

# A Técnica de Transmissão OFDM

Ernesto Leite Pinto e Claudio Penedo de Albuquerque

Instituto Militar de Engenharia - IME - Rio de Janeiro - RJ  
Centro de Desenvolvimento de Sistemas - CDS - Brasília - DF

**Resumo.** É feita uma apresentação de um tutorial da técnica de transmissão OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), a qual é empregada tanto em sistemas de comunicação sem fio (*wireless*), como por exemplo, os sistemas DVB, DAB e Wireless LAN IEEE 802.11a, quanto em sistemas de comunicação a fio (*wireline*), como o ADSL. O tutorial destaca a concepção básica da técnica e as ferramentas de processamento de sinais usualmente empregadas em sistemas OFDM. Os compromissos básicos envolvidos na escolha dos parâmetros OFDM e as principais fontes de degradação de desempenho desta técnica são também apresentados, juntamente com as principais características de alguns sistemas OFDM padronizados internacionalmente.

**Abstract.** A tutorial exposition of the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) technique is presented, which is employed in wireless communication systems, such as DVB, DAB and Wireless LAN IEEE 802.11a systems, as well as in wireline systems such as ADSL. The tutorial points out the basic conception of this technique, and the signal processing tools usually employed within OFDM systems. A basic presentation of the trade-offs involved in the choice of OFDM parameters and the main sources of its performance degradation are also included, as well as the main features of some communication systems based on this technique.

## I. INTRODUÇÃO

A técnica de transmissão OFDM (Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais) surgiu como uma evolução da técnica convencional de Multiplexação por Divisão de Frequência, FDM (*Frequency Division Multiplexing*) onde, no lugar de utilizar-se bandas de guarda para a separação das subportadoras na recepção do sinal, trabalha-se com uma particular sobreposição espectral de subportadoras. Um sistema OFDM foi inicialmente proposto em 1968 [1] e patenteado nos Estados Unidos em 1970 [2]. A primeira avaliação da aplicação da técnica OFDM para comunicações móveis foi apresentada em 1985[3]. Esta técnica vem desde então sendo particularmente considerada para ser empregada em radiodifusão, em transmissão digital sobre linhas de telefone e em redes locais sem fio (*Wireless LAN*).

A técnica traz como vantagem trabalhar-se com uma segunda dimensão, o domínio da frequência, o qual permite obter ganhos adicionais na utilização de técnicas de melhoria do sinal (entrelaçamento e códigos corretores de erro) relativamente aos obtidos pela utilização destas técnicas no domínio do tempo.

Este tutorial está organizado em oito seções. A concepção básica associada à técnica OFDM é apresentada na segunda seção. Na terceira seção descreve-se os processos de transmissão e recepção e explica-se a funcionalidade do intervalo de guarda. Aborda-se os principais parâmetros no projeto de um modem OFDM na quarta seção. Na quinta seção descreve-se as principais fontes de degradação de desempenho da técnica. Apresenta-se algumas aplicações que se utilizam da técnica na sexta seção. Na sétima seção é realizada a conclusão deste trabalho.

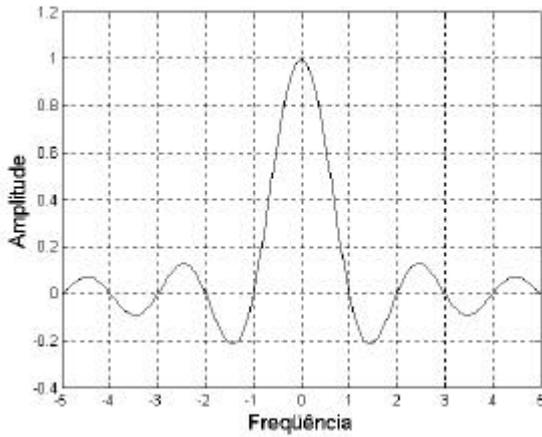
## II. CONCEPÇÃO BÁSICA DA TÉCNICA OFDM

Num sistema convencional de transmissão, os símbolos são enviados em seqüência através de uma única portadora (modulada na taxa de símbolos da fonte de informação), cujo espectro ocupa toda a faixa de frequências disponível.

A técnica OFDM consiste na transmissão paralela de dados em diversas subportadoras com modulação QAM ou PSK e taxas de transmissão por subportadora tão baixas quanto maior o número destas empregadas.

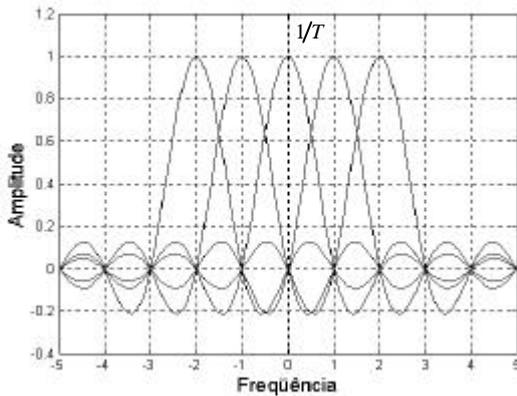
A redução na taxa de transmissão (aumento na duração dos símbolos transmitidos em cada subportadora) implica uma diminuição da sensibilidade à seletividade em frequência (dispersão no tempo) causada por multipercurso. Além disso, conforme será visto a seguir, a utilização de símbolos ciclicamente estendidos torna a técnica de modulação OFDM ainda mais eficaz no combate a desvanecimentos desta natureza.

A Fig. 2.1 ilustra o espectro de um pulso gerado na modulação QAM, o qual é da forma  $\text{sinc}(fT)$ , com cruzamentos de zeros em pontos múltiplos de  $1/T$ , sendo  $T$  a duração de um símbolo QAM. Cabe notar que o valor 0 no eixo horizontal desta figura corresponde de fato à frequência da portadora.



**Figura 2.1** - Espectro de um sinal QAM. Frequência normalizada em relação ao valor  $1/T$ .

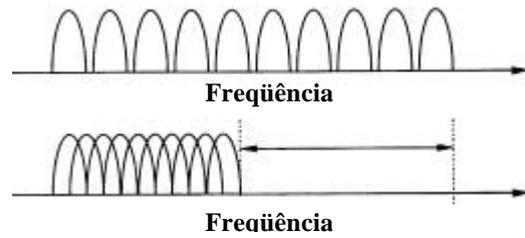
Num sistema OFDM o espaçamento entre subportadoras é cuidadosamente selecionado de forma que cada subportadora seja locada em pontos de cruzamento de zero do espectro das demais, conforme ilustrado na Fig. 2.2.



**Figura 2.2** - Subportadoras de um sinal OFDM. Frequência normalizada em relação ao valor  $1/T$ .

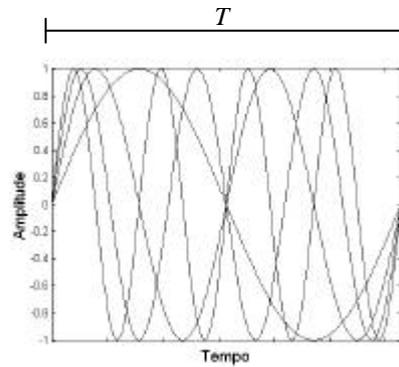
Embora exista sobreposição espectral de subportadoras moduladas, a informação conduzida por cada uma delas poderá ser isolada das demais através de um correlator (ou filtro casado) adequado. Admitindo sincronização de relógio, a saída deste correlator corresponderá à projeção do sinal OFDM recebido sobre a subportadora a ele associada. É possível mostrar que tal projeção depende apenas da informação conduzida por esta subportadora (as projeções das outras subportadoras são nulas). Noutras palavras, existe *ortogonalidade* entre as subportadoras, a qual se deve ao espaçamento de frequência empregado. No entanto, para que se tenha ortogonalidade entre os subcanais na recepção, é necessário que as subportadoras estejam centradas nas respectivas frequências dos subcanais OFDM, além de se ter a devida sincronização de relógio.

Cabe notar ainda que esta sobreposição espectral particular produz uma economia significativa de banda relativamente à técnica FDM tradicional, conforme ilustrado na Fig. 2.3. Pode-se obter uma economia de banda de aproximadamente 50%.



**Figura 2.3** - Espectros FDM convencional e OFDM.

Em relação ao domínio do tempo, a característica de ortogonalidade entre subportadoras implica que duas subportadoras quaisquer diferem exatamente por um número inteiro de ciclos durante um intervalo de símbolo OFDM, uma vez que estas estarão separadas em frequência por um valor múltiplo de  $1/T$ . A Fig. 2.4 ilustra esta propriedade para o caso de quatro subportadoras OFDM.



**Figura 2.4** - Subportadoras no domínio do tempo.

Em princípio a geração direta e a demodulação do sinal OFDM requerem conjuntos de osciladores coerentes, resultando numa implementação complexa e cara, particularmente quando o número de subportadoras é elevado. Entretanto, conforme será visto a seguir, esses processos de modulação e demodulação podem ser executados de forma mais simples utilizando-se respectivamente algoritmos IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) e FFT (*Fast Fourier Transform*).

A largura de faixa dos subcanais de um sistema OFDM é dada pela divisão da largura de faixa total destinada ao sistema pelo número de subportadoras empregadas. Trabalhar com canais mais estreitos ao invés de um único canal mais largo traz um grande benefício no que diz respeito à seletividade em frequência. A possível natureza de desvanecimento seletivo em frequência apresentado por um canal para uma transmissão de portadora única, pode ser revertida numa natureza de desvanecimento plano ou quase plano apresentada pelas frações deste canal, quando do emprego da técnica OFDM. Isso elimina ou reduz significativamente a necessidade de equalização.

Embora a técnica leve o termo multiplexação em sua denominação, deve-se ter em mente que a rigor não ocorre multiplexação num sistema OFDM, mas sim a transmissão paralela de uma seqüência de bits originalmente única.

**III. TRANSMISSÃO E RECEPÇÃO DO SINAL OFDM**

Os sinais de  $N_s$  subportadoras QAM espaçadas de  $\Delta f$  ( $=1/T$ ) e iniciando em  $t = t_s$  são dados por:

$$s_i(t) = \text{Re} \left\{ d_i \cdot \exp \left[ j2\pi \cdot \left( \frac{i}{T} \right) \cdot (t - t_s) \right] \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s_i(t) = 0, \quad t_s + T < t < t_s$$

$$i = 0, 1, 2, \dots, (N_s - 1)$$

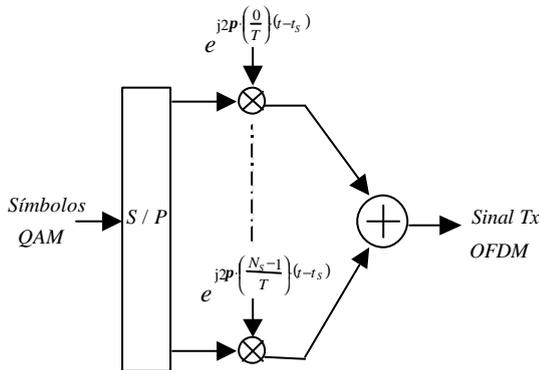
onde  $T$  é a duração do símbolo e  $d_i$  é o símbolo complexo QAM transmitido pela subportadora de ordem  $d_i$

Os símbolos QAM  $d_i$  são comumente denominados subsímbolos de um símbolo OFDM. O sinal OFDM equivalente em banda base é o somatório de  $N_s$  subportadoras deste tipo. Considerando-se um intervalo de símbolo que se inicie em  $t = t_s$ , esse sinal pode ser dado por:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \cdot \exp \left[ j2\pi \cdot \left( \frac{i}{T} \right) \cdot (t - t_s) \right] \right\}, \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0, \quad t_s + T < t < t_s$$

A Fig. 3.1 ilustra o processo de transmissão analógica de sinal OFDM.



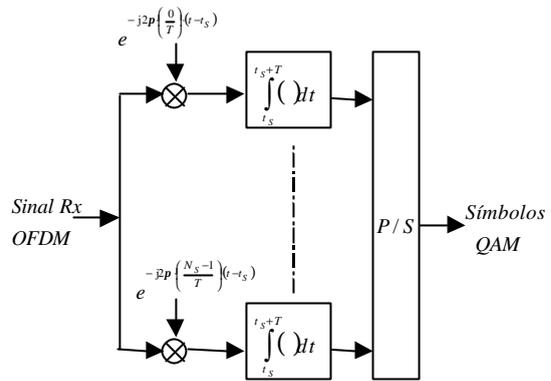
**Figura 3.1 – Transmissão analógica do sinal.**

A recuperação dos símbolos complexos no receptor é realizada pela passagem do sinal OFDM através de um banco de  $N_s$  correladores, seguidos de comparações com limiares de decisão adequados. O processo de recepção analógica de sinal OFDM é ilustrado na Fig 3.2.

Admitindo-se que a entrada do receptor é o sinal OFDM da Eq. (3.2), sem ruído, a saída do  $j$ -ésimo correlator será dada por:

$$r_j = \int_{t_s}^{t_s+T} \exp \left[ -j2\pi \cdot \left( \frac{j}{T} \right) \cdot (t - t_s) \right] \cdot s(t) dt$$

$$r_j = \sum_{i=0}^{N_s-1} d_i \cdot \int_{t_s}^{t_s+T} \exp \left[ -j2\pi \cdot \left( \frac{i-j}{T} \right) \cdot (t - t_s) \right] dt = d_j \cdot T$$



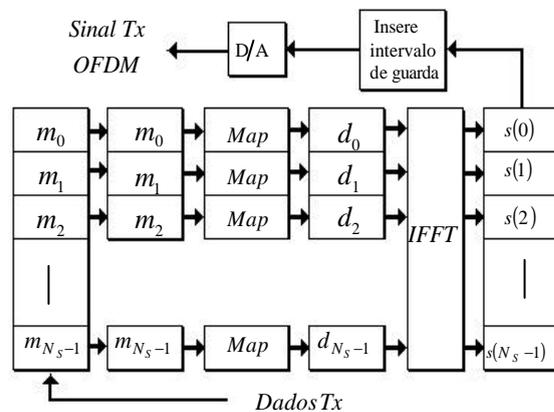
**Figura 3.2 – Recepção analógica do sinal.**

Pela observação da Eq. (3.2) pode-se notar que o sinal complexo OFDM em banda base equivale a uma IDFT (Transformada de Fourier Discreta Inversa) da seqüência discreta formada pelos  $N_s$  subsímbolos QAM que compõem cada símbolo OFDM. Utilizando-se deste fato, elimina-se a complexidade associada ao uso de um banco de osciladores para a geração e a recuperação do sinal OFDM. Na prática é comum se utilizar respectivamente algoritmos de transformada rápida de Fourier (IFFT e FFT) para a modulação e a demodulação do sinal.

**III.1. PROCESSAMENTO DIGITAL DO SINAL OFDM**

A Fig. 3.3 ilustra o processo usual de geração de um sinal OFDM. Realiza-se inicialmente uma conversão série-paralelo (S/P) na qual conjuntos de  $N_s$  palavras de  $k$  bits são armazenadas num buffer e mapeadas em  $N_s$  subsímbolos complexos  $d_i$ , os quais determinam os pontos da constelação de cada subportadora de acordo com o tipo de modulação empregada. Em seguida é aplicada uma IFFT a este bloco de subsímbolos complexos, fornecendo como

resultado  $N_s$  amostras  $s(i)$  correspondentes a um símbolo OFDM. Por último é realizado o procedimento de acréscimo de intervalo de guarda ao símbolo, que será visto posteriormente, seguido então de uma conversão D/A do sinal resultante.



**Figura 3.3 – Transmissão digital do sinal.**

Caso  $N_s$  não seja uma potência de 2, é comum acrescentar-se subsímbolos complexos  $d_i$  de valor nulo ao bloco de subsímbolos complexos. Isto tem como objetivo tornar possível a utilização do algoritmo IFFT mais comum, que se baseia em seqüências com comprimento potência de 2 (algoritmo *butterfly*) [4]. As subportadoras associadas a estes subsímbolos nulos são denominadas *subportadoras inativas*. Com o objetivo de melhor utilizar a faixa de freqüência disponível para transmissão, estes subsímbolos nulos ocuparão a parte central na ordenação dos pontos da IFFT (parte mais externa do espectro do sinal).

A recepção do sinal OFDM é realizada como um processo inverso ao da transmissão, conforme ilustrado na Fig. 3.4.

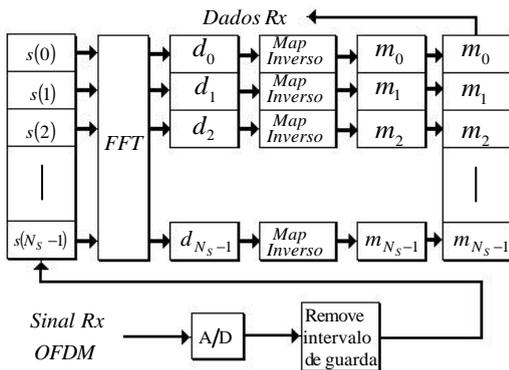


Figura 3.4 - Recepção digital do sinal.

Após os processos de conversão A/D do sinal e de remoção do intervalo de guarda é aplicada uma FFT em  $N_s$  amostras  $s(i)$  correspondentes a um símbolo OFDM, fornecendo como resultado um bloco de  $N_s$  subsímbolos complexos  $d_i$ . Em seguida mapea-se inversamente esse bloco em um conjunto de  $N_s$  palavras de  $k$  bits, armazenando-as num buffer. Por último é realizada a conversão paralelo-série (P/S) desses bits.

### III.2. TRANSMISSÃO COM MODULAÇÃO ADICIONAL

A Fig. 3.5 ilustra a arquitetura de um sistema OFDM capaz de utilizar um estágio adicional de modulação empregando moduladores em fase e quadratura. Esta configuração é comum em sistema de comunicação *wireless*, no processo de modulação de sinais em banda base para a banda requerida de freqüência FI ou RF. Deve ser observado que a configuração básica ilustrada não leva em consideração a dispersão de atrasos do canal, o qual é combatida com a utilização do intervalo de guarda

Em muitos sistemas *wireless* são utilizados nas subportadoras constelações com poucos níveis, que possuem maior eficiência de potência, tais como BPSK, QPSK e QAM-16. Em sistemas a fio (*wireline*), onde a relação sinal ruído ( $S/N$ ) em geral é maior e varia de acordo com a faixa de freqüência, o número de níveis de modulação e, portanto, a taxa de bits transportados por cada subportadora pode ser maior [5].

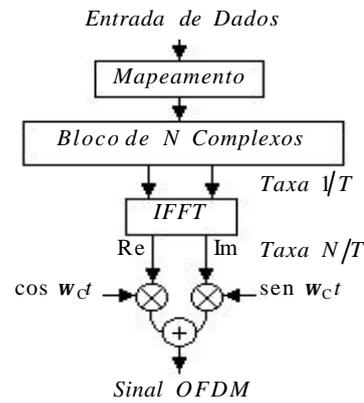


Figura 3.5 - Transmissão com modulação adicional.

### III.3. TRANSMISSÃO SEM MODULAÇÃO ADICIONAL

Em alguns sistemas *wireline* deseja-se transmitir o sinal sem a utilização de nenhum estágio adicional de modulação. Neste caso isto só é possível tendo-se como saída da IFFT valores reais, e não complexos. Este problema é solucionado gerando-se a partir da seqüência original de  $N$  elementos, uma nova seqüência complexa com  $2N$  elementos cuja IFFT é uma seqüência real. O novo bloco de dados complexos  $d'_i$  gerado a partir do bloco original de dados  $d_i$  será formado conforme as equações a seguir[6]:

$$d'_i = \begin{cases} d_i, & i = 1, \dots, N-1 \\ d_{2N-i}^*, & i = N+1, \dots, 2N-1 \end{cases} \quad (3.4)$$

$$d'_0 = \text{Re}\{d_0\} \quad (3.5)$$

$$d'_N = \text{Im}\{d_0\} \quad (3.6)$$

Resumindo-se, são acrescentados à seqüência original complexos conjugados dos elementos da mesma. A saída da IFFT para uma seqüência com esta propriedade sempre será real. A Fig. 3.6 ilustra o processo de transmissão sem modulação adicional

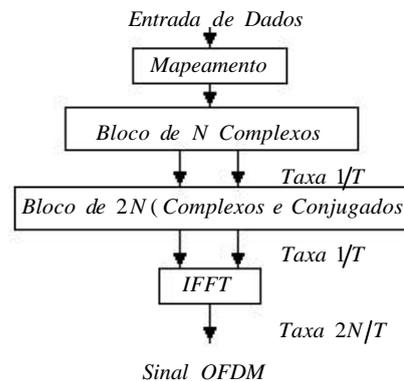


Figura 3.6 - Transmissão sem modulação adicional.

### III.4. INTERVALO DE GUARDA

Uma das mais importantes razões para se utilizar a técnica OFDM é o modo de como ela lida com o espalhamento de retardo do canal ( $t_{rms}$ ). A conversão

$S/P$  dos dados de entrada tem como consequência um aumento na duração de cada símbolo transmitido ( $T$ ) por um fator  $N_S$ , o que faz também com que a relação entre  $t_{rms}$  e  $T$  seja reduzida pelo mesmo fator.

Para a eliminação da Interferência entre Símbolos ( $ISI$ , de *Intersymbol Interference*) introduz-se um intervalo de guarda a cada símbolo OFDM. Projeta-se este intervalo de forma que as componentes multipercurso de um símbolo OFDM não possam interferir na recepção do símbolo OFDM subsequente. Um símbolo OFDM (de duração  $T_S$ ) será constituído então pelo símbolo útil OFDM (de duração  $T$ ) e pelo intervalo de guarda (de duração  $T_g$ ).

Um intervalo de guarda poderia ser criado apenas pela ausência de sinal. Neste caso, porém, as subportadoras deixariam de ser ortogonais, dando origem ao problema de Interferência entre Subportadoras ( $ICI$ , de *Interchannel Interference*). Este efeito é ilustrado na Fig. 3.7, através de um exemplo relativo à recepção de duas subportadoras.

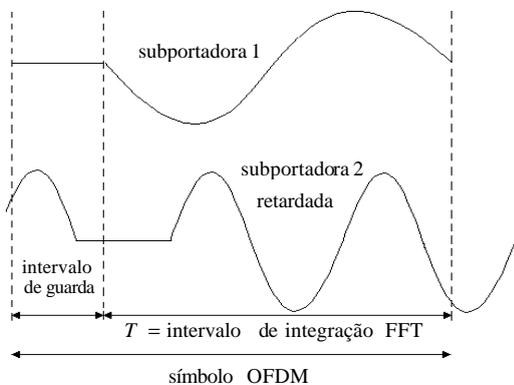


Figura 3.7 - Intervalo de guarda sem extensão cíclica.

Quando o receptor OFDM tentar demodular a primeira subportadora mostrada na Fig. 3.7, irá encontrar alguma interferência da segunda. Isto ocorre pelo fato da diferença entre o número de ciclos das duas subportadoras dentro do intervalo de cálculo da FFT ( $T$ ) não ser um número inteiro. De forma similar, ocorrerá alguma interferência da primeira subportadora na segunda.

Para que a  $ICI$  seja eliminada, o símbolo OFDM é estendido ciclicamente no intervalo de guarda, conforme ilustrado na Fig. 3.8. Isto equivale a acrescentar ao início de cada símbolo uma certa quantidade de amostras da parte final do mesmo.

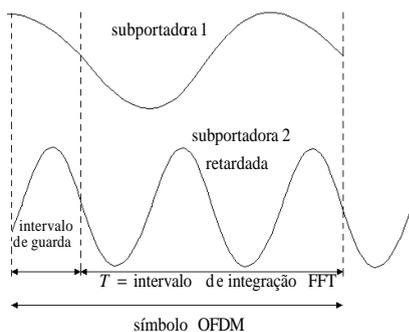


Figura 3.8 - Intervalo de guarda com extensão cíclica

Desde que seus respectivos valores de retardo sejam menor que o intervalo de guarda, pode-se garantir que réplicas retardadas do símbolo OFDM terão sempre um valor inteiro de ciclos dentro do intervalo de cálculo da FFT. Como resultado, os sinais multipercurso com retardo menor que o intervalo de guarda não causarão  $ICI$ .

É válido observar também que modulações de ordem mais elevadas, tais como a QAM-64, são mais sensíveis à  $ICI$  e à  $ISI$  do que as modulações de ordem menores, como a QPSK [7]. A utilização de códigos com maior capacidade de correção pode ser necessária para combater o efeito de tais interferências.

#### IV. DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS OFDM

A escolha dos vários parâmetros OFDM requer um compromisso entre alguns requisitos frequentemente conflitantes. Geralmente são utilizados três requisitos principais para se começar o projeto básico de um sistema OFDM: a largura de faixa do sinal ( $BW$ ), a taxa de transmissão requerida ( $R$ ) e o espalhamento de retardo do canal ( $t_{rms}$ ). No projeto completo de um modem OFDM, consideram-se também: o espalhamento Doppler do canal ( $v_{rms}$ ), a degradação na  $S/N$  devido ao ruído de fase ( $D_{fase}$ ) e a degradação na  $S/N$  devido ao desvio de frequência ( $D_{freq}$ ).

O efeito produzido pelo espalhamento Doppler resume-se em ter-se na recepção um deslocamento de frequência (função do comprimento de onda do sinal e do vetor velocidade do móvel) na portadora do sinal. Um efeito desta natureza, conforme será visto na seção V, causa uma degradação na relação  $S/N$  proporcional a razão entre o deslocamento de frequência e o espaçamento entre subportadoras ( $\Delta f$ ).

Pode-se concluir então, que o efeito produzido pelo espalhamento Doppler será contrário ao efeito produzido pelo espalhamento de retardo, no sentido de que pode ser conseguida uma boa tolerância em relação a este último diminuindo-se o espaçamento entre subportadoras, enquanto uma maior robustez em relação ao primeiro poderá ser conseguida aumentando-se este espaçamento. Com base no espalhamento de retardo do canal determina-se o valor do intervalo de guarda ( $T_g$ ).

Como regra geral,  $T_g$  deve ser cerca de duas a quatro vezes  $t_{rms}$  [7]. A sua definição precisa dependerá do tipo de codificação e do tipo de modulação utilizados. Alguns autores preferem projetar  $T_g$  como tendo apenas um valor maior do que o valor de retardo máximo do canal ( $t_{max}$ ) [8].

Determinado  $T_g$ , tem-se o valor da duração do símbolo OFDM ( $T_S$ ), dado pela soma de  $T$  com  $T_g$ . A perda na relação  $S/N$  devido à inserção de um intervalo de guarda é dada pela Eq. (4.1) [8]:

$$(S/N)_{PERDA} = -10 \log \left( 1 - \frac{T_g}{T_S} \right) \quad (4.1)$$

onde  $T$  é a duração do símbolo útil OFDM,  $T_g$  é a duração do intervalo de guarda e  $T_S = T + T_g$  é a duração do símbolo OFDM.

Para minimizar a perda devido à introdução de  $T_g$  é desejável se ter  $T_S \gg T_g$ . Uma escolha prática de projeto é fazer  $T_S$  no mínimo cinco vezes maior que  $T_g$ , o que implica numa perda de aproximadamente 1dB na  $S/N$  devido à  $T_g$  [7]. Entretanto este parâmetro não pode ser arbitrariamente elevado, uma vez que um maior valor de  $T_S$  implica em: aumento de  $N_S$  com diminuição de  $\Delta f$ , maior complexidade de implementação, maior sensibilidade ao ruído de fase e ao deslocamento de frequência e o aumento na relação entre a potência de pico e a potência média do sinal.

Fixados  $T_S$  e  $T_g N_S$  segue diretamente da divisão de  $BW$  por  $\Delta f$ . Atendidos os requisitos relativos a  $t_{ms}$  e  $BW$ , atender-se-á o requisito relativo a  $R$  pela escolha do tipo de modulação a ser empregada nas subportadoras. A relação  $R.T_S/N_S$  fornecerá o número de bits que cada subsímbolo empregado deverá representar.

Cabe notar que na verdade não existe um ordenamento único de etapas a serem seguidas no projeto de um modem OFDM. Assim sendo, o tipo de modulação a ser empregado nas subportadoras também pode, por exemplo, ser um pré-requisito do projeto. Diversos exemplos práticos de estabelecimento dos parâmetros OFDM são relatados na seção VI.

## V. FONTES DE DEGRADAÇÃO DE DESEMPENHO DA TÉCNICA OFDM

Num receptor OFDM as subportadoras serão ortogonais somente se a frequência da portadora do sinal recebido coincidir com a frequência do oscilador local. Qualquer descasamento entre estas provoca *ICI*. Um problema que dá surgimento a este fato é o ruído de fase. Um oscilador prático não produz uma portadora numa frequência exata, mas ao invés disso, é produzida uma portadora modulada em fase por um sinal aleatório (tremor de fase). Como resultado, a frequência que é a derivada temporal da fase, nunca será perfeitamente constante, podendo causar *ICI* na recepção.

Um segundo problema relacionado a este fato é o desvio de frequência devido à imprecisão na frequência de trabalho de um oscilador. O valor de frequência de um oscilador é em geral especificado com uma determinada margem de erro. Este erro pode causar uma diferença significativa entre as frequências dos osciladores do transmissor e do receptor, implicando também em *ICI* na recepção do sinal.

Nos sistemas de portadora única, o ruído de fase e os desvios de frequência fornecem apenas degradações na  $S/N$ , ao invés de introduzirem interferências. Estas degradações na  $S/N$  significam o valor necessário a ser aumentado na  $S/N$  para que seja mantida a mesma taxa de erro de bit (*BER*, de *Bit Error Rate*) quando na ausência de danos ao sinal.

Isto explica a sensibilidade ao ruído de fase e ao desvio de frequência serem frequentemente mencionados como desvantagens dos sistemas OFDM em relação aos sistemas de portadora única. Deve-se

notar, no entanto, que embora os sistemas OFDM sejam mais suscetíveis ao ruído de fase e ao desvio de frequência que os sistemas de portadora única, estas degradações podem ser mantidas em níveis admissíveis.

Uma terceira fonte de degradação de sistemas OFDM mas de menor expressão, refere-se ao erro de temporização do símbolo, o qual causa maiores danos na recepção do sinal em sistemas de portadora única. Para uma determinada taxa de transmissão, os símbolos de um sistema de portadora única são em geral de duração muito menor que os símbolos do sistema OFDM que utilize a mesma banda, estando, portanto, mais sujeitos aos efeitos da maior ou menor precisão dos circuitos de extração de sincronismo de símbolo na recepção. Além disso, a inclusão do intervalo de guarda no sistema OFDM aumenta ainda mais sua imunidade aos erros de temporização de símbolo.

### V.1. RUÍDO DE FASE

Estágios adicionais de modulação podem introduzir degradações na  $S/N$  devido ao ruído de fase no oscilador local envolvido nestes estágios. Num oscilador prático, este tremor de fase aleatório modulará em fase a portadora gerada.

O ruído de fase produzirá um efeito comum a todas as subportadoras denominado neste trabalho de *erro de fase comum*. Esta rotação na fase das subportadoras pode ser eliminada, por exemplo, medindo-se a variação na fase de uma subportadora piloto e subtraindo esta rotação de todas as subportadoras.

Osciladores de melhor qualidade (maiores custos) tipicamente apresentam menos ruído de fase que os osciladores mais baratos. Em sistemas *wireless*, portanto, deve-se esperar um efeito maior do ruído de fase nos terminais móveis do que na estação rádio base. Em princípio, os ruídos de fase de ambos os osciladores (estação base e terminal móvel) deveriam ser levados em conta no projeto do modem OFDM. Na prática o oscilador utilizado na estação rádio base é suficientemente estável para se desconsiderar seu ruído de fase.

A densidade espectral de potência do ruído de fase de um oscilador é comumente modelada por um espectro de Lorentz, que equivale ao quadrado do módulo da função de transferência de um filtro passa-baixas de Butterworth de 1ª ordem [7]. O espectro unilateral da saída do oscilador é dado neste caso por:

$$S_s = \frac{2/P B_o}{1 + (f - f_c)^2/B_o}, \quad f \geq f_c \quad (5.1)$$

onde  $B_o$  é a semifaixa de 3dB do sinal do oscilador.

Na Fig. 5.1 ilustra-se um exemplo de espectro de Lorentz de ruído de fase, centrado em  $f_c$  com uma semifaixa de 3dB de 1Hz, típico de osciladores na faixa de 5GHz.

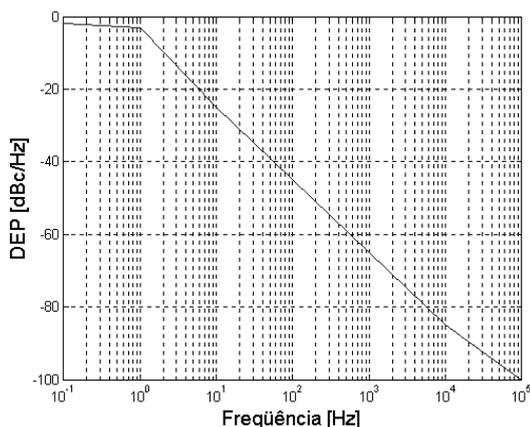


Figura 5.1 - Densidade espectral de potência do sinal de um oscilador com ruído de fase.

Para um canal Gaussiano, a Eq. (5.2) fornece a degradação na  $S/N$  devido à  $ICI$  causada pelo ruído de fase [9].

$$D_{fase} \cong \frac{44p}{6 \ln 10} \frac{B_o E_s}{\Delta f N_o} \quad (5.2)$$

Como pode ser observado em (5.2), esta degradação será proporcional à razão entre  $B_o$  e  $\Delta f$ . O maior problema que pode ser produzido pelo ruído de fase em sistemas OFDM é a  $ICI$  introduzida por este. Isto é causado pela perda de ortogonalidade entre os subcanais, conforme exemplificado na Fig. 5.2. Um segundo efeito destrutivo é uma redução nas projeções do sinal recebido sobre as diferentes subportadoras (deslocamento das funções  $\text{sinc}$ ).

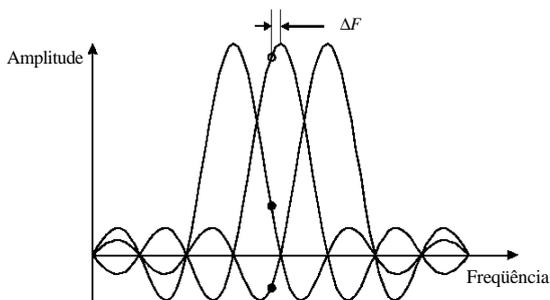


Figura 5.2 - Recepção de sinal OFDM com  $ICI$ .

### V.2. DESVIO DE FREQUÊNCIA

A ocorrência de desvio de frequência acarreta a perda da ortogonalidade entre as subportadoras OFDM, e o conseqüente surgimento de  $ICI$ . Pode-se mostrar que para um canal Gaussiano a degradação na  $S/N$  causada por um desvio de frequência que seja pequeno em relação a  $\Delta f$  é dada pela Eq. (5.3) [9].

$$D_{freq} \cong \frac{10}{3 \ln 10} \left( \frac{p \, df}{\Delta f} \right)^2 \frac{E_s}{N_o} \quad (5.3)$$

onde  $df$  é o desvio de frequência. Conforme sugerido pela Eq. (5.3), esta degradação será proporcional ao quadrado da razão entre  $df$  e  $\Delta f$ .

### V.3. ERRO DE TEMPORIZAÇÃO DE SÍMBOLO

A técnica OFDM apresenta maior robustez a um deslocamento do instante de recepção do símbolo, uma vez que este instante pode variar sobre um intervalo de tempo de duração igual ao intervalo de guarda sem causar  $ISI$  ou  $ICI$ .

O erro de temporização na recepção do símbolo OFDM ( $t_{erro}$ ) implicará apenas um deslocamento de fase  $j_i$ , que será proporcional à frequência de cada subportadora e será dado pela Eq. (5.4) [7].

$$j_i = 2\pi f_i t_{erro} \quad (5.4)$$

Estes deslocamentos de fase, acrescentados aos desvios de fase produzidos pelo canal também podem ser estimados e reduzidos com a utilização de tons pilotos.

## VI. ALGUMAS APLICAÇÕES

Esta seção descreve exemplos de sistemas que se utilizam da técnica OFDM. Apresentam-se primeiramente sistemas de radiodifusão de áudio e televisão digitais. O Padrão de Radiodifusão de Áudio Digital ( $DAB$ , de *Digital Audio Broadcasting*) foi na verdade o primeiro padrão baseado em modulação OFDM. As principais razões para escolha da modulação OFDM para este sistema, o que também se aplica à Radiodifusão de Vídeo Digital ( $DVB$ , de *Digital Video Broadcasting*), são as possibilidades de fazer-se uma rede de frequência única ( $SFN$ , de *Single Frequency Network*) e a maneira eficiente de lidar-se com  $t_{ms}$ .

O Padrão *IEEE 802.11a Wireless LAN*, que também se utiliza da técnica de modulação OFDM, apresenta como vantagem relativamente ao Padrão *802.11b* poder trafegar com taxa de transmissão de até 54 Mbps. A taxa máxima de transmissão admissível no Padrão *IEEE 802.11b* é de 11 Mbps. Por último e como exemplo de aplicação OFDM *wireline*, descreve-se sucintamente o sistema *ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)*.

### VI.1. RADIODIFUSÃO DE ÁUDIO DIGITAL (DAB)

O  $DAB$  representa uma sucessão da radiodifusão analógica baseada em  $AM$  e  $FM$ . Foi padronizado em 1995 pelo Instituto de Padronização de Telecomunicações Europeu ( $ETSI$ ) [10]. A base para essa padronização foi a especificação desenvolvida pelo projeto Europeu Eureka 147  $DAB$ , que teve início em 1988.

Quatro são os modos de transmissão para o  $DAB$ , classificados de acordo com o conjunto de parâmetros OFDM empregados. A Tabela 6.1 lista o conjunto de parâmetros OFDM para cada modo.

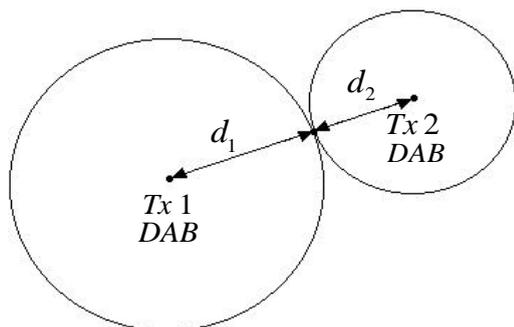
Uma importante razão para o uso de OFDM para  $DAB$  é a possibilidade de utilizar-se redes de frequência única. Deste modo pode-se cobrir distintas áreas geográficas com transmissores enviando o mesmo sinal sem que uma recepção proveniente de mais de um desses transmissores sofra  $ISI$ .

**Tabela 6.1** - Principais parâmetros OFDM do sistema DAB.

Parâmetros	Modo 1	Modo 2	Modo 3	Modo 4
$N_s$	1536	384	192	768
$\Delta f$	1 kHz	4 kHz	8 kHz	2 kHz
$T$	1.0 $\mu s$	250.0 $\mu s$	125.0 $\mu s$	500.0 $\mu s$
$T_g$	246 $\mu s$	61.5 $\mu s$	30.8 $\mu s$	123 $\mu s$
Separação entre transmissores	<96 km	< 24 km	<12 km	<48 km

Desta forma as redes de frequência única podem ser encaradas como método de aumento na eficiência espectral. É importante observar também que a separação entre transmissores varia diretamente com o valor do intervalo de guarda.

Em uma rede de frequência única, um usuário recebe o mesmo sinal de diferentes transmissores simultaneamente. Devido às diferentes propagações entre transmissores, existe algum retardo entre a chegada dos sinais. Isto é exemplificado na Fig. 6.1, onde o sinal DAB proveniente de dois transmissores chega ao usuário com uma diferença de retardo que é dado pela diferença das distâncias ( $d_1 - d_2$ ) dividida pela velocidade da luz  $c$ .



**Figura 6.1** - Usuário recebendo sinais de dois transmissores DAB.

Do ponto de vista do usuário, esta situação é basicamente equivalente a um canal multipercurso de dois raios. Portanto, desde que a diferença de propagação entre os dois sinais seja menor que o intervalo de guarda do símbolo OFDM, não ocorrerá ISI nem ICI.

A adição de dois sinais deslocados no tempo com correção de atraso relativo entre eles, cria uma vantagem de diversidade para o usuário, pois a probabilidade de que a soma de ambos sinais tenha uma potência inaceitavelmente baixa devido ao sombreamento ou ao desvanecimento plano é muito menor que a probabilidade de que um dos sinais individuais tenha níveis de potência excessivamente reduzidos.

Nas subportadoras são empregados subsímbolos DQPSK no domínio do tempo de modo que, para a recuperação da informação na recepção, a fase de cada subportadora é comparada com a fase da mesma subportadora do símbolo previamente transmitido. Cabe aqui ressaltar que a técnica OFDM também permite trabalhar com subsímbolos DQPSK no

domínio da frequência, ou seja, comparações de fases de subsímbolos de subportadoras adjacentes.

## VI.2. RADIODIFUSÃO DE VÍDEO DIGITAL (DVB)

O DVB trabalha o OFDM com dois possíveis modos utilizando respectivamente 1705 e 6817 subportadoras [11]. Estes modos são respectivamente referenciados como Modo 2k e Modo 8k.

A principal razão de existirem dois modos é devido ao fator implementabilidade do sistema Modo 8k. Basicamente, o Modo 2k é uma versão simplificada o qual requer somente uma IFFT/FFT de dimensão igual a um quarto do tamanho daquela necessária ao sistema Modo 8k. Devido ao intervalo de guarda ser também quatro vezes menor, o Modo 2k pode lidar com um menor espalhamento de retardo do canal e com uma menor diferença de retardos de propagação entre transmissores dentro de uma rede de frequência única.

A Tabela 6.2 lista os principais parâmetros do padrão DVB.

**Tabela 6.2** - Principais parâmetros OFDM do sistema DVB.

Parâmetros	Modo 2K	Modo 8K
$N_s$	1705	6817
$\Delta f$	4464 Hz	1116 Hz
$T$	224 $\mu s$	896 $\mu s$
$T_g$	56 $\mu s$ (1/4)	224 $\mu s$ (1/4)
	28 $\mu s$ (1/8)	112 $\mu s$ (1/8)
	14 $\mu s$ (1/16)	56 $\mu s$ (1/16)
	7 $\mu s$ (1/32)	28 $\mu s$ (1/32)

A duração do símbolo útil OFDM é 896  $\mu s$  para o Modo 8k, enquanto o intervalo de guarda pode assumir quatro valores distintos, de 28 a 224  $\mu s$ . Para o Modo 2k os valores correspondentes são quatro vezes menores. Nas subportadoras são empregados subsímbolos QPSK, QAM-16 e QAM-64.

## VI.3. IEEE 802.11A WIRELESS LAN STANDARD

Em julho de 1998, o grupo de padronização IEEE 802.11 decidiu selecionar a técnica OFDM como base para seu novo padrão em 5 GHz, objetivando uma transmissão de dados na faixa de 6 a 54 Mbps [12]-[13]. Este novo padrão é o primeiro a utilizar a técnica OFDM em comunicações baseada em pacotes. Até então a utilização da técnica OFDM estava limitada somente a sistemas de transmissão contínua, como o DAB e o DVB.

O valor do intervalo de guarda foi o parâmetro chave que determinou a escolha dos demais. O valor de 800  $ns$  para este, provê uma robustez a valores de espalhamento de retardo do canal da ordem de centenas de nano segundos, dependendo da taxa de codificação e da modulação empregadas nas subportadoras. Na prática isto significa que o padrão é robusto o suficiente para ser empregado em ambientes *indoor*. Aplicações em ambientes *outdoor* também são

viáveis, embora a utilização de antenas diretivas possa ser necessária para reduzir o espalhamento de retardo do canal. A Tabela 6.3 lista os principais parâmetros OFDM do padrão 802.11a.

**Tabela 6.3** - Principais parâmetros OFDM do padrão IEEE 802.11a.

Parâmetros	IEEE 802.11a
$N_s$	52
$\Delta f$	312.5 kHz
$T$	3.2 $\mu$ s
$T_g$	800 ns

Para combater o efeito de desvanecimentos profundos sofrido pelas subportadoras, códigos corretores de erros são utilizados com variadas taxas de codificação, fornecendo taxas de transmissão de informação de 6 a 54 Mbps.

**Tabela 6.4** - Modulações e taxas de codificação do padrão IEEE 802.11a.

Taxa de transmissão	Modulação	Taxa de Codificação
6 Mbps	BPSK	1/2
9 Mbps	BPSK	3/4
12 Mbps	QPSK	1/2
18 Mbps	QPSK	3/4
24 Mbps	QAM-16	1/2
36 Mbps	QAM-16	3/4
48 Mbps	QAM-64	2/3
54 Mbps	QAM-64	3/4

Uma das possibilidades é utilizar codificação convolucional com taxa de padrão industrial 1/2, comprimento de restrição 7, com polinômios geradores (133,171) representados em octal. Taxas de codificação de valores maiores, como 2/3 e 3/4, são obtidas pelo puncionamento da taxa 1/2 (código mãe). A Tabela 6.4 resume os conjuntos de modulações e taxas de codificação para as possíveis taxas de transmissão.

A taxa de codificação 2/3 é utilizada juntamente com uma modulação QAM-64 nas subportadoras para a obtenção de uma taxa de transmissão de 48 Mbps. A taxa de codificação 1/2 é utilizada juntamente com modulações BPSK, QPSK e QAM-16 nas subportadoras para fornecer taxas de transmissão respectivamente iguais a 6, 12 e 24 Mbps. Finalmente, a taxa de codificação 3/4 é utilizada juntamente com modulações BPSK, QPSK e QAM-16 e QAM-64 nas subportadoras para fornecer taxas de transmissão respectivamente iguais a 9, 18, 36 e 54 Mbps.

#### VI.4. LINHA DE ASSINANTE DIGITAL ASSIMÉTRICA (ADSL)

Recentemente duas classes de ADSL foram padronizadas [14]. A classe *Full Rate ADSL* pode oferecer uma taxa de transmissão de dados de até

aproximadamente 8M bps em *downstream* (transmissão da rede para o usuário) e 800Kbps em *upstream* (transmissão do usuário para a rede). Uma classe mais simples, comumente denominada *ADSL Lite*, pode oferecer aproximadamente uma taxa de transmissão de dados de até 1.5Mbps em *downstream* e 500Kbps em *upstream*.

As duas classes de ADSL são de alguma forma compatíveis. Em ambos os casos as subportadoras são espaçadas de 43.125 Hz (símbolo útil de duração igual a 231.9  $\mu$ s) nas duas direções. A taxa de transmissão pode ser ajustada a qualquer valor em passos de 32Kbps. Canais analógicos de voz também são providos no mesmo par. O valor da probabilidade de erro de bit alvo é de  $10^{-7}$  [15].

No sentido *downstream*, a classe *Full Rate ADSL* trabalha com 255 subcanais, onde alguns destes transportam subsímbolos nulos, conforme explicado anteriormente. Depois de adicionado à seqüência original complexos conjugados dos elementos da mesma, é realizado uma IFFT de 512 pontos nesta seqüência. Isto resulta num quadro de 512 valores reais. Por último, um intervalo de guarda de 32 amostras é adicionado ao símbolo útil.

No sentido *upstream*, a classe *Full Rate ADSL* trabalha com 31 subcanais. O mesmo processamento é executado e é adicionado um intervalo de guarda de 4 amostras ao símbolo útil. Os subcanais *downstream* e *upstream* podem ser sobrepostos.

A classe *ADSL Lite* teve como objetivo ser um sistema mais simples e de custo menor. Uma importante diferença é a eliminação de filtro no equipamento de acesso dos usuários para separar os canais de voz e de dados. Trabalha com 127 subcanais em *downstream*. Já os subcanais *upstream* são criados de forma idêntica ao da classe *Full Rate ADSL*, com a exceção dos seis primeiros subcanais serem nulos. Estudos sobre aplicações ADSL estão em progresso no mundo atualmente [16].

## VII. CONCLUSÃO

Apresentou-se neste trabalho um tutorial sobre a técnica de transmissão OFDM. Abordou-se primeiramente a concepção associada à técnica, onde se justificou tanto a robustez de tal tipo de sinal a efeitos de multipercurso como a relativa eficiência espectral da técnica. Em seguida apresentaram-se os processos de transmissão e recepção do sinal, abordando-se também a funcionalidade do intervalo de guarda.

Relativamente ao projeto destes modems, apresentou-se uma metodologia e verificou-se que a escolha dos parâmetros OFDM é um compromisso entre alguns requisitos freqüentemente conflitantes. As principais fontes de degradação de desempenho da técnica foram apresentadas, onde equacionou-se os respectivos valores de degradações na S/N associados a tais fontes de degradação.

Por fim apresentaram-se, sucintamente, algumas aplicações que se utilizam da técnica. Como exemplo de aplicação *wireless* foram vistos os sistemas DVB,

DAB e o padrão IEEE 802.11a, e como exemplo de aplicação *wireline* foi visto o sistema ADSL.

### VIII. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] CHANG, R. W. e GIBBY, R. A. – A Theoretical Study of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme. *IEEE Trans. on Communications*, **16** (4): 529-540, Aug., 1968.
- [2] U.S. PATENT 3,488,445 – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*. Filed Nov. 14, 1966, issued Jan. 6, 1970.
- [3] CIMINI, L. J. - Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. *IEEE Trans. On Communications*, **33**(7):665-675, Jul., 1985.
- [4] CARLSON, A. B - *Communication Systems*. 3<sup>rd</sup>. Ed., New York, McGraw-Hill, 1986.
- [5] BAHAI AHMAD R. S. e SALTZBERG BURTON R. - *Multicarrier Digital Communications*. Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
- [6] PROAKIS, J. G. - *Digital Communications*. 3<sup>rd</sup>. Ed., Prentice-Hall, 1995.
- [7] PRASAD, R., e VAN NEE, R. - *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Artech House, 2000.
- [8] EDFORS, O., SANDELL M., BEEK, J. J. V., LANDSTRÖM, D. e SJÖBERG, F. - *An Introduction to Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*. September 1996.
- [9] POLLET, T., VAN BLADEL, M. e MOENECLAHEY, M. - BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise. *IEEE Trans. on Comm.*, **43**, No 2/3/4, pp. 191-193, Feb.-Apr. 1995.
- [10] ETSI - *Radio Broadcasting Systems: Digital Audio Broadcasting to Mobile, Portable and Fixed Receivers*. European Telecommunication Standard, ETS 300-401, Feb. 1995.
- [11] ETSI - *Digital video broadcasting: framing structure, channel coding, and modulation for digital terrestrial television*. European Telecommunication Standard, EN 300-744, Aug. 1997.
- [12] TAKANASHI, H. and R. van NEE - *Merged Physical Layer Specification for the 5 GHz Band*. IEEE p802.11-98/72-r1, Mar. 1998.
- [13] IEEE - *Supplement to Standard for Telecommunications and Information Exchange Between Systems - LAN/MAN Specific Requirements - Part 11: Wireless MAC and PHY Specifications: High Speed Physical Layer in the 5 GHz Band*, P802.11a/D7.0, July 1999.
- [14] KYEES, P. J., McCONNELL R. C., SISTANIZADEH K. - ADSL: A New Twisted Pair Access to the Information Highway. *IEEE Commun. Mag.*; 33: 52-59, Apr., 1995
- [15] BARTON, M., CHANG L., HSING T. R. - Performance Study of High Speed Asymmetric Digital Subscriber Line Technology. *IEEE Trans. On Commun.*, 44: 156-157, Feb., 1996
- [16] TAKEUCHI, S. - *Recent Transmission Technology Development for Multimedia Services (ADSL for Internet Multimedia)*. Electrical and Electronic Technology, 2001. TENCON. Proceedings of IEEE Region 10. International Conference on, Volume: 1, 2001. Page(s): P1 -P7 vol.1.

**Ernesto Leite Pinto** graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal da Paraíba, em 1983. Tem mestrado e doutorado na área de sistemas de comunicações pela PUC/RJ, concluídos em 1986 e 1998, respectivamente. É Professor Adjunto IV do Departamento de Engenharia Elétrica do IME, onde trabalha desde 1987. Suas principais áreas de pesquisa são avaliação de desempenho de sistemas de transmissão digital e processamento digital de sinais aplicado a sistemas de comunicações digitais. É autor de diversos trabalhos publicados em anais de congressos e revistas de sociedades científicas nacionais e internacionais. É sócio e já fez parte do Conselho Deliberativo da Sociedade Brasileira de Telecomunicações.

**E-mail:** ernesto@aquarius.ime.eb.br,

**Claudio Penedo de Albuquerque** graduou-se em Engenharia Eletrônica em 1996 e obteve o grau de Mestre em Ciências em 2000, ambos pelo Instituto Militar de Engenharia – IME. Atualmente trabalha no Centro de Desenvolvimento de Sistemas.

**E-mail:** penedo@cds.eb.mil.br