção do eixo dos xx.

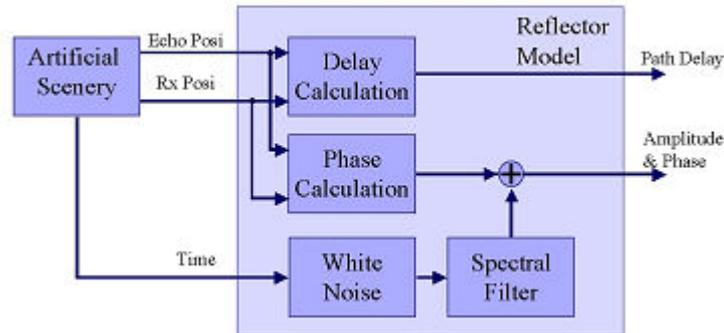


Figura 3.5 – Modelo de um reflector [54]

3.2. Apresentação do modelo de canal

O diagrama de blocos seguinte dá uma perspectiva geral do modelo implementado. A coordenada dos x e o azimute relativo do satélite resultam da velocidade do utilizador, posição do utilizador, azimute e elevação do satélite.

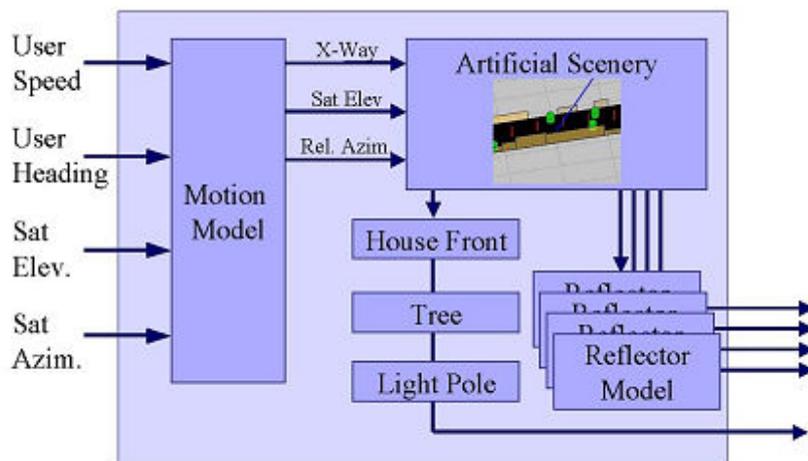


Figura 3.6 – Diagrama de blocos do modelo do canal [54]

Demonstramos um esquema do cenário artificial composto por edifícios, árvores e postes de iluminação que afectam o raio directo. A partir de um gerador de réplicas do sinal, originadas devido ao atraso resultante do fenómeno de desvanecimento rápido, é controlado o número de reflexões do sinal que são criadas em posições do cenário de acordo com uma distribuição de probabilidade. A potência dos reflectores, largura de banda, factor de Rice e o seu tempo de vida são obtidos a partir dos dados estatísticos. O seu atraso e fase alteram-se de acordo com os parâmetros estatísticos definidos e também com o movimento do receptor em relação à posição do reflector.

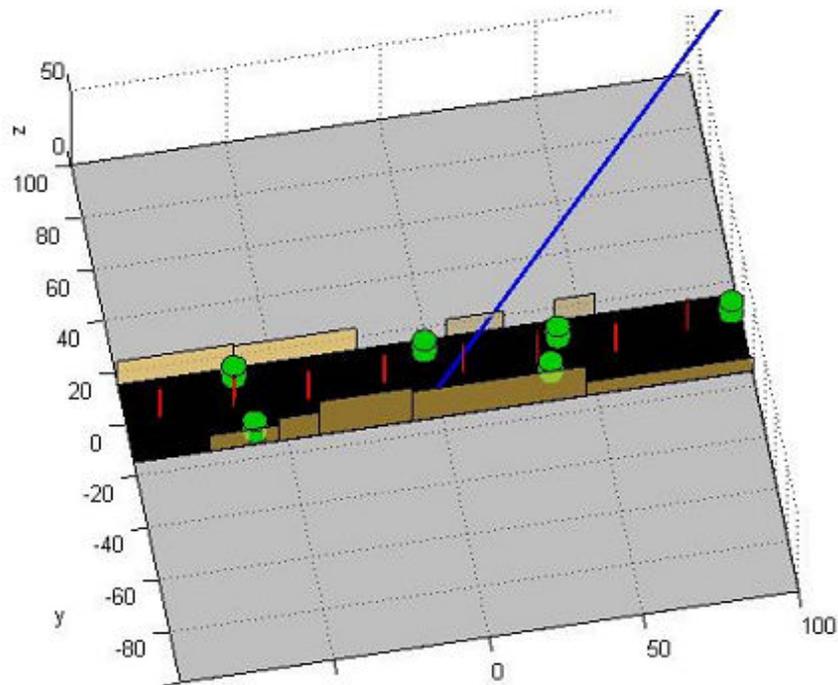


Figura 3.7 – Representação do cenário artificial. A castanho estão representados os edifícios, os cilindros verdes correspondem às árvores e o vermelho aos postes de iluminação [54]

Este modelo de canal apresenta como resultados valores complexos variáveis no tempo que correspondem à resposta ao impulso do canal de $k = 1 \dots N$ diferentes percursos do sinal com amplitude $a_k(t)$ e atraso $\tau_1(t)$ e $\tau_k(t) = \tau_1(t) + \Delta\tau_k(t), k = 2 \dots N$:

$$h(t, \tau) = \sum_{k=1}^{N(t)} a_k(t) \cdot \delta(\tau - \tau_k(t)) \quad (3.3)$$

A amplitude de cada repercussão do sinal é complexa, e pode ser representada por:

$$a_k(t) = i_k(t) \cdot e^{j\phi_k(t)} \quad (3.4)$$

Como já foi referido anteriormente, devido às limitações impostas pelo canal, são geradas réplicas do sinal. Assim, podemos decompor o sinal transmitido em duas componentes, o raio directo, também designado por LOS, e as réplicas. Relativamente ao raio directo é importante referir que pode ser subdividido em duas ou três componentes, devido aos efeitos de difracção que podem ocorrer originados pelos edificios que obstruem o sinal. Este fenómeno pode ser observado através da figura 3.8. Além disso, o atraso do LOS pode diferir de zero em determinadas situações.

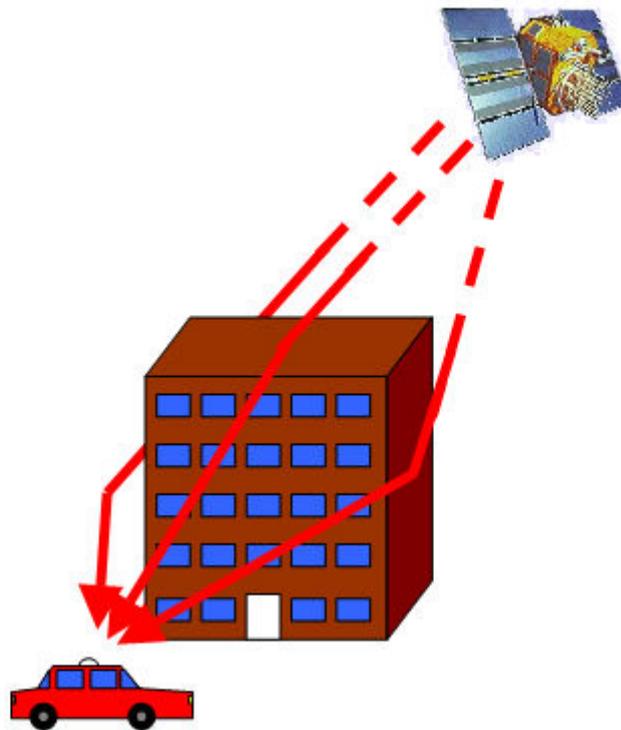


Figura 3.8 – Divisão do percurso LOS em três diferentes percursos devido a difracção num edifício

A resposta ao impulso do canal do modelo de canal do LMS pode ser representada utilizando um esquema designado por *tapped delay line*, como é demonstrado na figura 3.9. De facto, esta mesma abordagem tem sido amplamente aceite e foi implementada pela maioria dos investigadores de modelos de canal terrestres. Os diversos modelos propostos têm como objectivo definir distribuições adequadas para as amplitudes i_k , os atrasos τ_k e também

os espectros de Doppler de cada instante temporal ou a correlação temporal do ganho de cada percurso discreto.

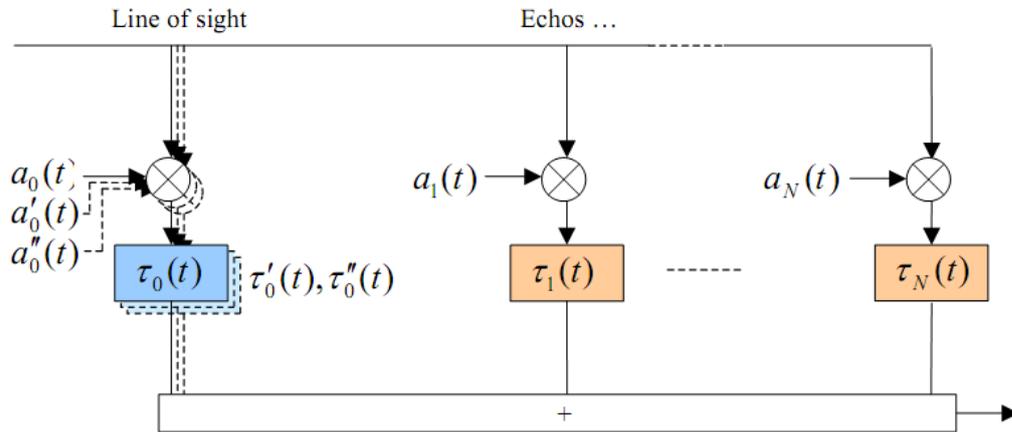


Figura 3.9 – *Tapped Delay Line* do canal LMS

4. ESTIMAÇÃO DO CANAL

4.1. Introdução

Como já foi referido anteriormente, em comunicações móveis, a propagação do sinal ocorre em canais que distorcem a amplitude e fase do sinal transmitido. Por isso, esta modificação do sinal tem de ser estimada e fixada quando é realizada uma detecção coerente no receptor. Existe como alternativa a possibilidade de desenvolver sistemas com detecção não coerente. Embora o uso deste tipo de sistema de detecção não coerente não necessite de estimação de canal e por isso simplifique a implementação do sistema, o problema consiste numa degradação do desempenho significativa.

Quando um modelo de canal é estabelecido, os seus parâmetros precisam de ser constantemente actualizados, isto é, estimados, para poder minimizar os erros quando existem mudanças no canal. Se o receptor do sinal tiver conhecimento *à priori* da informação que está a ser enviada através do canal, então pode ser usada esta informação para obter uma estimação mais precisa da resposta ao impulso do canal. Este tipo de informação pode ser obtido com a ajuda de símbolos piloto, conhecidos pelo receptor, que são enviados e multiplexados com os dados. Existem dois tipos de abordagens que normalmente são implementadas. O primeiro método é designado por *Pilot Symbol Assisted Modulation* (PSAM) ou método dos pilotos explícitos e foi proposto em [27] e [59]. Neste método, o emissor insere periodicamente símbolos conhecidos pelo receptor na transmissão dos dados. Devido a esta multiplexagem no tempo dos símbolos piloto e de dados, parte da largura de banda disponível vai ser usada para poder transmitir os pilotos, resultando assim num custo ao nível da largura de banda que assume uma importância crucial em qualquer sistema de comunicações. Este método implica assim uma perda de eficiência espectral.

Um método alternativo foi estudado em [22] e [60] e baseia-se na ideia de agrupar uma sequência de pilotos e somar directamente com uma sequência de dados transmitida em simultâneo. Esta abordagem é geralmente designada por transmissão de pilotos implícitos ou pilotos sobrepostos ou pilotos incorporados e exige que alguma da potência seja utilizada na

sequência de pilotos. Permite também aumentar significativamente a densidade dos pilotos sem sacrificar a capacidade do sistema. De facto, podemos ter um piloto para cada símbolo de dados.

No entanto, um dos problemas associados a esta técnica de transmissão de pilotos consiste nos níveis de interferência entre pilotos e dados que pode ser elevada. Isto significa que as estimações do canal são corrompidas pelo sinal de dados, conduzindo a ruídos de fundo irreduzíveis. Para além disso, existe também interferência nos dados devido aos pilotos, levando à degradação do desempenho a menos que a interferência mútua seja de alguma forma tratada pelo receptor.

Existem dois problemas principais no desenvolvimento de estimadores de canal para sistemas de comunicação sem fios. O primeiro problema está relacionado com a escolha do modo como os pilotos devem ser transmitidos. Como já vimos, os pilotos podem ser transmitidos em conjunto com os dados (método dos pilotos explícitos) ou podem ser somados directamente aos dados (método dos pilotos implícitos). É preciso ter em consideração que a transmissão dos pilotos pode ser feita de diferentes formas, e é necessário decidir onde e com que frequência se inserem os símbolos piloto. O espaçamento entre os pilotos tem de ser pequeno o suficiente para que a estimação de canal seja fiável mas ao mesmo tempo tem de ser grande o suficiente para não aumentar o tamanho da largura de banda não útil, no caso dos pilotos explícitos, uma vez que o método dos pilotos implícitos não consome largura de banda adicional. O segundo problema é criar um filtro de interpolação com baixa complexidade e com um bom desempenho. Estes dois problemas estão interligados, uma vez que o desempenho do interpolador depende da forma como os pilotos são transmitidos.

Em ambos os métodos apresentados são utilizados esquemas OFDM com estimação de canal. Tendo isso em conta, nesta dissertação proponho-me a comparar os métodos. Para isso, é necessário analisar o comportamento de cada abordagem individualmente de modo a tirar conclusões sobre o seu desempenho.

4.2. Pilot Symbol Assisted Modulation (PSAM)

Para se realizar a estimação de canal geralmente é necessária a utilização de algum tipo de pilotos de informação como ponto de referência. A estimação de canal é obtida usualmente através da multiplexagem de símbolos conhecidos, designados por símbolos piloto, com a sequência de dados, e esta técnica é designada por *Pilot Symbol Assisted Modulation* (PSAM) [43]. Este método assenta na ideia de inserir símbolos conhecidos na sequência de símbolos de informação úteis com o propósito de auscultar o canal. Os símbolos piloto permitem ao receptor estimar atenuações e rotações de fase para cada símbolo recebido, facilitando a compensação do efeito de desvanecimento e da alteração da fase. Foi realizado um estudo por Cavers em que apresentou fórmulas sobre o comportamento do BER do PSAM para BPSK e QPSK [27].

Um canal que sofre desvanecimento necessita de ser analisado constantemente, por isso, é necessário que a transmissão de pilotos de informação seja ininterrupta. Os símbolos piloto são transmitidos em determinadas posições na frequência e tempo em vez de símbolos de dados, como é demonstrado na figura 4.1. De acordo com a estrutura apresentada, os pilotos são transmitidos com um espaçamento de ΔN_T símbolos no domínio do tempo e ΔN_F símbolos no domínio da frequência. De um modo geral, canais com desvanecimento podem ser vistos como um sinal a 2 dimensões (tempo e frequência), que é amostrado nas posições dos pilotos e as atenuações do canal entre pilotos são estimadas através de interpolações.

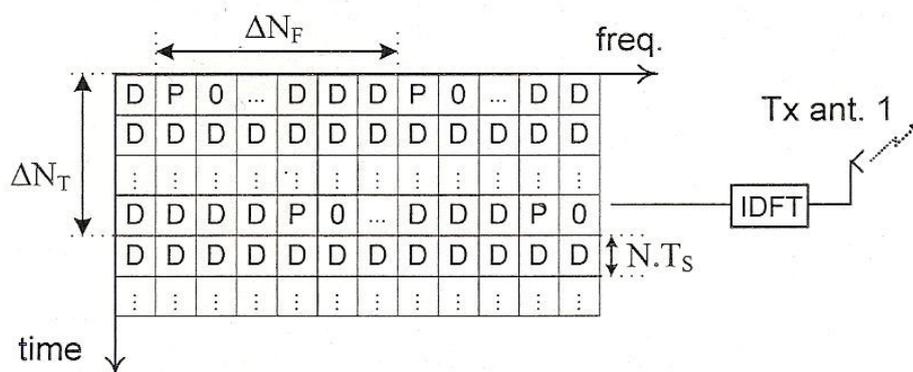


Figura 4.1 – Estrutura da trama para uma transmissão OFDM com PSAM (P – símbolo piloto, D – símbolo de dados, T_s – duração de símbolo).

4.2.1. Estrutura do Emissor

A estrutura do emissor OFDM usada é representada na figura 4.2. Cada conjunto de dados a ser transmitido é codificado, utilizando turbo código ou código *Low-density parity-check* (LDPC), de seguida é interlaçado e modulado. Os turbo códigos são uma classe de códigos *Forward Error Correction* (FEC) de alto desempenho e são utilizados em comunicações por satélite e noutras aplicações em que se pretende atingir a máxima informação transmitida através de uma ligação de largura de banda limitada na presença de ruído que provoca erros nos dados transmitidos. Os turbo códigos permitem aumentar a largura de banda disponível sem aumentar a potência da transmissão, ou podem ser utilizados para diminuir a quantidade de potência usada para transmitir uma determinada sequência de dados.

Os códigos LDPC são uma classe de códigos de bloco lineares. Estes códigos conseguem atingir desempenhos muito perto da capacidade do canal, que corresponde ao máximo teórico, em diversos canais e algoritmos complexos lineares no tempo para descodificação. Além disso, são adequados para implementações que fazem um uso abundante de paralelismo.

Os símbolos piloto são inseridos na sequência de símbolos de dados já modulados que depois é convertida para o domínio do tempo utilizando a IDFT.

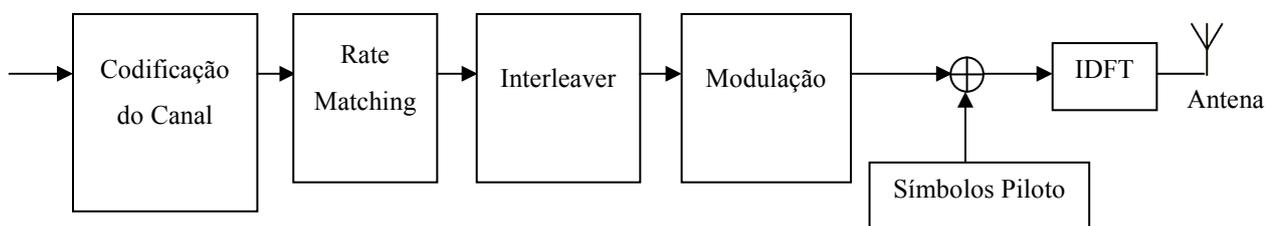


Figura 4.2 – Estrutura do emissor

4.2.2. Estrutura da Trama

Como foi apresentado anteriormente neste capítulo, a estrutura da trama é caracterizada por um sistema OFDM com N portadoras, os símbolos piloto são multiplexados com os dados com um espaçamento de ΔN_T blocos OFDM no domínio do tempo e ΔN_F subportadoras no domínio da frequência. A estrutura adoptada é demonstrada na figura 4.1.

Antes de serem transmitidas, as sequências de símbolos são convertidas para o domínio do tempo através de $\{x_{i,l}, i = 0, 1, \dots, N - 1\} = IDFT\{S_{k,l}, k = 0, 1, \dots, N - 1\}$, em que $S_{k,l}$ é o símbolo transmitido pela subportadora k do bloco OFDM l . Os sinais OFDM transmitidos podem ser expressos por:

$$x(t) = \sum_l \sum_{i=-N_G}^{N-1} x_{i,l} \cdot h_T(t - i \cdot T_s) \quad (4.1)$$

em que T_s corresponde à duração do símbolo, N_G o número de amostras no prefixo cíclico (com $x_{-i,l} = x_{N-i,l}$, $i = 1, \dots, N_G$) e $h_T(t)$ o filtro adoptado.

4.2.3. Estrutura do Receptor

A estrutura do receptor para este método de transmissão dos pilotos é representada pela figura 4.3. De acordo com esta figura, o sinal, que vai ser amostrado sem o prefixo cíclico, é convertido para o domínio da frequência após ser realizada uma operação DFT. No caso do prefixo cíclico ser superior à resposta ao impulso do canal, a sequência resultante recebida na antena pode ser expressa por:

$$R_{k,l} = S_{k,l} H_{k,l} + N_{k,l}, \quad (4.2)$$

com $H_{k,l}$ que representa a resposta geral à frequência do canal entre a antena de transmissão e recepção para a frequência k do tempo de bloco l , e $N_{k,l}$ representa amostra do ruído do canal correspondente.

A sequência de amostras, representada pela equação (4.2), entra no Igualizador.

Depois do processo de igualização, a sequência de símbolos desmultiplexados passa pelos blocos desmodulador, *de-interleaver* e decodificador do canal. Este último bloco tem duas saídas. Uma representa a sequência de informação estimada e a outra é a sequência de estimativas *log-likelihood ratio* (LLR) dos símbolos de código. Estas estimativas passam pelo bloco de decisão, que gera à saída uma decisão branda (*soft decision*) ou decisão rígida (*hard decision*) dos símbolos de código. Um decodificador de decisão branda é uma classe de algoritmo usada para decodificar os dados que foram codificados com um código de correção de erros. Considerando que um decodificador de decisão rígida opera em dados que assumem um conjunto fixo de valores possíveis (normalmente 0 ou 1 num código binário), as entradas de um decodificador de decisão branda podem assumir um conjunto de valores dentro desse intervalo. Esta informação extra indica a fiabilidade de cada ponto de dados de entrada, e é usado para realizar melhores estimativas dos dados originais. Portanto, um decodificador de decisão branda normalmente tem melhor desempenho na presença de dados corrompidos do que o decodificador de decisão rígida [6], daí esse ser o decodificador usado.

Após este processo, os símbolos entram no bloco de reconstrução do sinal transmitido (*Transmitted Signal Rebuilder*) que realiza as mesmas operações do emissor (interlaçamento e modulação). As sequências de símbolos reconstruídos são subsequentemente usadas para um refinamento das estimativas do canal.

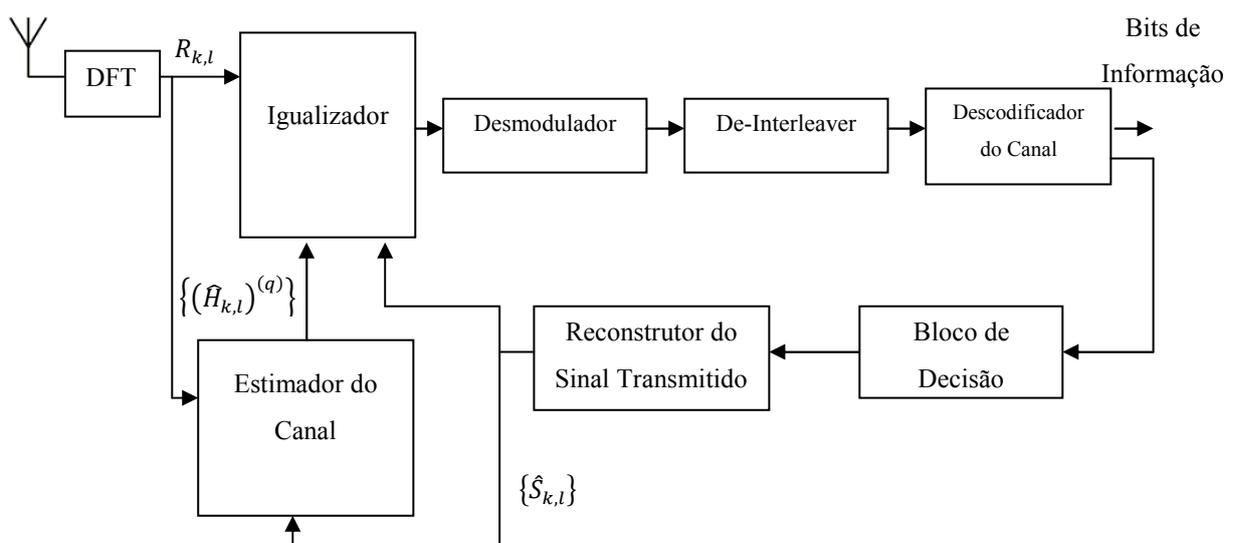


Figura 4.3 – Estrutura do receptor para a transmissão dos pilotos multiplexados com os dados (PSAM)

4.2.4. Estimação do Canal

De modo a poder obter as estimativas das respostas do canal na frequência o receptor aplica os seguintes passos em cada iteração:

- (1) A estimação do canal entre as antenas de transmissão e recepção para cada posição do símbolo piloto é calculada da seguinte forma:

$$\tilde{H}_{k,l} = \frac{(S_{k,l}^{Pilot})^*}{|S_{k,l}^{Pilot}|^2} R_{k,l} \quad (4.3)$$

Em que $S_{k,l}^{Pilot}$ corresponde ao símbolo piloto transmitido na subportadora k do bloco OFDM l . Alguns dos índices k e l poderão não corresponder a um símbolo piloto, uma vez que estes símbolos não serão alocados em todas as posições, porque se desperdiça largura de banda.

- (2) As estimações de canal para a mesma subportadora k mas em posições no domínio do tempo (índice l) que não transportam um símbolo piloto podem ser obtidas através de interpolação utilizando um filtro com resposta ao impulso finita (FIR) com dimensão W da seguinte forma:

$$\hat{H}_{k,l+t} = \sum_{j=-\lfloor(W-1)/2\rfloor}^{\lfloor W/2\rfloor} h_t^j H_{k,l+j\Delta N_T} \quad (4.4)$$

Em que t é o índice do bloco OFDM relativo ao último bloco que transportou um piloto (que é o bloco com índice l) e h_t^j são os coeficientes de interpolação do filtro de estimação que depende do algoritmo de estimação de canal implementado. Existem diversos algoritmos propostos na literatura como o filtro interpolador óptimo de Wiener [27] ou o interpolador passa-baixo sinc [48].

- (3) Após a primeira iteração as estimativas dos dados podem também ser usadas como pilotos para refinar a estimação de canal [20]. As estimativas do canal respectivo são representadas por:

$$(\hat{H}_{k,l})^{(q)} = \frac{R_{k,l}(\hat{S}_{k,l})^{(q-1)*}}{|\hat{S}_{k,l}^{(q-1)}|^2} \quad (4.5)$$

4.3. Método dos Pilotos Implícitos

De um modo geral, as estimações de canal são efectuadas com o auxílio de símbolos conhecidos que são multiplexados com os símbolos de dados, tanto no domínio da frequência como no domínio do tempo. Uma vez que a resposta ao impulso do canal (CIR) é muito longa por norma, a largura de banda necessária para efectuar a estimação do canal pode ser grande, nomeadamente em cenários em que se verificam variações rápidas. Esta situação apresenta como consequência uma redução do ritmo de bit útil, diminuindo por sua vez a eficiência espectral do sistema. Um método considerado promissor para resolver este problema realiza a estimação de canal utilizando pilotos implícitos, que são adicionados aos blocos de dados em vez de serem multiplexados com os mesmos [22]. Isto significa que se pode aumentar significativamente o número de pilotos a transmitir, mantendo a capacidade e eficiência espectral do sistema. Na verdade, até podemos ter um piloto para cada símbolo de dados.

No entanto, os níveis de interferência entre os símbolos de dados e os pilotos podem ser elevados. Isto significa que existe interferência nos símbolos de dados devido aos pilotos, causando degradação do desempenho e interferência na estimação de canal devido ao sinal de dados, provocando ruído que por vezes é irreduzível. Na figura 4.4 é apresentado um esquema para demonstrar como os pilotos implícitos são transmitidos.

De acordo com a estrutura apresentada, os pilotos são transmitidos com um espaçamento de ΔN_T símbolos no domínio do tempo e ΔN_F símbolos no domínio da frequência.

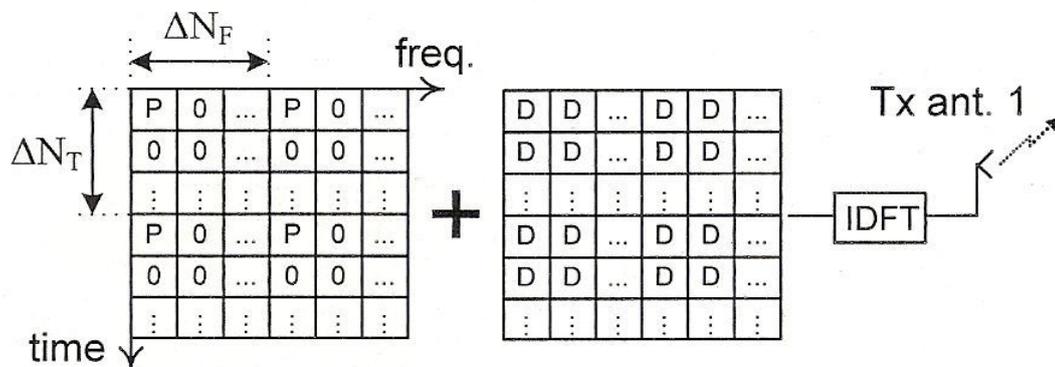


Figura 4.4 – Estrutura da trama para uma transmissão OFDM com PSAM (P – símbolo piloto, D – símbolo de dados, T_s – duração de símbolo).

4.3.1. Estrutura da Trama

O método alternativo de transmissão de pilotos estudada nesta dissertação corresponde à utilização de pilotos implícitos. A estrutura do emissor é basicamente a mesma usada na figura 4.1, apenas o bloco de inserção dos pilotos é que difere. A estrutura da trama e o processo de inserção dos pilotos são demonstrados na figura 4.4. De acordo com esta estrutura, os pilotos implícitos são transmitidos com um espaçamento de ΔN_T símbolos no domínio do tempo e ΔN_F símbolos no domínio da frequência.

As sequências de símbolos transmitidas são representadas por:

$$X_{k,l} = S_{k,l} + S_{k,l}^{Pilot} \quad (4.6)$$

em que $S_{k,l}^{Pilot}$ é o piloto implícito transmitido na subportadora k e no bloco OFDM l . As sequências resultantes são convertidas para o domínio do tempo utilizando o mesmo processo, $\{x_{i,l}, i = 0, 1, \dots, N - 1\} = IDFT\{X_{k,l}, k = 0, 1, \dots, N - 1\}$, antes de serem transmitidas. Os sinais OFDM transmitidos são do mesmo modo que em (4.1).

4.3.2. Estrutura do Receptor

A principal característica a ter em conta neste método de transmissão de pilotos é a interferência mútua que se verifica entre pilotos e dados. Por isso, importa reduzir este efeito no sistema e alcançar uma estimação de canal e detecção de dados de confiança. Para isso, é proposto a utilização de uma versão modificada do receptor apresentado na figura 4.3, cuja estrutura é exposta na figura 4.5. As principais diferenças comparativamente ao receptor anterior assentam na adição dos blocos “Remove Pilotos” e “Remove Dados”.

Assim, neste caso após a conversão para o domínio da frequência, a sequência de amostras recebida pode ser expressa por:

$$R_{k,l} = (S_{k,l} + S_{k,l}^{Pilot})H_{k,l} + N_{k,l} \quad (4.7)$$

Os símbolos piloto são removidos de seguida da sequência resultando

$$(Y_{k,l})^{(q)} = R_{k,l} - S_{k,l}^{Pilot}(\hat{H}_{k,l})^{(q)} \quad (4.8)$$

em que $(\hat{H}_{k,l})^{(q)}$ é a estimativa da resposta à frequência do canal e q é a iteração corrente.

As seqüências de amostras (4.8) entram no bloco Igualizador, o qual pode aplicar qualquer dos métodos de igualização apresentados anteriormente no capítulo 2.

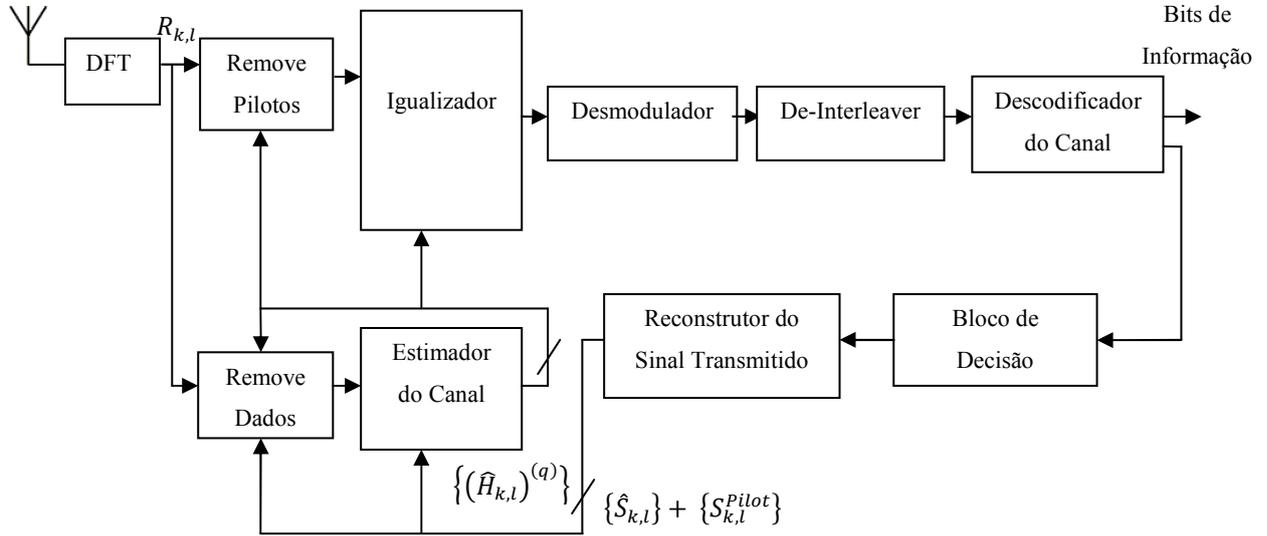


Figura 4.5 – Estrutura do receptor para a transmissão dos pilotos implícitos

4.3.3. Estimação do Canal

Neste caso, com a existência de pilotos implícitos, em cada iteração o receptor aplica os seguintes passos para obter as estimativas da resposta do canal na frequência:

- (1) As estimativas dos símbolos de dados são removidas dos pilotos usando

$$(\tilde{R}_{k,l})^{(q)} = R_{k,l} - (\hat{S}_{k,l})^{(q-1)} (\hat{H}_{k,l})^{(q-1)} \quad (4.9)$$

onde $(\hat{S}_{k,l})^{(q-1)}$ e $(\hat{H}_{k,l})^{(q-1)}$ são as estimações dos dados e resposta do canal da iteração anterior. Este passo pode ser aplicado apenas depois da primeira iteração. Na primeira iteração define-se $(\tilde{R}_{k,l})^{(1)} = \tilde{R}_{k,l}$.

- (2) As estimativas da resposta do canal na frequência são definidas usando uma média móvel com tamanho W do seguinte modo:

$$(\hat{H}_{k,l})^{(q)} = \frac{1}{W} \sum_{l'=-\lfloor W/2 \rfloor}^{l+\lfloor W/2 \rfloor-1} \frac{(\hat{R}_{k,l'})^{(q-1)}}{S_{k,l'}^{Pilot}} \quad (4.10)$$

- (3) Após a primeira iteração as estimações dos dados podem ser também utilizadas para proceder a um refinamento da estimação de canal.

5. SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Um sistema OFDM é modelado em MATLAB com o objectivo de simular transmissões codificadas/descodificadas utilizando o modelo de canal apresentado no capítulo 3. Pretende-se avaliar o desempenho do sistema perante diferentes ambientes e circunstâncias. De modo a avaliar e comparar o desempenho dos dois métodos descritos foi utilizado um simulador baseado no método de Monte Carlo implementado em Matlab. Assim, são utilizadas as duas técnicas de estimação de canal descritas anteriormente: PSAM e pilotos implícitos.

Neste capítulo vão ser expostas as condições do simulador que vai ser utilizado para simular o canal. Para além disso, foram executadas diversas simulações e os resultados obtidos vão ser apresentados e discutidos ao longo deste capítulo.

5.1. Condições de Simulação

De modo a poder estudar e comparar o desempenho dos métodos de estimação propostos, diversas simulações foram efectuadas para a modulação QPSK. Apesar deste estudo ser válido para qualquer sistema OFDM, as simulações foram realizadas utilizando os parâmetros da norma *Digital Video Broadcasting – Satellite services to Handhelds* (DVB-SH) [62] para uma largura de banda de 3 Ghz, que são apresentados na tabela 5.1. A resposta ao impulso do canal é baseado num ambiente urbano com um utilizador pedestre e num ambiente suburbano com um utilizador veicular [52]. Foi considerada uma velocidade de 30 km/h para a maioria dos casos. Os codificadores de canal são turbo códigos com uma taxa de 2/9 baseados em dois códigos convolucionais recursivos idênticos caracterizados por $G(D) = [1 \ (1+D^2+D^3)/(1+D+D^3)]$. Foi utilizado um interlaçador aleatório no interior dos codificadores dos turbo códigos. Na próxima secção serão apresentados os resultados em função de E_S/N_0 , em que E_S é a energia média de símbolo e N_0 corresponde à densidade espectral da potência do ruído.

Em relação à técnica de estimação de canal dos pilotos multiplexados com os dados (PSAM) o espaçamento utilizado foi $\Delta N_F = 7$ e $\Delta N_T = 0$. No caso dos pilotos implícitos são colocados pilotos em todas as posições, uma vez que não se consome largura de banda adicional.

Relativamente à potência dos pilotos vamos designá-la por β_P que é definida por $\beta_P = E \left[|S_{k,l}^{Pilot}|^2 \right] / E \left[|S_{k,l}|^2 \right]$, em que $E[\cdot]$ representa o valor esperado para todas as posições (k, l) que contêm símbolos piloto, no caso do numerador, e em todas as posições que contêm símbolos de dados no caso do denominador. Para o caso dos pilotos multiplexados com os dados β_P é sempre 2,5 dB.

Largura de Banda da transmissão	3 Ghz
Tamanho do prefixo cíclico (amostras)	72
Tamanho da FFT	512

Tabela 5.1 – Parâmetros de simulação para a largura de banda de 3 Ghz [62]

5.2. Resultados

As simulações realizadas mostram o desempenho das técnicas de estimação através da taxa de erro de bit (BER) e do erro quadrático médio (MSE). A taxa de erro de bit representa o número de erros de bits dividido pelo número total de bits transmitidos durante um intervalo de tempo estudado. O erro quadrático médio de um estimador é uma forma de quantificar a diferença entre um estimador e o verdadeiro valor do valor que está a ser estimado. Para as duas técnicas de estimação analisadas foram efectuadas simulações em dois ambientes: urbano e suburbano. No caso do PSAM verifica-se que em ambos os casos (figura 5.1 e 5.2) têm desempenhos idênticos (próximo das curvas de estimação perfeita), o que significa que é possível admitir um espaçamento maior entre pilotos e assim aumentar a eficiência da transmissão.

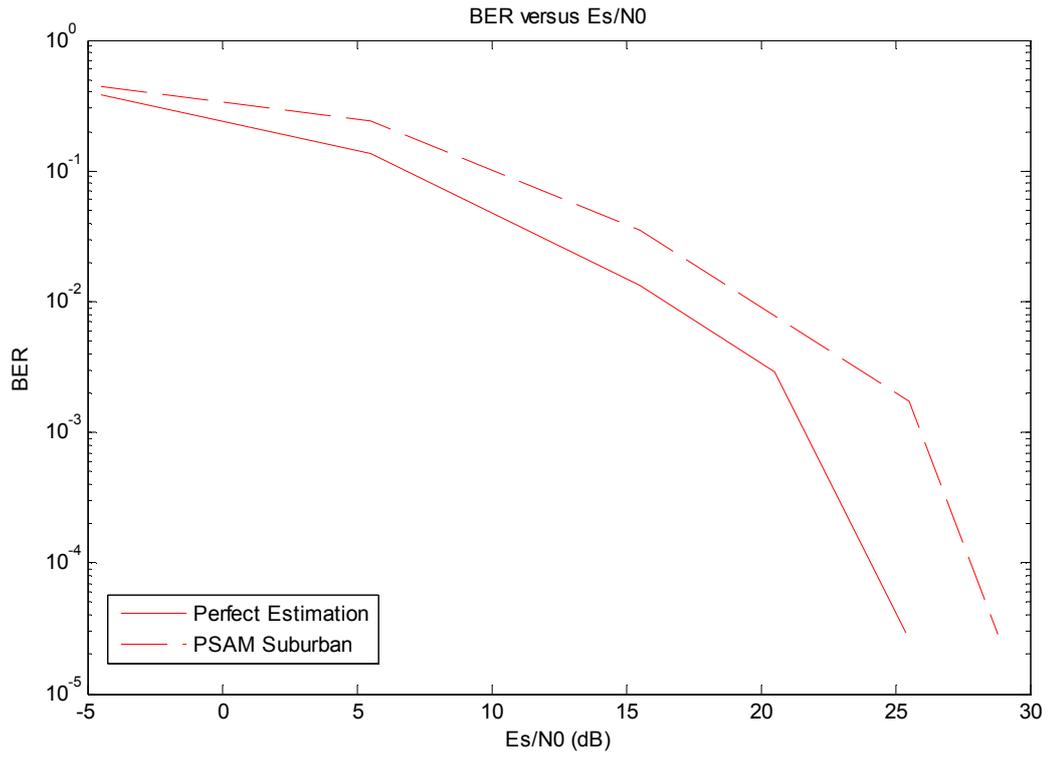


Figura 5.1 - Método dos pilotos PSAM num ambiente suburbano

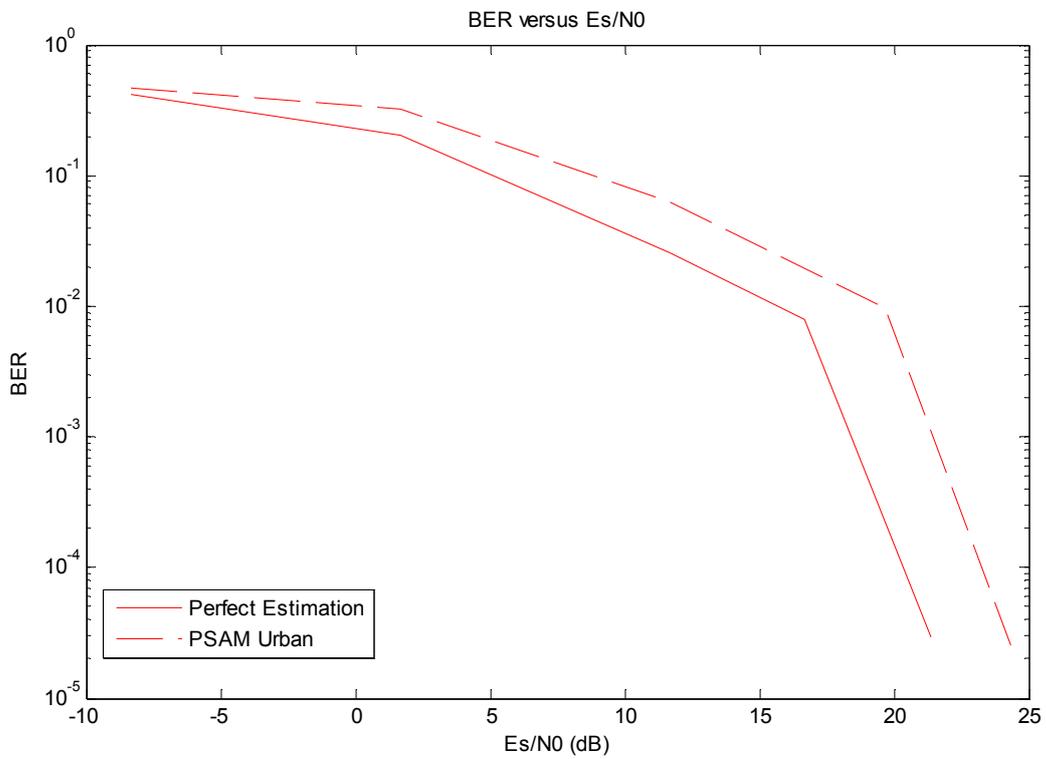


Figura 5.2 - Método dos pilotos PSAM num ambiente urbano

Na figura 5.3 é representado o MSE do método dos pilotos explícitos nos ambientes urbano e suburbano. É possível observar que no caso do PSAM o seu valor diminui com o aumento da relação sinal-ruído, como seria de esperar uma vez que o efeito do ruído no sinal transmitido é menor. Além disso, verifica-se que o desempenho no ambiente urbano é superior ao ambiente suburbano, uma vez que o MSE atinge valores mais baixos nesse cenário. Este acontecimento era previsível se tivermos em consideração a elevada densidade populacional e os imensos recursos humanos de uma área urbana em comparação com uma área suburbana, o que proporciona melhores resultados no ambiente suburbano.

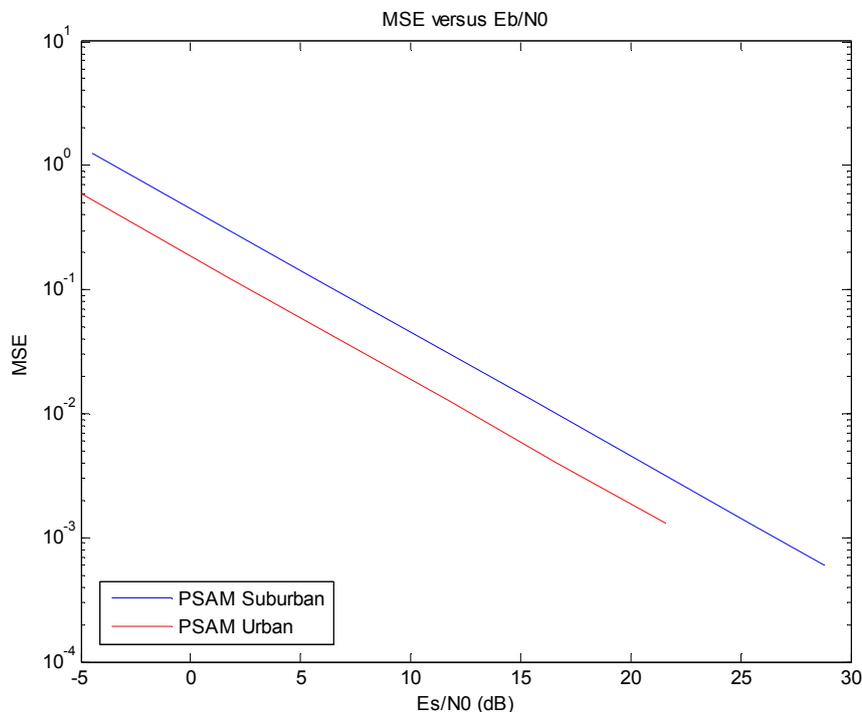


Figura 5.3 - Representação do MSE utilizando o método dos pilotos PSAM nos dois ambientes

No caso dos pilotos implícitos, começamos por analisar os resultados na situação com o tamanho da janela do canal (W) igual a 1 (figura 5.4 e 5.5). Relativamente aos resultados obtidos no gráfico do BER, a curva com potência $\beta_P = 9$ dB apresenta um desempenho próximo da curva de estimação perfeita. O mesmo não acontece para $\beta_P = 0$ dB, em que se verifica uma degradação do desempenho da estimação neste caso.

Relativamente ao gráfico do MSE pode observar-se que o melhor desempenho da estimação pertence à simulação com $\beta_P = 9$ dB, tal como se constatou nos resultados obtidos

a partir do BER. Porém, em ambas as situações verificam-se curvas a tender para um valor constante. Este facto deve-se à interferência mútua entre pilotos e dados que provoca esta degradação no seu desempenho.

Apesar de se obter resultados satisfatórios para $\beta_p = 9$ dB, devido à potência necessária para transmitir os pilotos esta situação não é viável, uma vez que teria de se utilizar grande parte da potência apenas para transmitir estes símbolos. A solução passa por aumentar o valor de W permitindo deste modo obter melhores resultados nas estimativas.

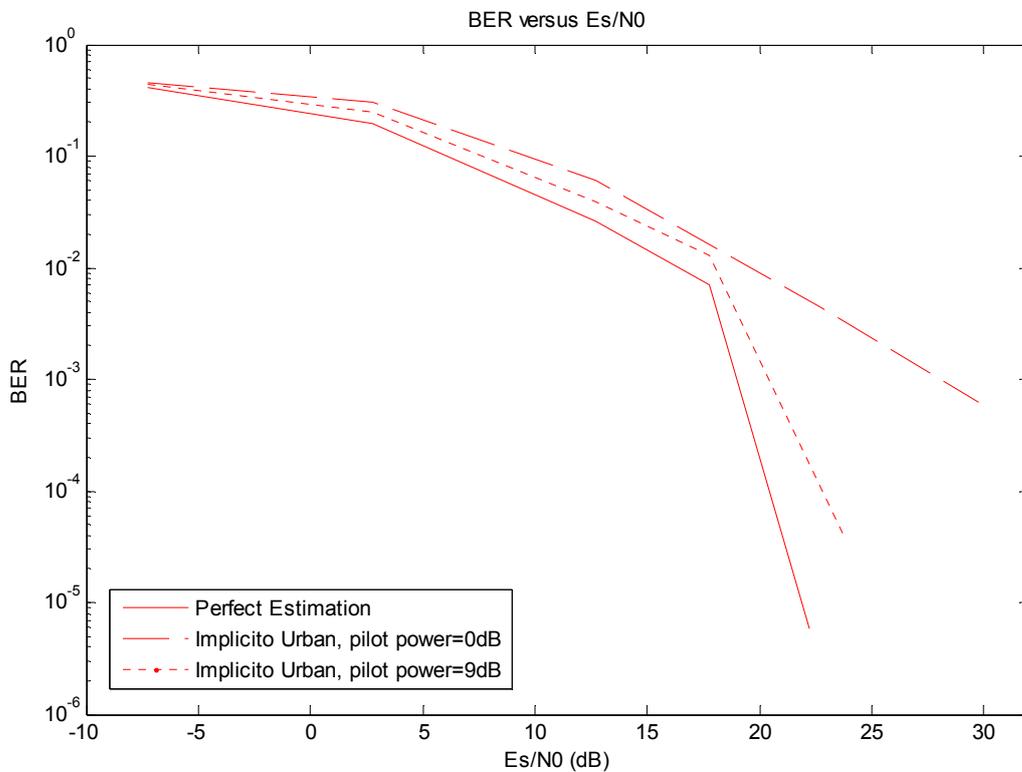


Figura 5.4 - Método dos pilotos implícitos num ambiente urbano para diferentes potências ($W = 1$)

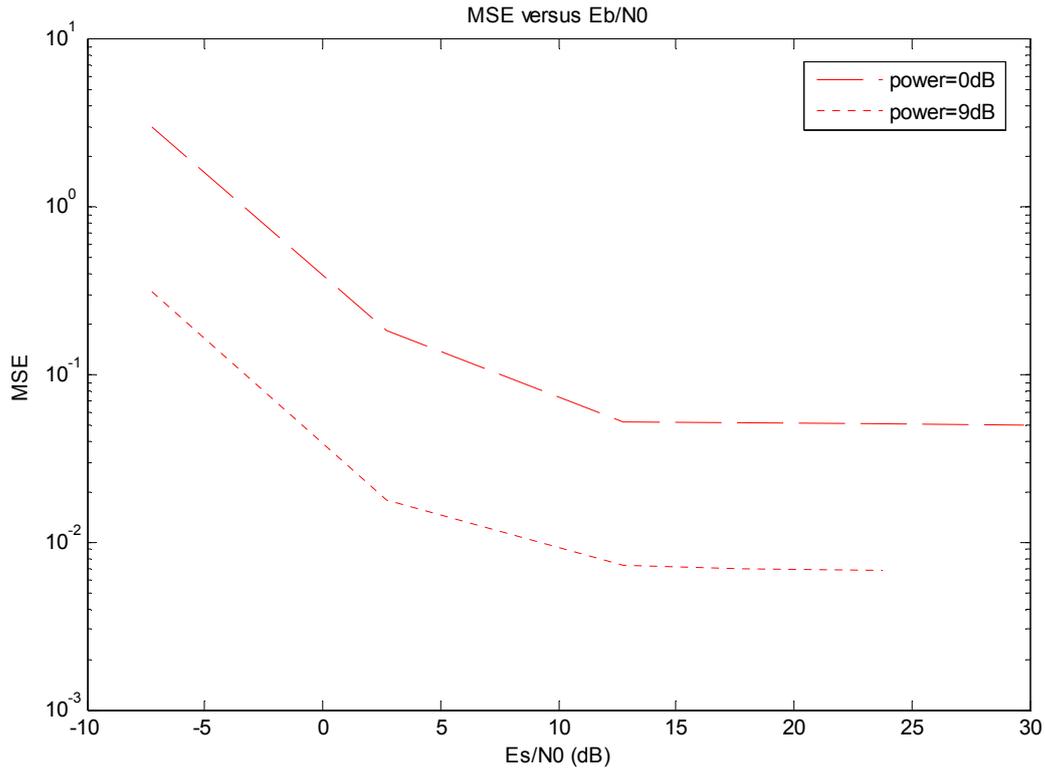


Figura 5.5 - Representação do MSE para o método dos pilotos implícitos num ambiente urbano para diferentes potências ($W = 1$)

Nas figuras 5.6 e 5.7 estão representados os resultados alusivos ao BER do método dos pilotos implícitos com $W = 10$ para os ambientes suburbano e urbano. Neste caso, nota-se perfeitamente a diferença dos resultados obtidos na figura 5.4. Obviamente, nota-se uma melhoria do desempenho nas curvas em que $\beta_P = -6$ dB. Tal como no caso dos pilotos explícitos, nos pilotos implícitos os melhores desempenhos são alcançados no ambiente suburbano.

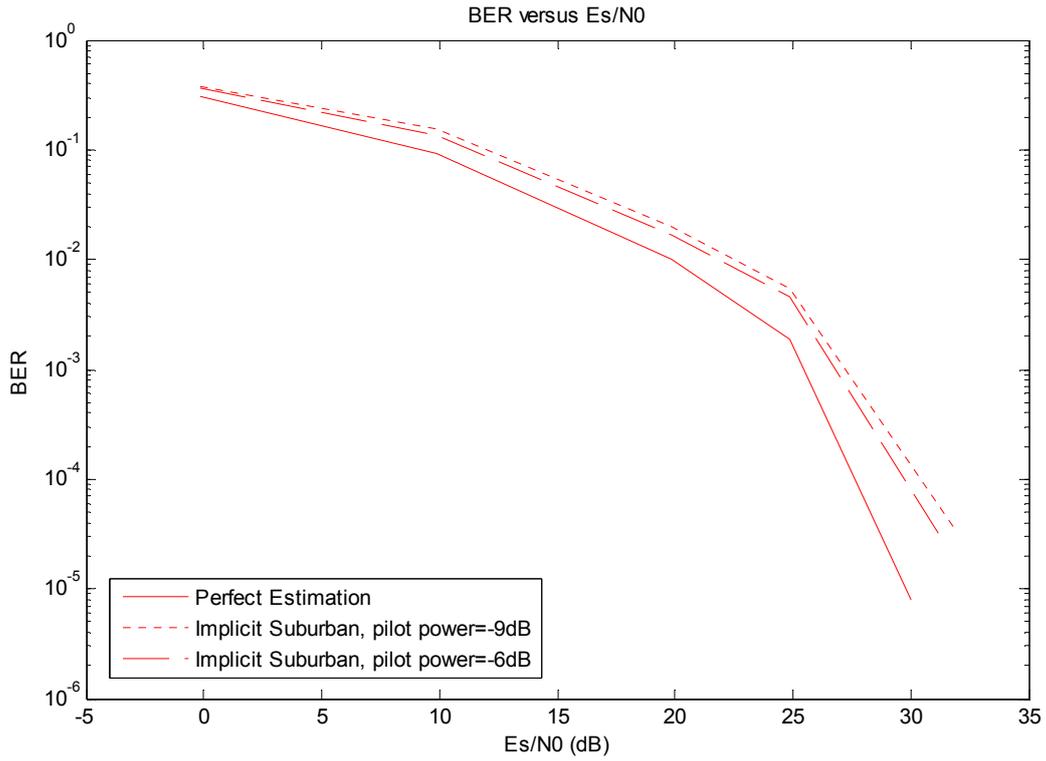


Figura 5.6 - Método dos pilotos implícitos num ambiente suburbano para diferentes potências ($W = 10$)

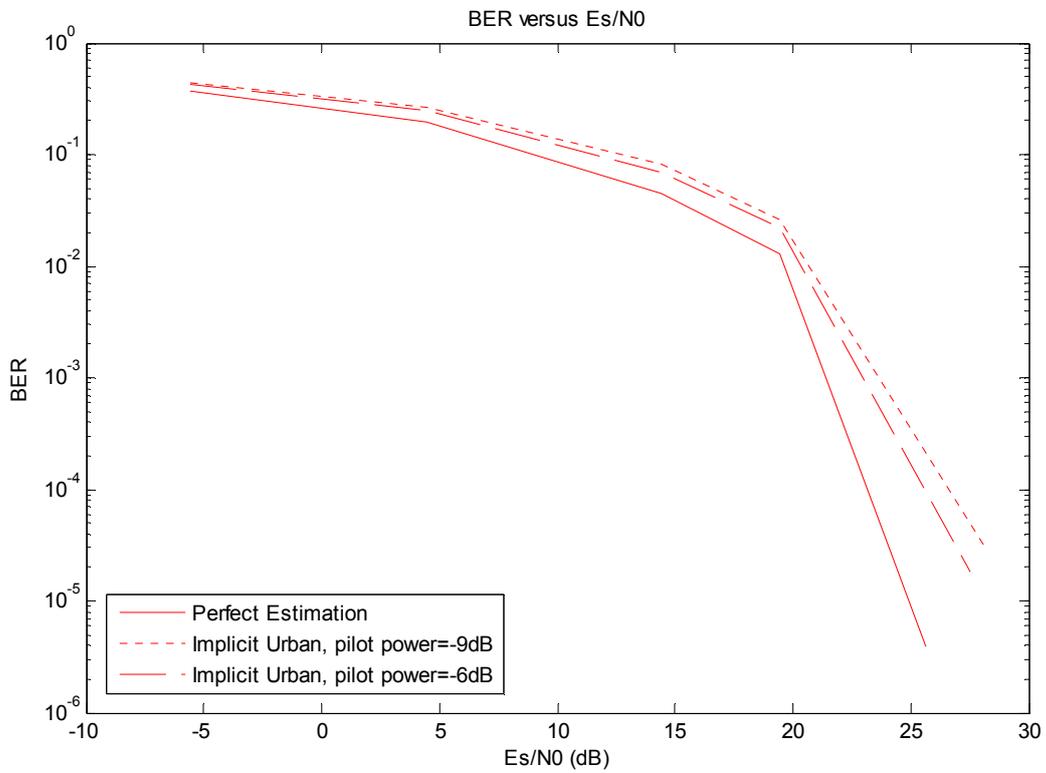


Figura 5.7 - Método dos pilotos implícitos num ambiente urbano para diferentes potências ($W = 10$)

Relativamente aos resultados obtidos pelos pilotos implícitos em termos de MSE, é possível analisar o seu comportamento nos dois ambientes através das figuras 5.8 e 5.9. Em ambos os ambientes são atingidos valores de MSE semelhantes, a única diferença é que no caso do ambiente suburbano consegue obter-se um melhor desempenho na relação sinal-ruído. Nota-se também uma melhoria de desempenho nas curvas de potência $\beta_P = -6$ dB em relação às de $\beta_P = -9$ dB, nos dois casos. As curvas da estimação dos pilotos implícitos tendem para valores constantes, como se pode observar nas figuras 5.8 e 5.9. Este acontecimento deve-se às interferências mútuas entre pilotos e dados que degradam o desempenho desta técnica de estimação, tal como já se concluiu em figuras anteriores.

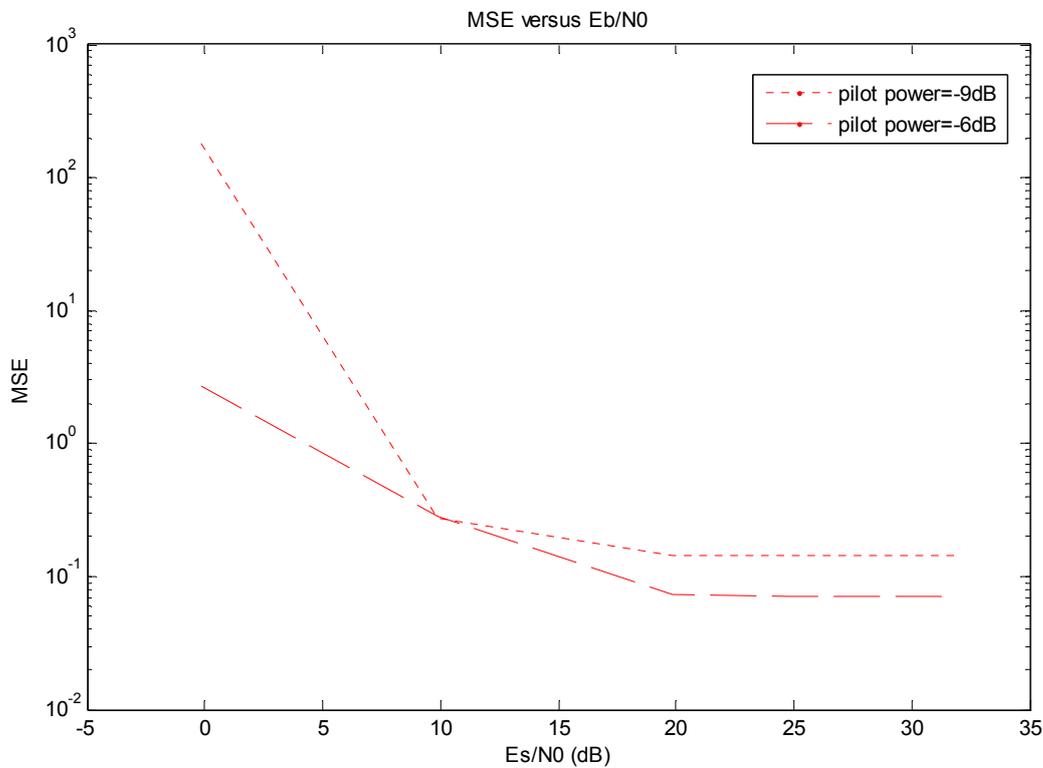


Figura 5.8 - Representação do MSE para o método dos pilotos implícitos num ambiente suburbano para diferentes potências ($W = 10$)

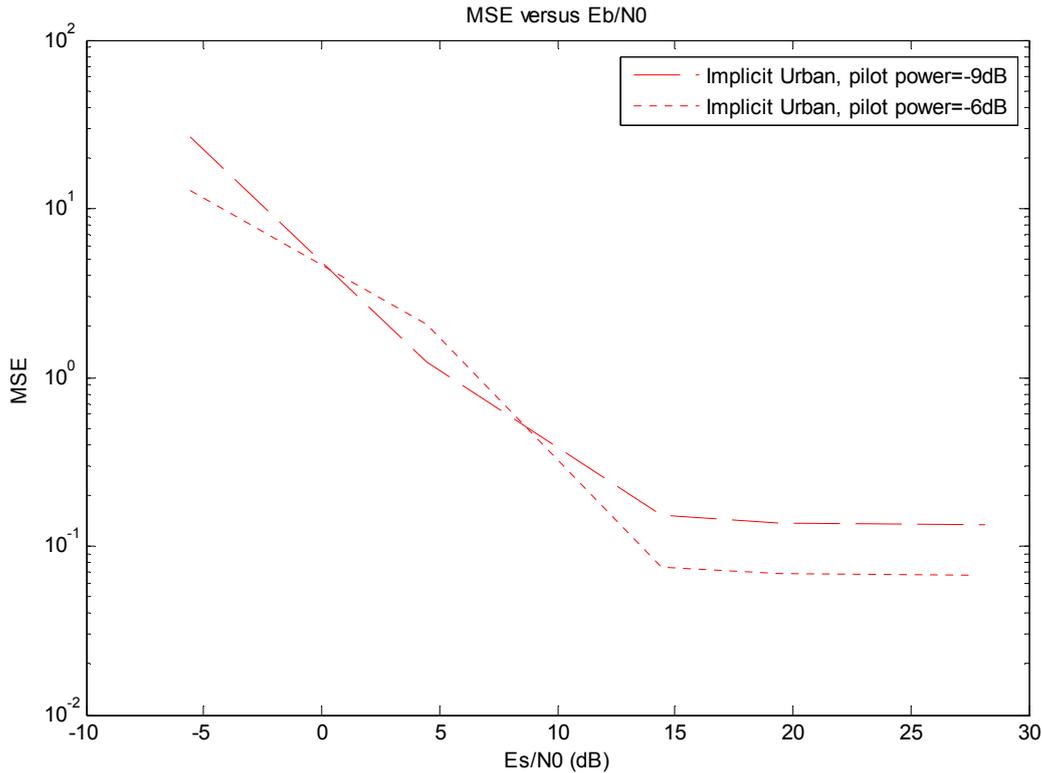


Figura 5.9 - Representação do MSE para o método dos pilotos implícitos num ambiente urbano para diferentes potências ($W = 10$)

De seguida, são apresentados os resultados do método dos pilotos explícitos com a utilização de códigos LDPC ao invés dos turbo códigos como aconteceu até aqui. O objectivo é comparar e analisar o desempenho deste método de estimação com a utilização dos dois códigos.

Quanto à figura 5.10, é apresentado o resultado da estimação em termos de BER num ambiente urbano. Comparativamente ao resultado obtido para a mesma situação com a utilização de turbo código pode-se concluir que é obtida uma melhor relação sinal-ruído neste caso. Relativamente à figura 5.11, obtêm-se as mesmas conclusões, sendo que neste caso a relação sinal-ruído conseguida é ligeiramente superior. Nas duas situações a curva de estimação do canal tem um desempenho idêntico, isto é, próximo da curva de estimação perfeita do canal.

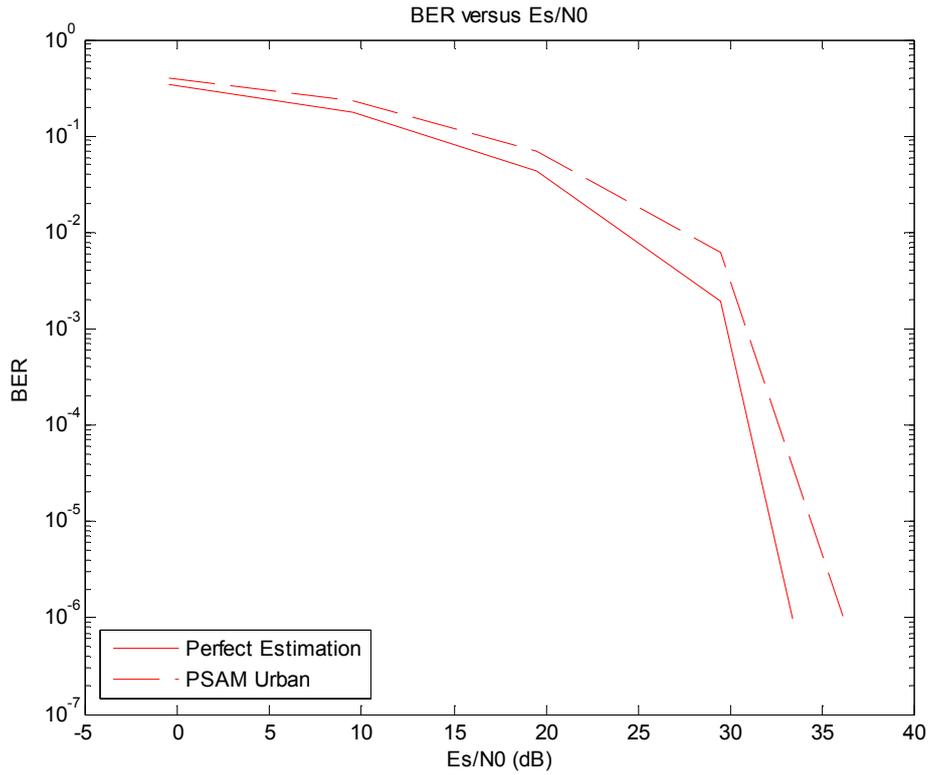


Figura 5.10 - Método dos pilotos PSAM num ambiente urbano utilizando códigos LDPC

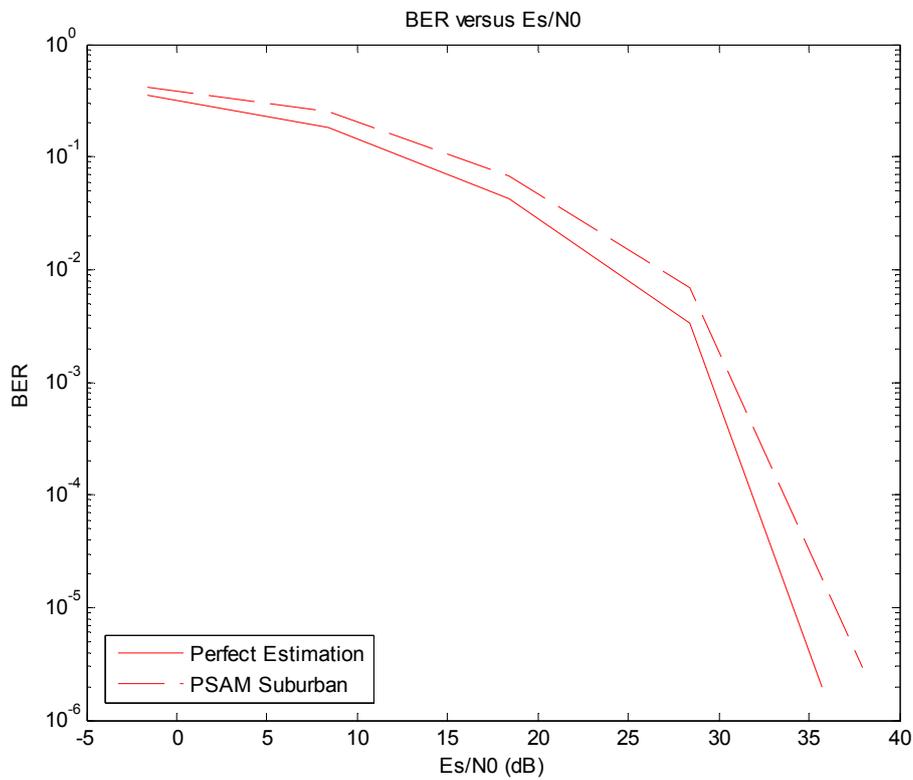


Figura 5.11 - Método dos pilotos PSAM num ambiente suburbano utilizando códigos LDPC

Passando agora à análise do método dos pilotos explícitos em termos de MSE com a utilização de códigos LDPC, pode-se concluir que os resultados obtidos demonstram que o desempenho da estimação atinge valores muito próximos da estimação perfeita em ambas as situações (ambiente urbano e suburbano). Comparativamente aos resultados obtidos nos turbo códigos (figura 5.3) verifica-se o melhor desempenho obtido por parte dos códigos LDPC.

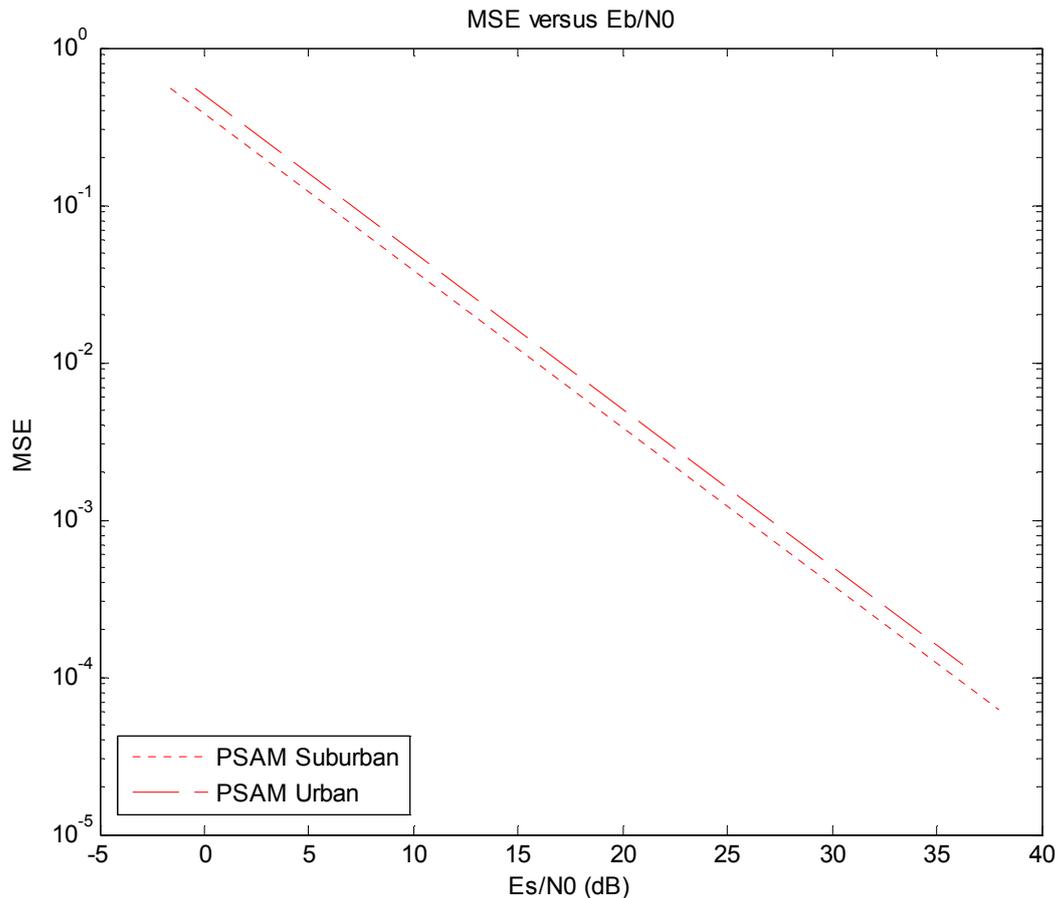


Figura 5.12 - Representação do MSE para o método dos pilotos explícitos nos ambientes urbano e suburbano utilizando códigos LDPC

Por último, foi efectuada uma pequena análise relativamente ao espaçamento entre pilotos, recorrendo ao método dos pilotos explícitos, uma vez que os pilotos implícitos não consomem largura de banda adicional. Verificou-se apenas a possível variação do espaçamento entre pilotos no domínio do tempo numa posição ($\Delta N_T = 1$) e os resultados obtidos demonstram que existe uma degradação do desempenho alcançado nos dois ambientes estudados. Apesar de se ter concluído que é possível aumentar o espaçamento entre pilotos, é preciso ter em

consideração de que forma essa alteração é feita de modo a não comprometer o desempenho do sistema de estimação do canal.

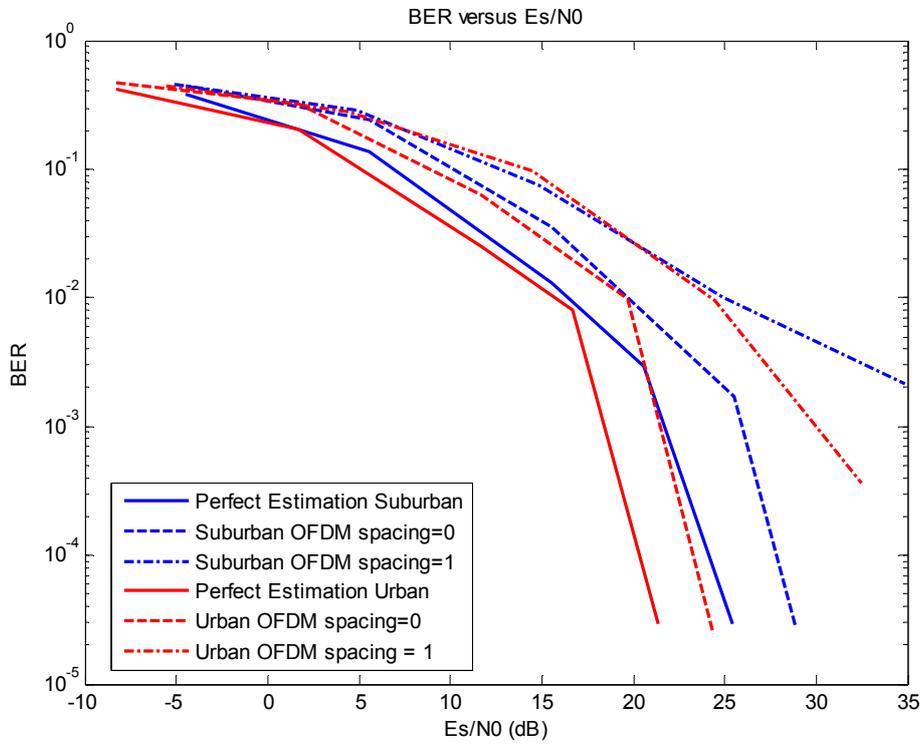


Figura 5.13 – Método dos pilotos explícitos para diferentes espaçamentos entre pilotos ($\Delta N_F = 7, \Delta N_T = 0$ and $\Delta N_F = 7, \Delta N_T = 1$) nos ambientes urbano e suburbano

6. TRABALHO FUTURO E CONCLUSÃO

6.1. Conclusões

As comunicações por satélites são consideradas cruciais para se conseguir uma conectividade global pois só através destas se conseguirá garantir elevados ritmos de transmissão para utilizadores em áreas remotas onde não é viável a implantação de infra-estruturas de comunicações terrestres. No entanto, a utilização de uma componente satélite num sistema de comunicações introduz algumas dificuldades técnicas ao nível da ligação. Uma destas está relacionada com a elevada velocidade típica nos satélites de órbita baixa que além do efeito de *Doppler* introduzido podem resultar em canais de propagação sujeitos a desvanecimento com variação muito rápida.

Nesta dissertação, foi desenvolvido um estudo em torno da estimação de canal em comunicações por satélite, em que foram investigados e comparados diferentes métodos para estimar o canal de forma precisa para comunicações por satélite, via simulações em ambiente Matlab. Nesse sentido, foi necessário analisar o tipo de canal em questão, as suas características e aspectos a ter em consideração. Para isso, foi utilizado um modelo de canal desenvolvido pelo Centro Aeroespacial Alemão (DLR) que simula a transmissão de um sinal via satélite até ao receptor em diversos ambientes, que foi descrito no capítulo 3. A partir deste modelo e após ter sido implementado no simulador deu-se início ao estudo e implementação de técnicas de estimação robustas. Foram utilizadas duas técnicas que realizam a estimação de canal através de símbolos conhecidos que são enviados com os dados durante a sua transmissão. A primeira técnica designa-se por pilotos convencionais (PSAM) e caracteriza-se pela estimação de canal obtida com o auxílio de símbolos piloto que são enviados e multiplexados com os dados. O outro método alternativo utiliza uma sequência de pilotos que é somada à sequência de dados e transmitida em simultâneo e é designado por método dos pilotos implícitos. Nesta dissertação, verificou-se que de um modo geral as duas técnicas de estimação de canal têm desempenhos idênticos, demonstrando-se assim que ambas são opções interessantes a adoptar neste tipo de transmissões. A partir dos resultados das simulações é possível concluir que em ambientes suburbanos com um utilizador veicular

são obtidos valores superiores, na ordem dos 5 dB, relativamente aos ambientes urbanos. Este acontecimento era previsível se tivermos em consideração a elevada densidade populacional e os imensos recursos humanos de uma área urbana em comparação com uma área suburbana, o que proporciona melhores resultados no ambiente suburbano. Através da análise dos resultados obtidos do MSE verifica-se que a técnica dos pilotos convencionais alcança melhores resultados, sendo o valor de MSE menor à medida que a relação sinal-ruído (E_s/N_0) aumenta. O mesmo não acontece no caso dos pilotos implícitos, em que o MSE atinge um valor constante quando a relação sinal-ruído aumenta para valores acima dos 15 dB. Tal facto ocorre devido à interferência nos símbolos de dados devido aos pilotos e vice-versa, causando interferência na estimação de canal, provocando ruído. Apesar deste acontecimento, isso não significa que a estimação de canal seja pior relativamente ao método dos pilotos convencionais, como se pode observar através dos resultados do BER. Aliás, apesar das interferências causadas pela adição dos pilotos à sequência de dados esta técnica tem a vantagem de manter a capacidade e eficiência espectral do sistema.

Relativamente ao método dos pilotos convencionais foi analisado o seu desempenho utilizando dois tipos de códigos: turbo códigos e LDPC. O objectivo foi identificar qual dos códigos proporciona um melhor desempenho a esta técnica. A partir dos resultados obtidos é possível verificar que com a utilização de códigos LDPC o desempenho da estimação de canal é superior, uma vez que consegue atingir valores mais próximos da curva de estimação perfeita.

6.2. Trabalho Futuro

Existem algumas sugestões quanto a trabalhos futuros. A possibilidade de ampliar o trabalho desenvolvido através do estudo do efeito da velocidade na estimação de canal, dos códigos LDPC no método dos pilotos implícitos, dos espaçamentos entre pilotos de forma mais exaustiva e conclusiva. Além disso, a extensão do modelo de canal LMS para MIMO com vários satélites a transmitir ou com um satélite a transmitir em polarizações ortogonais.

Este trabalho pode-se também estender realizando a aplicação dos canais a transmissões satélite baseadas em *single carrier* (portadora simples) com prefixo cíclico e avaliação dos métodos de estimação de canal aqui estudados.

Bibliografia

- [1] T. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*. IEEE Press, Prentice Hall, 1996.
- [2] J. M. Pereira, "Balancing Public and Private in Fourth Generation, " The 12th IEEE International Symposium, Indoor and Mobile radio Communications, vol. 12, pp. 125–132, September/October 2001
- [3] A. Bria, F. Gessler, O. Queseth, R. Stridh, M. Unbehaun, J. Wuand J. Zander, "Fourth Generation Wireless Infrastructure: Scenarios and Research Challenges," *IEEE Personal Communications*, vol. 8, pp. 25–31, December 2001.
- [4] P. Mahonen and G. C. Polyzos, "European Reasearch and Development on Fourth-Generation Mobile and Wireless IP Networks [Guest Editorial]," *IEEE Personal Communications*, vol. 8, pp. 6–7, December 2001.
- [5] Richard Van Nee and Ramjee Prasad, *OFDM For Wireless Multimedia Communications*. Artech House Publishers, Massachusetts, 2000
- [6] J. Proakis, *Digital Communications*. Prentice-Hall, 3rd ed., 1995.
- [7] Jan-Jaap van de Beek, Ove Edfors, Magnus Sandell, Sarach Kate Wilson and Per Ola Borjesson, "On Channel Estimation in OFDM Systems," *Proc. IEEE 45th Vehicular Technology Conf.* Chicago, IL, pp. 815–819, July 1995.
- [8] Fredrik Tufvesson and Torleiv Maseng, "Pilot Assisted Channel Estimation for OFDM in Mobile Cellular Systems," *Proceedings of IEEE Vehicular Tech. Conference, Phoenix USA*, pp. 1639–1643, May 1997.
- [9] R. Chang, "Synthesis of band limited Orthogonal Signals for multichannel data transmission," *BSTJ*, vol. 46, pp. 1775–1796, December 1966.
- [10] S.B. Weinstein, and P.M. Ebert [1971], "Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform," *IEEE Transactions on Communications*, 19, 5, pp. 628-634.
- [11] J. Torrance and L. Hanzo, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An idea whose time has come," *IEEE Commun. magazine*, pp. 5–14, May 1990
- [12] M. Okada, S. Hara and N. Morinaga, "Bit Error Performances of Orthogonal Multicarrier modulation radio transmission schemes," *IEICETrans.Commun.*, vol. E76-B, pp. 113–119, Feb. 1993.
- [13] P. A. Bello, "Selective Fading limitations of the KATHRYN modem and some system design considerations," *IEEE Trans. on Communication Tech.*, vol. COM-13, pp. 320–333, 1965.
- [14] M. Zimmerman and A. Kirsch, "The AN/GSC-10/KATHRYN/ variable rate data modem for HF radio," *IEEE Trans. Commun. Tech.*, vol. CCM-15, pp. 197–205, April 1967.
- [15] R. Chang and Gibby, "A theoretical study of performance of an Orthogonal Multiplexing data transmissions cheme," *IEEE Trans. Commun. Tech.*, vol. COM-16, pp. 529–540, August 1968
- [16] B. Hirosaki, "Ananalysis of automatic equalizers for Orthogonally multiplexed QAM systems," *IEEE Trans. Commun. Tech.*, vol. COM-28, pp. 73–83, January 1980.
- [17] A. Peled, and A. Ruiz [1980], "Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'80)*, pp. 964-967, April 1980.

- [18] L. Cimini, "Analysis and Simulation of a digital mobile channel using OFDM," IEEE Trans. on Commun., vol. 33, pp. 665–675, July 1985
- [19] I. Kalet, "The Multitone Channel," IEEE Trans. on Commun., vol. 37, pp. 119–124, Feb. 1989.
- [20] K. Fazel and G. Fettwis, "Performance of an Efficient Parallel Data Transmission System," IEEE Trans. Commun. Tech., pp. 805–813, December 1967.
- [21] F. Chin, B. Farhang-Boroujeny, and C. K. Ho, "Added pilot semi-blind channel estimation scheme for OFDM in fading channels," in Proc. IEEE Globecom'01, vol. 5, San Antonio, TX, Nov. 25–29, 2001, pp. 3075–3079.
- [22] A. Orozco-Lugo, M. Lara and D. McLernon, "Channel Estimation Using Implicit Training", IEEE Trans. on Signal Processing , Vol. 52, No. 1, Jan. 2004.
- [23] H. Meyr, M. Moeneclaey and S. A. Fechtel, Digital Communication Receivers. John Wiley and Sons, 1998
- [24] Y. Li, N. Seshadri and S. Ariyavisitakul, "Channel Estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," IEEE J. Select. Areas Commun., pp. 461–470, March 1999.
- [25] M. L. Moher and J. H. Lodge, "TCMP – a modulation and coding strategy for Rician fading channels," IEEE Trans. Commun. Tech., pp. 805–813, December 1967
- [26] A. Aghamohammadi, H. Meyr and G. Ascheid, "A new method for phase synchronization and automatic gain control of linearly modulated signals on frequency flat fading channels," IEEE Trans. Commun. Tech., pp. 25–29, January 1991.
- [27] J. K. Cavers, "An analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels", IEEE Trans. on Veh. Tech, vol. 40, no. 4, pp. 686-693, Nov. 1991.
- [28] P. Hoeher, S. Kaiser and P. Robertson, "Two dimensional pilot symbol aided channel estimation by Wiener Filtering," Proceedings of 1997 IEEE Int. Conf. on Acoustics and Signal Processing, vol. 3, pp. 1845–1848, 1997
- [29] F. Said and A. H. Aghvami, "Linear Two Dimensional pilot assisted channel estimation for OFDM systems," 6th IEEE Conference on Telecommunications, pp. 32–36, 1998
- [30] Jae Kyoung Moon and Song In Choi, "Performance of channel estimation methods for OFDM systems in multipath fading channels," IEEE Trans. on Commun. Electronics, vol. 46, pp. 161–170, Feb. 2000
- [31] E. Bejjani and J. C. Belfiore, "Multicarrier Coherent communications for the underwater acoustic channel," Proc. Oceans, FL, USA, vol. 3, pp. 1125–1130, 1996.
- [32] T. Holden and K. Feher, "A Spread Spectrum based technique for synchronization of digital mobile communication systems," IEEE Trans. on Commun., pp. 185–194, Sept. 1990
- [33] Fredrik Tufvesson and Peter Hoeher, "Channel Estimation using Superimposed Pilot Sequences," IEEE Trans. on Commun., March 2000
- [34] T. K. Moon, "The Expectation Maximization Algorithm," IEEE Signal Processing Magazine, vol. 13, pp. 47–60, Nov. 1996.
- [35] Xiaoqiang Ma, Hisashi Kobayashi and Stuart C. Schwartz, "An EM Based Estimation of OFDM Signals," IEEE Trans. on Commun., 2002
- [36] O. Edfors, M. Sandell, J. J. Van de Beek, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "Analysis of DFT-based channel estimators for OFDM," Vehicular Tech. Conf., July 1995.

- [37] Sinem Coleri, Mustafa Ergen, Anuj Puri and Ahmad Bahai, "Channel Estimation Techniques based on Pilot Arrangement in OFDM systems," IEEE Transactions on Broadcasting, September 2002.
- [38] O. Edfors, M. Sandell, J. J. Van de Beek, S. K. Wilson and P. O. Borjesson, "OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition," IEEE Trans. on Commun., vol. 46(7), pp. 931–939, July 1998
- [39] P. Hoeher, "TCM on frequency selective land mobile fading channels," Proceedings of Tirrenia Int. Workshop Commun., Tirrenia, Italy, September 1991.
- [40] Xiaowen Wang, K. J. Ray Liu, "OFDM Channel Estimation based on time frequency polynomial model of fading multipath channels," IEEE Trans. on Commun., 2001.
- [41] M. Julia Fernandez-Getino Garcia, Ove Edfors and Jose M. Paez-Borrillo, "Frequency offset correction for coherent OFDM in mobile cellular systems," Procc. of IEEE, 2001
- [42] Meng-Han Hieh and Che-Ho Wei, "Channel Estimation for OFDM Systems based on COMB-Type Pilot arrangement in frequency selective fading channels," IEEE Trans. on Commun., 1998.
- [43] J. Torrance and L. Hanzo, "Comparative study of pilot symbol assisted modem systems," Proceedings of IEEE Conf. on Radio Receivers and Associated Systems, Bath UK, pp. 36–41, September 1995
- [44] M. Beach, "Propagation and System Aspects," University of Bristol, April 1994.
- [45] P. Tipler, Physics for Scientists and Engineers. Worth Publishers, 3rd ed., 1991.
- [46] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, Discrete time Signal Processing, Prentice-Hall, 1989.
- [47] Bing-Leung Patrick Cheung, *Simulation of Adaptive Array Algorithms for OFDM and Adaptive Vector OFDM Systems*. PhD thesis, Blacksburg, Virginia, September 2002.
- [48] Y.-S. Kim, C.-J. Kim, G.-Y. Jeong, Y.-J. Bang, H.-K. Park and S. S. Choi, "New Rayleigh fading channel estimator based on PSAM channel sounding technique", in Proc. IEEE International Conf. on Comm., pp. 1518-1520, Montreal, Canada, June 1997.
- [49] Schweikert R., Wörz T.: "Signal design and transmission performance study for GNSS-2", Tech. note on digital channel model for data transmission, ESA, 1998.
- [50] B. Vucetic, J. Du, "Channel Modelling and Simulation in Satellite Mobile Communication Systems", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 10(8), October 1992; 1209–1218.
- [51] COST 207 WG1, "Proposal on channel transfer functions to be used in GSM tests 1986", Technical report, CEPT Paris, 1986.
- [52] Steingass A., Lehner A.: "Measuring the navigation multipath channel a statistical analysis", ION GPS 2004 Conference Long Beach, California USA, September 2004.
- [53] Orfanidis J. S. : "Electromagnetic Waves and Antennas", Internet www.ece.rutgers.edu/orfanidi/ewa, Rutgers University, June 2004.
- [54] Lehner, A., Steingass, A.: "A novel channel model for land mobile satellite navigation", *Institute of Navigation Conference ION GNSS 2005*, Long Beach, USA, September 13-16, 2005
- [55] Yvo L. C. de Jong and Matti H. A. J. Herben: "A tree-scattering model for improved propagation prediction in urban microcells", IEEE Transactions on Vehicular Technology, pages 503–513, March 2004.
- [56] Steingass A., Lehner A.: "Measuring Galileo's multipath channel", Global Navigation Satellite Systems Conference (GNSS2003), Graz, Austria, 2003.

- [57] Esbri-Rodriguez O., Konovaltsev A. and Hornbostel A.: "Modeling of the GNSS directional radio channel in urban areas based on synthetic environments", Proceedings of ION NTM, Jan. 2004.
- [58] Jakes W. C.: "Microwave Mobile Communications", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1974.
- [59] P. Hoher, S. Kaiser, and P. Robertson, "Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation in Time and Frequency", IEEE Communication Theory Mini-Conference (CTMC), IEEE GLOBECOM'97, pp. 90-96, 1997.
- [60] B. Farhang-Boroujeny, "Pilot-based channel identification: A proposal for semi-blind identification of communication channels", *Electronic Letters*, vol. 31, no. 13, pp. 1044-1046, June, 1995.
- [61] C. G. Ginnther, J. E. Padgett and T. Hattori, "Overview of wireless communications," IEEE Communication Magazine, vol. 33, pp. 28-41, 1995.
- [62] "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, channel coding and modulation for satellite services to handheld devices (SH) below 3 Ghz", Março 2008, ETSI, European Telecommunication Standard ETS 302 583.