

1 Introdução

1.1 Breve Histórico do OFDM

O esquema OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) é um esquema de transmissão de sinais por multiplexação em frequência que data do final da década de sessenta, e pode ser visto como uma evolução natural do esquema FDM (Frequency Division Multiplexing).

A transmissão dos sinais de comunicação pode ser dividida em dois paradigmas: transmissão por meio de portadora única (ou *Single Carrier Modulation–SCM*) ou transmissão por meio de múltiplas portadoras (ou *Multicarrier Modulation–MCM*). No caso de transmissão por portadora única, os símbolos que compõem os sinais de dados modulam uma única portadora, e são transmitidos serialmente a cada intervalo de sinalização. Já para o caso de transmissão por múltiplas portadoras, os sinais de dados são divididos em blocos de N símbolos ao longo do tempo, sendo que cada símbolo modula uma dentre N portadoras. Os N símbolos do bloco são portanto transmitidos de forma paralela (i.e. simultaneamente) a cada intervalo de sinalização, dividindo assim o espectro de frequências em vários subcanais estreitos. Todavia, a duração de um símbolo transmitido por meio de MCM é N vezes maior do que a duração de um símbolo transmitido usando SCM, de forma que a taxa de transmissão permanece inalterada. Daí decorre que, idealmente, sistemas MCM experimentam Interferência entre Símbolos (IES, ou *ISI–Inter Symbol Interference*) menos severa do que sistemas SCM, e portanto na recepção podem ser empregados equalizadores mais curtos e assim menos complexos. Esta parece ter sido a principal motivação para pesquisa e emprego de sistemas MCM à época dos seus estágios iniciais de desenvolvimento. Mas os sistemas MCM não trouxeram somente os benefícios de uma equalização mais simples.

Os primeiros sistemas MCM conseguiam a separação dos subcanais às custas de filtros com faixa de transição muito abrupta de modo a separar completamente os sinais no domínio da frequência, e com o emprego de faixas de guarda entre os subcanais. O arranjo de filtros era custoso e a faixa de guarda acarretava uma baixa eficiência espectral do sistema.

Destas dificuldades, e da constatação de que subportadoras ortogonais e superposição em frequência não são eventos mutuamente exclusivos, surgiram os precursores do OFDM moderno [1, 2, 3, 4], que apresentavam eficiência espectral muito mais elevada que a de seus antecessores. De fato, se o espaçamento Δf entre as portadoras for tal que $\Delta f = \frac{1}{T}$, onde T é a duração do símbolo transmitido em um subcanal, então apesar dos canais não serem disjuntos no domínio da frequência, ainda assim eles podem ser separados na recepção. Porém, como a implementação do banco de moduladores no transmissor e demoduladores no receptor era feita de forma analógica, a condição de ortogonalidade era difícil de ser conseguida na prática.

Por conta das dificuldades práticas de implementação, apenas algumas poucas aplicações [3, 5], em sua maioria militares, adotaram esta técnica no passado. A situação começou a mudar [6, 7] depois da publicação de [8], onde mostra-se que sinais OFDM podem ser gerados digitalmente a partir da transformada discreta de Fourier. Mais especificamente, o banco de moduladores pode ser implementado de forma eficiente no domínio digital por meio da transformada inversa discreta de Fourier, e o banco de demoduladores coerentes pode ser implementado por uma transformada direta discreta de Fourier.

Com o advento de processadores especializados em calcular a agora corrente transformada discreta de Fourier (e sua inversa), a técnica OFDM vem ganhando cada vez mais destaque desde o início da década de noventa e vem sendo empregada com sucesso em vários tipos de aplicações diferentes como por exemplo: em redes de acesso fixas ADSL [9] (ex: padrão G.DMT [10]), nos sistemas de transmissão de áudio digital (ex: padrão DAB [11]) e televisão digital [12] (ex: padrões DVB-T [13], ISDB-T), e em redes locais sem fio [14] (ex: padrão IEEE802.11a/g [15, 16]). O OFDM também é um dos alicerces de técnicas de múltiplo acesso recentemente propostas [17, 18], como o OFDMA [19], o MC-DS-CDMA [20] e o MC-CDMA [21].

1.2

Motivação e Objetivo

Uma vez que o OFDM efetua a transmissão paralela de dados em subportadoras ortogonais estreitas, seu emprego vem se mostrando bastante promissor no que diz respeito à transmissão de sinais em canais seletivos em frequência, dada sua robustez frente a canais com múltiplos percursos. A idéia básica do OFDM é: converter um canal seletivo em frequência em vários canais planos paralelos (um canal plano para cada portadora). Para que este efeito seja obtido, é necessária a inserção de um intervalo de guarda com estrutura bem definida e de comprimento maior ou igual ao comprimento do canal de comunicação. Os sistemas OFDM podem ser

classificados quanto à estrutura do intervalo de guarda adotado. Existem pelo menos dois tipos de OFDM: a saber o OFDM-CP (OFDM *with Cyclic Prefixing*) e o OFDM-ZP (OFDM *with Zero Padding*).

No caso do OFDM-CP, o intervalo de guarda, inserido no início de cada símbolo OFDM, é na verdade um prefixo cíclico, e tem dupla finalidade: garantir a ausência de interferência entre símbolos OFDM (ou interferência entre blocos; *Inter Block Interference* – IBI) e permitir a recuperação dos símbolos de dados por meio de um processamento simples conhecido por equalização no domínio da frequência lançando mão de um equalizador de um único tap por portadora. Todavia, se uma portadora estiver experimentando um nulo do canal, a informação por ela transmitida não é passível de ser recuperada.

Isso motivou a introdução de outro tipo de OFDM, o OFDM-ZP [22], que tem um intervalo de guarda inserido ao fim do símbolo OFDM a ser transmitido. Este intervalo de guarda na verdade é um intervalo de silêncio que também evita o aparecimento de IBI mas não permite uma equalização tão simples quanto sua contraparte OFDM-CP. Por outro lado, o OFDM-ZP não padece do mesmo problema de não-detectabilidade do OFDM-CP.

Os receptores OFDM de uma forma geral necessitam de estimativas do canal de comunicação para poder realizar a detecção coerente dos sinais. Essa estimação de canal pode ser feita de forma assistida por meio de pilotos [23, 24, 25, 26, 27] que consomem preciosa banda, ou de forma cega (ou semi-cega), valendo-se apenas de algumas informações a respeito das características (estatísticas) dos sinais recebidos.

Os métodos ditos cegos exploram o fato de que os sinais transmitidos possuem características supostas conhecidas *a priori* [28]. Estas características são modificadas pelo canal de comunicação, que eventualmente também pode apresentar alguma estrutura conhecida e passível de ser explorada. Na recepção, comparando as características do sinal recebido com as do sinal transmitido, é possível com base nas distorções introduzidas realizar a estimação cega do canal e a posterior detecção dos dados. Por causa do modelo de sinais adotado, os primeiros métodos exploravam somente estatísticas de ordem superior (*higher order statistics* – HOS) do sinal [29, 30, 31]. Em [32], ficou comprovado que sob certas condições é possível realizar a estimação cega do canal empregando exclusivamente estatísticas de segunda ordem (*second order statistics* – SOS) do sinal.

O método de [32] é um método de subespaço, mas que não explora a estrutura inerente apresentada pelo canal. Este fato foi explorado em [33, 34], dando origem a um método conhecido como estimação de canal por meio do subespaço de ruído. De forma sucinta, o método explora a ortogonalidade entre os ditos subespaço de sinal e subespaço de ruído, e leva em conta que os vetores que geram o subespaço

de sinal se relacionam de forma linear com o canal. A partir de estimativas do subespaço de ruído, que podem ser obtidas das observações, força-se a condição de ortogonalidade entre os subespaços, tendo o canal como parâmetro livre. Este método vem sendo usado desde então exaustivamente na literatura [35], sendo aplicado por exemplo em sistemas CDMA [36, 37] e OFDM [38, 39, 40, 41, 42].

Outra classe de algoritmos cegos para estimação de canal atende pelo nome de método dos momentos (*moment methods*) ou casamento de momentos (*moment matching*) [43]. De forma geral, estes métodos parametrizam com relação ao canal, o momento de n -ésima ordem das observações. Alguma métrica entre a estimativa do momento de n -ésima ordem – obtida por meio das observações – e o momento de n -ésima ordem teórico é minimizada, tendo o canal como parâmetro livre. Um caso particular do casamento de momentos é o casamento de correlação (*correlation matching*), que emprega exclusivamente SOS das observações. Este método foi aplicado com sucesso em sistemas CDMA em [44, 45].

Cabe mencionar também o dual de estimação cega de canal, a equalização cega de canal [46], que também permite a detecção dos dados, utilizando HOS [47, 48] ou SOS [49, 50, 51, 52, 53, 54].

Com relação à estimação de canal em sistemas OFDM mais especificamente, em [55], é proposto um método de subespaço que estima de forma cega o canal a partir da correlação cíclica do sinal OFDM-CP recebido. Já em [38] e em [39], são introduzidos métodos semelhantes explorando a ortogonalidade entre os subespaços de ruído e de sinal, com inspiração em [34] para sistemas OFDM-CP, explorando a redundância introduzida pelo intervalo de guarda. Ainda inspirado pelo método em [34], [41] investiga a possibilidade de estimar o canal de forma cega em sistemas OFDM sem intervalo de guarda; esta abordagem necessita que o sinal seja sobre-amostrado ou que se use um arranjo de antenas na recepção. Os mesmos autores estendem também o método de subespaço de ruído para sistemas OFDM-CP com portadoras nulas em [42]. Um algoritmo cego de estimação de canal também baseado no subespaço de ruído foi apresentado em [56], para sistemas OFDM-ZP.

Recentemente tem havido um crescente interesse em desenvolver receptores que operem em sistemas OFDM com intervalo de guarda insuficiente e também é preciso estimar o canal nestas condições [41, 57, 58, 59, 60]. De fato, quanto mais dispersivo for o canal de comunicação, maior deverá ser a duração do intervalo de guarda inserido para que não haja IBI. Como o intervalo de guarda consome energia na transmissão (no caso do OFDM-CP) e diminui o throughput, visto que não carrega informação, deve existir um compromisso entre sua duração e o desempenho do sistema.

O presente trabalho propõe investigar técnicas cegas de estimação de canal para sistemas OFDM com intervalo de guarda suficiente e também para sistemas

OFDM com intervalo de guarda insuficiente. Mais especificamente, propõe-se estender e aplicar técnicas cegas de estimação oriundas da literatura de sistemas CDMA em sistemas OFDM, uma vez que esses dois sistemas apresentam muitas semelhanças entre si.

1.3

Organização do Texto

O Capítulo 2 apresenta o modelo de comunicações adotado. O sistema de interesse é definido. Os diferentes elementos do sistema, tais como o transmissor, o canal, o receptor são abordados. O modelo matemático dos sinais para sistemas de transmissão em blocos é elaborado. O modelo vetorial equivalente é apresentado. O modelo é particularizado para descrever dois casos de interesse: OFDM-ZP e OFDM-CP.

O Capítulo 3 aborda os receptores usuais para sistemas OFDM com intervalo de guarda suficiente. São apresentadas as estruturas para os dois tipos de OFDM introduzidos no Capítulo 2. O capítulo termina com uma discussão sobre as analogias entre sistemas OFDM e CDMA e as oportunidades que estas semelhanças proporcionam.

O Capítulo 4 apresenta técnicas cegas de estimação de canal para sistemas OFDM com intervalo de guarda suficiente. Foi constatado ao longo do Capítulo 3 que os receptores passíveis de serem utilizados para sistemas OFDM necessitam de estimativas de canal. Dois métodos de estimação cega de canal são abordados: estimação de canal por identificação do subespaço do ruído e estimação de canal por casamento de correlação. Em um primeiro momento, um esquema de estimação de canal por subespaço próprio para sistemas OFDM-ZP é descrito com vistas a introduzir o problema. A seguir, lançando mão da analogia entre sistemas OFDM e CDMA, um método usado em sistemas CDMA para estimação de canal [37] é proposto para sistemas OFDM-ZP [61]. O mesmo método também é aplicado em sistemas OFDM-CP. O esquema de estimação por casamento de correlação abordado em seguida é ele também emprestado de sistemas CDMA [44, 45] e sua aplicação para sistemas OFDM-ZP [62] e OFDM-CP é proposta. Resultados de simulações ilustram o desempenho dos estimadores apresentados.

O Capítulo 5 trata de sistemas OFDM com intervalo de guarda insuficiente. O modelo de sinais é revisado para refletir a imperfeição introduzida no sistema. O problema de estimação de canal é revisitado. Os esquemas propostos no Capítulo 4 são estendidos ao novo modelo de sinais e seus desempenhos obtidos por meio de simulações são ilustrados para alguns casos de interesse.

O Capítulo 6 apresenta algumas considerações finais.

1.4

Notação Adotada

Caracteres maiúsculos em negrito denotam matrizes. Caracteres minúsculos em negrito denotam vetores.

Os operadores $\Re\{\cdot\}$ e $\Im\{\cdot\}$ retornam, respectivamente, as partes real e imaginária de um número complexo.

Os símbolos \star \otimes \odot T H † * indicam respectivamente: convolução linear, produto de Kronecker, produto de Hadamard, transposto de um vetor (ou de uma matriz), transposto conjugado de um vetor (ou de uma matriz), pseudoinversa de uma matriz, e conjugado de um escalar (ou vetor) complexo.

A matriz \mathbf{I}_K denota a matriz identidade de tamanho $K \times K$.

A matriz $\text{diag}(\mathbf{a})$ é uma matriz diagonal que contém as componentes do vetor \mathbf{a} .

Define-se o operador $\text{vec}(\cdot)$ como o operador que empilha as colunas de uma matriz, produzindo um vetor, ou seja, se $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \ \mathbf{a}_2 \ \dots \ \mathbf{a}_K]$ então $\text{vec}(\mathbf{A}) = [\mathbf{a}_1^T \ \mathbf{a}_2^T \ \dots \ \mathbf{a}_K^T]^T$ e $\text{unvec}(\text{vec}(\mathbf{A})) = \mathbf{A}$.

A norma de Frobenius de uma matriz \mathbf{A} de tamanho $M \times N$, denotada $\|\mathbf{A}\|_F$, é definida como $\|\mathbf{A}\|_F = \left(\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |a_{ij}|^2\right)^{\frac{1}{2}} = \left(\text{vec}^H(\mathbf{A})\text{vec}(\mathbf{A})\right)^{\frac{1}{2}}$, onde a_{ij} é o elemento da i -ésima linha e j -ésima coluna de \mathbf{A} .

O traço de uma matriz quadrada \mathbf{A} de tamanho $N \times N$ é definido como $\text{Tr}[\mathbf{A}] = \sum_{i=1}^N a_{ii}$.