



INSTITUTO SUPERIOR TÉCNICO
Universidade Técnica de Lisboa

Técnicas MIMO (Multiple-Input/Multiple-Output) para modulações OFDM

Luís Miguel Silva Onofre

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Júri

Presidente : Prof José Manuel Bioucas Dias
Orientador : Prof. Rui Miguel Henriques Dias Morgado Dinis
Co-Orientador: Prof. António José Castelo Branco Rodrigues
Vogais: Prof. Fernando Duarte Nunes

Abril 2009

Agradecimentos:

Aos meus pais, Guilherme Onofre e Maria Luísa Onofre, pelo vosso amor, suporte incondicional, a vocês devo-vos tudo. Este meu título é teu pai !!!

Aos meus irmãos, Luísa Maria Onofre e Paulo Onofre pela compreensão e vossa ajuda permitindo-me mais condições de forma a alcançar este nosso objectivo. A vocês, um muito obrigado!!! E a minha sobrinha e afilhada, porque ela partilhava o chocolate dela sempre que eu precisava.

To my girlfriend, Paula Orzechowska for coming to my life and be my motivation, inspiration and strength to arrive today here.

Ao Paulo Martins, Osvaldo Cardoso, Giovani Martins, Pedro Valério, Paulo Mendonça, Paulo Franco e muitos outros amigos, que juntamente travamos esta batalha da vida

Ao meu colega e amigo Luís Gomes, partilhamos a vida durante 3 anos, mas amizade será eterna. Obrigado amigo!

Índice

Agradecimentos:	i
Índice	ii
Lista de Tabelas:	iv
Lista de Figuras:	v
Lista de Acrónimos:	vii
Resumo	1
Abstract	1
Palavras Chave:	1
Keywords:	1
Organização	2
1 Introdução	3
1.1 Estado da Arte	4
1.2 Aplicações	6
1.3 Breve Introdução sobre os Principais Aspectos das Comunicações Móveis	6
1.3.1 Evolução dos Sistemas de Telecomunicações	6
1.3.2 A Terceira Geração de Redes Sem Fios	7
1.3.3 Conclusão	8
1.4 Canais	8
1.4.1 Características de Propagação de Canais Rádio Móvel	8
1.4.2 Atenuação	9
1.4.3 Efeito MultiPercurso	9
1.4.4 Técnicas de Acesso Múltiplo	12
1.4.5 Acesso Múltiplo por Divisão da Frequência (FDMA)	12
1.4.6 Acesso Múltiplo por Divisão do Tempo	13
1.4.7 Acesso Múltiplo por Divisão no Código	14
2 OFDM vs SC-FDE	16
2.1 OFDM – Multiplexagem por Divisão Ortogonal da Frequência	16
2.1.1 Introdução	16
2.1.2 História do OFDM	16
2.1.3 O ambiente móvel	18
2.1.4 Conceção Básica da Técnica OFDM	19
2.1.5 Descrição Qualitativa do OFDM	20
2.1.6 Geração do sinal OFDM	22

2.1.7	Descrição Matemática do OFDM	26
2.1.8	Processamento digital do sinal OFDM.....	30
2.1.9	Análise de Desempenho	31
2.1.10	Resultados Experimentais.....	33
2.1.11	Vantagens e Desvantagens do OFDM.....	34
2.1.12	Aplicações.....	35
2.2	SC-FDE.....	36
2.2.1	FDE-linear	36
2.2.2	IB-DFE	38
2.2.3	Resultados Simulados.....	41
2.2.4	Coexistência OFDM com SC-FDE.....	42
2.3	Conclusão.....	43
3	Técnicas MIMO-OFDM	44
3.1	História	44
3.2	Introdução aos Sistemas MIMO.....	45
3.3	Canal MIMO	46
3.3.1	Modelo Matemático do Canal MIMO.....	46
3.3.2	Capacidade de Shannon.....	48
3.3.3	Capacidade dos sistemas MIMO.....	50
3.3.4	Resultados Simulados.....	55
3.4	MIMO-OFDM	57
3.4.1	Descrição Modelo do Sistema	57
3.5	Técnicas de Diversidade	61
3.5.1	Diversidade na Recepção.....	61
3.5.2	Diversidade na Transmissão	63
3.5.3	Diversidade na Recepção e na Transmissão	64
3.6	Sistemas MIMO-OFDM V-BLAST.....	65
3.6.1	Processamento V-BLAST e cancelamento ICI.....	67
3.7	Conclusão.....	70
4	Conclusão	72
	Anexo A –Efeito de Doppler	73
	Anexo B- Waterfilling	74
	Anexo C- Aspectos de Implementação	76
	Bibliografia:	81

Lista de Tabelas:

Tabela 1: Taxa de dados máxima para UMTS, para variados ambientes.....	8
--	---

Lista de Figuras:

Figura 1-1: Evolução dos sistemas de banda larga móveis e tendências para 4G	4
Figura 1-2: Efeitos de Rádio Propagação	9
Figura 1-3: Sinais Multipercurso.....	10
Figura 1-4: Desvanecimento típico de Rayleigh, quando uma unidade está em movimento (a funcionar a 900MHz).....	10
Figura 1-5: Espalhamento Temporal devido ao multipercurso.....	12
Figura 1-6: Espectro dum sistema FDMA, em que cada banda estreita e reservada para um único utilizador.....	13
Figura 1-7: Espectro FDMA, onde a largura de banda disponível, é subdividida, em canais de banda mais estreita.	13
Figura 1-8: Esquema TDMA, onde a cada utilizador, é reservado um <i>time slot/frame</i>	13
Figura 1-9: FDMA / TDMA híbrido, mostrando a largura de banda dividida em bandas de frequência (canais) e time slots	14
Figura 1-10: Espectro dum Acesso Múltiplo por Divisão no Código	15
Figura 2-1: Comparação entre larguras de banda ocupada num sistema TDM e OFDM.	17
Figura 2-3: Subportadoras de um sinal OFDM com frequência normalizada em relação ao valor $1/T$	20
Figura 2-2: Espectro dum sinal QAM. Com frequência normalizada em relação ao valor de $1/T$	20
Figura 2-4: Sinal OFDM recebido num canal dispersivo e invariante no tempo.....	20
Figura 2-5: Espectro dum sinal OFDM transmitido, com espectro de vários bits em paralelo. Impulsos rectangulares no domínio de tempo, produzem funções sinc, no domínio da frequência.....	20
Figura 2-6: Subportadoras, ortogonalidade no domínio do tempo	21
Figura 2-7: Espectro dum sinal OFDM com 4 subportadoras	22
Figura 2-8: Constelação 16-QAM Figura 2-9: Constelação 64QAM	23
Figura 2-10: Esquema básico FFT dum emissor e receptor OFDM	23
Figura 2-11: Intervalo de guarda sem extensão cíclica	25
Figura 2-12: Intervalo de guarda com extensão cíclica	26
Figura 2-13: Estrutura do emissor (A) e detalhe do bloco “Tx” (B).....	28
Figura 2-14: Estrutura do Receptor (A) e detalhe do “bloco Rx”	29
Figura 2-15: Janela de formatação temporal em “ <i>raised-cosine</i> ”	32
Figura 2-16: Desempenho de BER num canal Rayleigh vs AWGN, com NSLOT=100.....	33
Figura 2-17: Desempenho de BER num canal Rayleigh vs AWGN, com NSLOT=5000.....	33
Figura 2-18: Diagrama de Blocos representativo dum sistema SC-FDE	36
Figura 2-19: Similaridades no processamento de sinal OFDM e SC-FDE	37
Figura 2-21: Estrutura dum receptor IB-DFE empregando MRC ideal seguindo dum único filtro <i>feedforward</i> caracterizado pela série coeficientes $Ck(i); k = 0, 1, \dots, N - 1$	40
Figura 2-20: Estrutura dum receptor IB-DFE com filtros <i>feedback</i>	40
Figura 2-22: Evolução do Índice de Correlação ρ num canal Rayleigh sem diversidade, com NSlot=5000	41
Figura 2-23: Evolução do Índice de Correlação ρ num canal Rayleigh com diversidade $L=2$, com NSlot=5000	41
Figura 2-24: Performance BER num canal Rayleigh selectivo na frequência sem diversidade, IB-FDE com 4 iterações (linha continua) e MFB linha tracejada, com Nslot=5000	41
Figura 2-25: Performance BER num canal Rayleigh selectivo na frequência com diversidade $L=2$, IB-FDE com 4 iterações (linha continua) e MFB linha tracejada, com Nslot=5000.....	41
Figura 2-26: Coexistência OFDM e SC-FDE: assimetria <i>downlink/uplink</i>	42

Figura 3-1 Modelo de canal MIMO	46
Figura 3-2: Sistema de transmissão MIMO.....	47
Figura 3-3: Ganho Máximo: Diversidade de transmissão convencional/BF- O mesmo sinal nas diversas antenas.....	51
Figura 3-4: Máxima Capacidade: Transmissão por canais paralelos (diferentes sinais em diferentes canais -TRUE MIMO	51
Figura 3-5: Capacidade dum sistema MIMO.....	55
Figura 3-6 Capacidade máxima dum sistema MIMO	56
Figura 3-7:Capacidade Máxima através do método de atribuição de potência de Waterfilling	56
Figura 3-8:Capacidade mínima dum sistema MIMO-OFDM	56
Figura 3-9: Modelo dum Transmissor MIMO-OFDM.....	58
Figura 3-10: Modelo de um Receptor MIMO-OFDM	59
Figura 3-11: Emissor OFDM com CDD	63
Figura 3-12: V-BLAST.....	66
Figura 3-13: D-BLAST.....	66
Figura 3-14: Arquitectura dum Receptor MIMO-OFDM V-BLAST	67
Figura 3-15: Performance BER num canal Rayleigh MIMO OFDM V-BLAST	69
Figura A-1: Ilustração do Efeito de Doppler	73
Figura B-1:Atribuição de Potência através do Algoritmo <i>Waterfilling</i>	75

Lista de Acrónimos:

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
ASC	<i>antenna selection combining</i>
AWGN	Canal Gaussiano Ideal
BS	Base Station
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BER	Bit Error Rate
CP-OFDM	<i>Cyclic Prefix- Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
CDMA	Acesso Múltiplo por Divisão do Código
CFR	<i>Channel Frequency Response</i>
CSI	<i>Channel State Information</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i>
DD	<i>Delay Diversity</i>
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>
DMT	<i>Diversity-Multiplexing Tradeoff</i>
DSL	<i>digital-subscriber-line</i>
DSP	Processamento Digital de Sinal
D-BLAST	BLAST diagonal
EGC	<i>Equal Gain Combining</i>
FEC	<i>forward error correction coding</i>
FDE	<i>Frequency Domain Equalization</i>
FDM	<i>Frequency Division Multiple</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
HDTV	<i>High Density TV</i>
HE	<i>horizontally encoded</i>
IBI	<i>Inter-Block Interference</i>
IB-DFE	<i>Iterative Block Decision Feedback Equalization</i>
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
ISI	<i>Intersymbol Interference</i>
LMS	<i>least mean square</i>
JC	<i>joint coding</i>
LS	<i>least squares minimization</i>
MBWA	<i>Mobile Broadband Wireless Access</i>
MFB	<i>Matched Filter Bound</i>
ML	<i>Maximum likelihood</i>

MMSE	<i>minimum mean square error</i>
MRC	<i>Maximum Ratio Combining</i>
MT	<i>Mobile Terminal</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OSIC	<i>ordered successive interference cancellation</i>
PAC	<i>per antenna coding</i>
PAPR	<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PN code	<i>pseudo random noise</i>
QAM	<i>Quadrature amplitude modulation</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
QoS	<i>Qualidade de Serviço</i>
RLS	<i>root least square</i>
RF	<i>Rádio Frequência</i>
S/N	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>
SC	<i>Selection Combining</i>
SC	<i>Single Carrier</i>
SM	<i>Spatial Multiplexing</i>
SDM	<i>Space Division Multiplexing</i>
STBC	<i>Space-Time-Block-Codes</i>
STC	<i>Space-Time Coding</i>
STF	<i>Space-Time-Frequency</i>
SNIR	<i>signal-to-noise plus interference ratio</i>
SSC	<i>subcarrier selection combining</i>
TDE	<i>Time Domain Equalization</i>
TS	<i>Time Slot</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UHF	<i>Ultra High Frequencies</i>
V-BLAST	<i>Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time</i>
VE	<i>Vertical Encoding</i>
WiBro	<i>Wireless Broadband</i>
WIMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
WLAN	<i>wireless local-area network,</i>
WMAN	<i>wireless metropolitan-area network.</i>
WPAN	<i>wireless personal-area network</i>
ZF	<i>Zero Forcing</i>
ZP-OFDM	<i>Zero Padding – Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>

Resumo

Nos futuros sistemas de comunicação sem fios, o uso de múltiplas antenas nas extremidades de uma ligação sem fios *wireless*, através da tecnologia MIMO, permitirá aumentar drasticamente a eficiência espectral e a fiabilidade da ligação. A tecnologia MIMO combinada com a técnica *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) surge assim na primeira linha da solução da arquitectura dos futuros sistemas móveis, como na próxima geração dos sistemas de redes fixas.

Abstract

In the future wireless communication systems, the use of multiple antennas at the ends of a wireless connection, through the MIMO technology, will dramatically increase spectral efficiency and reliability of the connection. The MIMO technology combined with *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) technique appears to the forefront of the solution in future mobile systems and in the next generation of fixed networks systems architecture.

Palavras Chave:

OFDM, MIMO, MIMO-OFDM, V-BLAST

Keywords:

OFDM, MIMO, MIMO-OFDM, V-BLAST

Organização

O Capítulo 1 faz-se uma introdução e o estado da arte. Aborda-se os principais aspectos das comunicações móveis, as características dos canais de transmissão, efeito multi-percurso e técnicas de acesso múltiplo.

O Capítulo 2 apresenta-se, as técnicas de modulação OFDM e SCFDE, historia, concepção.

O Capítulo 3 aborda-se a técnica MIMO e respectivo modelo de canal, especifica-se para o caso com modulação OFDM com receptores V-BLAST, em termos de BER e Capacidade.

O Capítulo 4 apresenta-se as conclusões finais.

1 Introdução

No presente contexto social, económico e profissional assiste-se naturalmente a uma explosão dos serviços de internet, associados a este facto surgem todos os dias novas aplicações multimédia bem como novos serviços de comunicações, e consequentemente um aumento exponencial de equipamentos electrónicos a comunicarem entre si. Equipamentos esses essencialmente sem fios devido a sua mobilidade, essenciais e populares na forma de vida de hoje. Assiste-se hoje a um crescimento das redes sem fios, contudo estas continuam a ter de competir ainda com as maiores taxas de ritmos binários das redes sem fios.

Cada vez mais novos serviços de comunicações exigem maiores taxas de dados dos respectivos sistemas de transmissão digitais. A requisição de maiores taxas de dados traduz-se numa exigência por maior largura de banda, contudo o espectro electromagnético e a potência máxima radiada possuem limitações físicas e regulamentares. Assim a única forma de aumentar a taxa de dados dos sistemas de transmissão com elevada fiabilidade, respondendo a exigências das sociedades de hoje, dentro destas limitações, só é possível através de novas e sofisticadas técnicas de processamento digital de sinal e de técnicas de codificação de canal.

Nos últimos anos, investigadores tem desenvolvido a teoria da informação, demonstrando que canais *wireless* com elevado índice de espalhamento espectral, podem suportar enormes capacidades, isto é, explorando o domínio do espaço através dum tratamento e arquitectura adequada, utilizando múltiplas antenas transmissoras e múltiplas receptoras (MIMO), permite aumentar significativamente a eficiência espectral.

Nos convencionais sistemas com elevada taxa de dados onde o período dos símbolos é muito pequeno, devido ao multipercurso e consequente espalhamento de atraso, estes estão susceptíveis à interferência intersimbólica ISI. OFDM é uma técnica multiportadora, capaz de combater essa ISI, sendo eficiente em canais selectivos na frequência, bem como devido a sua ortogonalidade das suas portadoras e respectivo espaçamento, apresenta uma óptima eficiência espectral.

Os sistemas MIMO juntamente com a tecnologia OFDM podem ser usados para melhorar a área de cobertura, a fiabilidade da ligação e a eficiência espectral, figurando-se como a tecnologia mais promissora para sistemas *wireless* de alto débito.

Nesta dissertação apresenta-se como os sistemas MIMO-OFDM com processamento de sinal V-BLAST no receptor, como solução contra a interferência co-canal (CCI). Rever-se-á muita da literatura até hoje escrita, e apresentar-se-á as principais características dos sistemas MIMO-OFDM e como o algoritmo V-BLAST executa a detecção não linear através de processos de ZF, de forma a reduzir a ICI, aumentando assim a performance.

Simular-se-á um sistema MIMO-OFDM V-BLAST e deste modo, focar-se-á num sistema com multiplexidade espacial, e analisar-se -á sua performance através do respectivo *Bit-error-rate* (BER). Seguidamente obteremos a capacidade para diferentes configurações de antenas, considerando conhecimento do estado do canal (CSI). Após análise de resultados, confirmar-se-á as

potencialidades dos sistemas MIMO-OFDM V-BLAST e esta como solução para o futuro das comunicações móveis.

1.1 Estado da Arte

Actualmente a tecnologia MIMO-OFDM é considerada a tecnologia principal nos sistemas emergentes de alta taxa de dados, estando actualmente a ser já padronizado pelo IEEE 802.11n e IEEE 802.16e. Sendo a tecnologia chave na próxima geração 4G, nos sistemas 3GPP2 UMB (*ultra mobile broadband*) e 3GPP LTE (*long term evolution*). Na figura seguinte projecta-se as tendências de evolução.

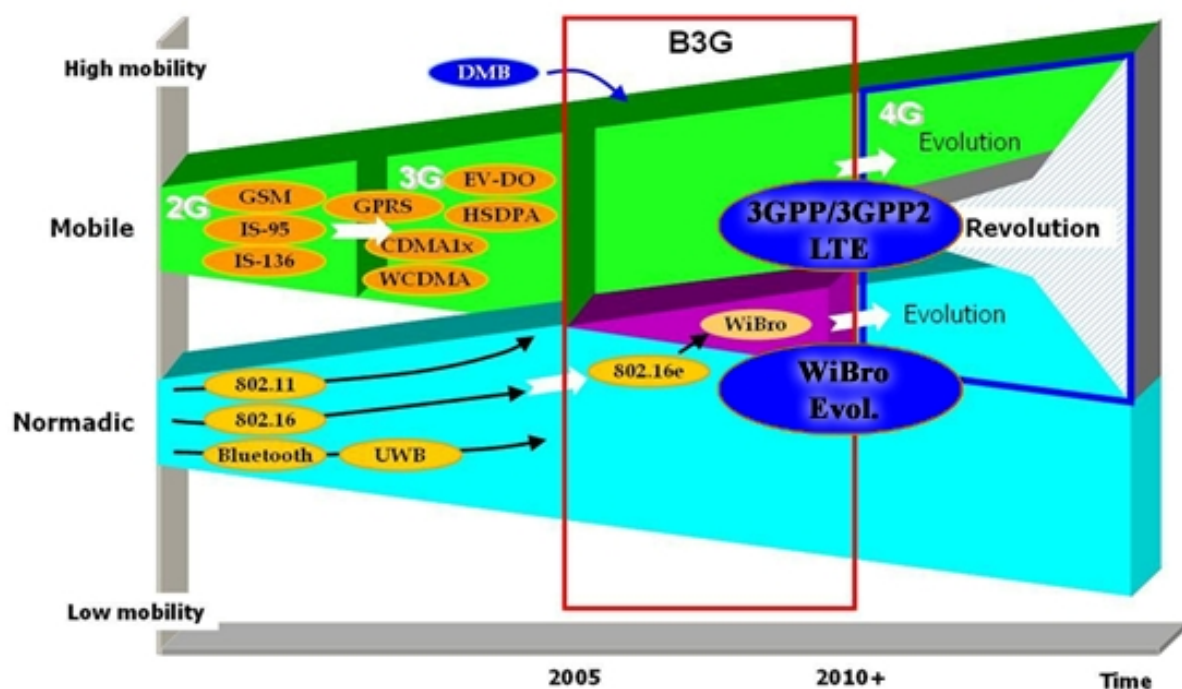


Figura 1-1: Evolução dos sistemas de banda larga móveis e tendências para 4G

Hoje vários grandes fabricantes de equipamento sem fio estão a investir em pesquisa avançada MIMO-OFDM. Segundo um recente comunicado de imprensa, a Motorola Labs anunciou experiências bem sucedidas no terreno, da uma combinação MIMO-OFDM em telemóveis. Este telefone foi capaz de suportar taxas de dados de 20 Mbps com baixa latência, ao mesmo tempo que se deslocam a velocidades ao nível dum veículo.

A visão para 4G é uma perfeita comunicação num ambiente *wireless*. Aqui, a interoperabilidade entre diferentes sistemas e diferentes fornecedores é crítica. Esta falta de flexibilidade impulsiona a necessidade de *software* definida para sistemas rádios (SDRs- *software-defined radios*) em detrimento de *hardware*.

Para os prestadores de serviços sem fio e grandes fabricantes de dispositivos, o caminho mais provável para 4G é melhorar a actual 2G e 3G com sistemas cada vez mais avançados nos

métodos de entrega. As tecnologias 3.5G, como 1xEV-DO para CDMA2000 e HSDPA para a W-CDMA, permitem um aumento de 3X e de 5X mais no valor da taxa de transferência de dados, em bit/seg/MHz.

Em curso está um projecto de investigação realizado no *Laboratoire de Radiocommunication et de Traitement du Signal* (LRTS) na *Laval University* (Quebec, Canada) e através do grupo de investigação R2D2 da *Ecole Nationale Supérieure de Sciences Appliquées et de Technologie* (ENSSAT) (Lanion, France) no que diz respeito à aplicação eficiente dos algoritmos MIMO adaptado para 3G W-CDMA.

Do Japão, NTT DoCoMo já anunciou seus planos para desenvolver tecnologia "3.9G", colmatado o fosso entre HSDPA a 10 Mbps e 4G a 100 Mbps. Esta "super 3G" tecnologia, que está sendo prevista a sua implantação antes de 2010, e irá utilizar o mesmo espectro do W-CDMA.

Outra estratégia, é a migração de serviços dos actuais fornecedores de serviços. O IEEE com base nos Estados Unidos, responsável pelo desenvolvimento de normas para sistemas sem fios para um determinado domínio: 802.15 (*Bluetooth*) para as redes *wireless* de área pessoal (WPAN), 802.11(Wi-Fi) para a área de rede local sem fio (WLAN) e 802.16 (*WiMax*) para a rede sem fios de área metropolitana (WMAN). Essa migração significa que os *sites* e arquitecturas de redes existentes podem ser reutilizadas, tendo como objectivo a 4G com elevadas taxas de dados, permitindo que os operadores móveis preservem os seus investimentos anteriores nas redes existentes como as de redes 3G de hoje. Assim sendo tendo vista os objectivos pretendidos para a 4G, tem-se desenvolvido assim os sistemas: 802.15.3a (*Ultra Wideband*) para pequenas distâncias, com um processamento de 480 Mbps; 802.11n (MIMO WLAN) para médias distâncias com processamento de 100 Mbps; 802.16-2004 (WiMAX) para longas distâncias a 75Mbps, Figura 1-1.

Contudo para alcançar as reais pretensões para a 4G, permanece uma dificuldade acrescida, a mobilidade. Neste momento existem duas tecnologias promissoras no horizonte que pode resolver o problema da mobilidade. A primeira é a 802.16e, um reforço para o padrão WiMax. A Samsung Electronics está desenvolvendo uma tecnologia de que é proprietária que é muito semelhante ao 802.16e, denominado WiBro (***Wireless Broadband***). Por outro lado, a utilização de OFDM-MIMO para WiMAX 802.16e, está a progredir muito rapidamente e exigirá uma nova rede.

Num horizonte futuro surge o 802.20 conhecido *Mobile Broadband Wireless Access* (MBWA) *Working Group*, é um conjunto de especificações para interfaces *wireless* desenhados para serem utilizados na internet, que suportará o débito de dados na *digital-subscriber-line* (DSL) e com mobilidade a velocidades elevadas. Contudo este padrão ainda não se encontra tão definido como o 802.16e.

O futuro dos sistemas MIMO, é atingir o mercado no futuro próximo. Isto provavelmente irá acontecer com a introdução de conjuntos de antena adaptativas nas estações base e de duas a quatro antenas nos terminais dos utilizadores. Entretanto os investigadores estão examinando mais inovadoras formas de utilizar essas capacidades. Por exemplo, na Universidade Laval os investigadores estão a investigar conceitos capazes de distribuir estações base MIMO. Usando este conceito, menores potências e eliminação da necessidade de torres para estações base podem ser conseguidas, criando assim redes mais interactivas e ágeis.

1.2 Aplicações

Como já foi frisado anteriormente MIMO-OFDM, actualmente é usado em vários sistemas de comunicações digitais *wireless* tais como:

- Protocolo IEEE 802.11a/g
- Protocolo IEEE 802.11n
- Protocolo 802.16e (Wimax)

1.3 Breve Introdução sobre os Principais Aspectos das Comunicações Móveis

O GSM usa Acesso Múltiplo por Divisão no Tempo (TDMA), o qual tem uma elevada taxa de símbolo, causando problemas resultantes do multipercurso.

Algumas das técnicas que são hoje empregues nos sistemas digitais, permitem um aumento da capacidade das células, com maior imunidade ao multipercurso e maior flexibilidade. Estas técnicas incluem Acesso Múltiplo por Divisão do Código (CDMA) e *Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (COFDM). Cada uma das técnicas tem características diferentes, sendo utilizadas para aplicações específicas.

Com sistemas CDMA, todos os utilizadores transmitem na mesma banda de frequência, usado códigos especializados com base do canal. A informação transmitida é espalhada na largura de banda disponível. Quer a estação base quer o terminal móvel sabem este código aleatório que é usado para modular os dados enviados. OFDM/COFDM permite muitos utilizadores transmitirem numa banda reservada, pela sub-divisão da largura de banda disponível, em muitas portadoras de largura de banda mais estreitas. Para cada utilizador é reservado várias portadoras, na qual é transmitido os dados que lhe são correspondentes.

A transmissão é gerada de maneira que as portadoras usadas, são ortogonais entre si, permitindo assim, serem enviadas juntas e mais próximas que a convencional Multiplexagem por divisão da Frequência (FDM). Isto resulta que OFDM/COFDM permite uma maior eficiência espectral.

1.3.1 Evolução dos Sistemas de Telecomunicações

O aumento do uso das redes digital levou a necessidade dum aumento da capacidade das redes de comunicações. Serviços sem fios (*Wireless*) têm crescido, com sistema digital de segunda geração (GSM) que atingiu a sua capacidade em meados do ano 2000, e desde então as indústrias de telecomunicações, têm-se modificado, feito um enorme esforço com o intuito de corresponder às exigências de novos serviços, tais como, vídeo-conferência, serviços de Internet, redes de dados bem como multimédia. Esta exigência por redes de maior capacidade, levou-nos ao desenvolvimento do actual sistema de telecomunicações de terceira geração denominado por, *Universal Mobile Telecommunications System* (UMTS).

Uma das propostas do UMTS, é possibilitar uma maior flexibilidade de taxa de dados, maior capacidade e um serviço integrado mais compacto, que o sistema de segunda geração.

O aumento na confiança nas redes de computadores e de Internet, resultou numa maior exigência por uma maior conectividade em qualquer lugar, levando a aumento das exigência dos sistemas sem fios (*wireless systems*). Esta procura leva-nos a necessidade de desenvolver sistemas de telecomunicações sem fios cada vez mais com maior capacidade e fiabilidade.

1.3.2 A Terceira Geração de Redes Sem Fios

Muitos sistemas de rádio convencionais móveis têm sido desenvolvidos para sistemas sem fios, em todo mundo, e muitos outros estão a emergir.

Muitos dos sistemas das primeiras gerações foram introduzidos em meados de 1980, e podem ser caracterizados pelo uso de técnicas de transmissão analógicas e o uso de técnicas de acesso múltiplo simples, tais como Acesso Múltiplo por Divisão na Frequência (FDMA).

Os sistemas de telecomunicações de primeira geração, só providenciavam comunicações por voz. Estes disponham de baixa capacidade de utilizador, e problemas de segurança devido à simples interface de rádio utilizada.

Sistemas de segunda geração foram introduzidos no início dos anos 90, onde todos usavam tecnologia digital. Tal permitiu um aumento da capacidade de utilizador, feito alcançado através da compressão das ondas de voz antes da transmissão.

A terceira geração é em termos de complexidade uma extensão, dos sistemas de segunda geração, tendo uma capacidade aproximadamente 10 vezes superior aos sistemas de primeira geração.

O objectivo do UMTS é providenciar serviços “ em qualquer lugar, a qualquer hora” e desse modo variará dependendo da localização do utilizador. Assim o ambiente no qual o sistema *wireless* tem de operar afecta a capacidade do sistema e o tipo de serviço que presta. A tabela que se segue, lista alguns dos ambientes no qual UMTS dá cobertura.

Ambiente	Taxa de dados máxima suportada
Business (indoor)	384kbps
Sub-urbano (indoor/outdoor)	144kbps
Veiculos Urbanos (outdoor)	144kbps
Pedestre em Zona Urbana (outdoor)	144kbps
Fixo (Outdoor)	144kbps / 384kbps
Local com taxa de bit elevada (Indoor)	2Mbps

Tabela 1:Taxa de dados máxima para UMTS, para variados ambientes.

O máximo de taxa de dados para cada ambiente, está relacionado com o tamanho da célula requerida, para efectuar a cobertura adequada no ambiente em causa.

1.3.3 Conclusão

O futuro das telecomunicações irá ao encontro da necessidade em obter serviços integrados de maior capacidade e de maior cobertura. Do ponto de vista do utilizador, tem-se como meta, que este não faça distinção entre o acesso através de redes fixas e redes móveis. Este objectivo será alcançado usando uma variedade de tecnologia, incluindo comunicações via satélite, redes fixas de elevada velocidade e técnicas avançadas para redes rádio.

1.4 Canais

1.4.1 Características de Propagação de Canais Rádio Móvel

Num canal rádio ideal, o sinal recebido consistiria num único sinal devido ao percurso directo, o qual seria perfeito para a reconstrução do sinal transmitido. Contudo, num canal real, o sinal é modificado durante a transmissão no canal. O sinal recebido consiste numa combinação da atenuação, reflexão, refacção, e difracção das réplicas do sinal transmitido. Acrescentado o facto, que o canal adiciona ruído ao sinal e pode causar um deslocamento na frequência da portadora, se o emissor ou receptor se encontrar em movimento, estando sujeito ao efeito de *Doppler* (Anexo A – Efeito de Doppler).

O efeito destes fenómenos afecta o sinal e é deveras importante, porque a performance do sistema de rádio está dependente das características do canal rádio.

1.4.2 Atenuação

A atenuação pode ser causada pela distância de transmissão, obstruções no caminho do sinal e pelo efeito multipercurso. A Figura 1-2 mostra alguns dos efeitos de rádio propagação que causam atenuação. Qualquer objecto que obstrua a linha de vista do sinal entre o emissor e o receptor pode causar atenuação.



Figura 1-2: Efeitos de Rádio Propagação

A “zona escura” do sinal pode ocorrer sempre que houver uma obstrução entre o emissor e receptor. É causado geralmente por prédios ou colinas, sendo o efeito de atenuação ambiental o mais importante.

Sinais rádio difractam nas fronteiras dos obstáculos, evitando totais “zonas escuras” por detrás de colinas ou prédios. A intensidade da difracção está dependente da frequência de rádio usada. Com frequências baixas, estas difractam mais do que com frequências altas. Assim, sinais de altas frequências, tais como sinais UHF, e sinais de microondas requerem linha de vista para uma determinada intensidade de sinal, e para ultrapassar este problema, os emissores são colocados usualmente o mais elevado possível de forma a minimizar o número de obstáculos.

As áreas “escuras” tendem a aumentar, resultante da taxa da variação da intensidade do sinal ser lenta. A este fenómeno designamos por desvanecimento lento [1].

1.4.3 Efeito MultiPercurso

1.4.3.1 Desvanecimento de Rayleigh (Rayleigh fading)

Numa ligação rádio, o sinal RF do emissor é reflectido em vários objectos, como é mostrado na Figura 1-3. Podendo resultar em múltiplas transmissões para o receptor.



Figura 1-3: Sinais Multipercurso

A fase relativa, dos múltiplos sinais reflectidos pode causar interferência construtiva ou destrutiva no receptor. Este fenómeno é designado por desvanecimento rápido. A Figura 1-4 mostra-nos um exemplo, dum nível de atenuação que pode ocorrer devido ao desvanecimento

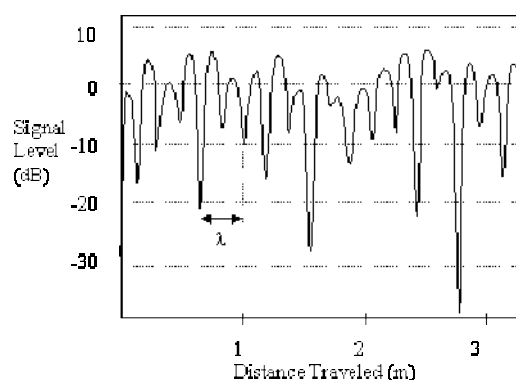


Figura 1-4: Desvanecimento típico de Rayleigh, quando uma unidade está em movimento (a funcionar a 900MHz)

1.4.3.2 Desvanecimento Selectivo na Frequência

Em qualquer transmissão rádio, a resposta espectral do sinal não é constante. O espectro tem “buracos” ou desvanecimentos na resposta, devido às reflexões causando o seu cancelamento em certas frequências no receptor. As reflexões no solo, nos prédios, árvores, etc, podem levar a que sinais resultantes do multipercurso, adquiram uma intensidade de sinal semelhante ao sinal resultante do percurso directo, tal pode provocar nulos no sinal recebido devido a interferência destrutiva. Em geral, as várias componentes da frequência que compõe o sinal, se as adjacentes destas forem fortemente correlacionadas, sofrerão variações na intensidade do sinal.

Para um sinal de banda estreita, a distorção é usualmente minimizada se a largura de banda for menor do que a banda de coerência do canal, porque todas as frequências na banda, são usualmente atenuadas na maneira. Um sinal que ocupe uma maior largura de banda, maior que a

banda de coerência, será sujeita a uma maior distorção, mas sofrerá uma menor variação na potência recebida total, mesmo quando sujeita a diferentes níveis de multipercurso. A fórmula seguinte, é usada para o cálculo da banda de coerência B_c , onde τ_{rms} é o valor RMS do espalhamento de atraso,

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{rms}} \quad (1.1)$$

Para transmissões em banda estreita, se um nulo ocorrer na resposta em frequência, numa transmissão, então todo o sinal pode se perder. Esta situação pode ser em parte ultrapassada de duas maneiras. Transmitindo o sinal em banda larga, espalhando o sinal espectral, como acontece como CDMA, onde qualquer desvanecimento profundo, ou nulos no espectro, resulta somente na perda de intensidade de sinal muito pequena, ao invés de uma perda completa. Um outro método é dividir a transmissão em multi-portadoras com largura de banda muito pequena, tal como é feito com transmissão OFDM/COFDM. O sinal original é espalhado sobre uma banda larga e assim os nulos existentes no espectro, irão somente afectar um pequeno número de portadoras em vez do sinal inteiro. A informação perdida nas portadoras, poderá ser recuperada usando técnicas “*forward error correction*”.

1.4.3.3 Espalhamento de Atraso (Spread Delay)

O sinal rádio recebido do emissor consiste tipicamente do sinal directo, mais a reflexões resultantes dos prédios, montanhas e outras estruturas. Os sinais reflectidos chegam atrasados face ao sinal directo, devido ao maior percurso que tem que percorrer, dando lugar a um aumento significativo entre os tempos a que chegam ao receptor, como consequência dá-se um espalhamento da energia do sinal no tempo. O espalhamento temporal, é o tempo entre a chegada do primeiro e o último sinal resultante do multipercurso ao receptor. O espalhamento de atraso pode assim levar à interferência inter-simbólica, devido ao atraso resultante do multipercurso se sobrepor ao símbolo. Este fenómeno pode causar erros significativos em sistemas com elevado *bit rate*, especialmente quando é usado multiplexagem por divisão no tempo (TDMA). Na Figura 1-5, mostra-se o efeito da interferência inter-simbólica devido ao espalhamento temporal do sinal recebido. A medida, que no emissor se aumenta o *bit rate*, a interferência inter-simbólica aumenta também. Este efeito começa a ser bastante significativo quando o espalhamento temporal é superior ~50% do tempo de bit.

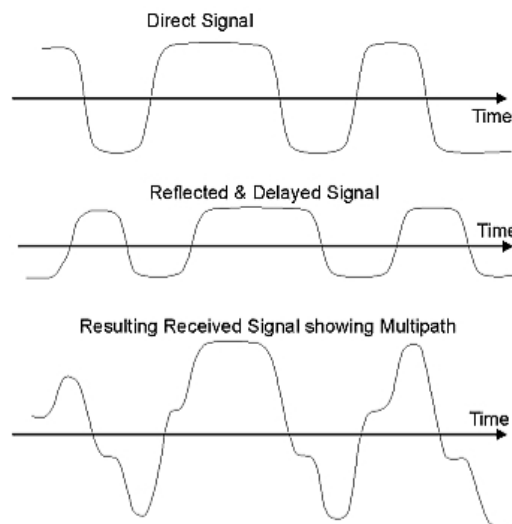


Figura 1-5: Espalhamento Temporal devido ao multipercurso

A interferência inter-simbólica pode ser minimizada de várias maneiras. Um dos métodos, é reduzir a taxa de símbolo, reduzindo a taxa de dados por canal (dividido a largura de banda em mais canais usando a multiplexagem por divisão da frequência, ou OFDM). Outra alternativa é usar um esquema de código, que seja tolerante a interferência inter-simbólica, como é exemplo CDMA.

1.4.4 Técnicas de Acesso Múltiplo

Esquemas de acesso múltiplo são usados, de forma a permitir que em simultâneo, muitos utilizadores usem a mesma largura de banda do espectro rádio. Em qualquer sistema rádio, a largura de banda que é reservada, é sempre limitada. Para sistemas de telefones móveis, tipicamente, o total da largura de banda é de 50 MHz, a qual é dividida pela metade, de forma a providenciar as ligações nos dois sentidos do sistema. A partilha do espectro é absolutamente necessária, de forma a aumentar a capacidade do utilizador de qualquer rede sem fios. FDMA, TDMA e CDMA são três dos maiores métodos de partilha da banda disponível, para utilizadores múltiplos num sistema *wireless*.

Existem ainda muitas extensões e técnicas híbridas para estes métodos, tais como OFDM (a qual daremos maior ênfase), e sistemas TDMA e FDMA híbridos.

1.4.5 Acesso Múltiplo por Divisão da Frequência (FDMA)

Para sistemas que usam Acesso Múltiplo por Divisão da Frequência, a largura de banda disponível é subdividida em canais com largura de bandas mais estreitas. Para cada utilizador é reservada uma única banda de frequência no qual poderá transmitir ou receber. Durante uma chamada, nenhum outro utilizador poderá usar a mesma banda de frequência. A cada utilizador é reservado, um canal descendente (da estação base até ao terminal móvel) e um canal ascendente (do terminal móvel, a estação base). O sinal transmitido em cada canal é contínuo, permitindo transmissões analógicas. A largura de banda, usada na maioria dos sistemas FDMA, é inferior a 30KHz, dado que cada canal só suporta um único utilizador. FDMA é usado na maioria dos sistemas

multi-canal. A Figura 1-6 e Figura 1-7 mostram a reserva de vários canais na largura de banda disponível.

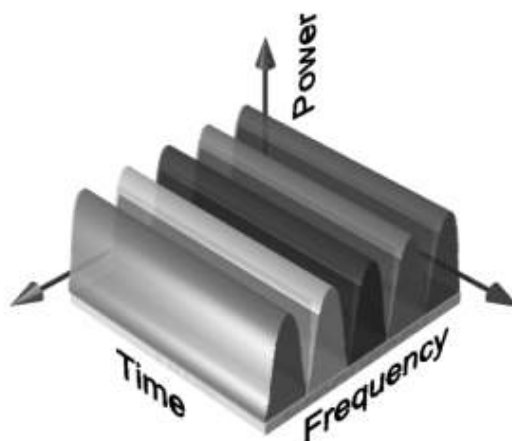


Figura 1-6: Espectro dum sistema FDMA, em que cada banda estreita e reservada para um único utilizador

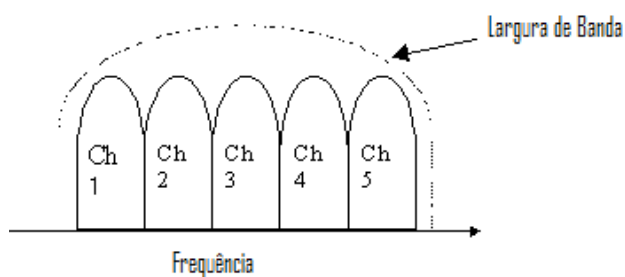


Figura 1-7: Espectro FDMA, onde a largura de banda disponível, é subdividida, em canais de banda mais estreita.

1.4.6 Acesso Múltiplo por Divisão do Tempo

Acesso Múltiplo por Divisão do Tempo (TDMA), divide o espectro disponível, em múltiplos *time slots* (TS), dando a cada utilizador, um time slot, no qual pode transmitir ou receber. A figura 7 mostra como os *time slots* são disponibilizados ao utilizador, no qual é atribuído um *time slot* por *frame*.

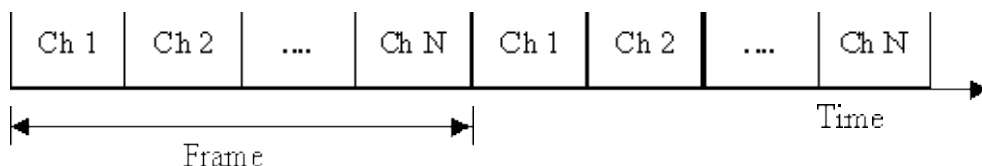


Figura 1-8: Esquema TDMA, onde a cada utilizador, é reservado um *time slot/frame*

Um sistema TDMA transmite dados, através dum *buffer* e usando método de *burst*, assim a transmissão de cada canal, não é contínua. Os dados de entrada a ser transmitidos são

armazenados sobre uma *frame* prévia e *burst* a uma taxa elevada durante o *time slot* do respectivo canal. Sistemas TDMA não conseguem enviar sinais analógicos, devido ao *buffering* necessário, assim é só usado para transmissão de dados digitais. TDMA pode estar sujeito aos efeitos de multipercurso, quando a taxa de transmissão for na generalidade muito elevada, resultando numa significativa interferência inter-simbólica.

TDMA é normalmente usado em conjugação com FDMA, subdividindo o total da largura de banda em vários canais. Esta conjugação é feita para reduzir o número de utilizadores por canal, permitindo usar taxa de dados mais baixas. Esta técnica ajuda a reduzir o espalhamento temporal na transmissão. A Figura 1-9 mostra o uso de TDMA com FDMA. Cada canal resultante da utilização de FDMA, é depois subdividida usando TDMA, de maneira que vários utilizadores possam transmitir num único canal. Este tipo de técnica de transmissão é usado pela maioria dos sistemas digitais de comunicações móveis de segunda geração. No GSM, o total de largura de banda reservada de 25MHz é dividido em 125 canais, 200Khz por canal usando FDMA. Estes canais são depois subdivididos usando TDMA, em que cada canal de 200 KHz permite a utilização entre 8-16 utilizadores

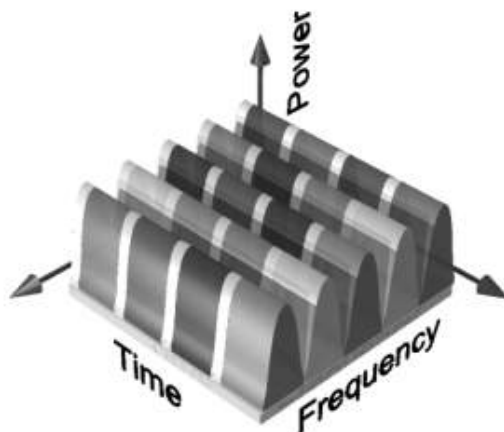


Figura 1-9: FDMA / TDMA híbrido, mostrando a largura de banda dividida em bandas de frequência (canais) e time slots

1.4.7 Acesso Múltiplo por Divisão no Código

Acesso Múltiplo por Divisão do Código (CDMA) é uma técnica de espalhamento do espectro, que não usa, nem canais de frequência nem *time slots*. Com CDMA, a mensagem em banda estreita (tipicamente dados de voz digitalizados) é multiplicada por um sinal com elevada largura de banda, designadamente *pseudo random noise* (PN code). Todos os utilizadores num sistema CDMA usam a mesma banda de frequência e transmitem em simultâneo. O sinal transmitido é recuperado pela correlação do sinal recebido com *PN code* usado pelo emissor.

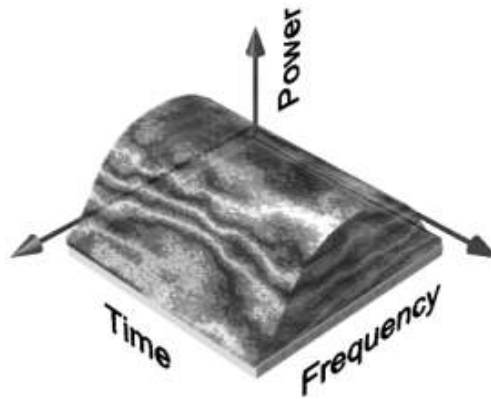


Figura 1-10: Espectro dum Acesso Múltiplo por Divisão no Código

A tecnologia CDMA foi desenvolvida por militares durante a 2ª Guerra Mundial. Algumas das propriedades do CDMA são:

- Sinal escondido e sem interferência inter-simbólica com outros sistemas existentes.
- Anti-jam* e rejeição de interferência.
- Segurança na informação.
- Excelente alcance .
- Tolerância ao multipercurso.

- Não tem teoricamente limite no número simultâneo de utilizadores, desde que se utilizem sequências de códigos ortogonais. Ao contrário dos sistemas TDMA e FDMA que têm um limite rígido no número de utilizadores.

2 OFDM vs SC-FDE

2.1 OFDM – Multiplexagem por Divisão Ortogonal da Frequência

2.1.1 Introdução

Comunicação multimédia é efectivamente uma infra-estrutura tecnológica com grande variedade de fontes em computação, telecomunicações, entretenimento e publicações. Todos os dias novas aplicações emergem, não apenas nas redes por cabos mas também para as redes móveis. Comunicação multimédia em ambiente móvel exige assim uma elevada largura de banda e qualidade de serviço (QoS). Os ritmos binários para multimédia variam de alguns Kb/s, para voz, até 20Mb/s para HDTV. O ambiente rádio é agreste devido às muitas reflexões e outros efeitos. Usando técnicas de igualação adaptativas no receptor poderia ser a solução, mas existem na prática dificuldades na realização desta em tempo real na ordem dos Mb/s com compactação, e em termos de *hardware* (custo e de alta complexidade). Uma técnica que elimina a necessidade de complexos igualadores é a *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), uma técnica de modulação multi-portadora.

A segunda questão, é como lidar com o número de utilizadores a querer utilizar o mesmo meio de comunicação. Técnicas de múltiplo acesso para modulações mono-portadoras (ex: TDMA, FDMA), estão bastantes desenvolvidas, o mesmo não acontece em relação ao OFDM. Para *Downlink* é relativamente fácil, mas o *uplink* coloca sérios problemas no desenho do sistema.

2.1.2 História do OFDM

A técnica de transmissão OFDM surgiu como uma evolução do conceito em usar transmissão de dados em paralelo usando multiplexagem por divisão da frequência (FDM), onde no lugar de utilizar-se bandas de guarda para separação de subportadoras, usa-se uma sobreposição espectral de subportadoras, Figura 2-1. A primeira literatura que aborda este conceito, foi publicada em meados dos anos 60.

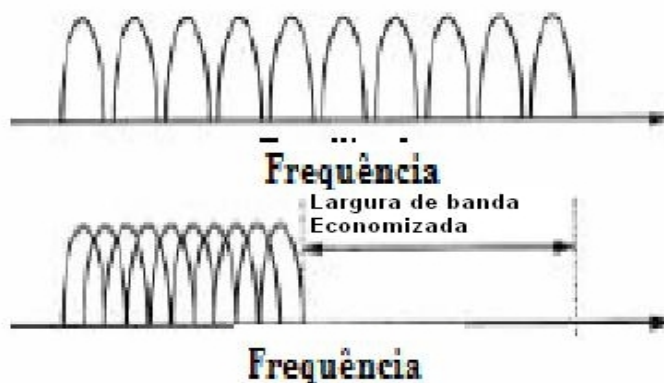


Figura 2-1: Comparação entre larguras de banda ocupada num sistema TDM e OFDM.

Em 1966 Robert W. Chang, esboçou teoricamente como transmitir em simultâneo *data streams* através de canais lineares de banda limitada, sem ISI e *Inter Carrier Interference* (ICI), tendo registado em 1970 a primeira patente americana em OFDM. A ideia era assim enviar *data streams* em paralelo e FDM com sobreposição de canais de forma a evitar igualações a grande velocidade, combater o ruído impulsivo e distorção resultante do multipercurso, obtendo um maior reaproveitamento da largura de banda disponível. Mas antes, nos anos 50 já se havia registado alguns desenvolvimentos. Contudo foram os militares os responsáveis pelas primeiras e consideráveis investigações, desenvolvimentos e consequentemente as primeiras grandes aplicações, em sistemas militares de alta frequência tais como KINEPLEX, ANDEFT e KATHRYN.

Também, no início dos anos 70, Saltzberg analisou a performance dos sistemas OFDM. Até então, era necessário um elevado número de osciladores para realizar as várias subportadoras, de forma a realizar as várias modulações paralelas e desmodulações. A maior descoberta na história do OFDM, ocorreu em 1971, quando Weinstein and Eberts usaram a Transformada Discreta de Fourier (DFT) para realizarem a modulação e desmodulação em banda de base, tornando-o num processo eficiente. Como esta introdução, eliminou-se o conjunto de osciladores responsáveis pelas subportadoras necessárias em FDM, permitindo a aplicação do sistema numa forma mais eficaz e eficiente. Até então as propostas usadas para fazer face à ISI e ICI, usavam intervalos de guarda no domínio da frequência e *raised cosine windowing*.

Um outro momento histórico, na história do OFDM, surge com a introdução do prefixo cíclico (CP) ou extensão cíclica em 1980 por Pelen e Ruiz. A introdução desta técnica veio resolver o problema em manter as características ortogonais dos sinais transmitidos em ambientes de transmissão muito agressivos tais como por exemplo em canais fortemente dispersivos, sendo que essa ortogonalidade é conseguida quando CP é maior que a resposta impulsiva do canal. Nesta época, a introdução da FFT e do CP nos sistemas OFDM e os recentes desenvolvimentos de então no processamento digital de sinal (DSP), veio por essa altura revolucionar o mundo das telecomunicações da época. Sendo em 1985 feita a primeira avaliação desta técnica OFDM para comunicações móveis, Cimini propôs nesse ano um sistema celular em rádio móvel, baseado em OFDM com correcção baseado em símbolos piloto. Esta metodologia veio a mostrar uma elevada

melhoria na performance do BER, num ambiente de desvanecimento de Rayleigh. O OFDM é então estudado para modems de alto débito, comunicações móveis digitais e gravações de alta densidade. Começaram a ser desenvolvidos vários fast-modems para redes telefónicas.

Na década de 90, o OFDM começa a ser explorado para comunicações de dados em banda larga, sobre canais móveis de rádio de frequência modulada (FM), para *High-bit-rate Digital Subscriber Lines* (HDSL a 1.6Mbps), também em *Digital Subscriber Lines* (ADSL até 6Mbps) e ainda *Very-high-speed Digital Subscriber Lines* (VDSL a 100Mbps).

O *Digital Audio Broadcasting* (DAB) foi a primeira aplicação comercial a usar a tecnologia OFDM, tendo o seu desenvolvimento começado em 1987. DAB foi proposto e padronizado em 1994. Em 1995, no Reino Unido e na Suécia os serviços de DAB são aplicados pela primeira vez. Por sua vez *Digital Video Broadcasting* (DVB) começou em 1993 e juntamente com *High-Definition TeleVision* (HDTV) é padronizado e publicado em 1995.

No final do século 20, algumas *Wireless Local Area Network* (WLAN), passam adoptar o OFDM na sua camada física.

A tecnologia OFDM surge assim com elevada importância no futuro da quarta geração dos sistemas sem fios (*wireless*). Espera-se que estes sistemas tenham um crescimento exponencial por volta do ano 2010, onde o OFDM será certamente a tecnologia escolhida na maioria dos sistemas sem fios, dada a aposta actual dos gigantes das telecomunicações.

2.1.3 O ambiente móvel

O principal problema na recepção dos sinais rádio é a atenuação, causado pelo multi-percurso, como se descreveu anteriormente. Existe ainda a interferência inter-simbólica (ISI), zonas escuras e interferências. Estes factores fazem com que a qualidade do *link* varie. Para além ainda das restrições de largura de banda, limite de potência, gestão da rede, e de planeamento multicelular.

Assim com resultado do multi-percurso, muitos dos sinais reflectidos chegam ao receptor com instantes de tempo distintos, isto é, ecos que causam ISI e combinados provocam atenuação. Algumas das atenuações podem ser evitadas usando uma antena direccionada, mas tal é impraticável, para um utilizador móvel. A solução passará por um conjunto de antenas.

Tal como descrito em 1.4.3.2, na situação de existência de atenuação selectiva na frequência, se houver recepção de rádio móvel, então alguns dos referidos comprimentos e atenuações resultantes dos diversos percursos variam com o tempo. Assim um sinal de banda estreita varia em qualidade, relativamente aos máximos e mínimos da resposta em frequência. Haverá também uma significativa variação com a resposta angular, a qual afectará todos os sistemas que usem a fase como meio de sinalização.

Como vimos anteriormente também, técnicas de espalhamento espectral são robustas em relação à atenuação e interferência, mas apresentam um conjunto de impossibilidades na actual tecnologia existente, por exemplo, se um utilizador necessitar de uma velocidade de 20Mb/s no ar e

se o factor de espalhamento (*spreading factor*) for de 128 (valor típico nos dias de hoje), o resultado será de 2.56GB/s os quais tem de ser processados em tempo real e que tem uma largura de banda impraticável.

Técnicas mono-portadoras são vulneráveis à atenuação ao multipercurso, especialmente em caso de elevados ritmos binários. Melhoramentos podem ser efectuados através de igualação na frequência e de antenas direccionais, as quais podem por sua vez serem usadas também para melhorar a performance das técnicas multiportadora.

2.1.4 Concepção Básica da Técnica OFDM

Actualmente, a investigação e desenvolvimento de OFDM tem alcançado um enorme progresso na Europa. O OFDM é um esquema de modulação em banda larga, especificamente capaz de lidar com os problemas de multipercurso. Isto é conseguido devendo-se ao facto, de que a *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) ser uma técnica de transmissão multiportadora, que divide o espectro disponível em várias portadoras, com modulação QAM ou PSK, cada uma modulada por uma taxa de fluxo de dados baixa, tão mais baixas quanto maior o número de portadoras empregadas. A redução da taxa de transmissão, implica consequentemente o aumento na duração dos símbolos em cada portadora resultando numa diminuição da sensibilidade em relação a selectividade em frequência.

Cada portadora num sinal OFDM, tem uma largura de banda estreita (~1kHz), assim as taxas de símbolo resultante são baixas. A utilização de canais mais estreitos em detrimento dum canal único de banda mais larga, traz benefício no que diz respeito a selectividade da frequência, pois ao invés de um possível desvanecimento selectivo em frequência, empregando a técnica OFDM, esta poder ser revertida numa natureza de desvanecimento plano ou quase plano apresentada nos diversos canais. Daqui resulta que o sinal tem uma elevada tolerância ao espalhamento temporal devido ao multi-percurso, eliminando ou reduzindo significativamente a necessidade de igualação. O espalhamento de atraso terá que ser muito elevado para causar interferência inter-simbólica

OFDM é similar ao FDMA em que o acesso múltiplo dos utilizadores é alcançado através da divisão da largura de banda disponível em multi-canais, os quais são reservados para os utilizadores. Contudo OFDM usa o espectro de forma mais eficiente, pois os canais estão menos espaçados. Isto é alcançado fazendo todas as portadoras serem ortogonais entre si, evitando assim a interferência entre as portadoras adjacentes.

A Figura 2-2, ilustra o espectro dum pulso gerado na modulação QAM, o qual é da forma *sinc* (fT), com cruzamentos de zeros em pontos múltiplos de $1/T$ sendo T a duração de um símbolo QAM[3][4].

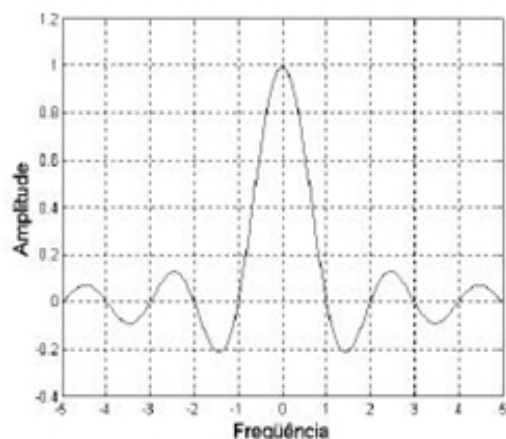


Figura 2-2: Espectro dum sinal QAM. Com frequência normalizada em relação ao valor de $1/T$

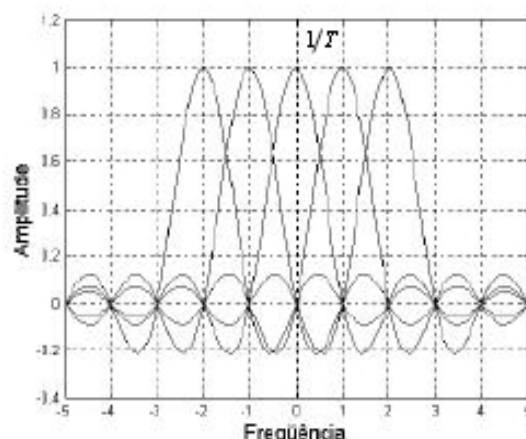


Figura 2-3: Subportadoras de um sinal OFDM com frequência normalizada em relação ao valor $1/T$

Num sistema OFDM o espaçamento entre subportadoras é cuidadosamente seleccionado de forma que cada subportadora seja localizada em pontos de cruzamento por zero, dos espectros das restantes, conforme ilustrado na Figura 2-3,

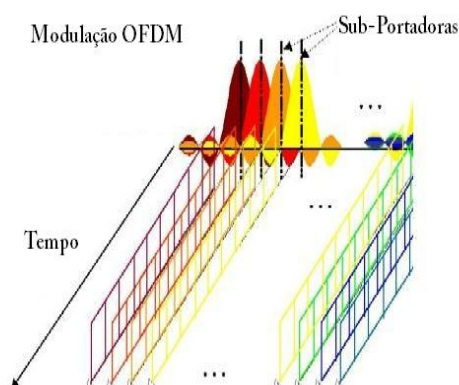


Figura 2-5: Espectro dum sinal OFDM transmitido, com espectro de vários bits em paralelo. Impulsos rectangulares no domínio de tempo, produzem funções sinc, no domínio da frequência.

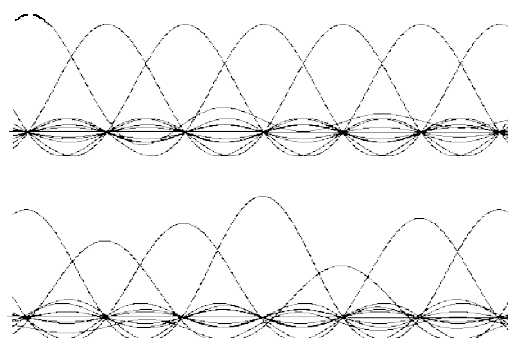


Figura 2-4: Sinal OFDM recebido num canal dispersivo e invariante no tempo.

2.1.5 Descrição Qualitativa do OFDM

2.1.5.1 A importância da ortogonalidade

A ortogonalidade entre as subportadoras, em relação ao domínio do tempo, significa que cada subportadora tem um número inteiro de ciclos sobre período de símbolo OFDM entre si, uma vez que estas estarão separadas em frequência por um múltiplo de $1/T$.

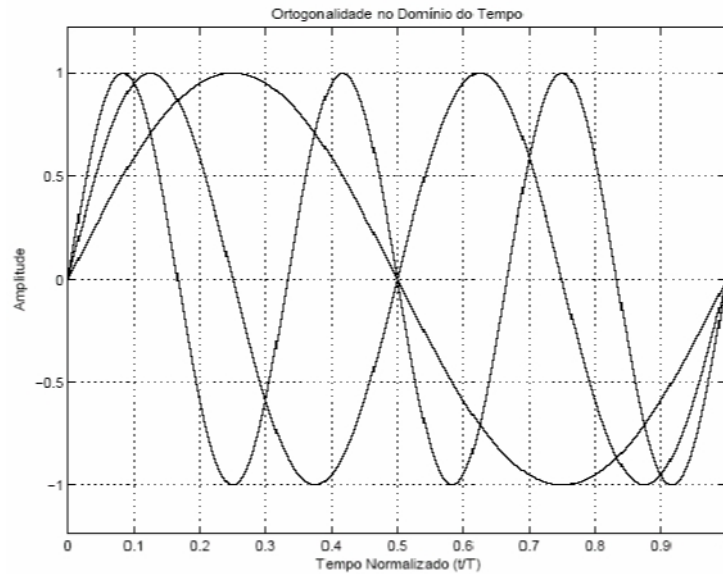


Figura 2-6: Subportadoras, ortogonalidade no domínio do tempo

Assim, o espectro de cada subportadora tem um nulo no centro da frequência de cada uma das restantes subportadoras do sistema. Daqui resulta que não existe interferência entre subportadoras, permitindo que sejam espaçadas o mais teoricamente possível. Desta forma ultrapassa-se o problema da sobreposição e necessidade de espaçamento em FDMA, que para efectuar a recepção de sinal necessitam de filtros convencionais e desmoduladores. Nesses receptores, bandas de guarda tem de ser introduzidas entre portadoras (Figura 2-1), resultando que desta introdução de bandas de guarda, uma diminuição da eficiência espectral.

Em OFDM, embora haja sobreposição espectral das subportadoras moduladas, é possível contudo combinar as bandas individuais das subportadoras sobrepostas de modo que o sinal possa ser recebido sem interferência da portadora adjacente. Para que tal possa ser possível, as portadoras tem estar matematicamente ortogonais[3][4].

A composição dos diversos espectros dum canal OFDM, Figura 2-5 e a correcta selecção do espaçamento entre portadoras, permite obter um espectro constante e garantir ainda a ortogonalidade entre subportadoras, Figura 2-7.

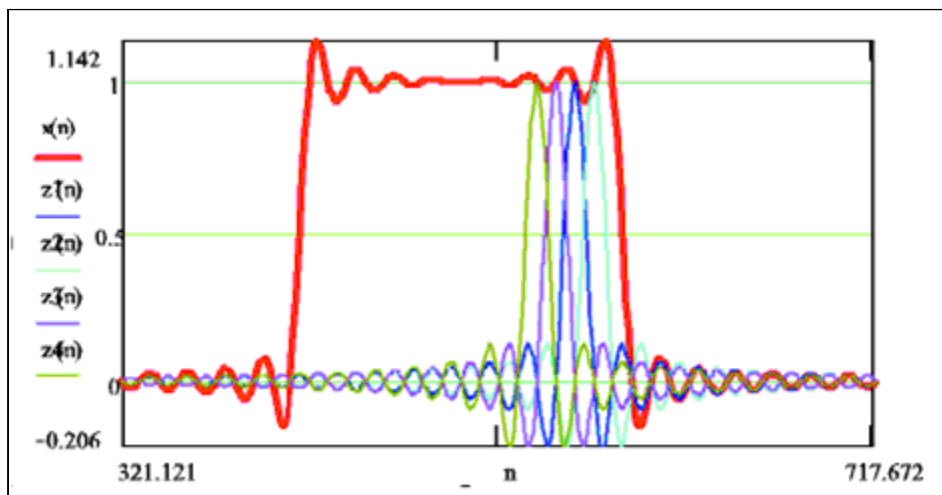


Figura 2-7: Espectro dum sinal OFDM com 4 subportadoras

2.1.5.2 A importância da Codificação.

Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM), é idêntico ao OFDM exceptuado a utilização dum código de correcção de erros, que adiciona uns bits extra ao sinal antes de este ser transmitido. Isto é usado para superar erros de transmissão devido à perda de portadoras resultantes do desvanecimento selectivo na frequência, ruído de canal, e outros efeitos de propagação. Correcção é efectuada, pois essa mesma informação está relacionada com um código de correcção de erros, sendo transportada noutras diferentes partes da multiplexagem, que estatisticamente não deverão sofrer do mesmo efeito de atenuação.

Ao longo deste trabalho focaremos principalmente a modulação OFDM, mas qualquer sistema prático, usa *forward error correction*, isto é COFDM.

2.1.6 Geração do sinal OFDM

Para gerar sinais OFDM com sucesso, a relação entre todas as subportadoras, terá de ser cuidadosamente controlada de forma a manter a ortogonalidade entre subportadoras. Por estas razões, o sinal OFDM é gerado, primeiramente escolhendo o espectro necessário, baseado nos dados de entrada e na modulação a usar.

A cada portadora são atribuídas dados a serem transmitidos. A amplitude e fase necessária à portadora, é então calculada com base na modulação (tipicamente BPSK diferencial, QPSK ou QAM). O espectro requerido, é então convertido novamente, no seu domínio no tempo correspondente, usando a transformada de Fourier Inversa (IFT). Na maioria das aplicações, é usada a *Inverse Fast Fourier Transform* (IFFT). A IFFT executa a transformação de uma forma muito eficiente, e assegura de forma simples que os sinais na portadora são ortogonais.

2.1.6.1 Técnica de Modulação QAM

Em muitos destes sistemas de transmissão é preferencialmente empregue a modulação QAM, pois é uma modulação simples com uma largura de banda eficiente.

Esta técnica de modulação QAM apresenta algumas variantes, entre as quais 16 QAM e 64 QAM. A modulação 16-QAM usa quatro valores em cada eixo, permitindo 16 estados possíveis, transportando quatro bits por símbolo. Na existência de uma boa relação sinal/ruído, constelações com densidades maiores podem ser utilizadas, sendo 64-QAM um dos esquemas de modulação mais utilizada nos sistemas em todo o mundo pois oferece um bom desempenho e robustez, bem como permitindo uma elevada compatibilidade com infra-estruturas de sistemas por cabo.

Os diagramas das constelações do sinal 16 QAM e 64 QAM são mostrados na Figura 2-8 e Figura 2-9, respectivamente.

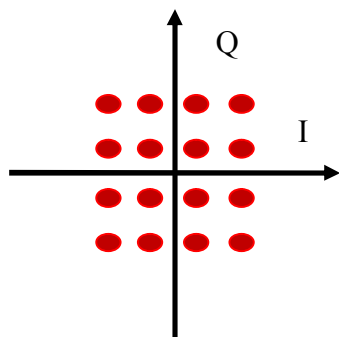


Figura 2-8: Constelação 16-QAM

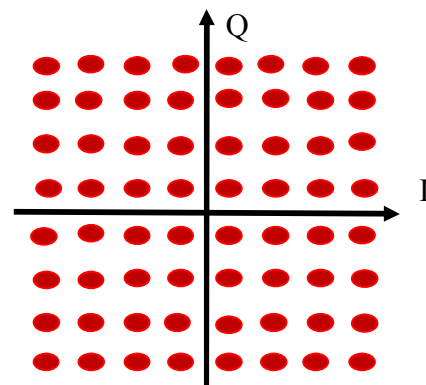


Figura 2-9: Constelação 64QAM

2.1.6.2 A importância e utilização da FFT e IFFT no OFDM

A *Fast Fourier Transform* (FFT), transforma um sinal cíclico no domínio do tempo, no seu espectro de frequência equivalente. Isto é conseguido, encontrando a forma de onda equivalente, gerada pela soma de componentes sinusoidais ortogonais. A amplitude e fase das componentes sinusoidais, representam as frequências espectrais do sinal no domínio do tempo.

A IFFT executa o processo inverso, transformando o espectro (amplitude e fase de cada componente), no respectivo sinal no domínio do tempo.

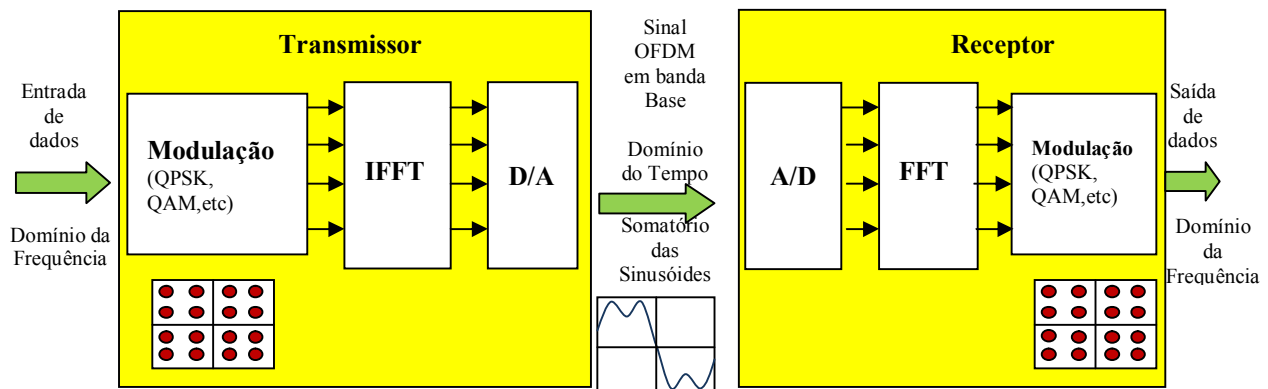


Figura 2-10: Esquema básico FFT dum emissor e receptor OFDM

A Figura 2-10 mostra a configuração dum emissor e receptor OFDM. O sinal gerado é de banda base, e para gerar um sinal RF, o sinal tem de ser filtrado e misturado, para obtenção da frequência de transmissão desejada, o sinal é definido assim no domínio da frequência. É um sinal digital amostrado, e é definido de modo que o espectro discreto de Fourier exista apenas nas frequências discretas, onde cada portadora OFDM corresponde a cada um dos elementos do espectro da discreta de Fourier. As amplitudes e fases das portadoras dependem dos dados a serem transmitidos. Os dados a serem transmitidos são sincronizados nas portadoras e podem ser processados juntamente, símbolo por símbolo.

Onde a definição da transformada de Fourier (DFT) (para um ponto N) é

$$X_p[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_p[n] e^{-j(2\pi/N)kn} \quad (2.1)$$

e o N ponto da Transformada inversa de Fourier (IDFT) é

$$x_p[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_p[k] e^{j(2\pi/N)kn} \quad (2.2)$$

2.1.6.3 Adicionando ao OFDM um Intervalo de Guarda - CP ou ZP

Como já foi frisado, uma das vantagens e das principais razões para a utilização da técnica de transmissão OFDM, é o modo de como ela lida com o espalhamento de atraso (τ_{rms}) resultante do multipercurso. O aumento do tempo de duração dos símbolos ($T = NT_s$), resultante da conversão S/P, aumenta a tolerância do sistema, aos efeitos desse mesmo espalhamento de atraso, devido à redução no valor da relação entre τ_{rms} e T, minimizando a interferência intersimbólica para sistemas OFDM ou IBI (Interferência entre Símbolos OFDM). Para combater os efeitos da IBI sobre o sinal recebido, é introduzido entre cada símbolo OFDM transmitido, um intervalo de guarda de duração T_g , intervalo esse necessário para garantir que aos sinais resultantes do multipercurso do símbolo prévio, se desvançam antes da informação do símbolo, ou seja, esse intervalo é dimensionado para que resposta da convolução entre o sinal transmitido e o canal de propagação não interfira na recepção do símbolo seguinte [7]. Com a inserção do intervalo de guarda (ex: Figura 2-11), a duração de um símbolo OFDM (T_{ofdm}) é definida por:

$$T_{ofdm} = T + T_g \quad (2.3)$$

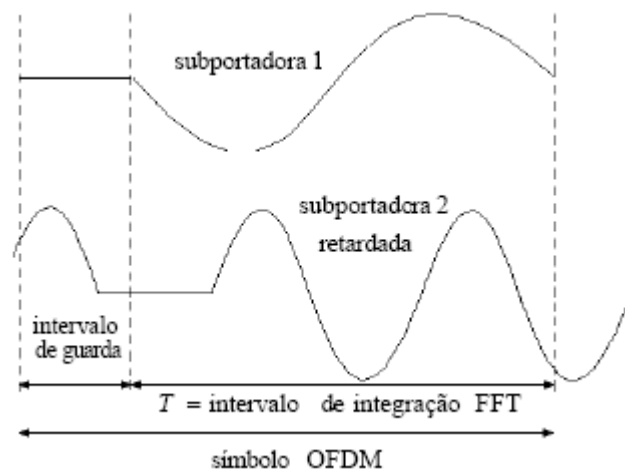


Figura 2-11: Intervalo de guarda sem extensão cíclica

Se o intervalo de guarda for caracterizado apenas pela ausência de sinal, como é demonstrado na Figura 2-11, as portadoras deixariam de ser ortogonais, o que daria origem a problemas de interferência entre subportadoras (ICI). Na recepção das duas subportadoras, como se pode observar da figura, dentro do intervalo (T) do cálculo da FFT, a diferença entre o número de ciclos das duas subportadoras não é um número inteiro.

Para eliminar essa ICI, numa primeira opção, temos a solução que acrescenta o intervalo de guarda no início de cada símbolo OFDM, designado por extensão cíclica do símbolo, gerando um sinal de transmissão assim denominado CP-OFDM (*Cyclic Prefix- Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Em segunda opção, pela inserção de zeros feita no final de cada símbolo OFDM, através do preenchimento do intervalo de guarda com G amostras zero obtendo-se o sinal de transmissão ZP-OFDM (*ZeroPadding – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). No receptor as amostras contidas no intervalo de guarda não são descartadas e são utilizadas no cálculo da DFT.

Na transmissão o mais eficaz e usado, é o CP-OFDM, onde a extensão cíclica corresponde à inserção do intervalo de guarda, no início de cada símbolo OFDM. É realizado, acrescentando-se ao início de cada símbolo, uma cópia correspondentes ao bloco $G = \frac{T_g}{T_s}$ das amostras finais referentes a esse mesmo símbolo, estendendo assim efectivamente o comprimento do símbolo, mantendo a ortogonalidade da forma de onda. Usando esta extensão cíclica, as amostras necessárias para realizar a FFT (para desmodular o símbolo) podem ser retiradas em qualquer parte do símbolo. Desta forma, obtém-se imunidade em relação ao efeito de multipercurso, desde que o espalhamento de atraso máximo ($\tau_{\max}$) seja menor que o tempo de guarda, não causando ICI.

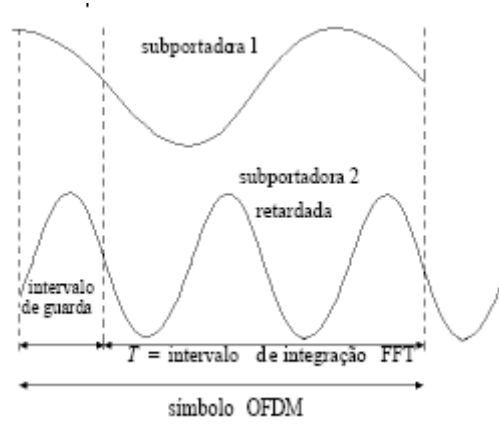


Figura 2-12: Intervalo de guarda com extensão cíclica

Enquanto o sinal resultante do atraso devido do multipercurso se faz sentir dentro duração do período de guarda, não existe nenhum limite restrito em relação ao nível do sinal, que poderá até contudo exceder a intensidade do sinal, com percurso directo. As energias do sinal resultante dos diversos multipercurso somam-se a entrada do receptor, se o espalhamento de atraso é mais longo que o intervalo de guarda este começa a causar interferência intersimbólica. Para o receptor CP-OFDM convencional, as informações contidas no intervalo de guarda são descartadas no receptor [7], logo somente as N amostras, contidas no intervalo T , são utilizadas para o cálculo da operação de DFT.

2.1.7 Descrição Matemática do OFDM

O OFDM transmite um número elevado de subportadoras de banda estreita, ligeiramente espaçadas no domínio da frequência, de modo a evitar o uso dum elevado número de moduladores e de filtros no emissor e ainda de filtros complementares bem como de desmoduladores no receptor, usando técnicas modernas de processamento digital de sinal tais como a *Fast Fourier Transform* (FFT), que abordaremos em seguida.

Matematicamente cada portadora pode ser descrita da forma [5],

$$s_k(t) = \begin{cases} \text{Re}(S_k e^{j2\pi(f_k + f_c)t}), & t \in [0, T] \\ 0, & t \notin [0, T] \end{cases} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.4)$$

Onde o espaçamento de fases $f_{k+1} - f_k = \frac{1}{T}$, e os termos de S_k representam o mapeamento dos símbolos da constelação do tipo da modulação empregue na subportadora de ordem k . O sinal $s_k(t)$ pode então ser escrito da forma:

$$s_k(t) = \text{Re}\left(S_k e^{j2\pi\left(\frac{k}{T}\right)t} e^{j\pi f_c t}\right), 0 \leq t \leq T \quad (2.5)$$

O sinal de transmissão OFDM, representado por $s_{ofdm}(t)$, com um intervalo de duração T , é composto por um conjunto de N sub-símbolos que formam cada símbolo OFDM, sendo que cada sub-símbolo modula apenas umas das subportadoras do sistema. Seja $g(t)$, o impulso suporte, o sinal

$s_{ofdm}(t)$ e a sua envolvente complexa $s(t)$ em função da sua frequência f_c , podem ser descritos então por :

$$s_{ofdm}(t) = Re \left(\sum_{k=0}^{N-1} S_k g(t) e^{j2\pi \left(\frac{k}{T}\right)t} e^{j\pi f_c t} \right), 0 \leq t \leq T \quad (2.6)$$

$$s(t) = Re \left(\sum_{i=0}^{N-1} S_k g(t) e^{j2\pi \left(\frac{k}{T}\right)t} \right), 0 \leq t \leq T \quad (2.7)$$

Considerando-se um filtro passa-baixo e assim um número finito de portadoras, e por essa razão a abordagem da transmissão e recepção recai na transformada de Fourier (DFT). Seja o sinal $s(t)$, amostrado N vezes nos instantes $t = lT_s$, temos:

$$s(lT_s) = \sum_{n=0}^{N-1} s_n g(t) e^{j2\pi \left(\frac{n}{T}\right)t}, l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.8)$$

Nas modulações OFDM são adoptados impulsos $g(t)$ de forma rectangular:

$$g(t) = \begin{cases} 1, & t \in [-T_g, T] \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (2.9)$$

Sabendo que se a um vector de entrada $\mathbf{x}$ com N componentes, aplicarmos Transformada de Fourier Directa (DFT) a este sinal, este vai gerar um vector $\mathbf{X}$, da forma

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi k \left(\frac{n}{N}\right)}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.10)$$

multiplicado por um factor multiplicativo de $\frac{1}{N}$ (por conveniência, sem alteração de significado) e seguidamente se aplicarmos a Transformada de Fourier Inversa (IDFT) a esse sinal $\mathbf{X}$, obtém-se novamente o vector $\mathbf{x}$, com componentes descritas na seguinte equação:

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j2\pi k \left(\frac{n}{N}\right)}, 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.11)$$

Se comparamos esta expressão com a equação obtida em (2.2), conclui-se que

$$s(lT_s) = s_l = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{2\pi l \left(\frac{n}{N}\right)} \equiv IDFT(s_k), l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.12)$$

Verifica-se deste modo que a envolvente complexa do sinal de transmissão OFDM, $s(t)$ pode ser obtida através da aplicação da IDFT, sobre os termos $S_k (k = 0, 1, \dots, N-1)$, gerando N amostras de $s(t)$ e aplicado um filtro passa-baixo por forma a interpolar as amostras geradas.

A fim de simplificar a realização do filtro de reconstrução, é comum usar-se um factor de amostragem $M_{Tx} > 1$, isto é, com uma frequência de amostragem $\frac{M_{Tx}N}{T} > \frac{N}{T}$, englobando já as $2N_G$ correspondentes as subportadoras inactivas, onde $M_{Tx} = \frac{N}{N-2N_G}$ e $N - 2N_G$ as subportadoras

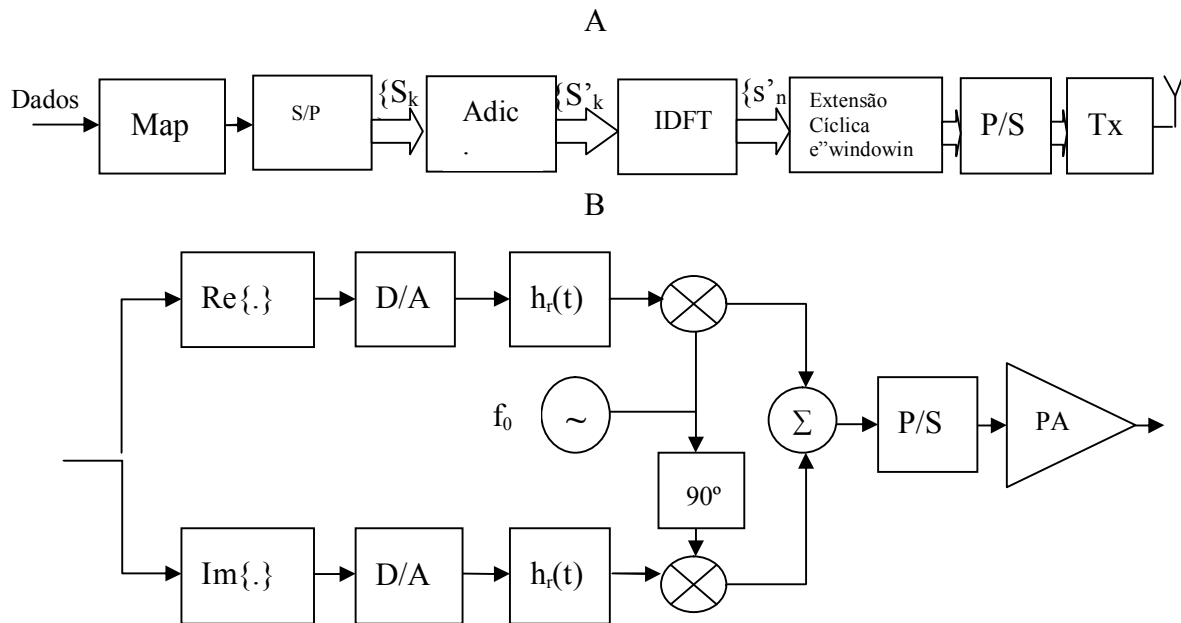
úteis. Quando se tem um factor de sobreamostragem M_{Tx} para um “burst” de referência com N subportadoras, onde $N' = M_{Tx}N$ as amostras de $S_k(t)$ no $[0, T]$, são dadas por

$$s'_n = \frac{1}{N'} \sum_{k=0}^{N'-1} S'_k e^{j2\pi(\frac{nk}{N'})} \quad (2.13)$$

Sendo $\{S'_k; k = 0, 1, \dots, N' - 1\}$ o bloco formado através da adição de $N' - N$ zeros ao bloco original no domínio da frequência $\{S_k; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$.

É habitual recorrer-se a janelas de formatação temporal, com um andamento não rectangular, de forma a compactar os espectros. Uma vez geradas as amostras do sinal $s(t)$ correspondente à forma de onda dum determinado “burst”, e multiplicando estas pelas amostras da “janela temporal” $g(t)$, (dadas por $s'_n r_n$ onde $r_n \triangleq r\left(n\frac{T}{N'}\right)$), e por sua vez por conversão D/A (Digital/Analógico) e filtragem de reconstrução, a envolvente complexa pode então escrever-se na seguinte forma:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s'_n r_n h_T(t - n\frac{T}{N'}) \quad (2.14)$$



Legenda:

Map.: Mapeador

S/P: Conversor Série/Paralelo

P/S: Conversor paralelo/Série

IF/RF: Conversor da frequência

Intermédia para rádio frequência.

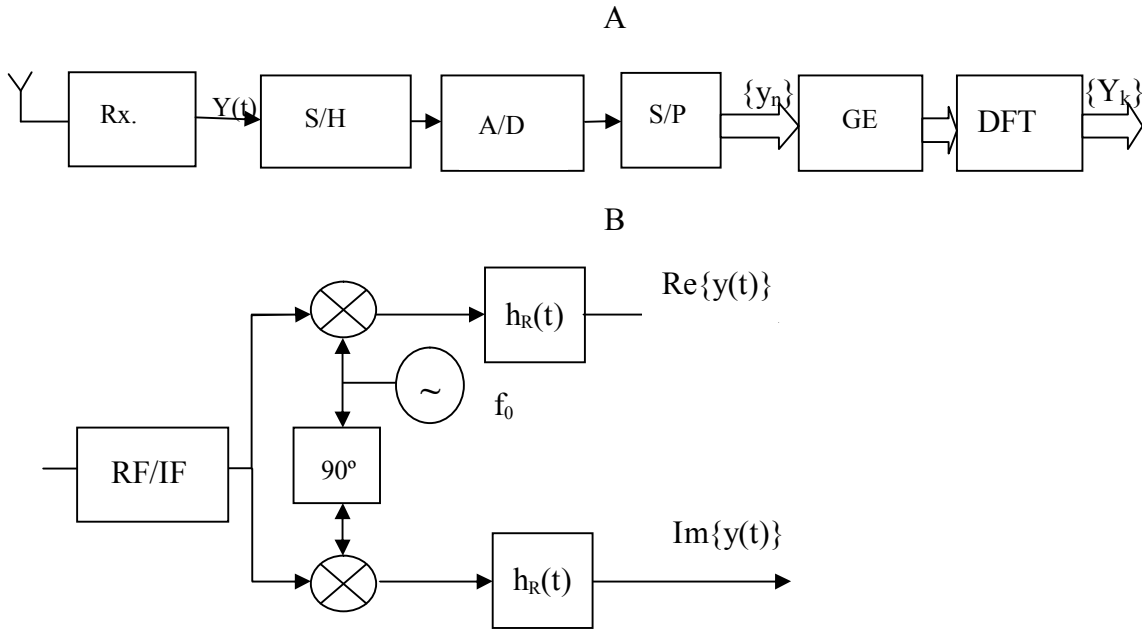
PA: Amplificador de Potência

$h_r(t)$: resposta impulsiva

D/A: Conversor digital/ analógico

Figura 2-13: Estrutura do emissor (A) e detalhe do bloco “Tx” (B)

No lado do receptor [5][6], o sinal OFDM é coerentemente desmodulado, amostrado a uma taxa de símbolo de $\frac{1}{T_s} = \frac{N'}{T}$, factor de amostragem igual ao factor de amostragem na emissão. Aplicando-se seguidamente um operador DFT sobre cada bloco das N amostras recebidas, convertendo novamente o sinal para o domínio da frequência. O desmodulador é composto por um filtro passa-baixo, que limita o nível de ruído à interferência adjacente, sem causar distorção no sinal recebido.



Legenda:

S/H: “Sample & Hold”

A/D: Conversor Analógico/Digital

S/P: Conversor Série/Paralelo

GE: Extracção do período de guarda

DFT: Discrete Fourier Transform

$h_R(t)$: Resposta impulsiva do filtro de detecção

RF/IF: Conversão de radiofrequência para frequência intermédia

Figura 2-14: Estrutura do Receptor (A) e detalhe do “bloco Rx”

Onde a amostra do sinal recebido na subportadora k é dada por

$$Y_k = S'_k H_k + N_k \quad (2.15)$$

Onde N_k representa o termo de ruído, H_k representando a resposta impulsiva do canal equivalente e $\{Y_k; k = 0, 1, \dots, N' - 1\} = DFT\{y_n; n = 0, 1, \dots, N' - 1\}$, sendo este último bloco o conjunto de amostras recebidas no intervalo $[0, T]$.

2.1.8 Processamento digital do sinal OFDM

O processamento digital dum sinal para um sistema de transmissão OFDM envolve a escolha de vários parâmetros, sendo os principais:

- Largura de Banda do sinal (B_s);
- Taxa de transmissão requerida para o sistema (R);
- Espalhamento espectral do canal τ_{rms} ;

Outros parâmetros ainda considerar são [7]:

- O espalhamento resultante do efeito *Doppler* (ν_{rms}), resulta no deslocamento da frequência da portadora, que causa uma degradação na relação S/N proporcional à razão entre o deslocamento de frequência e os espaçamentos entre subportadoras Δf . Este produzirá um efeito contrário ao espalhamento de atraso, sendo minorado este efeito com a diminuição do espaçamento entre portadoras, solução contrária à do espalhamento de atraso.
- Degradação da Relação Sinal Ruído S/N (*Signal-to-Noise Rádio*), devido ao ruído de fase (D_{fase}) pois é produzida uma portadora modulada em fase denominado por tremor de fase, devido que nenhum oscilador na prática, produz uma frequência exacta. Sendo a frequência a derivada da fase, esta não terá um valor constante, o que poderá causar na recepção ICI.
- Degradação da Relação Sinal Ruído S/N e desvios de frequência (D_{freq}), resultantes da imprecisão da frequência de trabalho nos osciladores emissor/receptor.

Do ruído de fase e/ou do desvio de frequência, resulta a dessincronização da frequência da portadora com a do oscilador do receptor local, o que implicará que as ortogonalidades das subportadoras não seja exacta e consequentemente causará ICI na recepção.

Tendo por base o valor do espalhamento espectral de atraso resultante do multipercurso τ_{rms} define-se a duração do intervalo de guarda T_g , geralmente 2 a 4 vezes o valor de τ_{rms} , dependendo do tipo de modulação e codificação utilizada. Da equação (2.3) retira-se imediatamente o valor T_{ofdm} . Da inserção do intervalo de guarda ocorre uma perda na relação S/N dada por:

$$(S/N)_{PERDA} = -10 \log \left(1 - \frac{T_g}{T_{ofdm}} \right) \quad (2.16)$$

Para minimizar esta perda resultante da introdução de T_g , devera-se ter uma duração do período de símbolo $T_{ofdm} \gg T_g$, usualmente em projecto, T_{ofdm} é 5 vezes maior que T_g implicando uma perda na S/N de 1dB. No entanto se T_{ofdm} for demasiado alto, para uma determinada largura de banda B_s , implicará um aumento do número de subportadoras, resultando consequentemente na diminuição de $\Delta f = \frac{1}{T}$, e como referido anteriormente, levará a uma maior complexidade de implementação devido a uma maior sensibilidade ao ruído de fase e ao deslocamento de frequência, como também aumento relação entre potência de pico e média do sinal. Determinados os requisitos τ_{rms} , T_{ofdm} , T_g , B_s e de N (da razão $\frac{B_s}{\Delta f}$), determina-se a taxa de transmissão requerida para o

sistemas (R) e o desempenho em termos de Taxa de Erro de Bit (*BER- Bit Error Rate*) em função do tipo de modulação AM-PM a ser empregue nas subportadoras.

Pode-se então determinar o número de bits que cada subsímbolo empregue, da relação. Seguidamente descreve-se mais detalhadamente o sistema e respectivo processamento digital do sinal OFDM.

A entrada os bits são codificados, iniciando-se processamento do sinal de transmissão OFDM, com o armazenamento num buffer e mapeamento dos blocos de N subsímbolos complexos $\{S_k\}_{k=0}^{N-1}$, de duração T_s , os quais determinam os pontos da constelação de cada N subportadora do sistema de acordo com o tipo de modulação associado. Em seguida é aplicado a este bloco de subsímbolos complexos a IFFT, gerando N amostras retiradas do sinal $s(t)$ a uma taxa de $\frac{1}{T_s}$ e com duração $T = NT_s$ (como já descrito anteriormente no capítulo anterior). Seguidamente a essas amostras da envolvente complexa do sinal de transmissão OFDM $s(t)$, é acrescentado o intervalo de guarda(seja CP-OFDM ou ZP-OFDM) e posteriormente é seguido dum conversor D/A, gerando o sinal que modulará a portadora de alta frequência f_c .

Na recepção do sinal OFDM, sinal resultante da convolução entre o sinal de transmissão em alta frequência e a resposta impulsional do canal de propagação é desmodulado e seguido dum conversor A/D de onde são geradas $P=N+G$ amostras correspondentes ao símbolo OFDM a ser processado. Estas amostras de seguida passam por um processo de sincronização e correcção de possíveis erros de sincronização de frequência. Após este processo, o bloco de amostras do sinal corrigido no caso de CP-OFDM as amostras contidas no intervalo de guarda são removidas do conjunto de amostras do sinal, ao invés do ZP-OFDM em que o intervalo de guarda é preservado, tendo em conta dimensão das P amostras, implicando o redimensionamento da operação FFT no receptor. Seguidamente é aplicada a FFT, ao bloco de amostras do sinal corrigido obtendo-se as estimativas dos sub-símbolos S_k transmitidos. É então realizada a conversão P/S, as estimativas são desmapeadas, sendo sujeitas a respectiva descodificação gerando por fim os bits de informação.

2.1.9 Análise de Desempenho

Admitindo o emprego duma constelação M-QAM em cada subportadora com mapeamento de Gray, numa transmissão não codificada, onde é suposto que o receptor efectue uma detecção coerente com sincronização e estimação de canal perfeitas.

Considerando um canal AWGN (canal gaussiano ideal), verifica-se que os diferentes canais têm o mesmo BER, traduzido pela seguinte forma

$$P_b = \sum_{m=1}^{\sqrt{M}-1} \alpha_m Q((2m-1)\sqrt{\beta \cdot SNR_k}) \quad (2.17)$$

com

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt \quad (2.18)$$

Onde os parâmetros α_m e β em (2.17), dependem da constelação adoptada, sendo expressos da seguinte forma:

$$\beta = \frac{3}{M-1} \quad (2.19)$$

$$\alpha_m = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{l=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \alpha_m^l \quad i - \text{ordem de bit} \quad (2.20)$$

Sendo a relação sinal/ruído no subcanal k dada por

$$SNR_k = \frac{E[|S'_k H_k|]^2}{E[|S'_k H_k|^2]} = \frac{E[|S'_k|]^2}{2N_0 T} \quad (2.21)$$

sendo $H_k = \frac{N'}{T}$ correspondente as amostras da resposta do canal para um canal AWGN.

De forma a compactar os espectros sendo habitual recorrer-se a janelas de formação temporal com andamento não rectangular, não alterando a envolvente complexa dada (2.14).

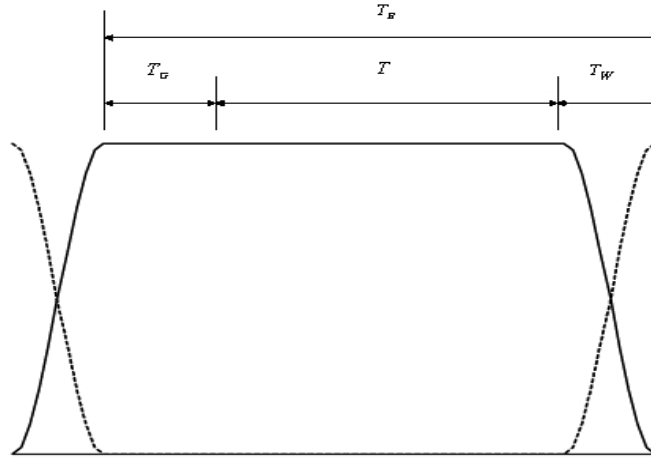


Figura 2-15: Janela de formação temporal em “raised-cosine”

A energia de bit do sinal recebido, para uma constelação de M pontos, é dada por:

$$E_b = \frac{1}{2} \frac{E[|S'_k|]^2}{\eta_G \log_2(M) T} \quad (2.22)$$

Tipicamente tem-se $T_w < T$, pelo que a eficiência espectral é obtida é dada, pela expressão,

$$\eta_G \approx \frac{T}{T + T_g} \quad (2.23)$$

Note-se que o aumento da relação T_g/T , provoca uma redução na eficiência espectral.

Substituindo (2.22), (2.23) em (2.17), temos que

$$P_b = \sum_{m=1}^{\sqrt{M}-1} \alpha_m Q \left((2m-1) \sqrt{\beta \log_2(M) \eta_G \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.24)$$

Sendo o desempenho numa modulação monoportadora convencional, nas mesmas condições dado por,

$$P_b = \sum_{m=1}^{\sqrt{M}-1} \alpha_m Q \left((2m-1) \sqrt{\beta \log_2(M) \frac{E_b}{N_0}} \right) \quad (2.25)$$

Comparando com (2.24), verifica-se que à parte dum factor de degradação η_G

$$P_{b_{MC}} = P_{b_{SC}} \quad (2.26)$$

Considerando, no caso dum canal com desvanecimento de *Rayleigh* não selectivo na frequência, para uma modulação MC, a probabilidade de erro media por bit é dada por:

$$P_b = \sum_{m=1}^{\sqrt{M}-1} \frac{\alpha_m}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{(2m-1)^2 \mu}}{1 + (2m-1)^2 \mu} \right) \quad (2.27)$$

Onde $\mu = \frac{1}{2} \beta [SNR_k] = \frac{1}{2} \beta \log_2(M) \eta_G \frac{E[E_b]}{N_0}$.

Para uma modulação monoportadora (SC), nas mesmas condições, a probabilidade de erro média por bit é idêntica, à parte de um factor de degradação η_G , como foi verificado.

2.1.10 Resultados Experimentais

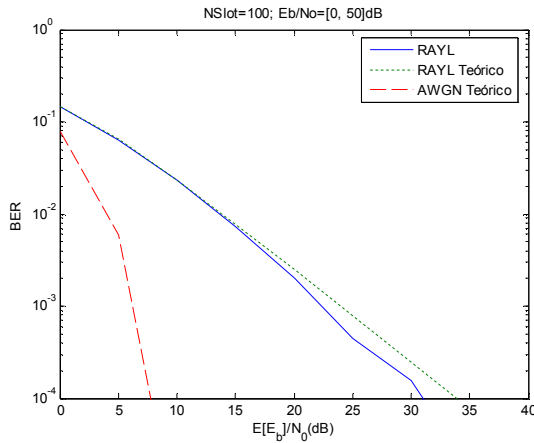


Figura 2-16: Desempenho de BER num canal Rayleigh vs AWGN, com NSLOT=100

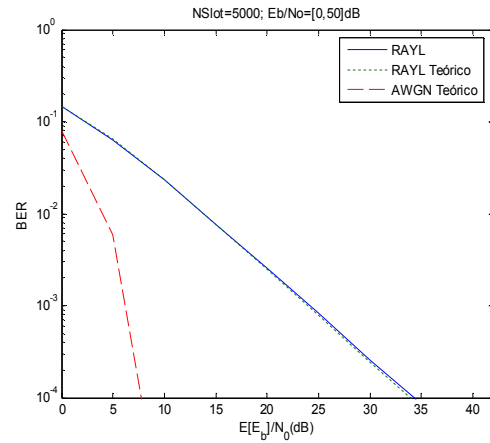


Figura 2-17: Desempenho de BER num canal Rayleigh vs AWGN, com NSLOT=5000

Observa-se que num canal AWGN para um mesmo BER um menor SNR para o mesmo, devido ao factor de degradação, isto é temos uma maior fiabilidade num *link* AWGN para o a mesma SNR.

2.1.11 Vantagens e Desvantagens do OFDM

Vantagens do OFDM:

1. Pode adaptar-se facilmente às condições severas do canal, sem recorrer a sistemas complexos de igualação;
2. Robustez contra a Interferência co-canal (ICI);
3. Robustez contra Interferência Inter-Simbólica (ISI) e atenuação causada pelo multi-percurso;
4. OFDM é mais resistente à atenuação selectiva na frequência que os sistemas monoportadoras;
5. Alta eficiência espectral (ex. Figura 2-1);
6. Receptores OFDM recebem a energia do sinal no domínio do tempo, permitindo evitar perdas de energia no domínio da frequência, ao contrário dos sistemas CDMA;
7. Simplicidade de implementação. Transmissores com baixo custo, devido a sua capacidade em implementar o mapeamento dos bits para portadoras individuais usando IFFT. Vantagem Comercial;
8. Procedimentos para conservação da ortogonalidade no OFDM, são mais simples comparando com as técnicas TDMA ou CDMA, mesmo em condições de propagação bastante adversas;
9. OFDM pode ser usado em aplicações multimédia de alto débito, com baixo custo de serviço;
10. Suporta acesso de pacotes dinâmicos;
11. Antenas inteligentes podem ser integradas com OFDM. Sistemas MIMO e codificação espaço/tempo podem ser realizados em OFDM, obtendo facilmente todos os benefícios dos sistemas MIMO (analisados no próximos capítulo).

Desvantagens do OFDM:

1. Sensibilidade elevada aos erros de sincronismo no tempo e especialmente em frequência, resultantes da dessincronização (CFO - *Carrier Frequency Offset*) entre emissor /receptor e sensível ao efeito de *Doppler*;
2. Alto *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR), fazendo com que a conversão ADC e DAC seja extremamente difícil, dificultando também a amplificação RF, exigindo transmissores mais caros;

2.1.12 Aplicações

OFDM é actualmente empregue em sistemas tais como:

- Digital Audio Broadcasting (DAB);
- European HDTV;
- Wi-Max 802.16;
- Wireless regional networks (WRAN – 802.22);
- ADSL (Asymmetric Digital Subscribers Loop);

2.2 SC-FDE

2.2.1 FDE-linear

Nestes sistemas de telecomunicações de alto débito, o maior problema que se põe é devido ao facto do sinal recebido ser tipicamente afectado por desvanecimento selectivo na frequência e assim igualação de canal é requerida de forma a atenuar a interferência intersimbólica (ISI).

A aproximação clássica em sistemas de monoportadora (SC) é através de igualação no domínio do tempo (TDE). Contudo igualadores convencionais não possuem um desempenho satisfatório para transmissões de alta velocidade em canais com elevado espalhamento de atraso. Para canais com elevado espalhamento espectral, a igualação no domínio da frequência é pela mesma razão do OFDM mais simples, pois os algoritmos geralmente de convergência são mais rápidos e mais estáveis no domínio da frequência.

SC-FDE apresenta-se como uma alternativa de forma a suprimir as desvantagens existentes no OFDM, sendo menos sensível aos desvios de frequência da portadora e ao ruído de fase, isto é, às distorções não lineares, bem como possui flutuações de envoltantes inferiores aos sistemas OFDM, pois usa apenas uma única portadora, e assim uma menor *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) comparativamente com o OFDM, mesmo usando esta uma modulação de baixo nível como a QPSK, por portadora. SC-FDE necessita assim de amplificadores lineares com menor gama de amplificação, para suportar uma determinada potência média requerida e consequentemente de menor custo e sendo este um dos componentes mais caros num transmissor são essencialmente utilizados no lado do receptor (utilizador).

Na figura seguinte ilustra-se um sistema SC-FDE,

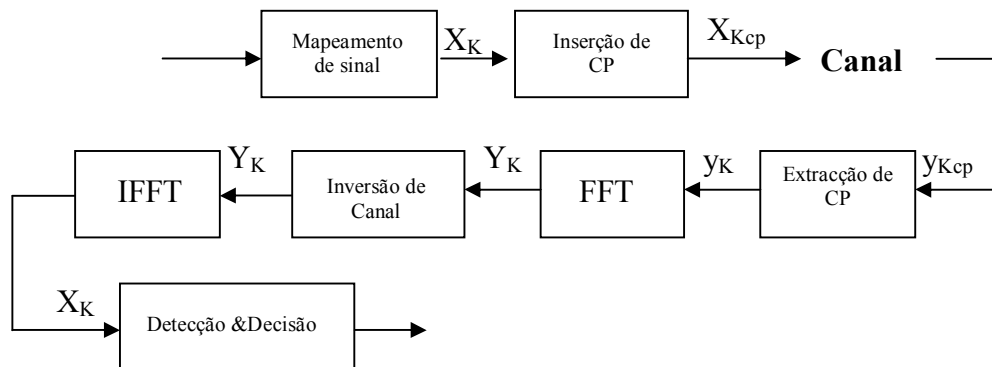


Figura 2-18: Diagrama de Blocos representativo dum sistema SC-FDE

Os dados são transmitidos em blocos de N amostras, com uma transmissão serie monoportadora. Os dados são codificados usando um esquema de modulação digital obtendo-se sequência $[x_k]$, em que $k = 0, \dots, N-1$.

Da mesma forma que os sistemas baseados em OFDM, sistemas SC baseados em transmissão por blocos, incluem extensão cíclica, de forma a minorar o espalhamento espectral de atraso do canal, eliminando a interferência inter-simbólica. O tamanho da extensão cíclica, no máximo deverá corresponder ao máximo do comprimento da resposta do canal. A extensão cíclica é formada

pela cópia dos últimos P símbolos transmitidos num bloco e reproduzidos no início do bloco antes da transmissão [2][8][9][10]. Combinados com simples processos de igualização baseados em processos FFT, permitem que estes sistemas tenham uma baixa complexidade de implementação e desempenho semelhante, sendo superior em canais com ausência de codificação, em comparação com os sistemas OFDM.

Verifica-se assim uma enorme semelhança com processamento de sinais OFDM e a igualização no domínio da frequência nos sistemas SC. Em ambos os sistemas é realizada a conversão tempo - frequência e frequência - tempo. No entanto nos sistemas SC as decisões no receptor são efectuadas no domínio do tempo apesar da igualização referente ao canal ser feita em frequência enquanto nos sistemas OFDM quer a igualização quer as decisões no receptor são efectuadas no domínio da frequência.

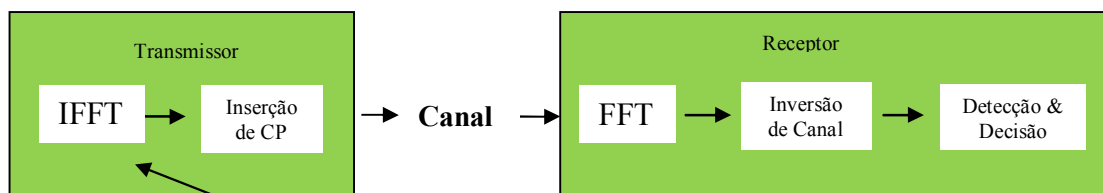
Ao receptor chegam então os blocos de dados Y_k , sendo descartada a extensão cíclica antes de se dar início ao processamento através duma FFT sobre os blocos de M símbolos.

A extensão cíclica neste processo tem duas funções principais: evitar a interferência intersimbólica do bloco antecessor no bloco corrente; e fazer com que o bloco recebido seja periódico de período M , essencial ao correcto funcionamento da operação FFT. À extensão cíclica pode ainda ser combinada com sequências de treino para realização da igualização adaptativa.

É em seguida eliminada a influência resultante da resposta impulsiva do canal selectivo na frequência através operação simples de inversão do canal. A função de transferência adaptativa pode ser realizada usando métodos *least mean square* (LMS), *root least square* (SPI) ou *least-square minimization* (LS).

Feita a igualização do sinal, uma IFFT retorna o sinal novamente ao domínio do tempo antes de ser efectuada a decisão sobre os símbolos de dados [8].

OFDM:



SC-FDE:

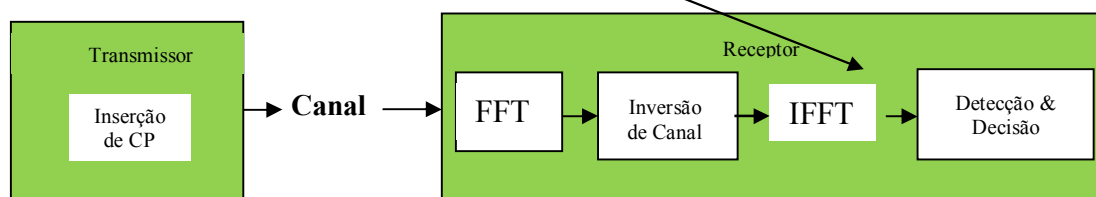


Figura 2-19: Similaridades no processamento de sinal OFDM e SC-FDE

Da Figura 2-19, facilmente se pode verificar nos diagramas de blocos representativos dos sistemas SC-FDE e OFDM, que estes diferem essencialmente no posicionamento da operação IFFT nos sistemas. Onde nos sistemas OFDM é colocado no transmissor para multiplexagem dos dados nas várias subportadoras em paralelo. Enquanto no SC-FDE é colocado no receptor de forma a converter os sinais FDE em símbolos no domínio do tempo.

Assim modems SC e OFDM podem ser facilmente configurados de forma a cooperarem em simultâneo uns com os outros, dado que possuem funções de processamento de sinal comuns.

Da coexistência destas duas tecnologias distintas, retira-se significativas vantagens apresentadas no capítulo seguinte.

2.2.2 IB-DFE

Decision feedback equalization (DFE) [11] oferece um melhor desempenho para canais rádios selectivos na frequência do que com igualação linear (FDE).

Nos igualadores DFE convencionais, as decisões dos dados símbolo são efectuadas símbolo a símbolo, filtrados e imediatamente reenviados novamente para remoção de efeitos de interferência causado pela detecção de símbolos subsequentes.

Num sistema IB-DFE (*Iterative Block Decision Feedback Equalization*) [2] introduz uma melhoria de performance, comparativamente aos sistemas FDE-linear, em canais com forte atenuação selectiva na frequência quando utilizado um conjunto de transmissores e receptores simples. Note-se que no caso onde apenas uma iteração é empregue, corresponde ao esquema FDE linear, ou seja, as iterações subsequentes do esquema IB-DFE providenciam uma consequente melhoria de resultados.

Neste subcapítulo, é apresentado o conceito IB-DFE para transmissão de blocos em SC, de forma a ser adaptado para implementações com diversidade espacial no transmissor / receptor.

Consideremos então um receptor com uma estrutura composta por L -ramos (Figura 2-20), onde o bloco recebido no domínio do tempo, correspondente ao l -ésimo ramo de diversidade $l = 0, 1, 2, \dots, L$ é $\{y_n^{(l)}; n = 0, 1, \dots, N-1\}$, e o bloco correspondente ao domínio da frequência obtido através duma IDFT é $\{Y_k^l; k = 0, 1, \dots, N-1\}$, com

$$Y_k^{(l)} = S_k H_k^{(l)} + N_k^{(l)} \quad (2.28)$$

Onde $H_k^{(l)}$ e $N_k^{(l)}$ simbolizam a resposta em frequência do sinal e o ruído de canal respectivamente, para um k -ésimo canal e num l -ésimo ramo de diversidade.

Onde o bloco de símbolos de dados no domínio da frequência $\{S_k; k = 0, 1, \dots, N-1\}$ é a DFT do bloco de símbolo de dados no domínio do tempo $\{s_n; n = 0, 1, \dots, N-1\}$, pertencente a uma determinada constelação (geralmente QPSK).

Para uma iteração i , as amostras no domínio da frequência à saída do igualador IB-DFE são dadas por:

$$\tilde{S}_k^{(i)} = \sum_{l=1}^L F_k^{(l,i)} Y_k^l - B_k^{(i)} \tilde{S}_k^{(i-1)} \quad (2.29)$$

Onde $\{F_k^{(l,i)}; k = 0, 1, \dots, N-1\}$ ($l = 1, 2, \dots, L$) e $\{B_k; k = 0, 1, \dots, N-1\}$ representam os coeficientes *feedforward* e *feedback* respectivamente. $\{\tilde{S}_k^{(i-1)}; k = 0, 1, \dots, N-1\}$ simboliza o resultado da DFT dos dados estimados $\{\hat{s}_n^{(i-1)}; n = 0, 1, \dots, N-1\}$, os quais foram obtidos a partir do bloco de amostras no domínio de tempo à saída de igualador, na iteração prévia, $\{\hat{s}_n^{(i-1)}; n = 0, 1, \dots, N-1\} = \text{IDFT}\{\tilde{S}_k^{(i-1)}; k = 0, 1, \dots, N-1\}$.

Pode-se mostrar que:

$$\tilde{s}_n^{(i)} = \gamma^{(i)} s_n + \varepsilon_n^{eq(i)} \quad (2.30)$$

Onde $\gamma^{(i)}$ é uma adequada constante a e $\varepsilon_n^{eq(i)}$ inclui tanto o ruído de canal e o ruído residual da interferência intersimbólica (ISI).

Os coeficientes *feedforward* ($F_k^{(i)}$) e *feedback* ($B_k^{(i)}$) são calculados de forma a maximizar a *signal-to-noise plus interference ratio* (SNIR), definido por

$$SNIR^{(i)} = \frac{|\gamma^{(i)}|^2 E_s}{E \left[\left| \varepsilon_n^{eq(i)} \right|^2 \right]} \quad (2.31)$$

onde $E_s = \left[|s_n|^2 \right]$ representa a energia média de símbolo. Obtém-se assim os valores dos coeficiente *feedforward* ($F_k^{(i)}$) e *feedback* ($B_k^{(i)}$), através da expressões:

$$F_k^{(l,i)} = \frac{SNR H_k^{(l)*}}{1 + SNR(1 - (\rho^{(i-1)})^2 \sum_{l'=1}^L |H_k^{(l')}|^2)} \quad (2.32)$$

onde $l = 1, 2, \dots, L$

$$B_k^{(i)} = \rho^{(i-1)} \left(\sum_{l'=1}^L F_k^{(l',i)} H_k^{(l')} - \gamma^{(i)} \right) \quad (2.33)$$

e o coeficiente de correlação é definido por

$$\rho^{(i)} = \frac{E \left[s_n \hat{s}_n^{(i)*} \right]}{E_s} \quad (2.34)$$

Das expressões (2.33) e (2.37) facilmente se pode verificar, que para a primeira iteração ($i=0$) não se retira qualquer informação sobre S_k e como o coeficiente de correlação $\rho^{(0)}$ é igual a zero. Depara-se assim que nesta situação $B_k^{(0)} = 0$ e

$$F_k^{(l,0)} = \frac{SNR H_k^{(l)*}}{1 + SNR(1 - (\rho^{(i-1)})^2 \sum_{l'=1}^L |H_k^{(l')}|^2)}, l = 1, 2, \dots, L \quad (2.35)$$

corresponde à otimização dos coeficientes referentes a igualação no domínio da frequência. Se valor residual do BER, após a 1ª iteração, não for demasiado elevado, isto é, $\hat{s}_n = s_n$ para a maioria dos blocos de dados e $\hat{S}_k = S_k$, os coeficientes feedback podem ser usados por forma a eliminar a interferência intersimbólica residual. Assim quando $\hat{s}_n = s_n$ para todos $\hat{S}_k = S_k$ temos que o coeficiente de correlação $\rho = 1$.

Os coeficientes *feedforward* podem ser escritas da forma seguinte,

$$F_k^{(l,i)} = H_k^l * C_k^l, \quad l = 1, 2, \dots, L \quad (2.36)$$

$$C_k^{(i)} = \frac{SNR}{1 + SNR(1 - (\rho^{(i-1)})^2 \sum_{l'=1}^L |H_k^{(l')}|^2)} \quad (2.37)$$

Seguidamente apresenta-se duas arquitecturas exemplificativas destes receptores, verificando-se que o receptor da Figura 2-20 é equivalente ao receptor da Figura 2-21, onde o conjunto de filtros *feedforwards* é substituído um conjunto de *match filters* correspondente a um *Maximum Ratio Combining* (MRC), seguido dum único filtro *feedforward* caracterizado por uma série de coeficientes $\{C_k^{(i)}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$.

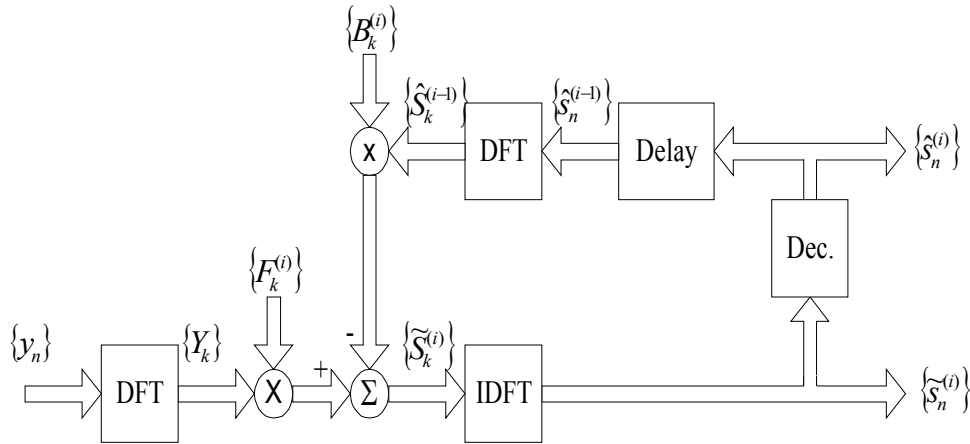
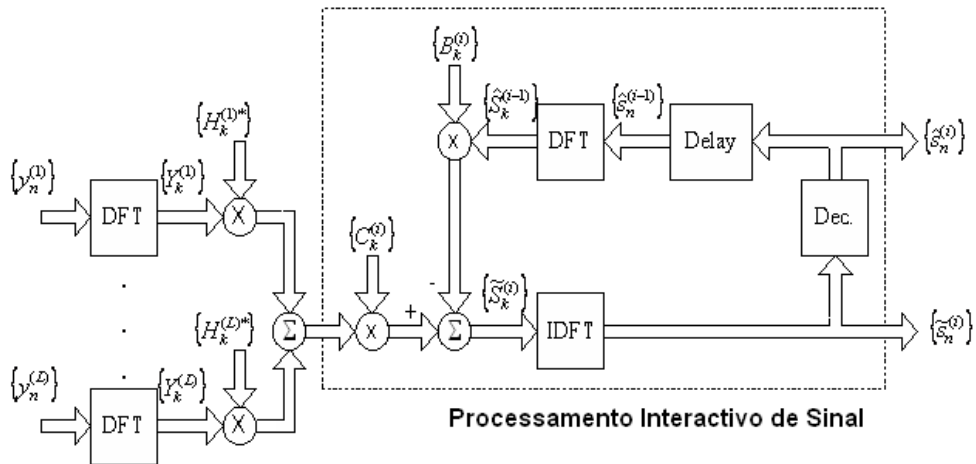


Figura 2-20: Estrutura dum receptor IB-DFE com filtros *feedback*



Processamento Interactivo de Sinal

Figura 2-21: Estrutura dum receptor IB-DFE empregando MRC ideal seguindo dum único filtro *feedforward* caracterizado pela série coeficientes $\{C_k^{(i)}; k = 0, 1, \dots, N - 1\}$.

A análise apresentada, tem em conta a existência de diversidades no lado do receptor, através dos parâmetros e estruturas de receptores IB-FDE, onde vimos que estes realizam *maximal-ratio combining* (MRC) ao nível do sub-canal, isto é, para cada $k \in \{0, 1, \dots, N-1\}$, seguindo do processo interactivo IB-FDE. Nesta dissertação não se pretende analisar exaustivamente as técnicas de transmissão de blocos monoportadoras (SC), essa abordagem e análise é realizada de forma a ilustrar as diferentes técnicas existentes para transmissão, e em realçar termos comparativos, as arquitecturas e eficiência espectral, com as técnicas OFDM, em sistemas sem e com diversidade, bem como a coexistência deste dois sistemas, que analisaremos no próximos capítulo.

2.2.3 Resultados Simulados

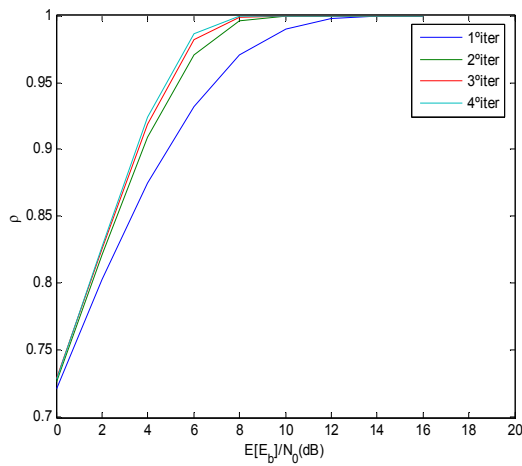


Figura 2-22: Evolução do Índice de Correlação ρ num canal Rayleigh sem diversidade, com Nslot=5000

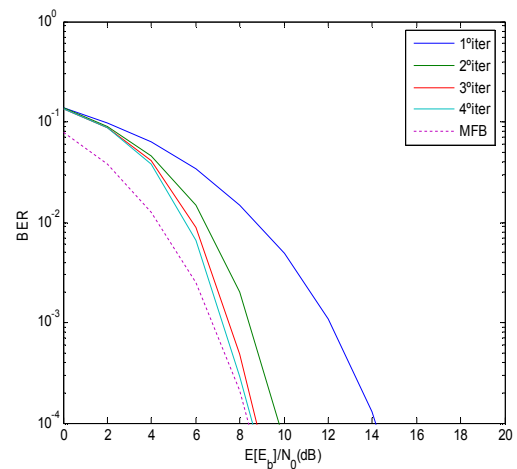


Figura 2-24: Performance BER num canal Rayleigh selectivo na frequência sem diversidade, IB-FDE com 4 iterações (linha continua) e MFB linha tracejada, com Nslot=5000

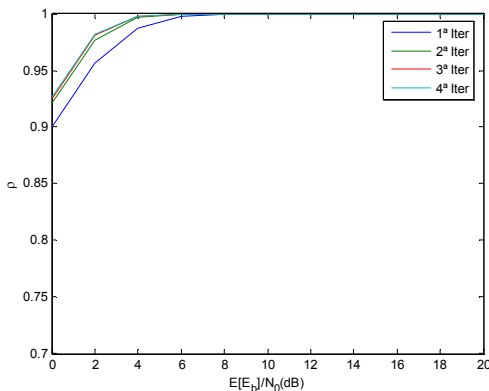


Figura 2-23: Evolução do Índice de Correlação ρ num canal Rayleigh com diversidade $L=2$, com Nslot=5000

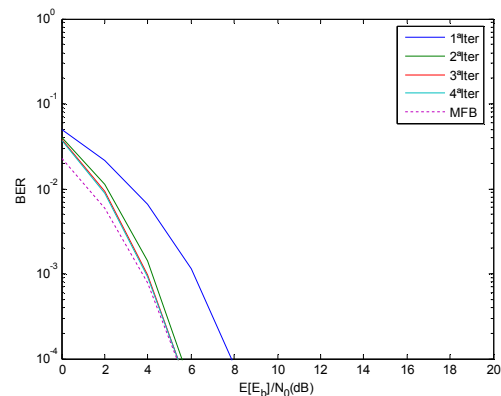


Figura 2-25: Performance BER num canal Rayleigh selectivo na frequência com diversidade $L=2$, IB-FDE com 4 iterações (linha continua) e MFB linha tracejada, com Nslot=5000

Verifica-se que o receptor com técnicas IB-FDE, à medida que o número de iterações aumenta, ρ aumenta ou seja as estimativas dos sinais aproximam-se dos dados. Por consequência

diminuído o respectivo BER, valor este bastante bom, demonstrado que esta técnica apresenta uma excelente performance em canais severos no tempo.

Para efeitos comparativos, apresenta-se a performance resultante da simulação com as MFB (*Matched Filter Bound*). Verifica-se que para a situação de diversidade $L=2$, a 2ª, 3ª e 4ª iteração do receptor IB-DFE, aproximam-se mais da performance MFB do que na situação sem diversidade.

2.2.4 Coexistência OFDM com SC-FDE

Sistemas de comunicação sem fios de radiodifusão, podem ser assim configurados para funcionar em simultâneo em modo OFDM e SC-FDE, bastando simplesmente mudar o bloco IFFT entre transmissor e receptor, Figura 2-19. O conjunto destas propriedades destes dois sistemas já está actualmente a ser empregue e combinados entre si sendo utilizados em simultâneo como solução em sistemas de comunicação sem fios de radiodifusão.

Conforme observado na Figura 2-19, SC-FDE concentra toda a complexidade no receptor, sendo assim um sistema apropriado para uma ligação ascendente (*uplink*), onde a componente mais complexa da comunicação pode ser resolvida pela estação de base (*BS-Base Station*).

Usando OFDM no sentido descendente (*downlink*) irá reduzir a complexidade do tratamento que deve ser feito pela estação móvel. Esse mecanismo tem duas vantagens evidentes: concentra as principais quantidades de processamento para a estação base e reduz o consumo energético da estação móvel que usa o modo SC para a transmissão e o modo OFDM para recepção. Esta configuração é especialmente implementada em sistemas com diversidade espacial, implementada na estação base (*BS-Base Station*).

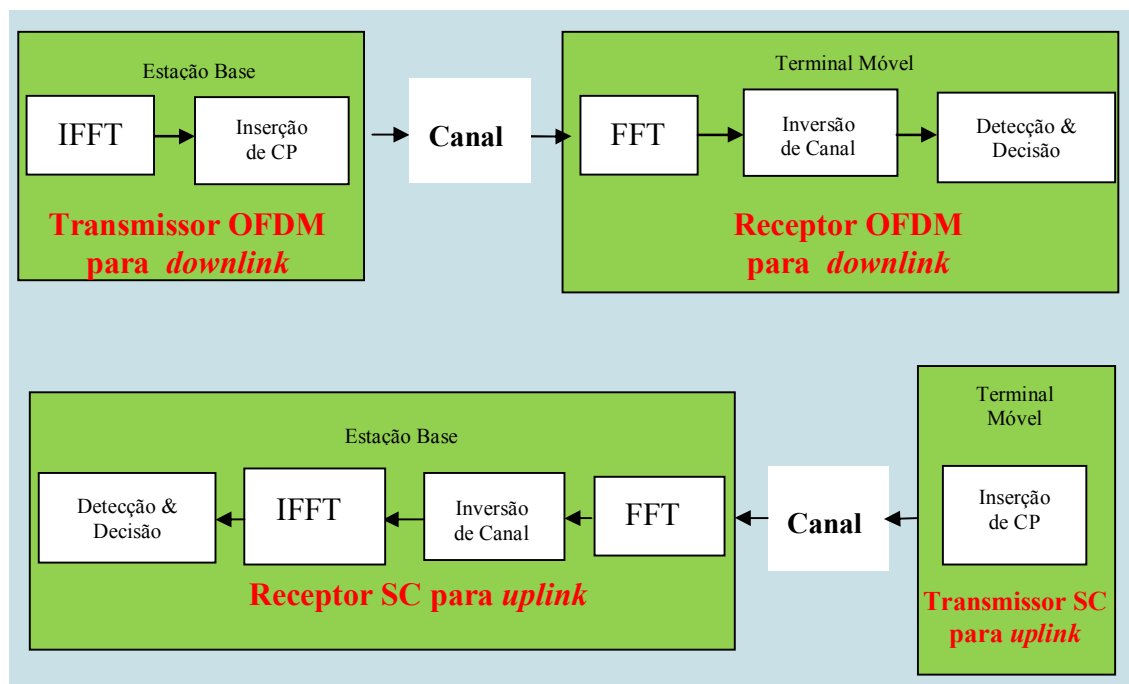


Figura 2-26: Coexistência OFDM e SC-FDE: assimetria *downlink/uplink*:

2.3 Conclusão

Nesta primeira parte desta dissertação, abordou-se algumas das principais características da técnica de modulação OFDM e abordou-se também a modulação SC-FDE, para efeitos comparação e coexistência no emprego destas tecnologias nos sistemas de telecomunicações actuais, contudo a base desta tese incidirá na técnica OFDM.

A base matemática destes métodos foi analisada, mostrando que eles são basicamente os mesmos, onde a eficiência do processamento digital de sinal OFDM é idêntica ao SC-FDE, através do emprego de algoritmos FFT no domínio da frequência.

Os dois métodos oferecem aproximadamente as mesmas condições em termos de complexidade computacional no processamento de sinais envolvidos. Ambas as técnicas são ideais, em termos de igualação e modulação no domínio da frequência para canais com forte atenuação selectiva no domínio da frequência. Neste tipo de canais [2], SC-FDE com codificação de canal (com ou sem decisão feedback) e o OFDM têm ambos uma performance similar, isto é, uma probabilidade de erro muito idêntica, embora o OFDM para uma baixa taxa de codificação, desempenhe melhor performance, enquanto o SC-FDE apresenta uma performance ligeiramente melhor para taxas de codificação mais altas e ainda melhor em canais não codificados. Ambos os sistemas melhoram os seus desempenhos ligeiramente quando a componente referente a linha de vista aparece ou quando a potência do sinal resultante do multipercurso diminui.

Verificou-se também que o OFDM é mais sensível em relação, à amplificação de potência não linear, resultante dum *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) elevado e ao deslocamento de frequência *Carrier Frequency Offset* (CFO). Deste modo verificou-se que o SC-FDE requer emissores com amplificadores com menor gama de potência, sendo mais baratos do que no caso dos OFDM. Deste modo a exigência de menor amplificação de sinal para um mesmo SNR, é uma vantagem em relação ao OFDM.

Devido a similaridade de funções de processamento digital de sinal no domínio de frequência, verificou-se a potencialidades dos sistemas OFDM coexistirem com os sistemas SC onde as suas vantagens são aplicadas nos terminais móveis dos utilizadores, para as ligações ascendentes (*uplink*), sendo o OFDM usado para efectuar o *downlink*.

Analisou-se a importância a introdução da extensão cíclica, de modo a fazer face à dispersão da potência do sinal resultante do multipercurso, onde nos sistemas OFDM obtém um melhor performance face aos SC, sendo que ambos melhoram ligeiramente com o surgimento da componente de linha de vista (LOS).

Estas técnicas podem ser facilmente combinadas com conjunto de antenas de recepção ou com técnicas *multiple-input, multiple-output* (MIMO), no qual quer os terminais emissão e recepção de sinais, usam conjunto de elementos de antenas. Nesta dissertação era aborda-se apenas, seguidamente, os aspectos de o conjunto das técnicas MIMO-OFDM.

3 Técnicas MIMO-OFDM

O aumento muito significativo, na última década, dos sistemas comunicações sem fio, essencialmente nos sistemas móveis e o constante aumento de complexidade das aplicações, dos serviços multimédia (ex. mobile TV) e do aumento crescente dos conteúdos de internet, exigem cada vez mais sistemas com maiores taxas de transmissão, melhor qualidade de serviço (QoS) e menores taxa de erro. Estes requisitos obviamente não podem ser atingidos através do simples aumento da potência de transmissão e/ou através do aumento da largura de banda através de faixas adicionais devido as limitações técnica e físicas, tais como espectro de frequências, além de não serem as mais adequadas para se obter menor taxas de erros em ambientes sujeitos a ruído, interferências e ao multipercurso.

Assim à constante requisição, pela sociedade, por maior largura de banda e maiores taxas de transmissão, bem como maior flexibilidade e qualidade de serviço (QoS), exige métodos mais eficientes de transmissão que se adaptem melhor as características dos canais de transmissão especialmente em sistemas *wireless*.

É assim necessário, especialmente em ambiente *wireless*, técnicas que permitam aumentar a eficiência espectral e fiabilidade da ligação. Explorando a diversidade espacial, através de várias antenas de emissão e recepção, poder-se-á oferecer um aumento bastante significativo da taxa de dados, na cobertura e fiabilidade do *link* sem ter de aumentar a potência de transmissão ou qualquer aumento de banda, é neste sentido que hoje a tecnologia MIMO, é o alvo da pesquisa actual, sendo este o âmbito desta dissertação.

3.1 História

As primeiras ideias em empregar múltiplas antenas surgem na década de 70. Mas muitos anos antes, em 1901, Guglielmo Marconi já usara 4 antenas numa disposição circular para transmitir a letra S em código *Morse*.

Os primeiros artigos [14] sobre esta técnica são somente publicados a partir de 1984 por pesquisadores da *Bell Laboratories*. Em 1993 é elaborado pela primeira vez o conceito de multiplexagem espacial usando o MIMO, sendo a *Bell Laboratories* em 1998, a primeira identidade a realizar um primeiro protótipo da multiplexagem espacial, sendo esta a principal tecnologia responsável pela melhoria da performance dos sistemas MIMO.

Na área comercial, em 2001 surge o primeiro sistema usando a tecnologia MIMO-OFDM. Em 2006, surgem diversas soluções MIMO-OFDM baseadas no protocolo WiFi 802.11n. Também em 2006, são desenvolvidas soluções MIMO-OFDM baseadas no IEEE 802.16e, protocolo para a banda larga, mais conhecido por WIMAX.

Os sistemas de 4G (*Fourth-Generation Communications System*), que brevemente chegarão, deverão utilizar a tecnologia MIMO, tendo já sido apresentados protótipos que atingiram ritmos de 1 Gbit/s.

3.2 Introdução aos Sistemas MIMO

Os sistemas MIMO, utilizam o domínio do espaço juntamente com o domínio temporal e espectral de forma a aumentar a capacidade e a qualidade do *link* nos sistemas de comunicação sem fios. O uso de múltiplas antenas na transmissão quer na recepção de sinais, pronuncia uma melhoria muito significativa em termos de eficiência espectral e de fiabilidade do *link*, visto que os sinais emitidos são recebidos nas múltiplas antenas de recepção onde são combinados de forma a minimizar a taxa de erro de bit (BER), permitindo deste modo um aumento do ritmo da taxa de transmissão [12].

A estrutura do MIMO é assim concebida de forma a aumentar a taxa de transmissão através das múltiplas antenas de transmissão e através da adição de antenas receptoras, conferindo maior redundância na recepção. Deste modo, consoante as características do canal e da performance pretendida para o sistema, existem duas técnicas disponíveis através da modulação MIMO: a primeira através de esquemas de multiplexagem (*Spatial Multiplexing* – SM), a segunda através de esquemas de diversidade (*Space-Time Coding*-STC), obtendo-se ganhos de multiplexagem e ganhos de diversidade respectivamente. De forma a maximizar a diversidade de transmissão e recepção é importante que as antenas em ambos os lados estejam convenientemente distanciadas entre si, de forma a obter uma descorrelação adequada, fazendo com que as condições de desvanecimento sofrido pelos diferentes sinais sejam independentes.

Em sistemas de comunicação sem fios, a diversidade é assim utilizada de forma a combater o desvanecimento fraco. O princípio básico do seu funcionamento, consiste nas várias réplicas, provenientes do multipercurso e recebidas nas antenas receptoras, terem desvanecimentos independentes, existindo assim uma elevada probabilidade de um ou a combinação de alguns dos sinais provenientes desses caminhos, não terem experimentado desvanecimento num determinado instante de tempo de observação.

As formas de diversidade tradicionalmente utilizadas em sistemas *wireless* são: diversidade no tempo, diversidade na frequência e diversidades espacial (ou diversidade antena). Os sistemas MIMO são exemplos de sistemas que utilizam diversidade espacial, e que abordaremos mais exaustivamente nos próximos capítulos.

Um sistema MIMO com M antenas transmissoras e com N antenas receptoras, o fluxo de sinais emitidos são transmitidos através múltiplos caminhos entre essas múltiplas antenas transmissoras e as múltiplas antenas receptoras. Os múltiplos caminhos descorrelacionados entre si são representados algebricamente através duma matriz $N \times M$ de canais, sendo que os sinais transmitidos nestes podem ser estimados no receptor [13].

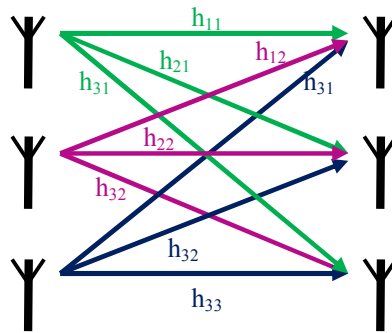


Figura 3-1 Modelo de canal MIMO

No caso de transmissão do mesmo sinal de informação a partir de todas as antenas, o sistema torna-se mais robusto em relação aos fenómenos causadores de atenuação existentes no canal, pois apresenta uma diversidade da ordem de $M \times N$. Assim o ganho diversidade correspondente é dado pelo número de *links* descorrelacionados, isto é, independentes e ao qual são designados “ordem de diversidade”. Em contrapartida, a transmissão do mesmo sinal por todas as antenas, gera uma redundância, que representa uma perda de eficiência espectral do sistema.

Para um mesmo número de canais, uma transmissão multiplexada de informações diferentes, isto é, diferentes sequências de dados por cada antenna transmissora obtêm-se um ganho multiplexagem, significando um maior taxa de transmissão e consequentemente maior capacidade de transmissão, linearmente proporcional ao $\min(M, N)$ antenas, desde que o elementos da matriz do canal ($N \times M$) sejam independentes, traduzindo-se num aumento da eficiência espectral correspondente[13].

Foi demonstrada por Zheng e Tse [14] esta dependência entre o valor de ganho de diversidade e de multiplexagem, ou seja, entre o nível de robustez aos efeitos do canal e capacidade de transmissão que respectivamente um sistema MIMO pode possuir.

3.3 Canal MIMO

3.3.1 Modelo Matemático do Canal MIMO

O modelo de canal MIMO considera um sistema formado por M antenas transmissoras e N receptoras. Assume-se que não existe correlação entre os conjuntos de antenas de transmissão e de recepção, considerando assim que os sinais transmitidos por cada antenna transmissora são afectados por desvanecimentos independentes dos sinais transmitidos pelas restantes antenas, resultando que o sinal recebido por cada antenna receptora é constituído pela sobreposição das réplicas dos diversos sinais transmitidos, como é ilustrado na Figura 3-2.

Contudo se houver uma estrutura de correlação esta deve ser incluída, pelo que a matriz de co-variância deve ser obtida através dum modelo de correlação ou medidas.

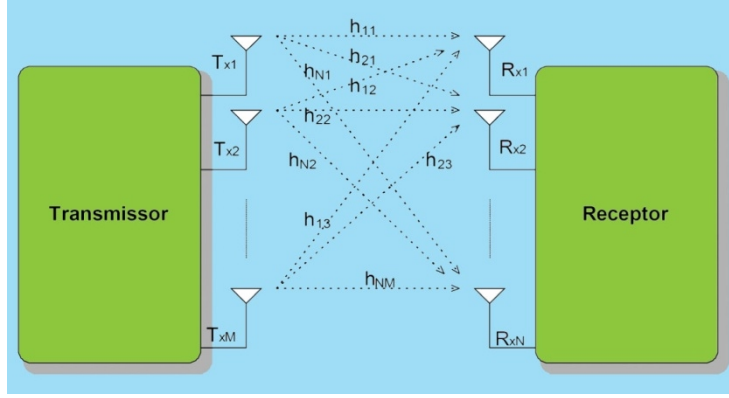


Figura 3-2: Sistema de transmissão MIMO

Assume-se para modelo de transmissão, que os canais são de banda estreita e planos no domínio da frequência, de ganho constante ao longo da faixa. Considerando ainda um único utilizador por canal, este com desvanecimento plano e na presença de ruído aditivo gaussiano branco (AWGN), onde a única interferência presente é a própria interferência causada, entre fluxos de sinais de entrada nos sistemas MIMO. A potência máxima de transmissão é considerada fixa sendo esta dividida igualmente pelo número de antenas transmissoras. As antenas quando distanciadas de forma adequada, deveram apresentar desvanecimentos independentes e onde o espalhamento do sinal na recepção é de tal forma que esse mesmo sinal recebido em cada uma das antenas receptoras, seja a soma das imagens desse sinal resultantes dos vários multipercursos. Segundo *Foschini e Gans*, os ambientes ricos em multipercursos, podem ser vistos como sendo vários canais paralelos, e sendo estes aleatórios, estatisticamente independentes e descorrelacionados, quando modelados adequadamente, podem trazer grandes ganhos de capacidade [17].

Tendo em conta as considerações anteriores, para os diversos canais dum sistema MIMO, o sinal recebido na antena receptora i correspondente a um sinal $s_j(t)$ da antena transmissora j , é dado por $G_{ij} s_j(t)$, onde G_{ij} representa o ganho do sub-canal entre a antena transmissora j e antena receptora i . Sendo o sistema composto por M antenas transmissoras, na antena receptora i e onde $n_i(t)$ representa o ruído a saída da antena, o sinal recebido $y_i(t)$ terá a forma:

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^M s_j(t) G_{i,j} + n_i(t); \quad i = 1, 2 \dots N \quad (3.1)$$

Onde se define os vectores $y^T = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_N(t)]$, $s^T = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]$, $n^T = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_N(t)]$.

No modelo MIMO, para um instante de tempo k , a equação (3.1) pode ser reescrita na forma,

$$y(k) = Hs(k) + n(k) \quad (3.2)$$

Onde H representa a matriz dos ganhos normalizados do canal MIMO, de dimensão $N \times M$, onde respectivamente os elementos h_{nm} da matriz do canal H são elementos escalares e complexos correspondentes à M -ésima e N -ésima antena transmissora e receptora respectivamente:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{1M} \\ h_{21} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

É comum assumir-se, a transmissão sem linha de vista (NLOS) cuja função de transferência entre transmissor e receptor, correspondente à matriz H , cujos elementos possuem magnitude e fase com função de distribuição *Rayleigh* e uniforme respectivamente.

Devido a grande capacidade de transmissão dos canais MIMO, estes tornam-se selectivos na frequência, devido às características do multipercurso, resultando em atenuações profundas, atrasos e consequentemente provocado interferência inter-simbólica no sinal que chega ao receptor em múltiplas versões do sinal recebido.

Temos assim, que o modelo de cada canal h_{nm} pode ser expresso como,

$$h_{nm}(\tau) = \sum_{l=1}^L \alpha_{nm}^l \delta(t - \tau_{nm}^l) \quad (3.4)$$

onde α_{nm} representa o ganho complexo e τ_{nm} refere-se atraso do l -ésimo caminho.

3.3.2 Capacidade de Shannon

Introduzido por Shannon em 1948, o conceito de capacidade para um único canal comunicação contínuo no tempo, corresponde a máxima taxa de transmissão suportada por esse mesmo canal. Corresponde assim ao limite máximo da informação mútua entre os sinais transmitidos e recebidos, ou seja, em função da densidade de probabilidade conjunta dos dois sinais, tendo em consideração o conjunto de possíveis distribuições de probabilidade do sinal transmitido.

A capacidade de canal é assim um dos parâmetros mais importantes no desempenho de um sistema de transmissão. Essa capacidade, dependente obviamente de algumas características do canal, tais como da largura de banda B , potência de transmissão P_T e ruído no canal [18]. O limite de capacidade é atingido quando o sinal transmitido composto por uma sequência de amostras discretas é um vector gaussiano com as suas componentes estatisticamente independentes, com média nula, e variância P_R (potência recebida no receptor), num canal de banda limitada B com ruído AWGN de ganho unitário. O limite da capacidade de canal de Shannon é traduzida assim na seguinte expressão,

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{P_R}{P_n} \right) \approx \log_2(1 + SNR_0) \text{ bit/s/Hz} \quad (3.5)$$

Onde P_R corresponde a potência do sinal no receptor e P_n à potência de ruído no canal com largura de banda B .

Seguidamente tendo como base nos fundamentos descritos acima, analisar-se-á os limites de capacidade, para os seguintes distintos sistemas.

3.3.2.1 Single-Input, Single –Output (SISO)

Os sistemas mais comuns empregam uma única antena transmissora e uma única receptora e no qual foi determinado o valor da capacidade limite de *Shannon* expressa na equação (3.5).

Transmitindo um sinal complexo num canal com ganho complexo aleatório G , reescrevendo a equação (3.5), tem-se

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{P_T |G|^2}{P_n} \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.6)$$

Seja ρ representante do valor da razão sinal-ruído (SNR), definida por,

$$\rho = \frac{P_T (E|G|^2)}{P_n} \quad (3.7)$$

Onde $(E|G|^2)$ é o ganho médio de potência do canal. Seja $H = h$ (canal único) o ganho normalizado do canal onde,

$$H = \frac{G}{\sqrt{(E|G|^2)}} \quad (3.8)$$

Caracterizado por $E(|H|^2) = 1$, correspondente a uma variável aleatória complexa de valor médio quadrático de módulo unitário.

Temos assim que o valor limite da capacidade sem codificação de canal ou complexidade de sinalização, pode ser escrita por

$$C = \log_2(1 + \rho |h|^2) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.9)$$

3.3.2.2 Single-Input, Multiple-Output (SIMO)

Para os sistemas SIMO, com uma única antena transmissora e N antenas receptoras. Se os sinais recebidos, dos diversos caminhos, nas antenas receptoras tiverem a mesma amplitude média, isto é, se o valor médio quadrático dos ganhos for igual, $E(|G_{j,1}|^2) = E(|G|^2)$ $j = 1, 2, \dots, N$, combinados coerentemente, produzirá um aumento N^2 da potência de sinal, pelo que a potência média do sinal combinado será assim $N^2 P_T E(|G|^2)$.

Por outro lado tendo em conta o ruído presente em cada canal, tem-se N componentes de ruídos de igual potência P_n , somadas de forma descorrelacionada, resulta num aumento de potência de ruído de $N \cdot P_n$, obtém-se

$$SNR_{SIMO} = \frac{N^2 P_T E(|G|^2)}{N P_n} = N \cdot SNR_0 = N \rho |H|^2 \quad (3.10)$$

A capacidade de canal, tendo também em conta os desenvolvimentos de Telatar [13], Foschini e Gans [18], em que a capacidade cresce com o $\min(M, N)$, ou seja nestes com única antena de transmissão e múltiplas de recepção, a capacidade é dada por:

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{n=1}^N |h_{n1}|^2 \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.11)$$

Verificando-se que nestes sistemas, o aumento do número N de antenas receptoras, resulta num crescimento logaritmo da capacidade média.

3.3.2.3 Multiple -Input, Single-Output (MISO)

Nos sistemas MISO, com M múltiplas antenas transmissoras e um única antena receptora, onde a potência total transmitida é dividida M antenas. Se o valor médio quadrático dos ganhos for igual, $E(|G_{1,i}|^2) = E(|G|^2)$ $i = 1, 2, \dots, M$, que combinados coerentemente produzirá uma potência de sinal $M^2 \cdot P_T / M \cdot E(|G|^2)$. Temos assim para os sistemas MISO um razão sinal/ruído de,

$$SNR_{MISO} = \frac{M^2 \cdot P_T / M \cdot E(|G|^2)}{P_n} = M \cdot SNR_0 = M\rho|H|^2 \quad (3.12)$$

Temos assim a capacidade dos sistemas MISO, dada por [18]

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \sum_{m=1}^M |h_{1m}|^2 \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.13)$$

Onde h_m mais uma vez representa os ganhos do canal normalizado. Da expressão anterior, observa-se a divisão de ρ por M , assegurando que a potência de transmissão seja fixa e distribuída pelo total de antenas transmissoras. Verifica-se também crescimento logaritmo da capacidade média com o número de antenas M .

Nos sistemas SIMO e MISO, é ainda possível maximizar capacidade do canal maximizando a SNR, sendo para esse efeito empregue antenas adaptativas com a técnica de *Maximum Ratio Combining* (MRC) [19].

3.3.3 Capacidade dos sistemas MIMO

Os sistemas MIMO, são assim uma combinação dum sistema MISO e SIMO, pelo que a capacidade do canal para este sistema considera as M antenas transmissoras e as N receptoras, considerando que todos os canais têm o mesmo ganho médio de potência $E(|G_{j,i}|^2) = E(|G|^2)$, tendo em conta a eq.(3.7) (3.3), a capacidade de canal para estes sistema é,

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |h_{mn}|^2 \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.14)$$

Verifica-se que a capacidade dos sistema MIMO é mais elevada do que nos sistemas anteriores, SISO, SIMO ou MISO. Verifica-se que nos vários sistemas, a relação capacidade de canal e a SNR é logaritmica, pelo que um aumento significativo na taxa de transmissão, efectuada através de maior potência transmitida seria extremamente dispendioso [20].

Tal como nos sistemas anteriores, é possível maximizar a capacidade do canal, pela maximização da relação sinal/ruído, quando um único sinal é transmitido por todas as antenas,

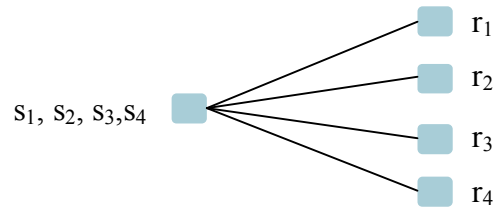


Figura 3-3: Ganho Máximo: Diversidade de transmissão convencional/BF- O mesmo sinal nas diversas antenas

3.3.3.1 Transmissão por canais paralelos dum canal MIMO

Como mencionado anteriormente, um canal MIMO permite um ganho de multiplexagem, que resulta do facto deste poder ser decomposto em N canais paralelos independentes. Multiplexando dados independentes nestes canais independentes, obtêm-se um aumento de N da taxa de dados em comparação com os sistemas SISO, e deste modo a capacidade deste pode ser aumentada drasticamente.

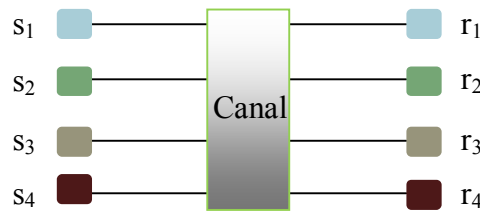


Figura 3-4: Máxima Capacidade: Transmissão por canais paralelos (diferentes sinais em diferentes canais -TRUE MIMO

A transmissão passa assim a ser caracterizada por um sistema composto de múltiplos canais paralelos, onde cada canal terá uma capacidade equivalente à de um sistema SISO particular. e deste modo obtêm-se um melhor aproveitamento dos múltiplos canais paralelos proporcionados pela arquitectura. O valor dessa capacidade dependerá do número de canais paralelos independentes, correspondentes aos valores próprios independentes da matriz H, referente à decomposição singular (SVD) do canal.

De acordo com [40], a matriz $H \in \mathbb{C}^{M \times N}$, pode ser decomposta,

$$H = U\Lambda V^H \quad (3.15)$$

onde $U \in \mathbb{C}^{N \times N}$ e $V \in \mathbb{C}^{M \times M}$ são matrizes unitárias, onde $()^H$ a transposta - conjugada e $\Lambda \in \mathbb{R}^{M \times N}$ uma matriz diagonal, cujos os valores da diagonal correspondem à raiz quadrada dos valores próprios de HH^H . Reescrevendo (3.2), temos

$$y = U\Lambda V^H s + n \quad (3.16)$$

Definido $\tilde{y} = U^H y$, $\tilde{s} = V^H s$, $\tilde{n} = U^H n$, tem-se

$$\tilde{y} = \Lambda \tilde{s} + \tilde{n} \quad (3.17)$$

Como U e V são unitários, as distribuições de $\tilde{y}$, $\tilde{s}$ e $\tilde{n}$ são respectivamente as mesmas de y, s e n. O canal H é equivalente a um conjunto de canais paralelos, cujos ganhos são as entradas diagonais de Λ , tendo-se a mesma capacidade para a mesma fdp (função densidade de probabilidade) do sinal de entrada. O número máximo de valores próprios não nulos de Λ , como já foi frisado, é igual a $m = \min(M, N)$ e designando estes por λ_i , os respectivos sub-canais paralelos podem ser reescritos pela forma :

$$\tilde{y}_i = \lambda_i \tilde{s}_i + \tilde{n}_i \quad 1 \leq i \leq \min(M, N) \quad (3.18)$$

Assim a capacidade dum canal MIMO pode ser decomposto em m canais paralelos independentes, equivalentes a m sistemas SISO cuja capacidade é dada por (3.9). Assim a capacidade MIMO pode escrita da seguinte forma

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{P_i^*}{N_0} \lambda_i^2 \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.19)$$

Onde N_0 é a potência de ruído e P_i^* é a potência máxima atribuída a cada canal paralelo de forma a maximizar a respectiva capacidade, e é calculada através do método de *Waterfilling* (Anexo B-*Waterfilling*).

Para um sistema onde a potência P_T , é dividida igualmente pelas M antenas transmissoras, considerando os diversos canais com igual ganho médio, tem-se:

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i^2 \right) \quad (3.20)$$

Para esta configuração dos sistemas MIMO, com m canais paralelos independentes, a capacidade, cresce assim linearmente com $m = \min(M, N)$, (3.20) pode ser também calculada através da seguinte equação, determinada por Foschini [17] e Telatar [13],:

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_N + \frac{\rho}{M} H H^H \right) \right] \text{ bits/s/Hz} \quad (3.21)$$

onde I é a matriz identidade $N \times N$, H é a matriz determinística do canal $N \times M$, representado em (3.3), onde H^H representa a transposta conjugada de H. Como visto, ρ representa a razão sinal-ruído (SNR) média recebida por cada antena receptora.

Na situação $H = I$, obtém-se o número máximo de canais paralelos, todos com mesmo ganho, obtendo-se assim a capacidade máxima, para $M \geq N$, descrita por:

$$C_{MAX} = M \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} N \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.22)$$

Na situação $H = I$, para todos os elementos da matriz, a matriz $H H^H$ tem todos os elementos iguais e portanto todas as linhas são iguais, e desse modo um único vector próprio independente, ou seja, correspondendo a um único canal paralelo, pelo que a capacidade será mínima, expressa por:

$$C_{MIN} = \log_2(1 + \rho MN) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.23)$$

No caso em canais aleatórios, em geral, espera-se um aumento na capacidade com o decréscimo da correlação entre sub-canais.

3.3.3.2 Capacidade Ergótica e Capacidade Condicionada

O cálculo da capacidade determinada até este capítulo, considera os elementos da matriz H como sendo determinísticos e fixos.

Considere-se agora o caso, em que a matriz do canal MIMO, é a aleatória, imperativamente a capacidade do canal será uma variável aleatória, e nestas caso, duas definições estatísticas de capacidade são usualmente usadas: Capacidade Ergótica e Capacidade Condicional [16][21].

A Capacidade Ergótica, é definida como sendo o valor esperado da capacidade determinística (3.21), correspondente à média dos valores máximos da taxa de informação que pode ser transmitida considerando-se as variações de canal, sendo aplicada para quando há CSI no receptor, é dada pela equação:

$$C = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_N + \frac{\rho}{M} HH^H \right) \right] \right\} \text{ bits/s/Hz} \quad (3.24)$$

A capacidade Condicionada (outage capacity) é o valor da capacidade, associada a um valor de probabilidade p , ou seja, existe uma probabilidade p para a qual o valor C não pode ser alcançado,

$$Prob \left\{ \log_2 \left[\det \left(I_N + \frac{\rho}{m} HH^H \right) \right] \leq C_{outage} \right\} = p \quad (3.25)$$

Em canais aleatórios, o índice de correlação entre os canais paralelos tem enorme influência na capacidade do canal. Como já visto, com o decréscimo da correlação entre sub-canais anteriormente, espera-se um aumento na capacidade.

Nesse sentido, uma solução imediata seria aumentar a distância entre antenas ou conjunto de antenas ou ainda utilizar antenas com diferentes polarizações reduzindo a correlação dos sub-canais. Contudo, aumentar a distância entre as antenas nem sempre é possível, nem sempre garante uma descorrelação dos sinais. O aumento e decréscimo da capacidade estão também associados a outros parâmetros de propagação tais como, espalhamento de atraso, espalhamento angular, número de multipercurso e potência.

3.3.3.3 Capacidade dos sistemas MIMO em canais selectivos na frequência

A análise apresentada acima considera apenas canais de banda estreita o que permite considerar o sinal recebido como produto do sinal transmitido por um coeficiente constante, referente ao ganho de canal, seja determinístico ou aleatório

Quando um canal é de banda larga esta aproximação já não é válida e o canal deverá ser representado por sua resposta impulsiva temporal ou pela sua função de transferência no domínio da frequência $G(f)$. Definindo a resposta impulsiva do canal entre a antena transmissora j e a antena receptora i como $g_{i,j}(t)$ tem-se expressão do sinal recebido expressa na equação (3.1)[22].

A equação (3.1), no domínio da frequência e na ausência de ruído, o sinal no receptor pode ser expresso em forma matricial, na seguinte forma:

$$R(f) = G(f)S(f) \quad (3.26)$$

onde $G(f)$ é a matriz referente aos componentes $G_{i,j}(f)$ correspondente à transformada de *Fourier* de $g_{i,j}(t)$. $S(f)$ é o vector cujas componentes são as transformadas de *Fourier* de $s_j(t)$. A capacidade do canal neste caso pode ser expressa então por:

$$C = \frac{1}{B} \int_B \log_2 \det \left(I + \frac{\rho}{M} H(f) H^H(f) \right) df \quad (3.27)$$

Um canal banda larga aleatório caracterizado como canal com desvanecimento selectivo na frequência e a sua banda de coerência é um parâmetro importante. Adoptando o critério de que sub-canais, com largura de banda menor do que a banda de coerência do canal selectivo na frequência, estes podem ser considerados de banda estreita, cuja função de transferência possa a ser considerada constante com desvanecimento plano. Assim capacidade desse canal de banda larga pode ser calculada a partir da divisão deste em sub-bandas, dessa forma a capacidade total é aproximadamente a soma das capacidades obtidas para cada canal, temos que a capacidade em (3.27), pode ser calculada através da fórmula:

$$C = \frac{1}{M_s} \sum_{i=1}^{M_s} \log_2 \det \left(I + \frac{\rho}{M} H_i H_i^H \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (3.28)$$

onde H_i é a matriz de ganhos normalizados para a sub-banda i .

Da análise dos sistemas MIMO com canais selectivos na frequência, estes possibilitam a integração da modulação OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*). No próximo capítulo, caracterizar-se-á estes sistemas MIMO-OFDM, bem como se efectuará a análise do comportamento da respectiva capacidade.

3.3.4 Resultados Simulados

Para o cálculo de capacidade dum sistema MIMO, foram realizadas as seguintes simulações de sistema. Considerou-se o sistema com CSI, com sincronismo e sem codificação. Considerou-se ainda como entrada os seguintes parâmetro:

```
N = 256 %canais; NSlot = 5000; CHANNEL = 'RAYL';  
RayleighParam = 1;  
N0 = 1e - 2;  
H = random('rayleigh',1,Receptores,Transmissores)
```

A partir dos parâmetros anteriores efectuou-se a seguinte combinação de antenas emisoras M com N antenas receptoras. A capacidade dum sistema MIMO segundo Teletar (3.21) foi assim obtida, estando representada na seguinte figura:

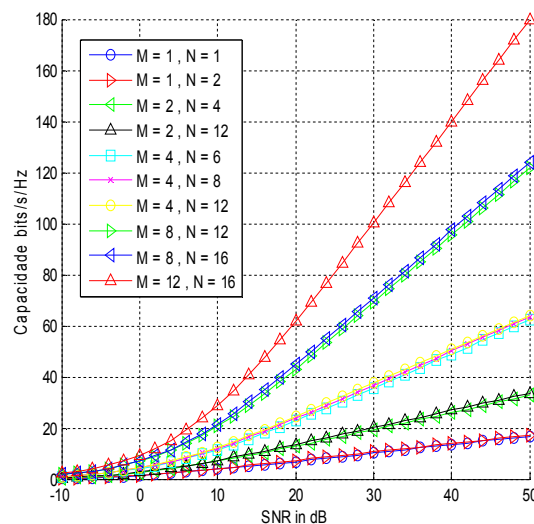


Figura 3-5: Capacidade dum sistema MIMO

Observa-se que todos os conceitos teóricos são validos. Realça-se desde logo que as vantagens da aplicação dos sistemas MIMO, encontra-se essencialmente para elevadas relações de SNR. Verifica-se dos gráficos da figura anterior que a capacidade cresce linearmente com $m = \min(M, N)$.

Verifica-se também que numa razoável combinação de antenas em termos de custo, por exemplo $M=4$, $N=8$, atingir-se num intervalo de $[20\ 30]$ db , um débito entre $[20\ 40]$ bits/Hz. Considerando uma portadora OFDM com uma largura de banda de 1 KHz, podemos atingir débitos utilizados nos sistemas actuais. Para valores superiores, podemos confirmar que tecnologia MIMO será certamente uma das soluções para os sistemas futuros.

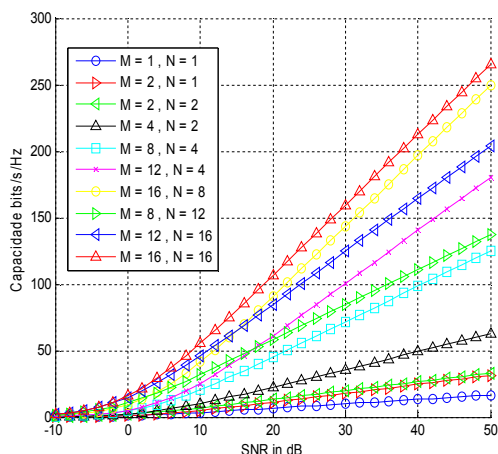


Figura 3-6 Capacidade máxima dum sistema MIMO

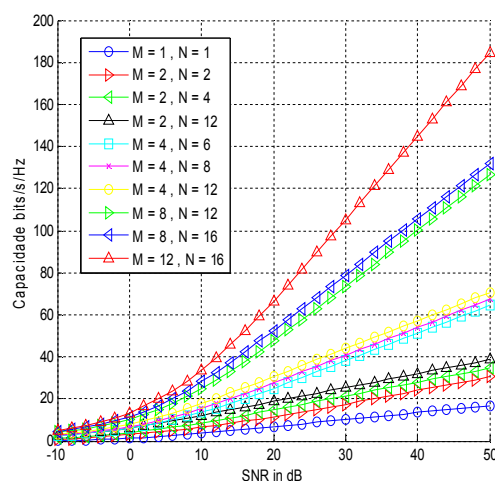


Figura 3-7: Capacidade Máxima através do método de atribuição de potência de Waterfilling

Da observação das simulações referentes a capacidade máxima (3.22), pode-se retirar às mesmas conclusões anteriores, excepto que nesta situação a capacidade cresce em função do número de antenas transmissoras.

Verifica-se que a capacidade através da optimização da atribuição de potência Figura 3-7 é logicamente superior à capacidade obtida quando a potência total é dividida pelo número de antenas Figura 3-5, sendo logicamente inferior a capacidade máxima dum canal MIMO Figura 3-6, que reproduz uma situação ideal, não real.

Em seguida apresenta-se a simulação de valores de capacidade mínima (3.23) para um sistema MIMO:

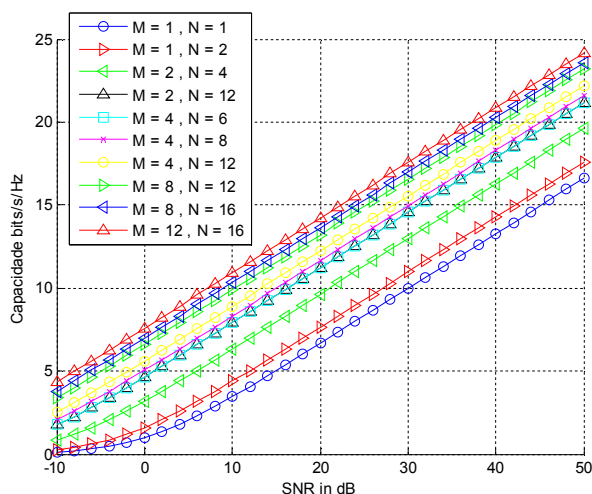


Figura 3-8: Capacidade mínima dum sistema MIMO-OFDM

Apesar do decrescimento da capacidade, aos comentários anteriores, acrescenta-se, que nesta situação capacidade em função ($M;N$) proporcionalmente em relação ao valor destas respectivamente.

3.4 MIMO-OFDM

Sistemas de comunicação sem fios *Multiple Input Multiple-Output* (MIMO), como foi visto no capítulo anterior, para além da diversidade espacial, oferecem elevada capacidade e diversidade na frequência resultante do espalhamento permitindo, aumentar a robustez do canal contra o desvanecimento [15].

Ao explorar as características do canal no domínio do espaço e no domínio da frequência permite assim aumentar a performance do canal.

De forma a obter estes benefícios, os canais *wireless* de ligação MIMO com forte selectividade na frequência, necessitam de complexos igualadores espaço-tempo.

Como foi descrito no capítulo 2, a modulação OFDM é uma técnica que permite atenuar os efeitos causados pelo multi-percurso 2.1.11, entre as quais, combater a atenuação selectiva na frequência. Ao dividir o canal selectivo na frequência em múltiplas N subportadoras ortogonais, considerar-se essas subportadoras como múltiplos sub-canais com atenuação plana no domínio da frequência, permitindo uma diminuição drástica na complexidade da igualação.

A modulação OFDM pode transformar assim o canal MIMO selectivo em frequência num conjunto de sub-canais planos diminuindo a complexidade do receptor MIMO, permitindo assim o uso de mais antenas e maiores larguras de bandas.

Como resultado, a combinação das técnicas MIMO com a modulação OFDM é naturalmente poderosa e bastante atractiva como uma solução em busca de maiores taxas de transmissão e é assim actualmente vista como sendo uma tecnologia de base para os presentes e futuros sistemas redes sem fios de banda larga de alto débito.

Várias soluções foram propostas para o MIMO-OFDM, explorar a diversidade espaço-frequência. Técnicas típicas MIMO como a Multiplexagem Espacial (*Spatial Multiplexing*) ou Codificação Espaço-Temporal (*Space-Time Coding*), explicadas mais adiante, são facilmente aplicáveis em implementações de camada física juntamente com sistemas OFDM.

Este é o caso das *wireless-local-area-networks* (WLAN), onde o potencial desta arquitectura é a base do protocolo IEEE 802.11n e mais actualmente no protocolo 802.16e, mais conhecido por *Wimax*.

3.4.1 Descrição Modelo do Sistema

Ao aumento da taxa de dados nos correntes sistemas WLAN, estes sistemas MIMO-OFDM, com a multiplexagem por divisão do espaço (SDM-*Space Division Multiplexing*) é crucial, sendo o principal alvo de pesquisa deste trabalho,

Com multiplexagem por divisão do espaço, diferentes conjuntos de dados são enviados pelas M diferentes antenas. Na figura seguinte apresenta-se a estrutura típica dum sistema MIMO-OFDM com SDM.

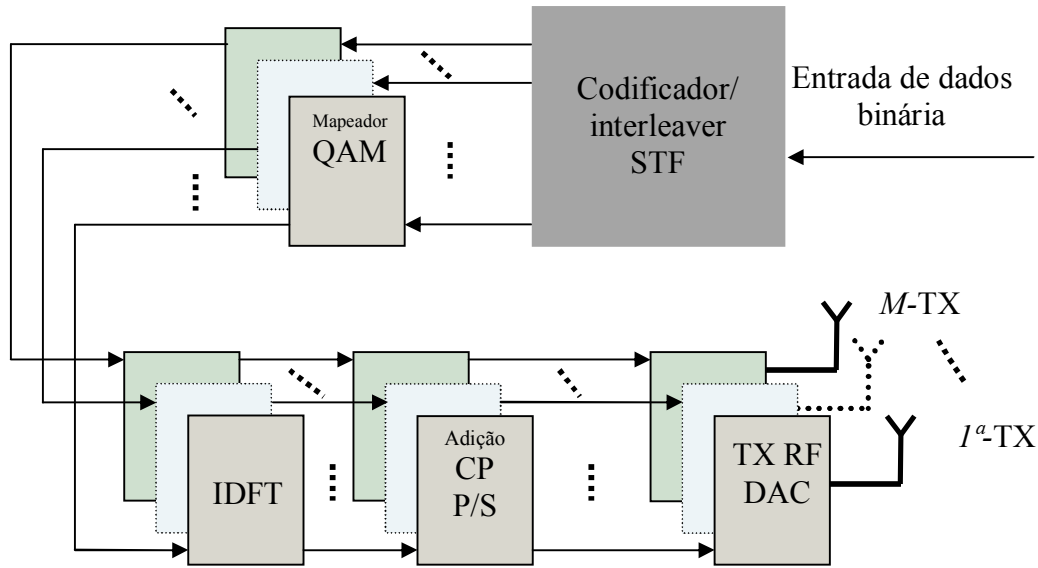


Figura 3-9: Modelo dum Transmissor MIMO-OFDM

Figura 3-9, os feixes dados da fonte passam por um codificador FEC (*forward error correction coding*) onde são codificados e interligados (*interleaved*). São consideradas duas maneiras de codificação de canal: codificação conjunta (JC-*joint coding*), onde os símbolos são intercalados após a codificação e por codificação antenna (PAC- *per antenna coding*) onde os conjuntos dados são desmultiplexados para os diferentes ramos TX, antes da codificação.

Após a codificação e a interligação *space-time-frequency (STF)*, os bits de dados codificados são modulados digitalmente através duma constelação por ex.QAM, gerando os símbolos a transmitir. Em seguida esse conjunto de símbolos passa por um codificador MIMO onde se definirá a antenna correspondente ao conjunto de símbolo em questão.

Definida a antenna de transmissão, como descrito no capítulo 2.1.8, processa-se o sinal OFDM, onde os dados a transmitir $X = \{X_0, X_1, \dots, X_{N-1}\}$, no domínio da frequência e onde N neste caso se refere ao tamanho do bloco símbolos de dados, enviados para moduladores OFDM, onde são convertidos para o domínio do tempo através duma transformada inversa de Fourier (IDFT) e transformados em sequências de símbolos OFDM, como descrito no subcapítulo 2.1.7, e de (2.12)

$$s_n = IDFT_N\{S_K\} \quad (3.29)$$

Após a conversão paralelo para serie (P/S), é adicionado a extensão cíclica (CP) a todo o símbolo OFDM, de forma a aumentar a robustez contra o multipercurso, de forma a eliminar a interferência intersímbolica entre símbolos OFDM. Seguidamente os sinais digitais são convertidos em sinais analógicos e posteriormente em sinais analógicos em radiofrequência, seguidamente transmitidos pelas M antenas emissoras.

No receptor, formado pelas N antenas, que recebem a combinação dos sinais transmitidos através dos diferentes canais, sendo imediatamente convertidos para banda-base, e seguidamente

amostrados. Esses sinais digitais são então encaminhados para desmoduladores OFDM onde são removidos os cabeçalhos e a extensão cíclica de forma a diminuir a ISI causada pelo multipercurso.

Os restantes símbolos são seguidamente desmodulados, através duma transformada directa de Fourier (DFT) e convertidos para o domínio da frequência.

Seguidamente a detecção MIMO é aplicada a todas as portadoras, recuperando-se desta forma os M símbolos transmitidos, através dos N símbolos recebidos por portadora.

A Figura 3-10 mostra um esquema dum sistema receptor MIMO-OFDM.

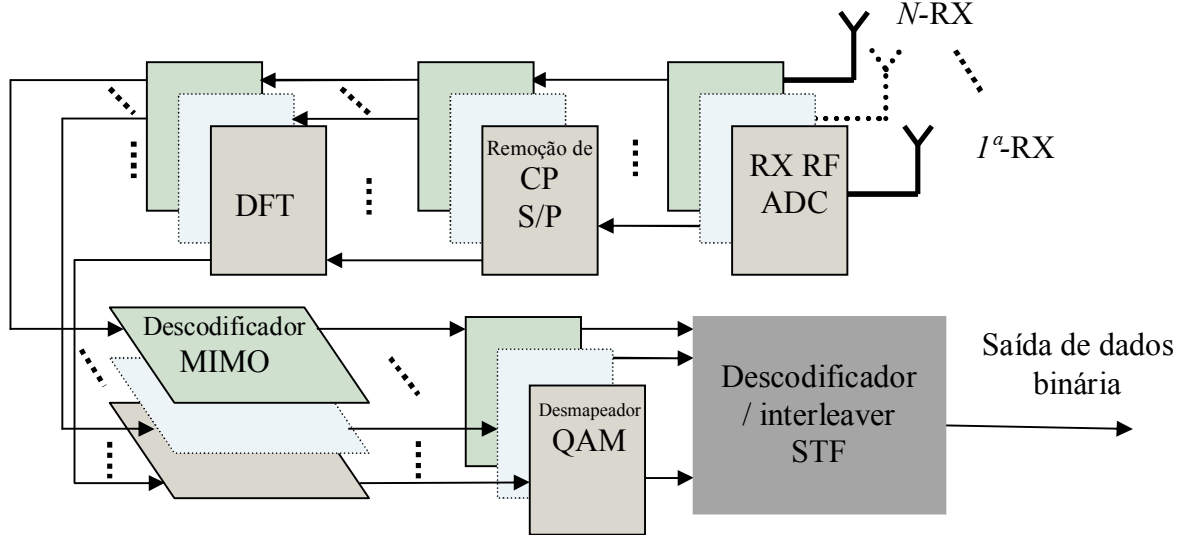


Figura 3-10: Modelo de um Receptor MIMO-OFDM

O símbolo OFDM recebido na i -ésima antena de recepção $R_i[n, m]$, após a DFT, pode ser escrita como,

$$R_i[n, m] = \sum_{j=1}^N H_{i,j}[n, m] A_j[n, m] + W_i[n, m] \quad (3.30)$$

onde $A_j[n, m]$ representa os símbolos de dados transmitidos na n -ésima portadora e m -ésimo símbolo OFDM, $H_{i,j}[n, m]$ descrita em (3.3) representa o coeficientes de canal no domínio da frequência entre j -ésima antena transmissora e a i -ésima antena receptor e $W_i[n, m]$ corresponde a adição de ruído presente na i -ésima antena referente ao símbolo no domínio de frequência.

Reescrevendo (3.3), onde $\bar{H}$ é uma matriz $M \times N$ cujos elementos correspondem à n -ésima subportadora e m -ésimo símbolo OFDM.

$$\bar{H}[n, m] = \begin{bmatrix} H_{1,1}[n, m] & H_{1,2}[n, m] & \cdots & H_{1,N}[n, m] \\ H_{2,1}[n, m] & H_{2,2}[n, m] & \cdots & H_{2,N}[n, m] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{M,1}[n, m] & H_{M,2}[n, m] & \cdots & H_{M,N}[n, m] \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Tendo em consideração todos símbolos de dados recebidos de todas as antenas, a expressão dos símbolos de dados recebidos pode ser apresentada na seguinte forma:

$$\vec{R}[n, m] = \bar{H}[n, m]\vec{A}[n, m] + \vec{W}[n, m] \quad (3.32)$$

Onde

$$\vec{A}[n, m] = [A_1[n, m] \quad A_2[n, m] \quad \dots \quad A_M[n, m]]^T \quad (3.33)$$

$$\vec{R}[n, m] = [R_1[n, m] \quad R_2[n, m] \quad \dots \quad R_N[n, m]]^T \quad (3.34)$$

Correspondente aos vectores dos símbolos de dados transmitidos e recebidos respectivamente. Para obter os símbolos de dados transmitidos, é necessário proceder a igualação MIMO-OFDM que consiste na resolução da equação (3.32), através de resolução da seguinte equação,

$$\vec{A}[n, m] = \bar{H}[n, m]^{-1}(\vec{R}[n, m] + \vec{W}[n, m]) \quad (3.35)$$

Contudo esta igualação é suficiente no caso de o sistema apresentar pouco ruído e na inexistência de ISI ou ICI. Na presença de ICI ou ISI, o sinal recebido pode ser escrito através [23],

$$\begin{aligned} \vec{R}[n, m] = & \sum_{j=1}^M R_{j,i}^U [n, m] + \sum_{j=1}^M R_{j,i}^{ICI} [n, m] + \\ & + \sum_{j=1}^M R_{j,i}^{ISI} [n, m] + W_i[n, m] \end{aligned} \quad (3.36)$$

onde $\sum_{j=1}^M R_{j,i}^U [n, m]$, $\sum_{j=1}^M R_{j,i}^{ICI} [n, m]$ e $\sum_{j=1}^M R_{j,i}^{ISI} [n, m]$, são os termos úteis e necessários de forma a cancelar a ISI e ICI, termos esses que devem ser calculados e subtraídos do sinal recebidos. Seguidamente símbolos são desmodulados digitalmente através dum desmapeador QAM que converte os símbolos complexos detectados em cadeias de dados binários, estes são decodificados através do processo inverso de codificação de canal empregada na transmissão, seja JC ou PAC, e os bits de informação são finalmente entregues ao destino.

Em sistemas reais, os coeficientes de canal são constantemente monitorizados e através da adição de símbolos e tons pilotos em subportadoras fixas ou variáveis, bem como a inserção subportadoras para efeitos de sincronismos. Esses tons de frequência piloto, extraídos dos sinais recebidos de todas as antenas, são usados para a estimação do canal H . Esta permanente estimação auxilia o decodificador MIMO na recuperação dos símbolos OFDM de informação, compensando os efeitos do canal. Em [26], Stuber apresenta várias abordagens de estimação para canais MIMO-OFDM e com simulações comparativas

3.5 Técnicas de Diversidade

O emprego de técnicas de diversidade, tem como objectivo a melhoria da qualidade da ligação e o aumento do processamento de dados, através dos dados estatísticos característicos do *link wireless*. Os ganhos proporcionados pela tecnologia MIMO através da diversidade obtida do emprego de múltiplas antenas transmissoras e receptora, aproveitando um conjunto de réplicas do sinal transmitido constituem um recurso importante de redundância na recuperação do mesmo sinal transmitido, mesmo sujeitas a diferentes atenuações pelo canal.

Variados sistemas de comunicações, exploram diversas formas diferentes de diversidade, tais como:

- Diversidade temporal que se caracteriza pela redundância no tempo, ou seja, a chegada de réplicas do mesmo sinal em diferentes instantes no receptor, empregue em canais com atenuação selectiva no tempo.
- Diversidade em frequência/espectral (ex: comunicações com espalhamento espectral e OFDM), em canais com atenuação selectiva na frequência, explora o facto de os sinais serem transmitidas com diferentes frequências, apresentarem características resultantes do multipercurso diferentes. Assim as réplicas do mesmo sinal transmitido em diferentes frequências induzem redundância do sinal transmitido.
- Diversidade espacial empregue em casos onde há restrições do sistema impedindo a utilização da diversidade temporal ou espectral. Através arranjos de antenas transmissoras e/ou receptoras separadas espacialmente ou com diferentes polarizações, e desse modo as réplicas do sinal chegam à recepção com redundância no domínio do espaço, e deste modo tem a vantagem de não afectar a eficiência de banda de transmissão.

Neste trabalho, maior ênfase é dada as diversidades de espaço e espectral. A diversidade espectral envolve a utilização de múltiplas antenas no emissor e/ou receptor, podendo ser classificada em duas categorias: diversidade na transmissão e diversidade na recepção.

3.5.1 Diversidade na Recepção

A diversidade na recepção pode ser explorada com bastante facilidade. As múltiplas réplicas do sinal transmitido, resultantes dos diferentes multipercursos com desvanecimento independentes, são recebidas em cada uma das múltiplas antenas receptoras devidamente separadas no espaço, sendo devidamente combinados de acordo com técnicas específicas de processamento de sinal, tais como *Selection Combining* (SC), *Maximum Ratio Combining* (MRC) ou *Equal Gain Combining* (EGC), para que o sinal resultante seja semelhante ao originalmente transmitido.

O MRC, tem como critério a escolha do sinal com maior razão Sinal-Ruído (SNR), resultante combinação das réplicas do sinal em cada antena receptora, sendo um sistema mais complexo comparativamente ao EGC e SC [28]. À medida que o número de antenas receptoras aumenta, o

canal é visto como se tratasse dum canal Gaussiano aditivo, cuja probabilidade de falha tende para zero [29].

No caso de recepção com OFDM, com *Selection Combining* (SC) pode ser dividido em duas técnicas diferentes: *antenna selection combining* (ASC) e *subcarrier selection combining* (SSC).

No MRC, um símbolo é transmitido num instante de tempo a partir de uma antena de transmissão e réplicas desse símbolo transmitido são recebidas por canais planos independentes do tipo *Rayleigh* e com desvanecimento lento. Os sinais à saída dos receptores são então combinados linearmente de forma a maximizar a SNR instantânea. Para tal é necessário que o receptor tenha o conhecimento da CSI. O símbolo recuperado corresponde à combinação de sinais recebidos nas antenas receptoras, cuja SNR é igual ao somatório de todos os conjuntos das várias SNRs. Estas operações são realizadas ao nível das subportadoras após a operação de DFT. Os sinais OFDM recebidos nos diferentes ramos de antenas são transformados através das N diferentes DFT's, cujas saídas são atribuídas a combinadores de diversidade.

Nos combinadores lineares, o sinal recebido $r_{n,k}$ correspondente à n -ésima antena e à k -ésima portadora, são multiplicados por factores de peso complexos $g_{n,k}$, para que o sinal nos diversos ramos de antenas tenha a mesma fase, isto é, tenha fase 0° . As magnitudes destes factores são atribuídas consoante a potência instantânea de cada subportadora ou SNR de cada sinal recebido em cada ramo de antena receptora. Se a potência for pequena num ramo em particular, então será atribuído um factor de ganho pequeno e vice-versa. O sinal resultante após a adição dos diversos ramos de antenas é,

$$r_k = \sum_{n=1}^N r_{n,k} g_{n,k} \quad (3.37)$$

Com EGC, as magnitudes dos factores $g_{n,k}$, são iguais. Sinais vindos das antenas são etiquetados como exemplo como A e B, são desmodulados e os valores das k subportadoras de dados dos símbolos OFDM $R_{A,k}$ e $R_{B,k}$ são introduzidos no combinador. O combinador de acordo com o algoritmo de diversidade, sobressairá os valores da subportadoras e as informações de estado de canal (CSI) a fim de formar o sinal R_k que depois passará através do igualizador de canal e finalmente para o receptor.

As simulações efectuadas por [30] mostram que MRC e SC oferecem maior fiabilidade em canais dispersivos. Outra nota a salientar, é que o aumento do número de antenas melhora significativamente a desempenho do sistema, tendo em contrapartida o aumento de custos com o hardware. Mostra-se também que a desempenho do sistema diminui drasticamente em canais de transmissão com baixa correlação, obtendo-se um bom desempenho em canais fortemente correlacionados.

3.5.2 Diversidade na Transmissão

A diversidade na recepção pode ser impraticável num número razoável de aplicações, como por exemplo em típicas aplicações WLAN. Nesses casos, o emprego de múltiplas antenas no transmissor, pode ser mais atractivo, o qual é designado diversidade na transmissão. Diversidade na transmissão assegura que os terminais móveis dos utilizadores venham no futuro a serem mais simples e mais baratos. Contudo a diversidade de transmissão só se torna possível se o receptor for capaz de separar, a partir de uma única antena receptora, o sinal de informação anteriormente transmitida e enviada pelas múltiplas antenas transmissoras.

O esquema de diversidade na transmissão mais comum, foi apresentado Alamouti [31] e formando a classe *Space-Time-Block-Codes* (STBC), ao aplicar um esquema de diversidade na transmissão num sistema OFDM com duas antenas transmissoras (M) e uma antena receptora (N). [32] Sendo um sistema com fácil implementação dada a sua baixa complexidade, proporciona consideráveis melhorias em termos de desempenho sem implicar para o efeito qualquer aumento de largura de banda. Ganhos entre 9 a 14 dB foram observados em função do modo de transmissão, num cenário de canal de BER de 10^{-4} , no caso duma arquitectura com duas antenas quer no receptor quer transmissor.

Uma forma de aplicar diversidade na transmissão é usar um esquema simples de *Delay Diversity* (DD). Usando o DD, o sinal original é transmitido através da primeira antena, sendo as restantes versões desses mesmos sinais linearmente atrasadas temporalmente e seguidamente transmitidas através duma ou mais antenas. O único factor limitativo neste sistema de diversidade, é o facto de a introdução do referido tempo de atraso (delay), ser necessariamente inferior a CP, de forma a garantir a ausência de ISI. De forma a superar este problema limitativo, foi proposto por [33], um esquema no qual o sinal não é concretamente atrasado entre antenas, mas ciclicamente deslocado, não havendo restrição nos tempos de atraso. Esta técnica de diversidade na transmissão é apresentada na figura seguinte.

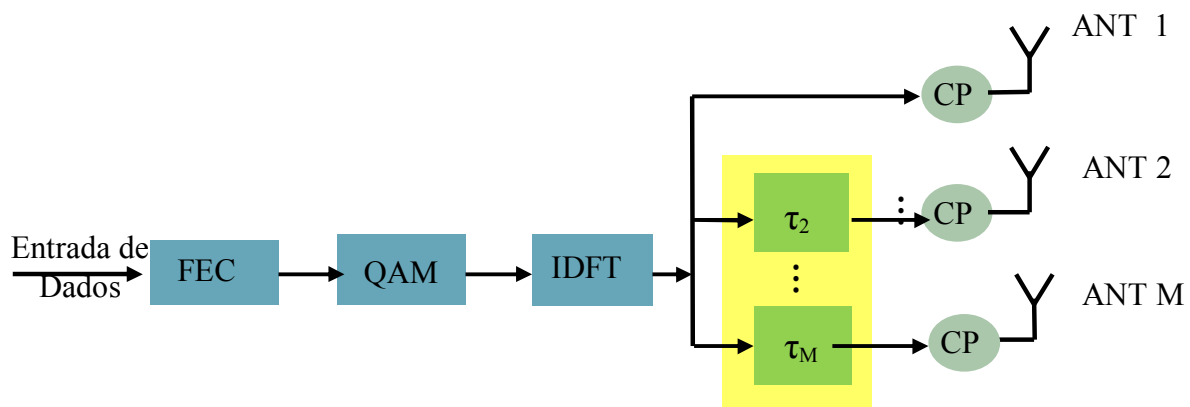


Figura 3-11: Emissor OFDM com CDD

3.5.3 Diversidade na Recepção e na Transmissão

Os sistemas MIMO usam o domínio espacial, temporal e espectral de forma a aumentar a capacidade e qualidade do *link*, através dum aumento significativo em termos de eficiência espectral e a fiabilidade das ligações respectivamente, dos sistemas de comunicações sem fios.

As técnicas de transmissão MIMO existentes, são orientadas assim para a maximização da taxa de dados e para maximização da diversidade de transmissão.

Com a maximização da taxa de dados, pretende-se aumentar a capacidade média do canal e como foi referido anteriormente, esta é conseguida essencialmente quando diferentes dados de informação são enviados através de diferentes antenas, como no caso da multiplexagem espacial. No domínio do tempo, a transmissão dá-se em instantes diferentes, enquanto no domínio do espaço, utilizam-se na transmissão diferentes antenas, técnica conhecida por codificação espaço-tempo -STC (*Space-Time Coding*).

Existem assim duas técnicas de modulação MIMO disponíveis, multiplexagem espacial (SM) e codificação espaço-tempo (STC), providenciando ganhos de multiplexagem e ganhos de diversidade respectivamente.

Até há pouco tempo, as técnicas MIMO propostas, eram baseadas em apenas uma das duas técnicas tendo em vista os ganhos de diversidade ou de multiplexagem, sendo o tipo de canal empregue, o critério de escolha entre as duas estratégias.

Como exemplo de uma técnica de multiplexagem espacial, Foschini [34] propôs um esquema denominado por V-BLAST (*Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time*), que consistia num esquema simples tendo como objectivo atingir elevadas taxas sem ter em consideração a diversidade. Desta forma, com a utilização da arquitectura V-BLAST, consegue-se ganho de multiplexação máximo.

Para o efeito neste sistema o número de antenas receptoras, N , deve ser maior ou igual que o número de antenas transmissoras M as quais transmitem símbolos diferentes entre si a cada intervalo de transmissão. Por sua vez, a detecção do sinal recebido é realizada através de um procedimento iterativo que emprega algoritmos de igualação adaptativa, que uma vez detectado um símbolo, faz o cancelamento e anulação da interferência que ele representa para os restantes símbolos ainda não detectados, que se abordará em 3.6.1.

Em contrapartida Alamouti [31], propôs um esquema, largamente empregue actualmente, baseada na diversidade espacial nos STC, proporcionando um maior ganho de diversidade.

Actualmente buscam-se soluções híbridas, procurando-se atingir o compromisso diversidade - multiplexagem (*Diversity-Multiplexing Tradeoff* -DMT), através da combinação da multiplexação e da codificação espaço - temporal for forma a maximizar em simultâneo os ganhos respectivos, maximizando a taxa de transmissão de dados e ao mesmo tempo garantido um mínimo ganho de diversidade possível para o sistema. Este compromisso entre ganho de multiplexação e de diversidade é um indicador de desempenho importante, mais do que o máximo do valor de cada ganho isoladamente [14].

À excepção da arquitectura V-BLAST, que abordaremos no próximo capítulo, as restantes arquitecturas não serão aprofundadas pois encontram-se fora do âmbito da presente dissertação.

3.6 Sistemas MIMO-OFDM V-BLAST

Sistemas sem fios, com elevada taxa de dados e com períodos de símbolos bastante pequenos, geralmente sofrem de ISI, devido aos efeitos de propagação causada pelo multipercurso e consequente atraso espectral.

Vimos que a técnica multi-portadora *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), permite atenuar a ISI, aumentando a capacidade dum sistema sem fios através da eficiência espectral (bps/Hz). Por outro lado, as técnicas *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO) permitem aumentar a performance, capacidade e taxa de BER, este último proporcional ao número de antenas.

A combinação do OFDM com os sistemas MIMO e com um sistema evoluído de detecção /decisão denominado V-BLAST (*Vertical Bell Labs Space Time*), permite que a multiplexagem no domínio da frequência e na multiplexagem no domínio do espaço possa ser processada sem distinção, tratando-se dum esquema unificador do espaço-frequência em termos de processo de detecção/decisão.

MIMO-OFDM com processamento de sinal V-BLAST no receptor, é uma solução prática na resolução de Interferência co-canal (ICI) associada a multi-utilizadores.

O algoritmo V-BLAST, implementa uma técnica de detecção não linear, baseado num processo de cancelamento espacial, através da abordagem ZF ou MMSE, de forma a separar as independentes sub-tramas transmitidas, e que com cancelamento de símbolo permite reduzir a ICI, resultando numa melhoria da performance.

A simulação e análise do sistema MIMO OFDM V-BLAST, compreende a implementação do modelo da arquitectura do sistema com codificação vertical, modulação/ desmodulação OFDM, processamento de sinal V-BLAST com cancelamento *Zero Forcing* para cada subportadora e decodificação convencional.

O V-BLAST, é uma arquitectura de baixa complexidade, devido ao algoritmo V-BLAST do receptor e que oferece elevadas taxa de dados, tanto mais quanto maior for o número de antenas no transmissor.

Figura 3-9 é constituído por um conjunto de M antenas, onde é realizada codificação vertical MIMO. Primeiramente é codificada a cadeia de bits (*bit stream*) da fonte de informação. Os bits codificados são depois mapeados em símbolo, através duma constelação M-QAM. Uma vez mapeados os bits em símbolos, são entrelaçados e depois desmultiplexados em M cadeias de dados dividindo-se em M antenas de transmissão de forma independente [36], sendo enviadas simultaneamente pelas respectivas antenas de emissão. Cada sub-canal das M antenas transmissoras opera com uma taxa de símbolo $\frac{1}{T}$ símbolos/sec.

Uma vez que a potência de transmissão é constante, independente do número de antenas emissoras, não existe aumento da interferência causada por outros utilizadores ou pelas cadeias de dados. Cada símbolo referente a um determinado tempo t , corresponde a um sinal transmitido cujo vector é caracterizado por $\mathbf{s}^T = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]$, é enviado para receptor através dum canal

wireless, caracterizado por um elevado espalhamento espectral e com atenuação constante quase-estática, que permite a omissão do índice t .

No V-BLAST, cada cadeia de dados transmitidos é efectuada sobre cada antena individual, conduzindo a um arranjo vertical das camadas (layers), como indica a Figura 3-12. Devido às N antenas de recepção vem que o máximo de diversidade atingível é de $D=N$, dependente do algoritmo de detecção usado.

Uma implementação alternativa que permite um aumento de diversidade é arquitectura diagonal BLAST (D-BLAST). Empregando um *interleaver* antes das antenas transmissoras e consequentemente um *de-interleaver* no receptor, o *interleaving* é realizado de modo a que os M símbolos consecutivos de uma certa camada, são comutados sucessivamente de forma a ser transmitidos em todas as antenas transmissoras, organizados em diagonais, na relação espaço-tempo, como representado na Figura 3-13, cujo grau de diversidade aumenta para $D=M.N$, dependente do algoritmo de detecção.

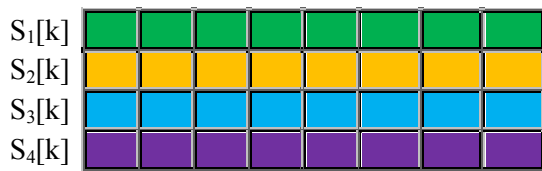


Figura 3-12: V-BLAST

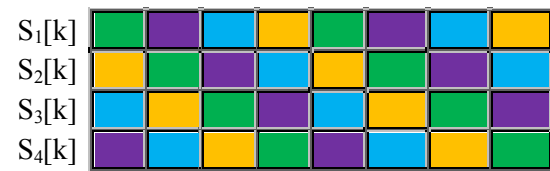
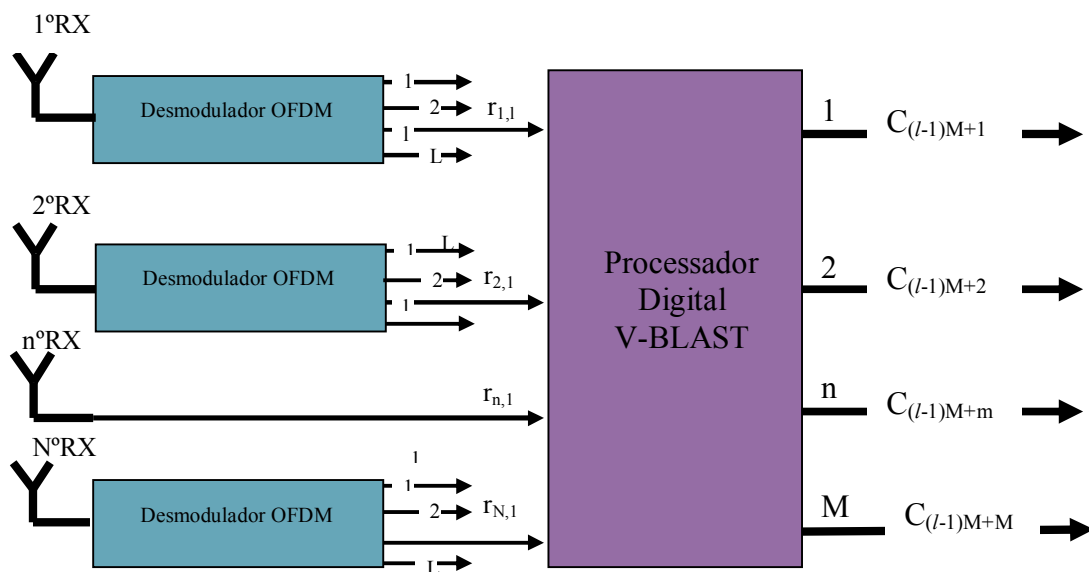


Figura 3-13: D-BLAST

Esta dissertação restringir-se simplesmente V-BLAST simples. No lado do receptor, de (3.1) e (3.2), a relação do sinal de entrada e saída em um sistema BLAST é expressa por:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \vdots \\ r_N \end{bmatrix}}_r = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{1M} \\ h_{21} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix}}_H \underbrace{\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_N \end{bmatrix}}_s + \underbrace{\begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix}}_n \quad (3.38)$$



m : índice do canal espacial

l : índice do canal de frequência

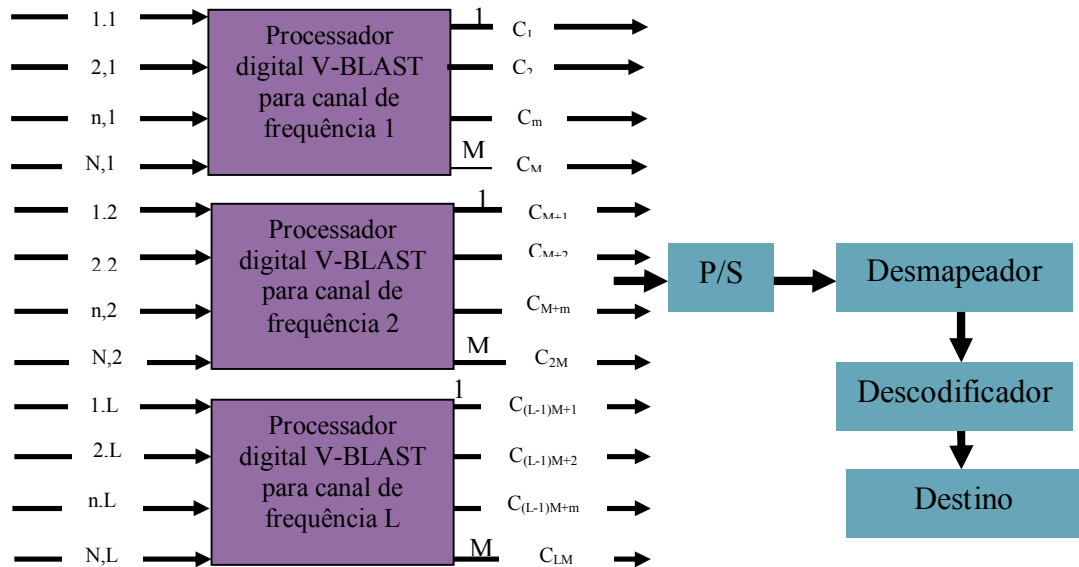


Figura 3-14: Arquitectura dum Receptor MIMO-OFDM V-BLAST

Supondo que informação do estado de canal é conhecida (*channels state information*-CSI) no receptor V-BLAST, este é capaz de detectar as M cadeias de dados transmitidas. À saída do desmodulador OFDM, referente a uma determinada antena de recepção m , há um série de L sinais, um por cada sub-canal na frequência. As N saídas para uma determinada frequência l são entradas do processador de sinal V-BLAST para a frequência l . Assumindo que a atenuação do canal é constante, este sistema é capaz de detectar os distintos M canais espaciais. Para os L sub-canais o processo é repetido. Finalmente as saídas dos L processadores de sinal V-BLAST, são enviados para um conversor paralelo/série, são desmapeados e decodificados e finalmente enviados para o destino.

Se o canal tiver elevado espalhamento espectral e se junto do emissor ou receptor houver um número elevado de fontes causadoras de espalhamento, resulta que os ganhos do canal sejam Gaussianos complexo e independentes. Nessa medida, o V-BLAST sistema é especialmente adequado para ambientes fechados, por esta razão algumas das aplicações chave são redes fixas *wireless*, *wireless LAN's* e redes sem fio ad-hoc.

3.6.1 Processamento V-BLAST e cancelamento ICI

Teoricamente, *maximum likelihood* (ML) seria o método óptimo para detecção em sistemas V-BLAST. Contudo a sua implementação é muito complexa. Desta forma com V-BLAST é realizada uma detecção não linear, para extracção das cadeias de dados usando filtros ZF(*zero forcing*) ou MMSE(*minimum mean square error*) cuja função $W(k)$ (*Weighting matrix*), visa o cancelamento ordenado e sucessivo da interferência (OSIC). [38] O cancelamento da interferência co-canal usualmente requer que o vector de anulação seja ortogonal às $M-1$ colunas de H onde OSIC requer que o vector de anulação seja ortogonal as $M-i$ componentes não detectadas por iteração i , e

- *Zero-Forcing (ZF)* é um receptor de descorrelação, onde o critério de cancelamento e peso do filtro, é respectivamente definido por :

$$W_{k_i}^T(H)_{k_j} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3.39)$$

Verificar-se que o único vector que satisfaz a equação anterior é apenas a k_i , -ésima coluna correspondente ao vector de anulação de ZF, definido como o vector mínimo da norma.

$$W_{ZF}(k) = H^\dagger = H(H^*H)^{-1}H^* = G \quad (3.40)$$

Onde $H^\dagger$ corresponde a pseudoinversa Moore-Penrose.

- *Minimum Mean-Square Error (MMSE)*, receptor com base no máximo na SNR, onde critério de cancelamento e peso do filtro, é respectivamente definido por:

$$\min E\{\|Wr - s\|^2\} \quad (3.41)$$

$$W_{MMSE}(k) = \left(H^*H^T + \left(\frac{N}{\rho} \right) I_M \right)^{-1} H^* \quad (3.42)$$

Onde ρ (3.7) representa do valor da razão sinal-ruído (SNR).

Um óptimo algoritmo para detecção ZF V-BLAST com baixa complexidade é composto por 4 passos recursivos:

1. Ordenação: determinar da ordem óptima de detecção, o que corresponde à escolha de w_{ki} nas colunas $W(K)$ e com a mínima distancia euclidiana.

$W(K)$ é a matriz de cancelamento, w_{ki} referente ao vector de cancelamento

2. Anulação: através do vector w_{ki} para anular todos os sinais com menor intensidade de sinal e obter os sinais transmitidos com maior SNR.

$$y_{ki} = w_{ki}^T r \quad (3.43)$$

3. Corte : O sinal transmitido mais forte é detectado e o seu valor estimado através da comparação com o mais próximo sinal na constelação do sistema.

$$\hat{s}_{ki} = \arg\{\min\|s - y_{ki}\|^2\} \quad (3.44)$$

4. Cancelamento: Após o sinal mais intenso ter sido detectado ($\hat{s}_{ki} = s_{ki}$), o seu efeito deve ser cancelado no conjunto do sinal recebido de forma a reduzir a complexidade do restante sinal recebido:

$$\begin{aligned} r &= r - \hat{s}_{ki}h_{ki} \\ H &= H - \hat{s}_{ki}h_{ki} \end{aligned} \quad k_i - \text{ésima coluna é colocada a zero} \quad (3.45)$$

A capacidade nos sistemas de MIMO OFDM V-BLAST, como é óbvio não depende do método de detecção, pode ser obtida pela expressão de Foschini [17] e Telatar [13] (3.21), reescrevendo-a,

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_N + \frac{\rho}{M} H H^H \right) \right] \text{ bits/s/Hz} \quad (3.46)$$

onde a potência total é distribuída uniformemente por todas as antenas emissoras, obtendo-se os resultados da Figura 3-5.

3.6.1.1 Resultados Experimentais

Estes resultados, foram executados, tendo como parâmetros principais,

$$m = 16; K = \log_2(m);$$

$$EN = [0:1:14]' + 0 * 100; en = 10.^{(EN/10)};$$

$$N = 256 \% \text{canais}; N_{\text{slot}} = 5000; \text{CHANNEL} = 'RAYL';$$

$$\text{RitmoAmost} = 1; \% \text{ritmo de amostragem}$$

$$\text{Pot_AWGN} = 1;$$

$$\text{RayleighParam} = 1;$$

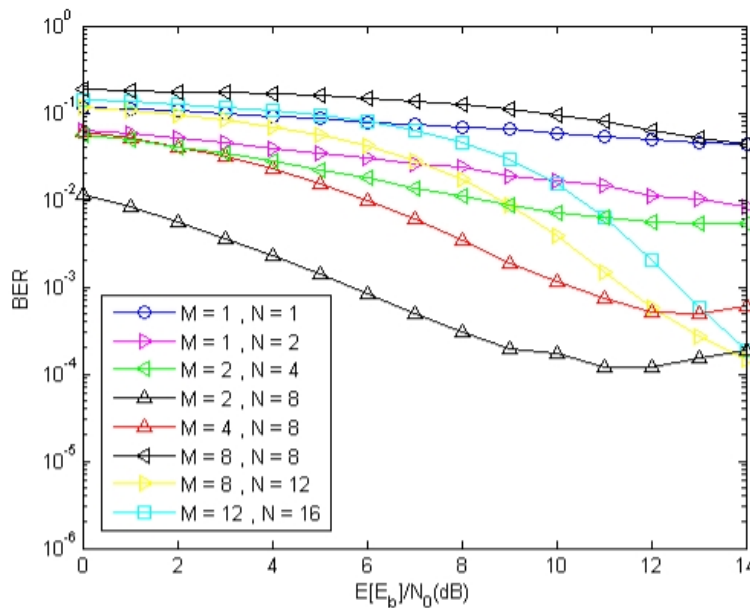


Figura 3-15: Performance BER num canal Rayleigh MIMO OFDM V-BLAST

Dos resultados da simulação, verifica-se que um acréscimo de antenas, quer emissoras ou receptoras, se traduz, numa melhor taxa de bit error (BER). BER estes próximos de 10^{-4} , valor de QoS espectável para os novos sistemas sem fios.

Conclui-se também que quanto mais díspar for o número de antenas transmissoras e receptoras, melhor BER é atingido, o que seria de esperar, pois o V-BLAST é sistema que permite que a multiplexagem no domínio da frequência e na multiplexagem no domínio do espaço.

A um menor número de antenas emissoras, corresponderá a um menor número de sub-canais e respectivamente um menor de cadeias de dados transmitidos por intervalo de tempo, ou seja um menor ganho de multiplexagem, permitindo que possam ser desmoduladas /processada com maior ou menor distinção, consoante o maior ou menor número de antenas receptoras respectivamente, Figura 3-14.

3.7 Conclusão

Neste capítulo abordou-se as principais características dos sistemas MIMO e a transmissão nestes quando utilizada a tecnologia OFDM V-BLAST. Foram assim estudados os conceitos básicos destes sistemas: o canal MIMO, capacidade de canal e técnicas de diversidade na recepção e transmissão.

Abordou-se ainda, os conceitos fundamentais das técnicas por codificação espaço-tempo (as STC) e das técnicas de multiplexagem espacial (SM), providenciando os respectivos ganhos de diversidade e multiplexagem.

Do âmbito desta dissertação visou-se essencialmente, a multiplexagem espacial que visa maximizar a taxa de transmissão, usando para o efeito, as antenas emissoras para enviar sinais diferentes de forma a maximizar a capacidade do canal.

Para obtenção do ganho de multiplexagem máximo, o sistema cujo número de antenas receptoras, N , deve ser maior ou igual ao número de antenas transmissoras M , as quais transmitem símbolos diferentes entre si a cada intervalo de transmissão. A detecção do sinal recebido é realizada através de um procedimento iterativo que emprega algoritmos de igualação adaptativa, que uma vez detectado um símbolo, faz o cancelamento e anulação da interferência que ele representa para os restantes símbolos ainda não detectados, apresentou-se a arquitectura V-BLAST no receptor, caracterizado para este fim Figura 3-14.

Por fim, como âmbito principal desta dissertação, analisou-se e simulou-se os sistemas MIMO-OFDM em conjunto com processamento sinal V-BLAST no receptor. Conclui-se que estes sistemas num ambiente de atenuação de *Rayleigh*, devido ao seu elevado espalhamento espectral, resultante do elevando número de multipercursos, é o ideal para explorar as capacidades dos canais MIMO, comprovando a teoria apresentada.

Concluimos assim que a capacidade de multiplexagem dos canais MIMO depende de dois factores:

- Do número de reflectores e espalhadores no canal, quanto maior o número destes, maior número de multipercursos, resultando num maior número de canais independentes correspondendo um maior ganho da matriz de canal H , obtendo-se um maior ganho de multiplexagem.
- Do número de antenas transmissoras e receptoras. Aumentado o conjunto de antenas no emissor e no receptor, obtêm-se um maior número de caminhos, obtendo um ganho de multiplexagem maior.

Verificamos também que este ganho de multiplexagem em canais MIMO só é possível para SNRs elevadas. Com baixas SNR's, não há ganho de multiplexagem, apenas ganho de canal λ_i .

Foi comprovado assim que os sistemas MIMO-OFDM, apresentam uma eficiência espectral bastante elevada, com uma taxa de 20-60 bps/Hz para um intervalo de SNR [15-45] dB, podendo atingir valores superiores através do aumento da SNR e/ou do aumento do conjunto de antenas no receptor emissor.

Em relação a tecnologia V-BLAST, foi comprovada que é uma técnica SDM que oferece, uma elevada capacidade e fiabilidade das ligações do canal MIMO, sem requerer mais potência de transmissão ou largura de banda. Este feito é obtido respectivamente através do envio de cadeias de dados independentes, isto é, do ganho de multiplexagem e atingindo elevadas performances com BERs na ordem dos 10^{-4} ou superiores consoante a configuração e número do conjunto de antenas emissoras e receptoras e/ou aumento da SNR. Esta tecnologia parece oferecer o melhor compromisso entre a performance do sistema e complexidade de implementação. É hoje apresentada como uma das principais tecnologias de detecção/decisão para o presente e futuro dos sistemas sem fios com elevadas taxas de dados.

4 Conclusão

A elaboração desta dissertação tem como objectivo principal focar os aspectos essenciais dos sistemas MIMO-OFDM V-BLAST, e ser um elemento de base para futuras investigações

Nesta dissertação abordou-se algumas das principais características da técnica de modulação OFDM e as vantagens da sua utilização são apontadas 2.1.11, salientando-se:

- A elevada eficiência espectral;
- Robustez contra a interferência co-canal e inter-simbólica;
- Pode ser usado em aplicações multimédia de alto débito, com baixo custo de serviço;

Abordou-se também a modulação SC-FDE. Concluiu-se que a eficiência do processamento digital do sinal OFDM é idêntica ao SC-FDE. As potencialidades dos sistemas OFDM coexistem com os sistemas SC, onde as suas vantagens são aplicadas nos terminais móveis dos utilizadores, para as ligações ascendentes (*uplink*), sendo o OFDM usado para efectuar o *downlink*.

Numa segunda fase, analisou-se a performance dos sistemas MIMO-OFDM, verificando-se que a sua utilização só tem significado/vantagens para SNR elevadas. Dessa análise e das conclusões obtidas em 2.3 e de 3.7 o uso dos sistemas MIMO OFDM V-BLAST combinados, sumarizando permitem:

- Aumento linear da capacidade, e da eficiência espectral; respectivamente com $\min(M,N)$ antenas, para a mesma banda e sem aumento da potência transmitida, atingindo 20-60 bps/Hz para um intervalo de SNR [15-45]dB,
- Diminuição drástica da atenuação devido a diversidade;
- Aumento da robustez contra atenuação selectiva na frequência
- Aumento da resistência contra interferência co-canal;
- Fiabilidade na ligações entre emissor/ receptor, apresentado um QoS elevado, podendo atingir taxas de $BER \leq 10^{-4}$, exigida para os novos sistemas sem fios .

Assim através da ideia básica por detrás da concepção dos sistemas MIMO e dum algoritmo de detecção adequado ao receptor, é aproveitar o espalhamento espectral resultante do multipercurso existente em qualquer sistema sem fios. Sendo este um problema comum nos sistemas convencionais TDMA, CDMA, FDMA causando atenuação, ao invés, nos sistemas MIMO permite obter ganhos capacidade representando assim uma solução económica tendo em vista o aumento da capacidade do utilizador único ou múltiplos utilizadores, em ambientes com grandes variações de canal.

Assim os sistemas MIMO-OFDM asseguram hoje e o amanhã das redes sem fios de alto débito!

Anexo A –Efeito de Doppler

O efeito *Doppler*, acontece quando há um movimento relativo entre o transmissor e receptor, ou mesmo quando objectos reflectores se movimentam no canal introduzindo este efeito nas componentes de multipercurso do sinal.



Figura A-1: Ilustração do Efeito de Doppler

Um movimento relativo causa um deslocamento na frequência do sinal que se altera de forma proporcional à velocidade relativa entre o transmissor e receptor. Esse desvio na frequência é conhecido como espalhamento *Doppler*, f_D , e é dado pela seguinte equação:

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad \text{A.1}$$

Sendo v a velocidade relativa entre transmissor e receptor, λ o comprimento de onda da portadora do sinal e θ ângulo estabelecido entre a direcção de deslocamento da fonte de transmissão e a direcção de propagação do sinal transmitido.

Vários componentes de múltiplos percursos de um sinal vindos de diferentes direcções contribuem para o aumento do espalhamento *Doppler* do sinal recebido e com isso, também para o alargamento da largura de banda do sinal. O tempo de coerência t_c pode ser estimado a partir do espalhamento *Doppler* através da seguinte equação [37] também dada em e definida para o intervalo com uma correlação superior a 0,5:

$$t_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi^2 f_D^2}} = \frac{0,423}{f_D} \quad \text{A.2}$$

Anexo B- Waterfilling

De forma a maximizar a capacidade dos canais selectivos na frequência, é usado algoritmo “*waterfilling*”. O algoritmo *waterfilling* atribui maior potência aos sub-canais que possuem melhores condições de propagação e atribui menor potência aos sub-canais que apresentam níveis de atenuação profunda.

Da teoria da informação para canais discretos sem memória com ruído aditivo gaussiano branco, para potência total de transmissão limitada a um valor P , tem-se para o caso de N canais paralelos, cada um com ganho unitário e descorrelacionados, , tem-se [46]:

$$C = \max_{P_i} \left(\sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{P_i}{N_0} \lambda_i^2 \right) \right) \text{ bits/s/Hz } \text{ onde } \sum_{i=1}^m P_i \leq P_T \quad B.1$$

Onde P_i representa a potência óptima transmitida por canal, através do processo “*Waterfilling*” é calculada interactivamente a potência óptima P_i^* , através de métodos Lagrangeanos da seguinte forma.

$$L(v, P_0, \dots, P_r) = \sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{P_i}{N_0} \lambda_i^2 \right) - v \sum_{i=1}^m P_i \quad B.2$$

Onde v é o multiplicador Lagrangiano. A condição para atribuição da potência óptima é

$$\frac{\partial L}{\partial P_i} \begin{cases} = 0 & \text{se } P_i > 0 \\ \leq 0 & \text{se } P_i = 0 \end{cases} \quad B.3$$

As condições anteriores são satisfeitas, se a potência óptima for

$$P_i^* = \left(\frac{1}{v} - \frac{N_0}{\lambda_i^2} \right)^+ \quad B.4$$

Onde $x^+ = \max(x, 0)$ e v é obtido da forma

$$P_i^* = \begin{cases} \frac{1}{v} - \frac{N_0}{\lambda_i^2}; & \frac{1}{v} - \frac{N_0}{\lambda_i^2} > 0 \\ 0 & ; \frac{1}{v} - \frac{N_0}{\lambda_i^2} \leq 0 \end{cases} \quad B.5$$

A Figura B-1, ilustra a estratégia deste método, onde a potencia óptima atribuída aos sub-canais é nula, $P_9^* = P_{16}^* = 0$.

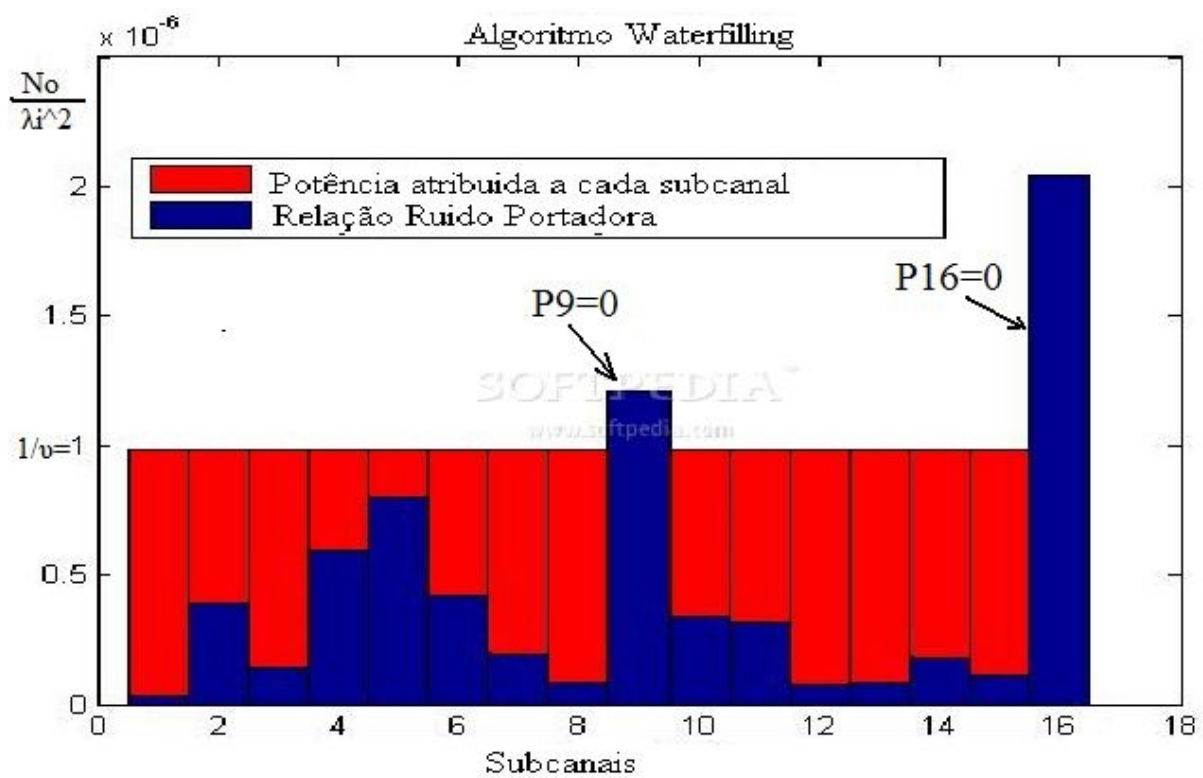


Figura B-1:Atribuição de Potência através do Algoritmo *Waterfilling*

Anexo C- Aspectos de Implementação

Em função do estudo efectuado, neste anexo, pretende-se elucidar, as principais funções referente as das simulações realizadas em MATLAB, dos quais se obteve, os respectivos resultados que sustentam esta dissertação.

Em todas as simulações foi usada geralmente a constelação M-QAM, com mapeamento de Grey, para transmissão por blocos com $N=256$ símbolos, em canais AWGN e Rayleigh. Optou-se no estudo em canal MIMO, efectuar somente simulações para canais com desvanescimento Rayleigh, por este representa de forma melhor as condições de canais reais.

No capítulo 2, foram simulados dois tipos de canais AWGN ou *Rayleigh*, da seguinte forma:

$$\begin{aligned} & \text{if } (CHANNEL == 'RAYL') \\ & \quad Hk = (randn(N,L) + j * randn(N,L))/sqrt(2); \\ & \text{elseif } (CHANNEL == 'AWGN') \\ & \quad Hk = ones(N,L); \end{aligned} \tag{C.1}$$

Onde a função $(randn(N,L))$, gera uma matriz $N \times L$ de números pseudo-aleatórios e a função $ones(N,L)$ cria uma matriz $N \times L$ em que todos os seus elementos igual à unidade.

Os correspondentes N símbolos s_n a serem transmitidos, para modulações SC, representados aqui por an_Tx , são obtidos através da instrução,

$$an_Tx = sign(randn(N,1)) + j * sign(randn(N,1)); \tag{C.2}$$

A passagem das amostras domínio do tempo para o domínio da frequência s_k é efectuada através da função *fft*, e são conseguidas através da instrução,

$$Ak_Tx = fftshift(fft(fftshift(an_Tx))); \tag{C.3}$$

No caso da modulação OFDM,

$$Ak_Tx = sign(randn(N,1)) + j * sign(randn(N,1)) \tag{C.4}$$

Onde as amostras no domínio da frequência para o domínio do tempo são conseguidas através da função *ifft*, e assegurada a ortogonalidade através da seguinte forma

$$an_Tx = fftshift(ifft(fftshift(Ak_Tx))); \tag{C.5}$$

O sinal recebido foi obtido através

$$\begin{aligned} & Yk = zeros(N,L); \\ & \text{for } l = 1:L \\ & \quad Yk(:,l) = Ak_Tx * Hk(:,l) + (randn(N,1) + j \\ & \quad \quad * randn(N,1)) * sigma(nEN) \end{aligned} \tag{C.6}$$

Onde $\sigma^2(nEN)$ corresponde à variância de ruído. Seguidamente a igualação é processada através,

$$\begin{aligned}
 Y_{lk} &= 0; \\
 \text{for } l &= 1:L \\
 Y_{lk} &= Y_{lk} + Y_k(:,l) \cdot \text{conj}(H_k(:,l)); \\
 \text{end;} \\
 Y_{lk} &= Y_{lk} ./ sH_{2k};
 \end{aligned} \tag{C.7}$$

Finalmente, o cálculo do BER, é efectuada após a contagem do número de bits errados através duma variável auxiliar aux , através das diferença os entre os bits transmitidos Ak_{Tx} e os bits recebidos Ak_{Rx} , obtidos previamente após igualação pela da seguinte instrução

$$Ak_{Rx} = \text{sign}(\text{real}(Y_{lk})) + j * \text{sign}(\text{imag}(Y_{lk})); \tag{C.8}$$

No capítulo 3, efectua-se o estudo dum canal MIMO OFDM com receptores V-BLAST, neste sentido foram executadas 2 simulações distintas para o cálculo do respectivo BER e capacidade destes sistemas em função de diversas configurações entre antenas emisoras e receptoras.

As principais funções elaboradas para o cálculo do BER, foram

$$\begin{aligned}
 m &= 16 \% \text{ representa a constelação } m - QAM \\
 K &= \log_2(m); \\
 EN &= [0:1:17]' + 0 * 100; \text{ en } = 10.^{(EN/10)}; \% Eb/N_0 \\
 N &= 256; \% n^\circ \text{ de portadoras} \\
 NSlot &= 5000; CHANNEL = 'RAYL'; \\
 RitmoAmost &= 1; \% \text{ ritmo de amostragem} \\
 Pot_{AWGN} &= 1; \\
 RayleighParam &= 1;
 \end{aligned} \tag{C.9}$$

Onde este caracteriza os parâmetros iniciais do sistema. A divisão da potência total transmitida pelas M antenas transmissoras é efectuada da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 \text{for } ee &= 1:\text{size}(EN.', 2) \\
 Eb &= \text{en}(ee)/\text{Transmissores};
 \end{aligned} \tag{C.11}$$

$$\begin{aligned}
 H &= \text{RayleighParam}^2 * \text{randn}(\text{Receptores}, \text{Transmissores}) + \\
 &+ j * \text{RayleighParam}^2 * \text{randn}(\text{Receptores}, \text{Transmissores});
 \end{aligned} \tag{C.12}$$

Constitui a criação da matriz H , função de transferência entre transmissor e receptor, cujos elementos possuem magnitude e fase com função de distribuição *Rayleigh*.

Os blocos de dados ($\text{Transmissores} \times N$) com m símbolos distintos são gerados e modelados através,

$$: \quad data = \text{randint}(\text{Transmissores}, N, m) \tag{C.13}$$

$$Ak_{Tx} = \text{mod16qam}(data, 1, RitmoAmost, Eb)'; \tag{C.14}$$

$$an_Tx = fftshift(iff(fftshift(Ak_Tx))); \quad C.15$$

O termo de ruído é conseguido através

$$\begin{aligned} noise &= (Pot_AWGN).*randn(size(H * Ak_Tx)) + \\ &+ j * (Pot_AWGN).*randn(size(H * Ak_Tx)); \end{aligned} \quad C.16$$

A relação entre o sinal de entrada e saída em um sistema V-BLAST demonstrado em (3.38) e realizada através da instrução,

$$r = H * Ak_Tx + noise; \quad C.17$$

A detecção do melhor sinal através do processamento de sinal V-BLAST usando detecção ZF, descrito em 3.6.1, é simulada através do seguinte algoritmo:

$$G = pinv(H); \quad C.18$$

corresponde a determinação da pseudo inversa *Moore-Penrose* de H, referida em (3.40). A determinação da norma euclidiana de G, é efectuada através:

$$normG = sum(abs(G).^2,2); \quad C.19$$

$$normG(k) = inf; \quad C.20$$

Inicializa-se finalmente a detecção ZF V-BLAST, através do 1º passo que consiste na ordenação da ordem óptima de detecção, que é conseguida através de,

$$k(t) = find(normG == min(normG)); \quad C.21$$

$$w = G(k(t),:); \quad C.22$$

Onde esta última instrução corresponde à escolha de w_{ki} nas colunas W(K) e com a mínima distancia euclidiana.

$$[E(k(t,:), Eb_rec(k(t)))] = demod16qam(y, 1, RitmoAmost); \quad C.23$$

O passo seguinte (3.43), correspondente a anulação de todos os sinais com menor intensidade, através do vector w(k), obtendo os sinais transmitidos com maior SNR, é efectuado através,

$$y = w * r; \quad C.24$$

Procede-se a desmodulação, o sinal mais forte transmitido é detectado, o seu valor é estimado através da comparação com o mais próximo sinal na constelação do sistema (3.44), através da seguinte forma,

$$\begin{aligned} r &= r - H(:, k(t)) * \\ &* (mod16qam(E(k(t,:),:), 1, RitmoAmost, Eb_rec(k(t))))'; \end{aligned} \quad C.25$$

Por fim, efectua-se o cancelamento, após o sinal mais intenso ter sido detectado o seu efeito é cancelado no conjunto do sinal recebido de forma a reduzir a complexidade do restante sinal recebido (3.45):

$$H(:, k(t)) = zeros(size(H(:, k(t)))); \quad C.26$$

Para o cálculo da capacidade dum sistema MIMO OFDM V-BLAST, de 3.3.3.1, verificou-se que quando os emissores possuem informação da CSI, a capacidade deste dependerá do número de canais paralelos independentes, correspondentes aos valores próprios independentes da matriz H , obtidos através duma arquitectura SVD, mantendo a ortogonalidade do sinal transmitido através do canal e as cadeias de dados poderão ser detectadas no receptor. Nesse sentido elaborou-se as seguintes funções:

$$\begin{aligned}
 [S \ V \ D] &= \text{svd}(H); \\
 \text{lambdas}(:,j) &= \text{diag}(V); \\
 [\text{Capacidade}(i,j) \text{PowerAllocated}] &= \\
 &= \text{ofdmwaterfilling}(Pt, \text{lambdas}(:,j), \text{bandwidth}, N0);
 \end{aligned}
 \tag{C.27}$$

Obtendo-se os respectivos valores próprios através $\text{lambdas}(:,j) = \text{diag}(V)$.

Finalmente é empregue o algoritmo “waterfilling”(Anexo B- Waterfilling) e de [42], executado através da função:

$$\begin{aligned}
 \text{function} [\text{Capacidade} \ \text{PowerAllocated}] \\
 &= \text{ofdmwaterfilling}(Pt_{\text{tot}}, \text{ChanAlloc}, \text{bandwidth}, N0);
 \end{aligned}
 \tag{C.28}$$

$$\begin{aligned}
 \text{ChanAlloc} &= \text{ChanAlloc} + \text{eps}; \\
 \text{nsubcanais} &= \text{length}(\text{ChanAlloc});
 \end{aligned}
 \tag{C.29}$$

Corresponde criação dos canais paralelos.

Através de

$$\begin{aligned}
 \text{carrierToNoiseRatio} &= \text{ChanAlloc}.^2/(\text{bandwidth} * N0); \\
 \text{PowerAllocated} &= \\
 &= (\text{Pt}_{\text{tot}} + \text{sum}(1./\text{carrierToNoiseRatio}))/\text{nsubcanais} \\
 &\quad - 1./\text{carrierToNoiseRatio};
 \end{aligned}
 \tag{C.30}$$

É efectuada atribuição da potência pelos m canais paralelos.

Havendo a possibilidade de ser atribuída potência “negativa”, isto é, correspondente a canais com desvanescimento profundo (Anexo B- Waterfilling). O algoritmo seguinte irá impossibilitar a estes canais, usar qualquer potência, repetindo-se até que a potência total seja atribuída aos canais com energia “positivas”, isto é, aos canais com boas condições de propagação (B.).

$$\begin{aligned}
 \text{while}(\text{length}(\text{find}(\text{PowerAllocated} < 0)) > 0) \\
 \text{negIndex} &= \text{find}(\text{PowerAllocated} \leq 0); \\
 \text{posIndex} &= \text{find}(\text{PowerAllocated} > 0); \\
 \text{nSubchannelRem} &= \text{length}(\text{posIndex}); \\
 \text{PowerAllocated}(\text{negIndex}) &= 0; \\
 \text{CnrRem} &= \text{ChanAlloc}(\text{posIndex});
 \end{aligned}
 \tag{C.31}$$

```

HT = CnrRem.^2/(bandwidth * NO);
PowerAlloT = (PtotA + sum(1./HT))/nSubchannelRem
            - 1./HT;
PowerAllocated(posIndex) = PowerAlloT;
end

```

Temos finalmente a capacidade para os sistemas MIMO OFDM através do método *waterfilling* (3.19) obtida através

$$Capacidade = \sum(\log_2(1 + PowerAllocated.' \cdot carrierToNoiseRatio)); \quad C.32$$

A capacidade para os sistemas MIMO OFDM, de (3.21)

$$Capacidade(i,j) = \log_2(\det(I + SNR/Receptores * H * H')); \quad C.33$$

Para a Capacidade Máxima, de (3.22)

$$\begin{aligned} Capacidade(i,j) &= \\ &= Transmissores * \log_2(1 \\ &+ SNR/Transmissores * Receptores); \end{aligned} \quad C.34$$

Por último para a capacidade Mínima, de (3.23)

$$\begin{aligned} Capacidade(i,j) &= \\ &= \log_2(1 + SNR * Receptores \\ &* Transmissores); \end{aligned} \quad C.35$$

Bibliografia:

- [1] Eric Lawrey, "The suitability of OFDM as a modulation technique for wireless telecommunications, with a CDMA comparison", 1997-2001.
- [2] Rui Dinis and António Gusmão "On Broadband Block Transmission over Strongly Frequency-Selective Fading Channels".
- [3] Dušan Matiaš, "OFDM as a possible modulation technique for multimedia applications in the range of mm waves", 10/30/98/ TUD-TVS.
- [4] Ernesto Leite Pinto e Cláudio Penedo de Albuquerque –Instituto Militar de Engenharia –IME-Rio de Janeiro-RJ Centro de Desenvolvimento de Sistemas – CDS-Brasília –DF-Junho de 2002.
- [5] NETO, A. S. M.; "Equalização e Estimação de Canal em Sistemas de Transmissão OFDM", Dissertação de Mestrado – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro Setembro 1995.
- [6] H.Sari, G.Karam and I. Jeanclaude, "Frequency-Domain equalization of Mobile Radio and Terrestrial Broadcast Channels", Proc. Globecom '94, San Francisco, Nov-Dec. 1994.
- [7] PRASAD, R.; VAN NEE, R. "OFDM for Wireless Multimedia Communications". Artech House, 2000.
- [8] Marius Oltean, Andy Vesa, Eugen Marza, "Performance Evaluation of Single-Carrier Broadband Transmission with Frequency Domain Equalization, 2004.
- [9] Rui Dinis, Reza Kalbasi, David Falconer and Amir Banishashemi "Iterative Layered Space – Time Receivers for Single – Carrier Transmission over Severe Time- Dispersive Channels".
- [10] David Falconer; S. Lek Ariyavisitakul; Anader Benyamin-Seeyar; Brian Eidson "Frequency Equalization for Single –Carrier Broadband Wireless Systems", Carleton University, Ontario, Canada, Revised Feb. 15, 2002.
- [11] António Gusmão, Paulo Torres, Rui Dinis and Nelson Esteves "A Class of Iterative FDE Techniques for Reduced-CP SC-Based Block Transmission", IST, Tech. Univ. of Lisbon, Portugal.
- [12] Gesbert, D.Shari; Da-Shan Shiu; Smith, P.J Naguib, "From Theory to Practice: an Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless System", IEEE journal on Selected Areas in Communications, vol 21:3 pp281 -303, April 2003.
- [13] I.E Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channel" European TransTelecommunication, vol10 (6) pp586-595 Nov.1999.
- [14] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple antenna channels", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 49, (5), pp. 1073-1096, May 2003.
- [15] YANG, H. "A Road to Future Broadband Wireless Access: MIMO-OFDM-Based Air Interface". IEEE Communications Magazine, volume 43, issue 1, pp. 53 – 60, Jan. 2005.
- [16] Volker Kuhn –"Wireless Communications over MIMO Channels Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems" -Universitat Rostock, Germany pp 275-318.
- [17] FOSCHINI, G. J.; GANS, M. J.; "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multiple Antennas. Wireless Personal Communications ", vol. 6, Nov.-Dec. 1999.

- [18] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," Bell System Technical Journal, vol. 27, pp. 379-423 and 623-656, July and October, 1948.
- [19] BRENNAN, D. G.; "Linear Diversity Combining Techniques". Proc. IRE, vol. 47, pp. 1075-1102, June 1959.
- [20] Angel Lozano, Farrokh R. Farrokhi, and Reinaldo A. Valenzuela. "Lifting the limits on high-speed wireless data access using antenna arrays". IEEE Communications Magazine, pages 156–162, September 2001.
- [21] PAULRAJ, A.J.; GORE, D.A.; NABAR, R.U.; BOELCSKEI, H.; "An Overview of MIMO Communications - A Key to Gigabit Wireless". Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 2, pp. 198-218. Feb. 2004.
- [22] VIEIRA, R. D. "Medidas do Canal MIMO Indoor: Análise da Capacidade e dos Parâmetros do Canal". Rio de Janeiro, 2006.
- [23] V.D.Nguyen, M.Pätzhold, "Frequency domain interference cancellation for MIMO-OFDM systems" Proc. 9th International OFDM-Workshop, Dresden, Germany, Sept. 2004.
- [24] Li, Y.; SESHADRI, N.; ARIYAVISITAKUL, S.; "Channel Estimation for OFDM System with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels" IEEE JSAC, vol. 17, no. 3, pp. 461–70, Mar. 1999.
- [25] Li, Y.; "Simplified Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas." IEEE Transactions on Wireless Communication, vol. 1, no. 1, pp. 67–75, Jan. 2002.
- [26] STUBER, G. L.; BARRY, J.; MCLAUGHLIN, S.; Li, Y. (G.); INGRAM, M. A.; PRATT, T.; "Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications". Proceedings of the IEEE, vol.92, issue 2, pp. 271- 294, Feb. 2004.
- [27] STEIN, S.; "Fading Channel Issues in System Engineering". IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 5, no. 2, pp. 68-89, Feb. 1987.
- [28] BRENNAN, D. G.; "Linear Diversity Combining Techniques". Proc. IRE, vol. 47, pp. 1075-1102, June 1959.
- [29] J. Heiskala & J. Terry, "OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide, 2nd ed. Sams Publishing, July 2001
- [30] J.D. Moreira et al., "Diversity Techniques for OFDM Based WLAN Systems," in Proc. IEEE PIMRC, Lisbon, Portugal, September 2002.
- [31] S.M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," IEEE JSAC, vol. 16, no. 8, October 1998.
- [32] K.F. Lee & D.B. Williams, "A Space-Time Coded Transmitter Diversity Technique for Frequency Selective fading Channels," in Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop, Cambridge, Massachusetts, USA, March 2000, pp. 149–152.
- [33] M.I. Rahman et al., "Performance Comparison between MRC Receiver Diversity and Cyclic Delay diversity in OFDM WLAN Systems," in Proc. 6th WPMC, vol. 2, October 2003, pp 198–202.
- [34] FOSCHINI, G.; "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multiple Antennas." Bell Labs Technical Journal, pp. 41-59, 1996.

- [35] P. W. Wolniansky et al, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel", Proc. ISSSE Conference, Pisa, Italy, September 1998.
- [36] Enrique Ulfte Whu "MIMO-OFDM Systems for High Data Rate Wireless Networks", Stanford University
- [37] RAPPAPORT, T. S; "Wireless Communications: Principles & Practice". 2nd. ed., Prentice Hall PTR, New Jersey, 2001.
- [38] FENGHUA LI, "Performance Analysis of V-BLAST Detectors for the MIMO channel,"- Master's Degree Project Stockholm, Sweden 2007
- [39] J. A. C. Bingham, "Multicarrier Modulation for Data Transmission: an Idea whose Time Has Come," IEEE Communications Magazine, vol. 28, no. 5, pp. 5-14, May 1990.
- [40] G. H. Golub and C. F. Van Loan, "Matrix Computations," Johns Hopkins University Press, 3rd edition, Baltimore, MD, 1996.
- [41] Albert van Zelst " MIMO OFDM for Wireless LANs", 2004.
- [42] REIHANEH MALEKAFZALIARDAKANI "Transmit Adaptation Scheme for MIMO-OFDM Systems" Sweden 2006.