



INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

ÁREA DEPARTAMENTAL DE ENGENHARIA DE ELECTRÓNICA E  
TELECOMUNICAÇÕES E DE COMPUTADORES

# **Receptor MIMO em FPGA baseado no esquema de Alamouti**

**Jorge Tiago Pereira Mogas da Silva**

(Licenciado)

TRABALHO FINAL DE MESTRADO PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE  
EM ENGENHARIA DE ELECTRÓNICA E TELECOMUNICAÇÕES

Orientadores:

Prof. Doutor Mário Pereira Véstias  
Prof. Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho

Júri:

Presidente:

Prof. Doutor Mário Pereira Véstias

Vogais:

Prof. Doutor Arnaldo Oliveira  
Prof. Doutor Pedro Renato Tavares de Pinho

Novembro de 2011



# Resumo

---

---

A oferta de serviços baseados em comunicações sem fios tem vindo a crescer exponencialmente na última década. Cada vez mais são exigidas maiores taxas de transmissão assim como uma melhor QoS, sem comprometer a potência de transmissão ou largura de banda disponível. A tecnologia MIMO consegue oferecer um aumento da capacidade destes sistemas sem requerer aumento da largura de banda ou da potência transmitida.

O trabalho desenvolvido nesta dissertação consistiu no estudo dos sistemas MIMO, caracterizados pela utilização de múltiplas antenas para transmitir e receber a informação. Com um sistema deste tipo consegue-se obter um ganho de diversidade espacial utilizando códigos espaço-temporais, que exploram simultaneamente o domínio espacial e o domínio do tempo. Nesta dissertação é dada especial ênfase à codificação por blocos no espaço-tempo de Alamouti, a qual será implementada em FPGA, nomeadamente a parte de recepção. Esta implementação é efectuada para uma configuração de antenas 2x1, utilizando vírgula flutuante e para três tipos de modulação: BPSK, QPSK e 16-QAM. Por fim será analisada a relação entre a precisão alcançada na representação numérica dos resultados e os recursos consumidos pela FPGA.

Com a arquitectura adoptada conseguem-se obter taxas de transferência na ordem dos 29,141 Msimb/s (sem pipelines) a 262,674 Msimb/s (com pipelines), para a modulação BPSK.

Palavras-chave: Comunicações sem fios, Sistemas MIMO, Codificação por blocos no espaço - tempo, Alamouti, FPGA.



# Abstract

---

---

The offer of services based on wireless communications has grown exponentially over the last decade. The demand for higher transmission rates and a better QoS, without compromising the transmitted power or available bandwidth, is a reality in present days.

MIMO technology can offer an increased capacity of these systems without requiring an increase in bandwidth or transmitted power.

The work in this thesis consisted in the study of MIMO systems, characterized by the use of multiple antennas to transmit and receive information. Through this system it can be obtained a space diversity gain, using space-time codes that exploit both the spatial and time domain. In this dissertation is given special focus to the Alamouti space-time block coding scheme, which the receiver part will be implemented in FPGA. This implementation is performed for a 2x1 antenna configuration, using floating-point and three types of modulation, namely BPSK, QPSK and 16-QAM. Finally will be analysed the relationship between the accuracy achieved in the numerical representation of the results and resources consumed in the FPGA.

The adopted architecture can achieve throughputs of 29.141 Msymb/s (without pipelines) to 262.674 Msymb/s (with pipelines) for BPSK modulation.

Keywords: Wireless Communications, MIMO, Space – Time Blocks Coding, Alamouti, FPGA.



# Índice

<b>Índice de Figuras .....</b>	<b>iii</b>
<b>Índice de Tabelas .....</b>	<b>v</b>
<b>Lista de Acrónimos .....</b>	<b>vii</b>
<b>Lista de Símbolos .....</b>	<b>ix</b>
<b>1 Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1 Enquadramento .....	1
1.2 Motivação.....	4
1.3 Objectivos da dissertação .....	6
1.4 Organização da dissertação .....	6
1.5 Contribuições originais deste trabalho .....	7
<b>2 Sistemas MIMO .....</b>	<b>9</b>
2.1 Introdução .....	9
2.2 Modelo de Canal .....	12
2.3 Capacidade num sistema MIMO.....	15
2.3.1 Capacidade de um sistema SISO.....	16
2.3.2 Capacidade de um sistema SIMO .....	16
2.3.3 Capacidade de um sistema MISO .....	17
2.3.4 Capacidade de um sistema MIMO .....	17
2.4 Capacidade Ergódica e Capacidade Garantida.....	24
2.5 Diversidade .....	25
2.5.1 Técnicas de combinação do sinal .....	29
2.6 Multiplexagem Espacial.....	31
2.7 Compromisso entre diversidade e multiplexagem espacial.....	34
2.8 Formatação de Feixe .....	37
<b>3 Esquema de diversidade de transmissão de Alamouti .....</b>	<b>39</b>
3.1 Códigos espaço - temporais.....	40
3.2 Codificação por Blocos no Espaço – Tempo .....	41
3.2.1 Codificação de Alamouti.....	42
3.2.2 Generalização da codificação de Alamouti para N receptores .....	45

3.3 Modulação.....	47
3.3.1 Modulação PSK.....	49
3.3.2 Modulação QAM.....	51
3.4 Implementação da codificação de Alamouti em MatLab.....	54
3.4.1 Configuração 1x1 .....	54
3.4.2 Configuração 1x2 .....	55
3.4.3 Configuração 2x1 .....	56
3.4.4 Configuração 2xN .....	56
3.4.5 Resultados .....	57
<b>4 Implementação em FPGA e Resultados .....</b>	<b>63</b>
4.1 Introdução .....	63
4.2 Receptor de Alamouti – Configuração 2x1 .....	64
4.2.1 Modulação BPSK.....	66
4.2.2 Modulação QPSK.....	68
4.2.3 Modulação 16-QAM .....	69
4.3 Representação dos números .....	72
4.3.1 Vírgula Flutuante.....	73
4.3.2 Precisão .....	75
4.4 Resultados .....	76
4.4.1 Pipelines .....	80
<b>5 Conclusões e Trabalho Futuro .....</b>	<b>89</b>
5.1 Trabalho Futuro.....	91
<b>Referências .....</b>	<b>93</b>



## Índice de Figuras

Figura 1 - Evolução de diferentes tecnologias sem fios. Adaptado de [4].	3
Figura 2 - Conceito de Ubiquidade. Adaptado de [6].	4
Figura 3 - Sistemas de comunicação sem fios com diferentes configurações de antenas.	12
Figura 4 - Sistema MIMO.	13
Figura 5 - Capacidade ergódica para diferentes configurações de antenas. Adaptado de [17].	20
Figura 6 - Técnica do princípio da reciprocidade. Adaptado de [7].	21
Figura 7 - Técnica de feedback. Adaptado de [7].	21
Figura 8 - Capacidade ergódica para Tx com e sem conhecimento do canal. Adap. de [17].	25
Figura 9 - Diferentes técnicas de combinação do sinal. M = número de ramos. Adap. de [23].	31
Figura 10 - Multiplexagem espacial num sistema MIMO 2x2. Adap. de [25].	32
Figura 11 - Arquitectura D-BLAST [26].	33
Figura 12 - Compromisso entre ganho de diversidade e ganho de capacidade. Adap. de [30].	36
Figura 13 - Codificação Espaço – Temporal. Adaptado de [15].	40
Figura 14 - Diagrama de blocos do codificador de Alamouti. Adaptado de [17].	43
Figura 15 - Diagrama de blocos do receptor de Alamouti 2x1.	45
Figura 16 - Esquema de diversidade de transmissão de Alamouti 2x2.	45
Figura 17 - Sistema de comunicação genérico. Adaptado de [38].	48
Figura 18 - Constelação BPSK.	49
Figura 19 - Codificação BPSK. (a) - Sequência binária; (b) - Sinal BPSK. Adaptado de [5].	50
Figura 20 - Constelações M-PSK: a) BPSK; b) QPSK; c) QPSK; d) 8-PSK.	51
Figura 21 - Constelação QPSK. (a) - Sequência binária; (b) - Sinal QPSK. Adaptado de [32].	51
Figura 22 - Exemplo de uma constelação QAM rectangular. Adaptado de [34].	52
Figura 23 - Constelação 16-QAM. Adaptado de [34].	53
Figura 24 - Constelação 16-QAM mapeada com o código de Gray. Adaptado de [34].	53
Figura 25 - Relação entre BER e SNR para várias configs. de antenas, modulação BPSK.	59
Figura 26 - Relação entre BER e SNR para várias configs. de antenas, modulação QPSK.	59
Figura 27 - Relação entre BER e SNR para várias configs. de antenas, modulação 16-QAM.	59
Figura 28 - Comparação entre os três tipos de modulação para a configuração 2x2 (SNR).	61
Figura 29 - Relação entre BER e $E_b/N_0$ para várias configs. de antenas, modulação BPSK.	61
Figura 30 - Relação entre BER e $E_b/N_0$ para várias configs. de antenas, modulação QPSK.	61
Figura 31 - Relação entre BER e $E_b/N_0$ para várias configs. de antenas, modulação 16-QAM.	62
Figura 32 - Comparação entre os três tipos de modulação para a configuração 2x2 ( $E_b/N_0$ ).	62
Figura 33 - Diagrama de blocos do receptor do esquema de Alamouti.	64
Figura 34 - Multiplicador de números complexos.	65

Figura 35 - Diagrama de blocos do multiplicador de complexos.....	65
Figura 36 - Diagrama de blocos da estimação dos símbolos, modulação BPSK.....	67
Figura 37 - Diagrama de blocos referente da estimação dos símbolos, modulação QPSK.....	68
Figura 38 - Normalização dos símbolos estimados, modulação 16-QAM.....	70
Figura 39 – Exemplo da desmodulação 16-QAM, 1º bit.....	71
Figura 40 - Exemplo da desmodulação 16-QAM, 2º bit.....	71
Figura 41 – Exemplo da desmodulação 16-QAM, 3º bit.....	71
Figura 42 - Diagrama de blocos da desmodulação 16-QAM.....	72
Figura 43 - Definição do número de bits utilizado pelos cores.....	76
Figura 44- Introdução de registos no diagrama de blocos da modulação 16-QAM.....	83

## Índice de Tabelas

Tabela 1 - Definições dos canais entre as antenas de transmissão e recepção. ....	46
Tabela 2 - Sinais recebidos nas duas antenas de recepção. ....	46
Tabela 3 - Principais tipos de modulações existentes (adaptado de [33]). ....	48
Tabela 4 - Relação entre N° de bits utilizados e Precisão. Valor esperado: 3.0514. ....	75
Tabela 5 - Recursos disponíveis da FPGA Virtex IV SX35 [37]. ....	77
Tabela 6 - Configuração da FPGA para 16 bits. ....	77
Tabela 7 – Results. da configuração 2x1, modulação BPSK, com <i>cores</i> a 16 bits. ....	77
Tabela 8 – Results. da configuração 2x1, modulação QPSK, com <i>cores</i> a 16 bits. ....	77
Tabela 9 – Results. da configuração 2x1, modulação 16-QAM, com <i>cores</i> a 16 bits. ....	78
Tabela 10 - Configuração da FPGA para 23 bits. ....	79
Tabela 11 – Results. da configuração 2x1, modulação BPSK, com <i>cores</i> a 23 bits. ....	79
Tabela 12 – Results. da configuração 2x1, modulação QPSK, com <i>cores</i> a 23 bits. ....	79
Tabela 13 – Results. da configuração 2x1, modulação 16-QAM, com <i>cores</i> a 23 bits. ....	80
Tabela 14 – Configuração da FPGA para 16 bits, com <i>pipelines</i> . ....	81
Tabela 15 – Results. da configuração 2x1, modulação BPSK, 16 bits, com <i>pipelines</i> . ....	81
Tabela 16 – Results. da configuração 2x1, modulação QPSK, 16 bits, com <i>pipelines</i> . ....	82
Tabela 17 - Results. da configuração 2x1, modulação 16-QAM, 16 bits, com <i>pipelines</i> . ....	84
Tabela 18 - Configuração da FPGA para 23 bits, com <i>pipelines</i> . ....	84
Tabela 19 - Results. da configuração 2x1, modulação BPSK, 23 bits, com <i>pipelines</i> . ....	85
Tabela 20 - Results. da configuração 2x1, modulação QPSK, 23 bits, com <i>pipelines</i> . ....	85
Tabela 21 - Results. da configuração 2x1, modulação 16-QAM, 23 bits, com <i>pipelines</i> . ....	86



## Lista de Acrónimos

3GPP	3rd Generation Partnership Project
AM	Amplitude Modulation
ASK	Amplitude Shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BMS	Bit Mais Significativo
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CBET	Codificação por Blocos no Espaço – Tempo
CCET	Codificação por Camadas no Espaço – Tempo
CET	Códigos Espaço-Temporais
CI	Cancelamento de Interferência
CTET	Codificação de Trellis no Espaço – Tempo
CTTET	Codificação de Turbo Trellis no Espaço – Tempo
D-BLAST	Diagonal – Bell Labs Layered Space Time
DSP	Digital signal processing
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
EGC	Equal Gain Combining
ET	Espaço - Temporal
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FM	Frequency Modulation
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FSK	Frequency Shift Keying
GSM	Global System for Mobile Communications
HSPA	High Speed Packet Access
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
LTE	Long Term Evolution
LUT	Look-Up Table
MIMO	Multiple-Input and Multiple-Output
MISO	Multiple-Output and Single-Input
ML	Maximum Likelihood

MMSE	Minimum Mean Square Error
MRC	Maximal Ratio Combining
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PDA	Personal Digital Assistant
PM	Phase Modulation
PPM	Pulse Position Modulation
PSK	Phase Shift Keying
PWM	Pulse Width Modulation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
Rx	Receptor
SC	Selection Combining
SC-FDMA	Single-Carrier FDMA
SIMO	Single-Input and Multiple-Output
SISO	Single-Input and Single-Output
SNR	Signal-to-Noise Ratio
STC	Space Time Codes
Tx	Transmissor
V-BLAST	Vertical – Bell Labs Layered Space Time
VHDL	Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WLAN	Wireless Local Area Network
ZF	Zero Forcing

## Lista de Símbolos

$[ ]^H$	Matriz transconjugada
$[ ]^T$	Matriz transposta
$I_{N_R}$	Matriz identidade de dimensão $N_R \times N_R$
$J_0(\cdot)$	Função de Bessel de primeira espécie e ordem zero
$M_T$	Número de antenas transmissoras
$N_0$	Potência de ruído
$N_R$	Número de antenas receptoras
$P_T$	Potência transmitida
$\rho_0$	SNR
$\in \{.\}$	Esperança matemática
$\otimes$	Operação de convolução
$\det(\cdot)$	Determinante da matriz
$h(t)$	Resposta impulsiva do canal
$H(t)$	Resposta impulsiva do canal (matriz de transmissão do canal)
$r$	Número de canais virtuais SISO
$t$	Instante temporal
$\alpha$	Amplitude de uma componente multi-percurso
$\lambda$	Comprimento de onda (metros)
$\tau$	Atraso
$\phi$	Fase de uma componente multi-percurso
$d$	Distância desejada entre antenas





# 1 Introdução

---

---

## 1.1 Enquadramento

A informação em qualquer lugar e em qualquer altura tornou-se uma realidade na vida do homem moderno, onde os sistemas de comunicações sem fios têm um papel fulcral na massificação deste conceito. Porém, como em tudo na vida, foi necessário percorrer um vasto caminho de constante evolução tecnológica para que tal objectivo fosse possível.

O início da era das comunicações sem fios, via rádio, dá-se no ano de 1897, quando *Guglielmo Marconi* efectuou com sucesso a primeira transmissão em código Morse na Inglaterra a longa distância, entre as margens do *Bristol Channel*, com uma distância de aproximadamente 14 km. Em 1899 efectuou nova transmissão sobre o Canal da Mancha, entre França e Inglaterra, onde a distância entre o emissor e receptor aumentou para mais de 45 km. Em 1901 volta a efectuar uma nova transmissão desta vez a uma distância aproximada de 3500 km, entre a Inglaterra e o Canadá [1, 2]. Desde então tem-se assistido à constante evolução e crescimento dos sistemas de comunicações sem fios. Este crescimento exponencial deve-se essencialmente a dois factores: à necessidade de tornar o serviço telefónico tradicional num serviço móvel, surgindo então as

comunicações móveis celulares, e à necessidade de tornar as redes de dados locais livres de fios, acrescentando deste modo portabilidade à rede, surgindo as WLAN (*Wireless Local Area Network*). O conceito de comunicações móveis celulares é marcado com o surgimento dos sistemas analógicos FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) de primeira geração (1G), no qual eram utilizadas técnicas de modulação analógicas para a comunicação de voz. Posteriormente surgem os sistemas de segunda geração (2G), onde as transmissões deixam de ser analógicas e passam a ser digitais. Mais tarde assiste-se à evolução para a segunda geração e meia (2.5G), que viria a permitir o envio de dados mais voz, fazendo uso da tecnologia EDGE (*Enhanced Data rates for GSM Evolution*). Os sistemas de terceira geração (3G) são marcados pelo aumento do ritmo de transmissão de dados, até 2Mbps, utilizando a tecnologia WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*). Estes sistemas evoluíram depois para a terceira geração e meia (3.5G) que veio introduzir débitos binários ainda mais elevados, recorrendo-se da tecnologia HSPA (*High Speed Packet Access*). Actualmente, em Portugal, encontra-se em fase de implementação o 3GPP-LTE (*3rd Generation Partnership Project -Long Term Evolution*), também muitas vezes designado de 4G (quarta geração), que se apresenta com taxas de transmissão bastante maiores, desde um mínimo de 100Mbps em *downlink* e 50 Mbps em *uplink* [3], implementando as tecnologias OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*) e SC-FDMA (*Single-carrier FDMA*). O 3GPP-LTE é uma evolução paralela que dá continuidade ao histórico 3G de mobilidade e alta eficiência espectral, implementado como outra camada sob as redes 3G já existentes.

Paralelamente à evolução das comunicações móveis celulares, e não menos importante, também as WLAN têm assistido a um grande desenvolvimento e evolução. A massificação da Internet e a necessidade pela partilha de dados em ambiente empresarial e residencial, assim como a crescente popularidade dos computadores portáteis, que introduzem o factor de mobilidade, foram os grandes percussores para o forte crescimento deste tipo de soluções de sistemas sem fios. O aparecimento da norma 802.11 surge na década de 90 pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), apresentando inúmeras semelhanças à norma 802.3 utilizada para redes fixas. Devido às baixas taxas de transmissão conseguidas com a norma IEEE802.11 surge então a norma IEEE802.11a, que veio introduzir ritmos binários mais elevados, até 54 Mbps [5] na banda dos 5 GHz. O aparecimento da norma IEEE802.11a foi um

dos primeiros passos para a massificação da utilização dos sistemas de comunicação sem fios. A par da IEEE802.11a, a norma IEEE802.11b consegue obter taxas de transmissão na ordem do 11 Mbps mas para a banda dos 2.4 GHz [5]. Mais tarde, surge a norma IEEE802.11g que veio permitir taxas de transmissão na ordem dos 54 Mbps para a banda dos 2.4 GHz [5]. Em 2009 surge a norma IEEE802.11n, que procura atingir taxas de transmissão na gama dos 54 Mbps até 600 Mbps [5]. Na Figura 1 são apresentadas as evoluções de diferentes tecnologias sem fios assim como as taxas máximas de transmissão previstas.

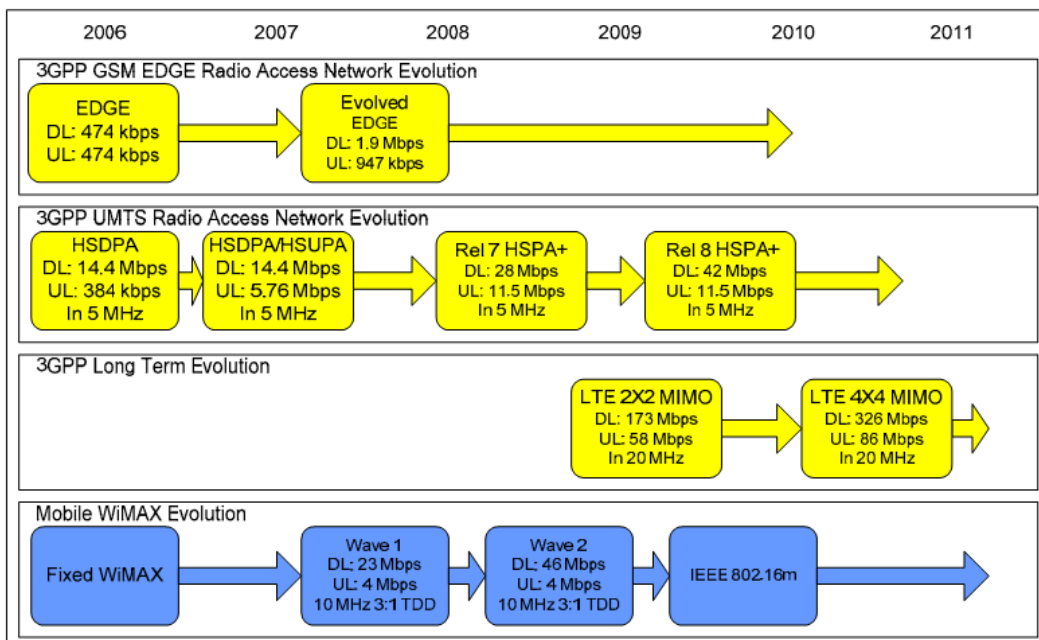


Figura 1 - Evolução de diferentes tecnologias sem fios. Adaptado de [4].

É impensável viver nos dias de hoje, na maioria dos países desenvolvidos, sem existência de telemóveis, PDAs (*Personal digital assistant*), Tablets ou computadores portáteis com acesso a redes sem fios, tanto a nível empresarial como a nível pessoal. Nós, humanos, habituamo-nos à facilidade de obter informação, e nem se imagina o mundo de outra forma, é um facto adquirido. Cada vez mais se caminha ao encontro do conceito de Ubiquidade, ilustrado pela Figura 2, libertando-nos das restrições espaciais e temporais de modo a obter controlo e acesso às comunicações em qualquer altura, em qualquer lugar e de qualquer forma, ou seja, estar presente em vários lugares ao mesmo tempo. O crescimento da oferta e banalização de serviços multimédia e Internet móvel, a necessidade de mobilidade e o aumento no número de utilizadores têm contribuído de forma preponderante para a proliferação destes sistemas.

## 1.2 Motivação

As comunicações sem fios representam hoje um importantíssimo papel no desenvolvimento económico global. Consequentemente, devido a todo este crescimento e evolução, são cada vez maiores as exigências requeridas, tanto pelos utilizadores como pelos serviços. São exigidas cada vez maiores taxas de transmissão assim como uma melhor qualidade (QoS), sem comprometer a potência de transmissão ou a largura de banda disponível.

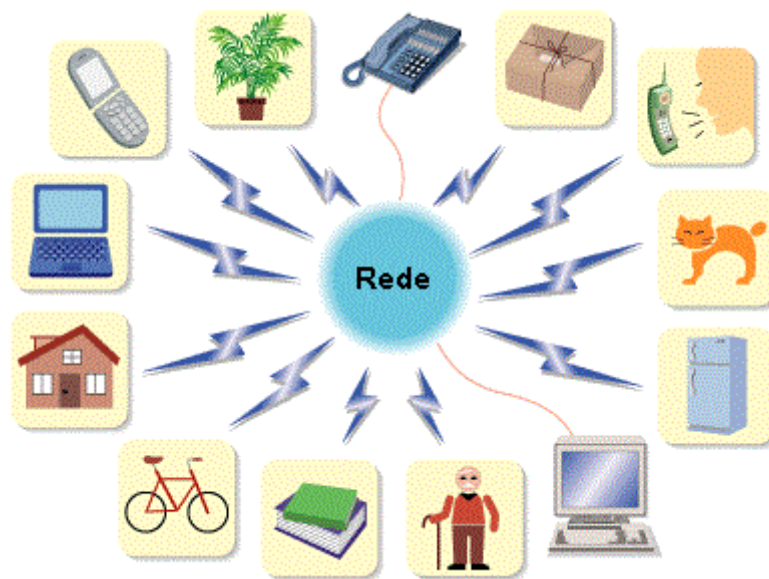


Figura 2 - Conceito de Ubiquidade. Adaptado de [6].

Para alcançar tais objectivos, é preciso, de algum modo, contornar e combater os problemas subjacentes à comunicação sem fios, como são: o ruído ambiental, interferências e multi-percurso. O multi-percurso poderá ser considerado como o principal factor que torna as comunicações sem fios um verdadeiro desafio quando comparado com outros tipos de transmissões, como a transmissão em fibra, cabo ou mesmo transmissões rádio ponto-a-ponto. Para além dos factores ambientais existem ainda limitações de recursos, como o nível de potência transmissão, assim como o cada vez mais escasso e limitado espectro rádio.

Nesse sentido, a tecnologia MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) surge como uma solução para combater tanto os efeitos do canal rádio como as limitações dos recursos. O MIMO oferece um aumento de capacidade nos sistemas de comunicação sem fios

sem requerer um aumento da largura de banda ou potência transmitida. Tal feito é conseguido através da exploração espacial do canal, com o recurso à utilização de múltiplas antenas, tanto no lado do emissor como no lado do receptor, e através da multiplexagem da informação. Devido à sua elevada eficiência espectral a tecnologia MIMO é capaz de oferecer melhores ganhos em termos de débito a estes sistemas. Por esta razão o MIMO constitui um dos avanços mais significativos nas comunicações sem fios [7].

Devido aos vários ganhos conseguidos através da tecnologia MIMO, ganho de diversidade espacial, multiplexagem espacial, formatação de feixe e redução da interferência, fazem com que esta tecnologia se torne num conceito base que tem de se ter em conta sempre que se pretende desenvolver ou otimizar qualquer sistema de comunicações sem fios. Os aumentos de capacidade conseguidos juntamente com a melhoria da QoS (*Quality of service*) do sistema fazem com que o MIMO seja apontado como chave para a quarta geração das comunicações sem fios (4G), onde se espera um aumento 3 a 5 vezes das taxas de transmissão de dados conseguidas pelos ainda em funcionamento sistemas 2G e 3G assim como uma melhoria da mobilidade [3]. A tecnologia MIMO encontra-se também já integrada nas WLANs, nomeadamente nos sistemas IEEE802.11n, WiMAX (IEEE802.16) e na televisão digital terrestre (DVB-T) [8].

No estudo e desenvolvimento de qualquer tecnologia é necessário ter em atenção determinados factores que podem comprometer e limitar todo o processo, como o tempo de projecto, recursos disponíveis e custos associados. No campo da electrónica, em lógica programável, existe hoje em dia várias soluções que permitem não só contornar estes problemas como também contribuem para o desenrolar de todo o processo de desenvolvimento, como é o caso das FPGAs (*Field Programmable Gate Array*).

Uma FPGA é um circuito integrado que contém componentes lógicos programáveis e uma hierarquia de interconexões reconfiguráveis, que permitem a ligação entre os diferentes componentes lógicos. Estes componentes podem ser programados para executar variadas funções/operações, desde lógica básica, como operações AND, OR, XOR e NOT, até funções combinatórias mais complexas, como operações entre matrizes. As FPGAs incorporam também blocos de memória, desde os simples flip-flops a blocos de memória mais complexos, assim como blocos de hardware dedicado,

desde multiplexers, multiplicadores, microprocessadores, entre outros [10]. Actualmente existe uma grande variedade de FPGAs, diferenciando-se principalmente pela quantidade dos componentes lógicos que contêm, assim como pelo número de blocos de hardware dedicado incorporados.

### **1.3 Objectivos da dissertação**

Esta dissertação de mestrado tem como objectivo o estudo de uma das técnicas mais utilizadas na tecnologia MIMO, o esquema de diversidade de transmissão de Alamouti, e posterior implementação do algoritmo em FPGA.

As principais tarefas da dissertação são:

- Análise dos sistemas de comunicação sem fios (SISO, MISO, SIMO e MIMO);
- Implementação do esquema de Alamouti em MatLab para  $N$  receptores e para modulações multi-nível;
- Implementação em FPGA do esquema de recepção de Alamouti;
- Análise da relação entre os recursos consumidos e a precisão utilizada para a representação numérica.

### **1.4 Organização da dissertação**

Esta dissertação encontra-se dividida em 5 capítulos, os quais são descritos sumariamente nesta secção.

O capítulo 2 aborda a tecnologia MIMO, sendo apresentadas as suas principais características.

O esquema de diversidade espacial de Alamouti e a sua generalização para  $N$  receptores é apresentado no capítulo 3.

No capítulo 4 é apresentada a implementação da parte receptora do esquema de Alamouti em FPGA e são analisados os resultados obtidos sobre a implementação adoptada.

Por fim, no capítulo 5 são apresentadas as conclusões e ideias para trabalho futuro.

## **1.5 Contribuições originais deste trabalho**

Com a realização de trabalho foi feita uma publicação que se indica de seguida:

- Jorge Silva, Pedro Pinho e Mário Véstias, “*Desing of the Alamouti scheme for a MIMO receiver and its implementation in an FPGA*”, CETC11 (Conference on Electronics, Telecommunications and Computers), Lisboa, 25 Novembro de 2011.





# 2 Sistemas MIMO

---

---

## 2.1 Introdução

Ao longo dos últimos anos tem-se assistido a um crescimento rápido e exponencial dos sistemas de comunicação sem fios. A necessidade de utilização de serviços multimédia e Internet móvel bem como o aumento da utilização de dispositivos portáteis livres de fios, tais como os telemóveis, computadores portáteis, Tablets e PDAs, outrora considerados um luxo e hoje são parte integrante do quotidiano, fazem com que cada vez mais se adoptem sistemas de comunicação sem fios. Do mesmo modo, assiste-se também cada vez mais à mudança do tipo de tráfego dos sistemas de comunicação sem fios, de tráfego baseado em voz para tráfego de dados. Como consequência de todo este crescimento e mudança novas exigências são requeridas, tanto por parte dos utilizadores dos sistemas como pelos próprios serviços e aplicações. Exigem-se taxas de transmissão cada vez mais elevadas juntamente com uma necessidade de uma melhoria na QoS do sistema. Contudo, aumentar as taxas de transmissão e melhorar a QoS constitui um enorme desafio.

Conseguir-se superar tal desafio recorrendo a um aumento da largura de banda ou aumento da potência de transmissão do sistema não é, actualmente, uma solução viável. A largura de banda tornou-se um recurso extremamente escasso e, por isso, caro, e recorrer ao aumento desta como solução não é praticável nem económico. Aumentar a potência de transmissão do sistema também não é praticável, uma vez que existem regulamentações para a potência máxima que se pode radiar, com o objectivo de não prejudicar a saúde [9], bem como um custo associado. Por outro lado, o aumento da potência de transmissão poderá, potencialmente, provocar interferência em sistemas de comunicações vizinhos, reduzindo desta forma o potencial de reutilização de frequências. Um outro factor associado à problemática do aumento da taxa de transmissão assim como da QoS é o próprio meio de transmissão, o canal rádio. É necessário ter em consideração os factores inerentes ao ambiente de propagação, como o desvanecimento multi-percurso, atraso temporal e dispersão de Doppler, de modo a conseguir contorná-los, de certa forma, ou reduzir ao máximo os seus efeitos.

Nos sistemas de comunicação sem fios tradicionais, designados por sistemas SISO (*Single-Input and Single-Output*), por norma, é utilizada uma antena para transmissão e uma antena para recepção, conseguindo-se explorar os domínios do tempo, frequência e codificação. Contudo, estes sistemas de transmissão são extremamente vulneráveis aos efeitos causados pelo desvanecimento multi-percurso [10], reflectindo-se numa deterioração do sinal recebido, ou seja, verifica-se um aumento do BER (*Bit Error Rate*) e uma redução da SNR (*Signal-to-noise ratio*), traduzindo-se, conseqüentemente, numa redução da taxa de transmissão. Ao serem introduzidas mais antenas para transmissão, sistemas MISO (*Multiple-Input and Single-Output*), ou para recepção, sistemas SIMO (*Single-Input and Multiple-Output*), introduz-se o conceito de dimensão espacial. Esta capacidade de explorar o domínio espacial permite reduzir a deterioração do sinal recebido causado pelos efeitos do desvanecimento multi-percurso. Neste sentido, consegue-se alcançar ganhos a nível de formatação de feixe assim como a exploração parcial do domínio espacial, que permite obter um ganho parcial de diversidade espacial. Nos sistemas MISO obtém-se ganho de diversidade de transmissão e em sistemas SIMO obtém-se ganho de diversidade de recepção. Com isto, assiste-se a uma redução da deterioração do sinal recebido, por outras palavras, uma melhor qualidade do sinal. Os sistemas onde são utilizadas múltiplas antenas para transmissão ou para recepção são habitualmente designados por sistemas de antenas inteligentes.

Um caso particular dos sistemas de antenas inteligentes é a utilização de múltiplas antenas para transmissão e utilização de múltiplas antenas para recepção, designados sistemas MIMO (*Multiple-Input and Multiple -Output*). Neste tipo de sistema consegue-se explorar totalmente o domínio espacial. Com a utilização de múltiplas antenas para transmissão e recepção é introduzido o conceito de multiplexagem espacial. Esta é a técnica mais importante e mais utilizada em sistemas MIMO. Através desta consegue-se aumentar a capacidade de um sistema de comunicações, com a criação de vários canais de transmissão paralelos sobre a mesma banda de transmissão. Deste modo os sistemas MIMO conseguem combater os vários desafios inerentes a um ambiente de propagação hostil.

Um sistema MIMO consegue oferecer vários benefícios que permitem, de certo modo, combater e contornar as dificuldades inerentes à propagação rádio. Para ajudar na optimização da performance de um sistema de comunicações sem fios a tecnologia MIMO introduz diversos ganhos, como o ganho de formatação de feixe, o ganho de agregado, o ganho de diversidade espacial, o ganho de multiplexagem espacial e a redução de interferência. O ganho da formatação de feixe, também conseguido nos sistemas MISO e SIMO, consiste na formatação do diagrama de radiação das antenas de modo a privilegiar alguns canais de propagação previamente seleccionados. O ganho de agregado corresponde ao aumento médio na SNR no lado do receptor, que resulta da combinação coerente entre os sinais recebidos nas várias antenas. Tanto no ganho de agregado como na formatação de feixe é necessário que exista um conhecimento prévio das características do canal rádio no lado do emissor, receptor ou ambos. O ganho de diversidade espacial reduz os efeitos do desvanecimento através do envio de múltiplas cópias do mesmo sinal no tempo, frequência ou espaço. O ganho de multiplexagem espacial traduz-se numa melhor eficiência espectral, ou seja, num aumento da capacidade do sistema, sem recorrer ao aumento da largura de banda ou potência transmitida. A redução da interferência nos sistemas MIMO resulta dos efeitos da exploração do domínio espacial assim como do ganho de agregado e formatação de feixe.

Na Figura 3 são ilustradas as várias configurações de antenas possíveis num sistema de comunicação sem fios: sistema SISO, sistema SIMO, sistema MISO e sistema MIMO.

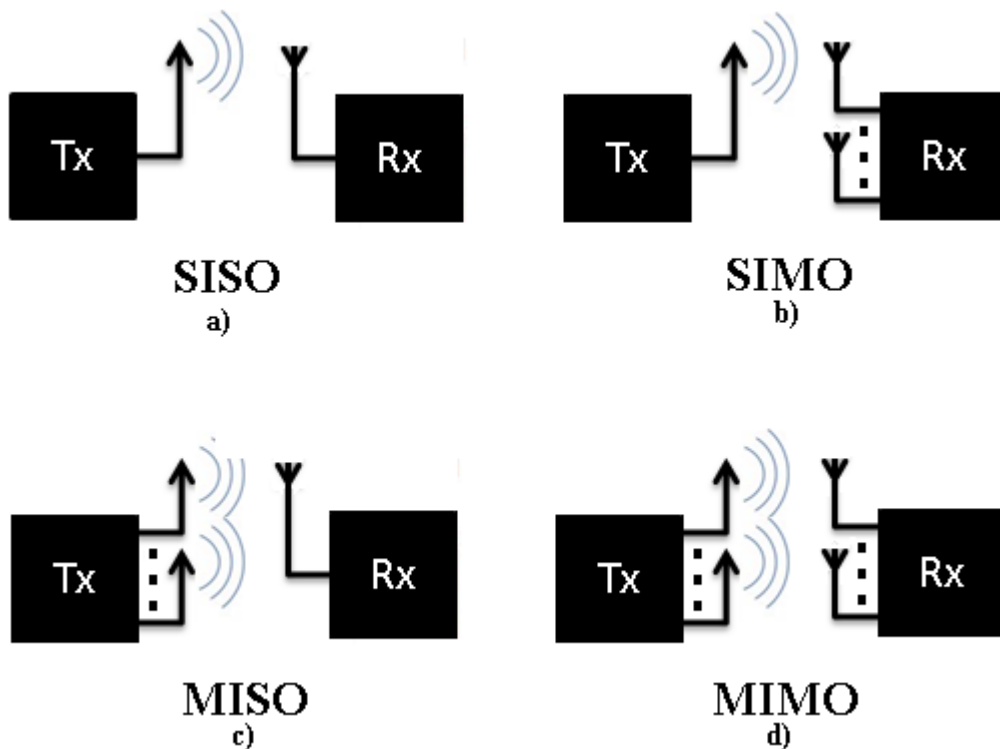


Figura 3 - Sistemas de comunicação sem fios com diferentes configurações de antenas. a) SISO; b)SIMO; c) MISO; d)MIMO.

## 2.2 Modelo de Canal

Para entender o correcto funcionamento dos sistemas MIMO, assim como todos os aspectos a este associados, é fundamental perceber a natureza do canal MIMO. Os sistemas de comunicações sem fios foram desenhados para transmitir informação através de um canal rádio, entre o emissor e o receptor. Num sistema SISO o canal rádio é constituído por um único caminho entre emissor e receptor, ignorando os efeitos do desvanecimento multi-percurso que iriam adicionar múltiplos caminhos. Nos sistemas MIMO, compostos por várias antenas para transmissão e recepção, o número de caminhos entre emissor e receptor é igual ao produto entre o número de antenas emissoras pelo número de antenas receptoras, tal como ilustrado na Figura 4, mais uma vez, ignorando os efeitos causados pelo desvanecimento multi-percurso. Assim como em qualquer sistema de comunicação sem fios, torna-se fulcral a necessidade de caracterizar estes canais gerados entre as antenas emissoras e receptoras.

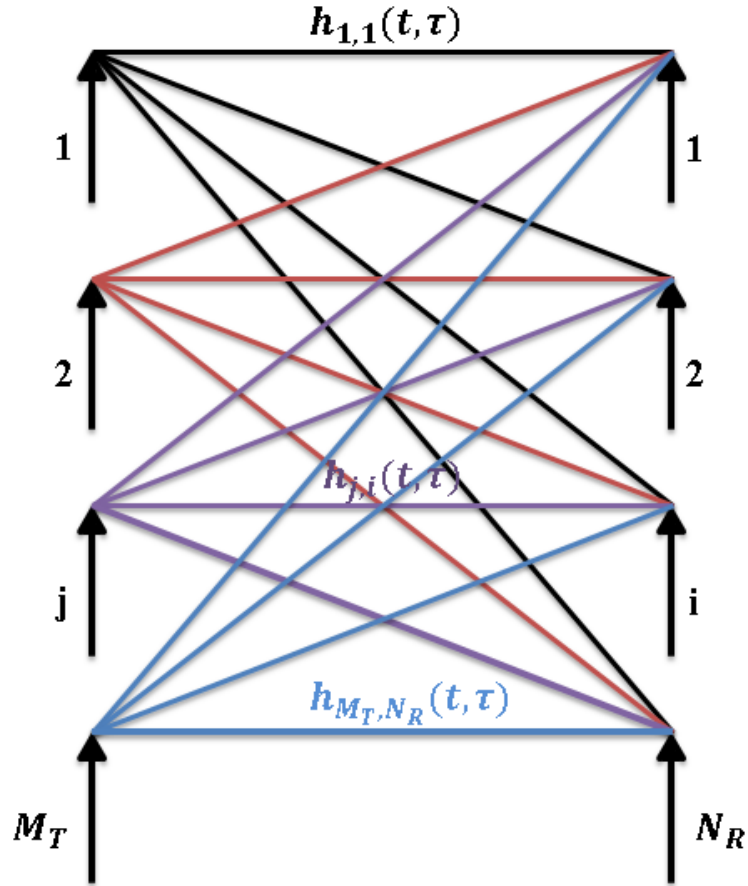


Figura 4 - Sistema MIMO.

Considere-se então um sistema MIMO composto por  $M_T \times N_R$  caminhos, não considerando os efeitos do desvanecimento multi-percurso, gerados entre  $M_T$  antenas de emissão e  $N_R$  antenas de recepção. Cada caminho gerado tem uma resposta impulsiva de canal variante no tempo,  $h_{ij}(t, \tau)$ , onde  $t$  corresponde ao instante temporal e  $\tau$  corresponde à variável de atraso, entre a  $i$  – ésima antena receptora e  $j$  – ésima antena emissora. A matriz do canal MIMO,  $H(t, \tau)$ , é dada por [11]:

$$H(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) & \dots & h_{1M_T}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) & \dots & h_{2M_T}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1}(t, \tau) & h_{N_R2}(t, \tau) & \dots & h_{N_RM_T}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

onde

$$\begin{aligned} h_{ij} &= \alpha + j\beta \\ &= |h_{ij}| \cdot e^{-j\phi_{ij}} \end{aligned} \quad (2.2)$$

onde  $\alpha$  e  $\beta$  são variáveis aleatórias independentes e de distribuição normal e  $|h_{ij}|$  corresponde ao ganho de canal, e segue uma distribuição de Rayleigh [12], considerando um ambiente com multi-percurso elevado.

De acordo com a matriz  $H(t, \tau)$ , de dimensão  $M_T \times N_R$ , considere-se que o sinal transmitido pelas várias antenas emisoras,  $s(t)$ , possa ser representado pelo vector:

$$s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_{M_T}(t)]^T \quad (2.3)$$

de dimensão  $M_T \times 1$ , onde  $s_i$  corresponde ao sinal transmitido pela  $i$  – ésima antena de transmissão. O sinal recebido nas antenas receptoras,  $y(t)$ , será dado pelo vector:

$$y(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_{N_R}(t)]^T \quad (2.4)$$

onde  $y_i$  corresponde ao sinal recebido pela  $i$  – ésima antena de recepção, que é dado pela seguinte equação [11]:

$$y(t) = \int_{\tau} H(t, \tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (2.5)$$

onde  $n(t)$  corresponde ao vector de ruído aditivo branco gaussiano (AWGN), de dimensão  $N_R \times 1$ . O vector  $y(t)$  é de dimensão  $N_R \times 1$  e contém todos os sinais das  $N_R$  antenas receptoras.

Assumindo que o canal é invariante no tempo (as suas características mantêm-se ao longo do tempo), a matriz do canal dependerá somente da variável de atraso,  $H(t, \tau) = H(\tau)$ . Deste modo, a equação (2.5) poderá ser dada por [11]:

$$y(t) = \int_{\tau} H(\tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) = H(\tau) \otimes s(t) + n(t) \quad (2.6)$$

onde  $\otimes$  representa a operação de convolução.

Considerando ainda que, por outro lado, o canal possa ser uniforme na frequência, ou seja, um canal de banda estreita, vem  $H(\tau) = H(0)$ . Então, pela equação (2.6) tem-se:

$$y(t) = Hs(t) + n(t) \quad (2.7)$$

Considerando um dado instante temporal a equação anterior pode ser escrita de uma forma simplificada, como:

$$y = Hs + n \quad (2.8)$$

Tipicamente, uma separação correcta entre as antenas do agregado, por norma de cerca de metade do comprimento de onda utilizado [13], faz com que os elementos da matriz de canal  $H$  sejam independentes e identicamente distribuídos de uma variável aleatória complexa gaussiana, ou seja, os elementos  $h_{ij}(t, \tau)$  não estão correlacionados entre si [13]. A decorrelação entre os elementos do canal aumentará com o espaçamento entre as antenas.

O sinal recebido em cada antena receptora, dado pela equação (2.4), corresponde a todos os sinais enviados pelas antenas transmissoras acrescidos de ruído AWGN, ou seja, em cada antena receptora temos uma cópia de todos os sinais transmitidos. Assim, para uma dada antena de recepção  $j$  temos:

$$y_j = h_{j1}x_1 + h_{j2}x_2 + \dots + h_{jM_T}x_{M_T} + n_j \quad (2.9)$$

### 2.3 Capacidade num sistema MIMO

Uma das maneiras mais simples para medir o desempenho de um sistema de comunicações é através da análise da capacidade do canal, isto é, através da taxa máxima de informação transmitida (bit-rate) conseguida para que uma probabilidade de erro arbitrariamente pequena possa ser alcançada na recepção. O conceito de capacidade é então definido como o limite da taxa de transmissão alcançável livre de erros que um canal é capaz de suportar, garantindo fiabilidade na comunicação.

Segundo o teorema de Shannon [14], a maior limitação imposta pelo ruído num canal de comunicações não é na qualidade da comunicação em si mas sim na quantidade máxima de informação que pode ser transmitida com fiabilidade. Assim a capacidade de um canal em  $bps/Hz$  é dada por:

$$C = \log_2(1 + \rho_0) \quad (2.10)$$

onde  $\rho_0$  representa a SNR no receptor.

### 2.3.1 Capacidade de um sistema SISO

A capacidade de um canal de comunicações é fortemente condicionada pelo ambiente de propagação ao qual o canal está associado, assim como também depende do sistema de emissão e do sistema de recepção. Nesse sentido, no caso de um sistema de comunicações sem fios a capacidade do canal dependerá do número de antenas utilizadas para emissão e do número de antenas utilizadas para recepção. A capacidade de um sistema SISO é dada por [15]:

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{P_T}{N_0} |h|^2 \right) = \log_2 (1 + \rho_0 |h|^2) \quad (2.11)$$

onde  $P_T$  representa a potência transmitida,  $N_0$  a potência de ruído e  $h$  representa a função de transferência do canal (ganho do canal).

### 2.3.2 Capacidade de um sistema SIMO

A capacidade de um canal de um sistema SIMO é dada por:

$$C = \log_2 \left( 1 + \rho_0 \sum_{i=1}^{N_R} |h_i|^2 \right) \quad (2.12)$$

onde  $h_i, i = 1, 2, \dots, N_R$  corresponde ao ganho de canal da antena de transmissão para a  $i$ -ésima antena de recepção.

A capacidade de canal de um sistema SIMO, comparativamente a um sistema SISO, aumenta de forma logarítmica [15].



### 2.3.3 Capacidade de um sistema MISO

A capacidade de um sistema MISO é dada por [15]:

$$C = \log_2 \left( 1 + \frac{\rho_0}{M_T} \sum_{i=1}^{N_T} |h_i|^2 \right) \quad (2.13)$$

onde  $M_T$  representa o número de antenas de transmissão, e  $h_i, i = 1, 2, \dots, N_R$ , corresponde ao ganho de canal da  $i$ -ésima antena de transmissão para a antena de recepção correspondente. Analogamente a um sistema SIMO, a capacidade no sistema MISO também aumenta de forma logarítmica segundo o número de antenas  $M_T$ .

O facto de tanto os sistemas SIMO como os sistemas MISO utilizarem diversidade, na recepção e na transmissão respectivamente, faz com que o número de cópias do sinal transmitido seja maior, daí o aumento logarítmico na capacidade do canal face aos sistemas SISO. Considerando também o facto de que o transmissor não dispõe de nenhuma informação acerca do estado do canal de propagação rádio, isto é, desconhece a matriz  $H$ , pelas equações (2.12), sistema SIMO, e (2.13), sistema MISO, é possível verificar que  $C_{SIMO} > C_{MISO}$ , uma vez que no sistema MISO a potência será distribuída pelas  $M_T$  antenas de transmissão de igual forma. Para o caso em que o transmissor tem conhecimento *à priori* da informação do canal de propagação, isto é tem conhecimento da matriz  $H$ , e considerando também o mesmo cenário de propagação, então tem-se que  $C_{SIMO} = C_{MISO}$  [16].

### 2.3.4 Capacidade de um sistema MIMO

Considere-se agora um sistema que apresenta diversidade de transmissão e diversidade de recepção, isto é, um sistema MIMO. Pelo modelo de sinal apresentado pela equação (2.8) e segundo [7, 15, 16, 17] a capacidade de um sistema MIMO é dada por:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_{N_R} + \frac{P_T}{M_T N_0} H Q H^H \right) \right] \quad (2.14)$$

onde  $I_{N_R}$  representa a matriz identidade, de dimensão  $N_R \times N_R$ , onde  $N_R$  representa o número de antenas do receptor,  $P_T$  a potência transmitida,  $M_T$  representa o número de antenas do emissor,  $N_0$  representa a potência de ruído,  $H$  representa a matriz do canal, de dimensão  $M_T \times N_R$ ,  $H^H$  representa a matriz transconjugada da matriz do canal  $H$ ,  $Q$  representa a matriz  $Q = \epsilon\{s s^H\}$ , que representa a matriz de covariância do vector do sinal a transmitir  $s$ , e  $\epsilon\{\}$  a esperança matemática.

### 2.3.4.1 Transmissor sem informação de canal

Quando o transmissor não tem qualquer informação sobre o canal considera-se que o vector  $s$  é estatisticamente independente, ou seja,  $Q = I_{M_T}$  [17]. Isto implica que os sinais transmitidos pelas antenas de transmissão são independentes entre si e que a potência de transmissão é igualmente dividida pelas várias antenas de transmissão. Nesta situação tem-se que a capacidade dada por (2.14) aumenta linearmente com  $m = \min(N_R, M_T)$ , ao contrário dos sistemas SIMO e MISO, em que a capacidade aumenta de forma logarítmica [19]. Neste caso, a capacidade de um sistema MIMO dada por (2.14) é agora dada por:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_{N_R} + \frac{P_T}{M_T N_0} H H^H \right) \right] \quad (2.15)$$

onde  $H H^H$  é uma matriz hermitiana semi-definida positiva, de dimensão  $N_R \times N_R$ . Sendo  $H H^H$  uma matriz hermítica semi-definida positiva, então, existe uma matriz unitária  $P$  dada por:

$$H H^H = P \Lambda P^H \quad (2.16)$$

onde  $\Lambda = \text{diag}\{\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_{N_R}\}$ , com  $\lambda_i \geq 0$ , que representa a matriz diagonal de valores próprios da matriz  $H H^H$ , com dimensão  $N_R \times N_R$ . Assume-se que os valores de  $\Lambda$  são ordenados de modo a satisfazer a condição  $\lambda_i \geq \lambda_{i+1}$ . Com isto, tem-se que:

$$\lambda_i = \begin{cases} \sigma_i^2, & \text{se } i = 1, 2, \dots, r \\ 0 & \text{se } i = r+1, \dots, N_R \end{cases} \quad (2.17)$$

onde  $r$  é a característica da matriz  $H$  e  $\sigma_i$  representa os valores singulares obtidos com  $\Sigma = \text{diag}\{\sigma_1 \sigma_2 \dots \sigma_r\}$  a partir da decomposição:

$$H = U\Sigma V^H \quad (2.18)$$

onde  $U$  e  $V$  são matrizes unitárias. Assim, substituindo a equação (2.16) em (2.15) a capacidade de um canal MIMO vem dada por:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_{N_R} + \frac{P_T}{M_T N_0} P \Lambda P^H \right) \right] \quad (2.19)$$

Utilizando o facto de  $\det(I_m + AB) = \det(I_n + BA)$  para as matrizes  $A(m \times n)$  e  $B(n \times m)$ , e  $P^H P = I_{N_R}$ , a equação (2.19) é simplificada para:

$$C = \log_2 \left[ \det \left( I_{N_R} + \frac{P_T}{M_T N_0} \Lambda \right) \right] \quad (2.20)$$

Reescrevendo a equação anterior tem-se que:

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{P_T}{M_T N_0} \lambda_i \right) \quad (2.21)$$

onde  $r$  representa o número de canal. A equação (2.21) representa a capacidade de um canal MIMO como sendo o somatório da capacidade de  $r$  canais SISO, onde cada canal apresenta um ganho  $\lambda_i$ , com  $i = 1, 2, \dots, r$ , e uma potência de transmissão  $P_T/M_T$ , onde esta potência é igualmente distribuída pelas antenas de transmissão.

Segundo [17] ao ser aplicada a norma de *Frobenius* a  $H$ , a capacidade do sistema MIMO passa a ser dada por:

$$C = M \log_2(1 + \rho_0) \quad (2.22)$$

onde  $M = M_T = N_R$ .

De uma forma geral, a capacidade de um sistema MIMO com transmissor sem informação de canal aumenta linearmente com  $\min(M_T, N_R)$ , contrariamente aos sistemas SIMO e MISO, onde a capacidade do canal destes sistemas aumenta de uma forma logarítmica. A Figura 5 ilustra um a capacidade ergódica (definida mais adiante) em sistemas com diferentes configurações de antenas, onde  $M = M_T = N_R$ .

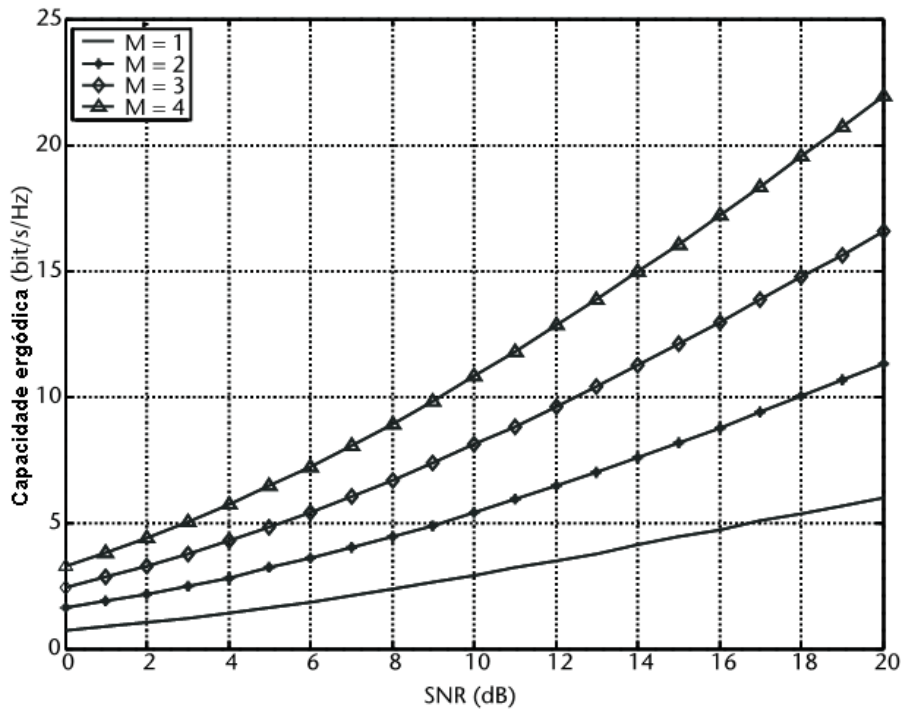


Figura 5 - Capacidade ergódica para diferentes configurações de antenas. Adaptado de [17].

### 2.3.4.2 Transmissor com informação de canal

Quando o transmissor de um sistema MIMO dispõe da informação acerca do canal de propagação, isto é, quando o transmissor tem conhecimento *à priori* da matriz do canal  $H$ , consegue-se reduzir a complexidade na parte do receptor assim como se consegue contribuir para um reforço no desempenho do sistema. O transmissor apenas consegue obter esta informação de forma indirecta, ao contrário do receptor que tem a capacidade de estimar o canal, matriz  $H$ , directamente através do sinal nele recebido. Para o transmissor conseguir adquirir informação acerca do estado do canal, segundo [7] são utilizadas duas técnicas: o princípio da reciprocidade, também designada de método *de malha aberta*, e a utilização de *feedback* por parte do receptor, também designado de método de malha fechada.

O princípio da reciprocidade considera que o canal numa comunicação entre um emissor  $A$  e um receptor  $B$  é o idêntico ao canal criado entre a comunicação do receptor  $B$  com o emissor  $A$ . É pressuposto também o sistema de comunicação seja *full-duplex* e

que os *links* de transmissão e recepção ocorram na mesma frequência, no mesmo tempo e para a mesma localização das antenas. O princípio da reciprocidade sugere então que o emissor pode obter a informação do estado do canal através da análise da informação emitida pelo receptor, como ilustrado na Figura 6.

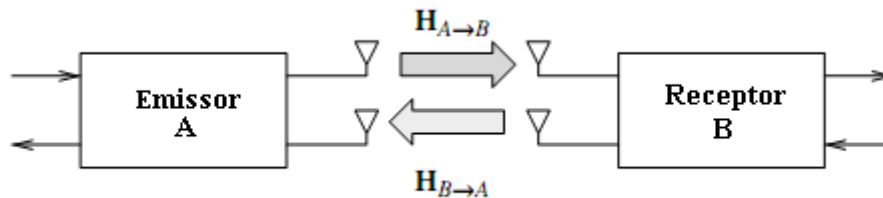


Figura 6 - Técnica do princípio da reciprocidade. Adaptado de [7].

Outro método de obter informação acerca do canal de comunicação é através do método em malha fechada. Este método consiste em utilizar o *feedback* do receptor do *link* de transmissão, do emissor A para o receptor B, como ilustrado pela Figura 7. O receptor B estima o canal, através do sinal recebido, e envia essa informação de volta ao emissor A pelo *link* contrário.

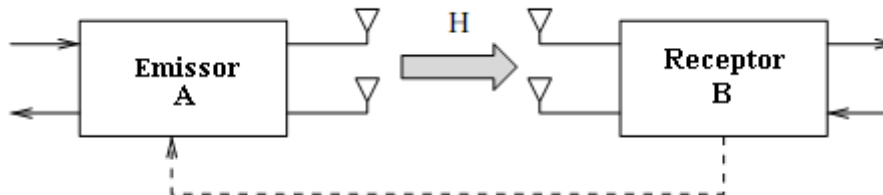


Figura 7 - Técnica de feedback. Adaptado de [7].

Neste sentido, é possível aumentar a capacidade do sistema MIMO uma vez que o emissor dispõe de informação do estado do canal de propagação, matriz  $H$ , o que permite a sua decomposição em valores singulares. Assim, é possível distribuir a potência pelas várias antenas transmissoras de uma forma não linear, de acordo com a condição de cada canal gerado entre as antenas transmissoras e as antenas receptoras. Com esta analogia consegue-se alcançar uma maior maximização da potência num canal MIMO.

### 2.3.4.3 Princípio de Water-Pouring

Como referido anteriormente, considerando um canal MIMO onde a matriz do canal  $H$  é conhecida pelo transmissor é possível maximizar a capacidade do canal MIMO com base no princípio de ser atribuída mais potência a um canal que sofra mais com os efeitos do fenómeno do desvanecimento e menos potência a um canal que seja mais resistente a tais efeitos. Este princípio denomina-se por princípio de *Water-pouring* ou princípio de *Water-filling* [17].

Considerando a decomposição em valores singulares da matriz  $H$ , pela equação (2.19), considere-se um vector  $s$  que é multiplicado no emissor pela matriz unitária  $V^H$ , dando origem a um vector  $\tilde{s}$ . No receptor, de igual modo, considere-se um vector  $y$  que é multiplicado pela matriz unitária  $U^H$ . A relação de entrada-saída de tal sistema é dada por:

$$\tilde{y} = \sqrt{\frac{P_T}{M_T}} U^H H V \tilde{s} + U^H n = \sqrt{\frac{P_T}{M_T}} \Sigma \tilde{s} + \tilde{n} \quad (2.23)$$

onde  $\tilde{y} = U^H y$ ,  $\tilde{s} = V^H s$  e  $\tilde{n} = U^H n$ , onde todos os elementos têm dimensão  $r \times 1$  e  $\tilde{n}$  é a matriz de covariância  $\epsilon\{\tilde{n}\tilde{n}^H\} = N_0 I_r$ , e o vector  $\tilde{s}$  satisfaz a relação  $\epsilon\{\tilde{s}\tilde{s}^H\} = M_T$  de modo a limitar o total de potência transmitida.

Pela equação (2.23), onde o transmissor possui informação sobre o estado do canal de comunicação, matriz  $H$  pode ser decomposta explicitamente em  $r$  canais virtuais paralelos SISO, que satisfaçam a equação:

$$\tilde{y}_i = \sqrt{\frac{P_T}{M_T}} \sqrt{\lambda_i} \tilde{s}_i + \tilde{n}_i, i = 1, 2, \dots, r \quad (2.24)$$

onde a capacidade do canal MIMO corresponde ao somatório das capacidades de cada canal virtual SISO, e é dada por:

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left( 1 + \frac{P_T}{M_T} \frac{\gamma_i}{N_0} \lambda_i \right) \quad (2.25)$$

onde  $\gamma_i = \epsilon\{|s_i|^2\}$ , com  $i = 1, 2, \dots, r$ , representa a potência transmitida correspondente ao  $i$ -ésimo sub-canal, tal que  $\sum_{i=1}^r \gamma_i = P_T$ .

Pela análise da equação (2.25), num sistema MIMO em que a informação do estado no canal está presente no transmissor a capacidade do canal é dada pelo somatório de  $r$  canais SISO independentes, onde a potência atribuída a cada um é ponderada de acordo com o seu estado, contrariamente ao caso anterior, equação (2.21).

Considerando então os  $r$  canais SISO, onde cada um apresenta um nível de potência dado por  $1/\lambda_i$ , o nível de potência comum a todos eles,  $\mu$ , é dado por:

$$\frac{1}{\lambda_1} + \gamma_1 = \frac{1}{\lambda_2} + \gamma_2 = \dots = \frac{1}{\lambda_i} + \gamma_i = \mu \quad (2.26)$$

Pela equação (2.26), canais que apresentem uma SNR mais elevada receberam mais potência, enquanto que canais com uma SNR mais reduzida receberam menos potência.

#### 2.3.4.4 Capacidade em canais selectivos na frequência

É agora considerado o caso em que o canal MIMO é selectivo na frequência, contrariamente ao canal MIMO de banda estreita até aqui apresentado. Neste cenário considera-se que a capacidade do canal é calculada através da divisão da banda de interesse do canal em  $N$  sub-bandas, assumindo que cada uma destas  $N$  sub-bandas apresenta um desvanecimento uniforme. Neste sentido o canal é visto como com um conjunto de  $N$  sub-canais. Considerando o  $i$ -ésimo sub-canal e tendo por base a equação (2.8), a relação entre a entrada-saída é dada por [17]:

$$r_i = H_i s_i + n_i \quad (2.27)$$

onde  $r_i$  corresponde ao vector do sinal recebido de dimensão  $N_R \times 1$ ,  $s_i$  é o vector do sinal transmitido, de dimensão  $M_T \times 1$ ,  $n_i$  é o vector de ruído correspondente ao  $i$ -ésimo subcanal, de dimensão  $N_R \times 1$ , e  $H_i$  é a matriz de transmissão referente ao  $i$ -ésimo subcanal.

Considerando um canal MIMO de banda larga em geral com  $N$  sub-canais e considerando a equação (2.27), tem-se que:

$$\mathcal{R} = \mathcal{H}\mathcal{S} + \mathcal{N} \quad (2.28)$$

onde  $\mathcal{R} = [r_1^T r_2^T \dots r_N^T]^T$  tem a dimensão  $N_R N \times 1$ ,  $\mathcal{S} = [s_1^T s_2^T \dots s_N^T]^T$  tem dimensão  $M_T N \times 1$  e  $\mathcal{N} = [n_1^T n_2^T \dots n_N^T]^T$  tem dimensão  $N_R N \times 1$ . A matriz diagonal  $\mathcal{H}$  é a matriz diagonal de blocos que contém as  $N$  matrizes de transmissão de cada subcanal, de dimensão  $N_R N \times M_T N$ . Deste modo, a capacidade de um canal MIMO selectivo na frequência é dada por:

$$C \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log_2 \left[ \det \left( I_{N_R N} + \frac{P_T}{M_T N_0} \mathcal{H} \mathcal{Q} \mathcal{H}^H \right) \right] \quad (2.29)$$

## 2.4 Capacidade Ergódica e Capacidade Garantida

Até aqui a capacidade tem sido calculada tendo por base que a matriz de transmissão é determinista. Contudo, a matriz de um canal MIMO é aleatória, o que leva a que a capacidade de um sistema MIMO seja igualmente uma variável aleatória. Nesse sentido, são utilizadas, por norma, duas definições estatísticas para o cálculo da capacidade: a capacidade ergódica e a capacidade garantida.

A capacidade ergódica é definida como o valor esperado da capacidade do canal, tendo em conta a distribuição dos elementos da matriz de transmissão,  $H$ . A capacidade ergódica é dada por [17]:

$$C = \epsilon(C_{MIMO}) \quad (2.30)$$

onde  $C_{MIMO}$  corresponde à equação (2.21), caso o emissor não disponha de informação acerca do estado do canal, ou  $C_{MIMO}$  corresponde à equação (2.25), caso onde o emissor dispõe de informação sobre o canal [17]. A capacidade ergódica do canal corresponde à média dos valores máximos da taxa de informação que pode ser transmitida tendo em conta as variações do canal, e é sempre maior no caso em que o transmissor dispõe da informação do canal, em comparação com o caso onde o transmissor não dispõe de informação do canal. Segundo [17] a diferença entre os valores da capacidade alcançados por estes sistemas, em que o transmissor tem informação do estado do canal e o caso onde o transmissor não tem informação do canal, é praticamente nula para valores elevados de SNR, conforme ilustrado na Figura 8.



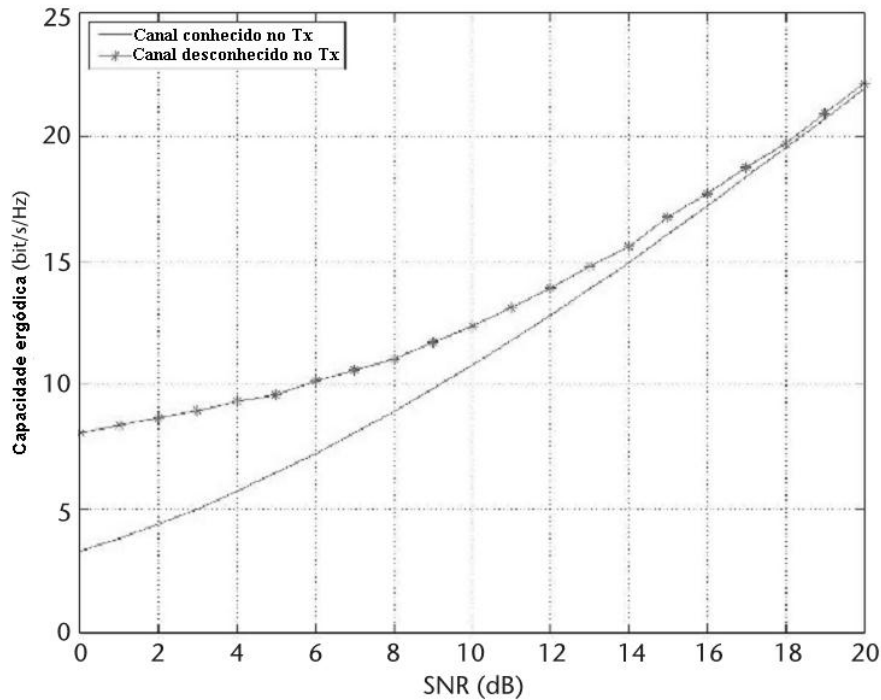


Figura 8 - Capacidade ergódica para Tx com e sem conhecimento do canal. Adaptado de [17].

A capacidade garantida é definida como a capacidade que é garantida com um certo nível de fiabilidade. Define-se  $\rho\%$  como a taxa de transmissão que pode ser alcançada para  $(100 - \rho)\%$  das realizações do canal, dada por:

$$P(C \leq C_{garantida}) = \rho\% \quad (2.31)$$

onde  $P()$  representa a função de densidade de probabilidade de um dado evento aleatório. Ao variar  $P$  entre 0 e 1 obtém-se a função de distribuição da capacidade do canal. Para  $P = 0,5$  é considerado que se está perante o caso da capacidade ergódica de um sistema.

## 2.5 Diversidade

A comunicação num sistema de comunicações sem fios é fortemente condicionada pelas inúmeras adversidades que o sinal transmitido encontra ao percorrer o canal rádio. Em especial, o fenómeno do desvanecimento multi-percurso contribui de forma preponderante como causa para a degeneração da qualidade do sinal. Este efeito traduz-se nas várias réplicas do sinal transmitido que chegam ao receptor em instantes

diferentes, o que, por sua vez, faz com que estes sinais apresentem fases completamente aleatórias, somando-se construtivamente ou destrutivamente, consoante estejam ou não em oposição de fase. Considerando o caso em que a interferência dos sinais recebidos é destrutiva então a própria qualidade da transmissão degenera-se, traduzindo-se num aumento de BER e numa diminuição da SNR.

Segundo [19], a solução mais eficaz para combater e reduzir os efeitos do desvanecimento multi-percurso num canal rádio é através da técnica do controlo de potência. O transmissor, sendo sensível às condições de propagação, ou por outras palavras, conhecendo a matriz do canal  $H$ , pode dar preferência a um determinado caminho de propagação, aumentando a potência de transmissão nesse sentido de propagação, de modo a combater a atenuação sofrida pelo sinal durante esse percurso. Contudo, e como já referido anteriormente, nem sempre esta é a melhor opção a ter em consideração, pois existem restrições tanto ao nível máximo de potência que se pode radiar por uma antena, como, por norma, o transmissor não têm conhecimento das condições de propagação do sinal no canal de comunicação.

Uma outra solução passa por garantir que o mesmo sinal transmitido percorre múltiplos caminhos diferentes, para que cada sinal ao viajar por um caminho diferente seja afectado pelos efeitos do desvanecimento de forma independente. Deste modo é garantido que a qualidade da comunicação é melhorada, ou mantida, desde que exista pelo menos um canal que apresente uma potência mais elevada relativamente aos outros, ou seja, um canal apresentará mais potência se sofrer menos com os efeitos do desvanecimento. Desta forma, combinando posteriormente todos os sinais recebidos no receptor de forma coerente, consegue-se atenuar os efeitos do desvanecimento. Esta técnica designa-se por diversidade.

Tarokh *et al.* em [20] define diversidade como sendo o conjunto de réplicas do sinal transmitido que sofrem diferentes atenuações pelo canal, mas que, no entanto, constituem um recurso importante de redundância para a recuperação do sinal transmitido no receptor. Basicamente, a técnica da diversidade explora os diferentes caminhos possíveis entre o transmissor e o receptor, tirando partido do facto de que estes caminhos sofrem diferentes efeitos de desvanecimento. Existem várias formas de implementar a diversidade em sistemas de comunicações sem fios, podendo-se

classificar a mesma em três tipos: diversidade temporal, diversidade em frequência e diversidade espacial.

A diversidade temporal caracteriza-se por serem transmitidos várias réplicas do sinal em instantes temporais diferentes, através de técnicas de codificação de canal e *time-interleaving*. As várias réplicas do sinal devem ser transmitidas em intervalos de tempo maiores do que o tempo de coerência do canal, para que cada sinal possua desvanecimentos independentes. Os sinais ao chegarem ao receptor em diferentes instantes fazem com que se obtenham várias réplicas do mesmo sinal transmitido, levando a uma redundância temporal. Em termos de codificação de canal, a diversidade temporal pode ser associada ao código de repetição, onde a mesma informação é transmitida em diferentes instantes temporais. Com este tipo de diversidade consegue-se uma eficiência espectral reduzida, reduzindo a capacidade do sistema devido à redundância intrínseca.

A diversidade na frequência explora o facto de que um sinal rádio transmitido em diferentes frequências apresenta características de multi-percurso diferentes. Com esta característica, consegue-se com várias réplicas do mesmo sinal transmitido em diferentes portadoras redundância do sinal, uma vez que se os sinais irão sofrer desvanecimentos independentes. Neste caso, para que a diversidade na frequência seja alcançada, é necessário que a frequência de cada portadora esteja espaçada de pelo menos a largura de banda de coerência do canal [17]. Analogamente ao caso da diversidade temporal, também a diversidade na frequência apresenta uma baixa eficiência espectral. Caso se pretenda manter a mesma capacidade do sistema para transmitir a mesma informação tem de se recorrer a um aumento da largura de banda.

O terceiro tipo de diversidade, a diversidade espacial, também designada de diversidade de antena, é o método mais eficiente e efectivo para combater os efeitos do desvanecimento multi-percurso [17, 20, 21]. Neste método são utilizadas várias antenas para transmissão e/ou recepção. Caso sejam utilizadas várias antenas para transmissão e apenas uma para recepção, sistema MISO, é explorada parcialmente a diversidade espacial, obtendo-se neste caso apenas diversidade de transmissão. Caso sejam utilizadas várias antenas na recepção e apenas uma antena para transmissão, sistema SIMO, também é explorada parcialmente a diversidade espacial, obtendo-se para este caso diversidade de recepção. Caso sejam utilizadas várias antenas tanto para

transmissão como para recepção, sistema MIMO, então tem-se uma exploração total do domínio espacial. Na diversidade espacial, são transmitidas várias réplicas do mesmo sinal pelas várias antenas, do mesmo modo que o sinal é recebido também por várias antenas. As antenas devem apresentar uma separação suficiente para que os sinais recebidos em cada uma sejam descorrelacionados entre si, e por conseguinte apresentem desvanecimentos independentes. Esta técnica apresenta como vantagem não afectar a eficiência espectral, uma vez que as réplicas do sinal são redundantes no domínio espacial.

A eficiência de todos os esquemas de diversidade aqui apresentados advêm do facto de no receptor estarem presentes várias réplicas independentes do mesmo sinal. Neste sentido, assume-se que a probabilidade de duas ou mais partes do sinal sofrerem de um desvanecimento mais acentuado é mais reduzida.

É possível classificar ainda mais dois subtipos de diversidade com base na diversidade espacial, já referidos anteriormente. Sistemas onde são utilizadas várias antenas para emissão e apenas uma antena para recepção obtêm diversidade espacial de transmissão. Sistemas que utilizam várias antenas na recepção e apenas uma antena na emissão obtêm diversidade espacial de recepção. Em ambos os casos apenas é possível explorar parcialmente o domínio espacial. Os sistemas MIMO exploram o domínio espacial totalmente.

Devem ainda ser considerados mais dois tipos específicos de diversidade espacial: diversidade de polarização e diversidade angular. Na diversidade de polarização os sinais são emitidos com polarização horizontal ou polarização vertical pelas antenas de emissão. Na recepção, da mesma forma, os sinais são recebidos por antenas polarizadas horizontalmente e verticalmente. Através desta técnica assegura-se que os sinais são descorrelacionados entre si, e com isto, deixa de ser necessário respeitar o espaçamento entre as antenas até aqui requerido. A diversidade angular é conseguida através da utilização de antenas directivas. Nesta técnica os sinais são transmitidos pelas antenas de emissão segundo diferentes ângulos, de modo a que no receptor sejam recebidos também em ângulos diferentes, fazendo com que os vários sinais sejam descorrelacionados entre si.

Considerando um sistema MIMO, assumindo que os  $M_T \times N_R$  caminhos entre as antenas de transmissão e recepção sofrem desvanecimentos independentes, de acordo

com [23], a ordem de diversidade máxima alcançável será de  $M_T \times N_R$ , e comparativamente a um sistema SISO o ganho alcançado será igualmente  $M_T \times N_R$ , ou seja, um sistema MIMO apresenta uma protecção contra o desvanecimento  $M_T \times N_R$  vezes maior que um sistema SISO.

## 2.5.1 Técnicas de combinação do sinal

Com a utilização da diversidade tem-se a presença de várias réplicas do sinal transmitido no receptor. Surge então a necessidade de combinar todos estes sinais com o objectivo de conseguir uma maior SNR no receptor, e consequentemente atingir uma menor taxa de erro após descodificação do sinal. Existem vários métodos de combinação de sinais no receptor, sendo os mais utilizados: combinação por selecção (SC), máxima razão (MRC) e igual ganho (EGC) [13, 17, 23].

A técnica de combinação por selecção é o método mais simples dos três métodos apresentados. Neste método é seleccionado o sinal que apresenta a melhor SNR num dado instante, no receptor, a cada intervalo de símbolo, isto é, será escolhido o sinal que maximize a SNR no receptor. A principal vantagem deste método é a sua simplicidade de implementação. Contudo, é necessário garantir, como já referido anteriormente, que os sinais apresentem fases diferentes ou então que o espaçamento entre as antenas seja tal que garanta que os sinais são descorrelacionados entre si. A auto-correlação entre dois sinais recebidos em duas antenas do mesmo agregado em função da distância que as separa é dada por:

$$\rho = J_0^2\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (2.32)$$

onde  $J_0()$  é a função de Bessel de primeira espécie de ordem zero,  $d$  é a distância desejada entre as antenas, e  $\lambda$  é o comprimento de onda. Este método deve ser aplicado apenas em sistemas que operem dentro do tempo de coerência, para que a fase dos sinais seja preservada tanto no espaço como no tempo. Neste sentido, a técnica SC é impraticável em sistemas que utilizem uma transmissão contínua, visto que seria necessário uma monitorização constante em cada canal de diversidade. Outra desvantagem é o facto de esta técnica não apresentar ganho de agregado, uma vez que

apenas é utilizada uma antena no processo, ou seja, consegue-se uma baixa eficiência uma vez que não são utilizados todos os sinais presentes no receptor [13].

Na técnica da máxima razão é atribuído um peso a cada sinal presente no receptor de acordo com a sua SNR, para um dado instante. Seguidamente é efectuado um alinhamento de fase entre os sinais sendo que o sinal recebido final será formado a partir da soma de todos os sinais, tendo em conta os pesos atribuídos. Desta forma obtém-se uma maximização da SNR o que leva a um melhor desempenho do sistema. A técnica MRC é também a que apresenta o ganho de diversidade mais elevado entre as três técnicas aqui discutidas, apresentando, conseqüentemente, melhores resultados. Porém, esta tem como desvantagem uma difícil implementação, devido ao próprio algoritmo de atribuição dos pesos aos vários sinais, assim como o facto de se ter de compensar a fase de cada um dos sinais para que a soma destes seja coerente.

Por fim, a técnica de igual ganho pode ser apontada como uma simplificação da técnica MRC, uma vez que esta também atribui pesos aos diferentes sinais presentes no receptor. A diferença é que na técnica EGC os pesos atribuídos são todos iguais. Com isto consegue-se, por um lado, uma implementação muito mais simplista comparativamente que a MRC, mas ao mesmo tempo perde-se a maximização da SNR do sistema. Este último facto faz com que esta técnica apresente um desempenho inferior à MRC, embora continue a apresentar um ganho de agregado, assim como ganho de diversidade de recepção, comparativamente à SC.

Na Figura 9 encontra-se um gráfico comparativo entre as diferentes técnicas aqui apresentadas, onde se verifica que a técnica MRC é a que apresenta melhor desempenho, seguida da EGC. A técnica SC é a que apresenta o pior desempenho.

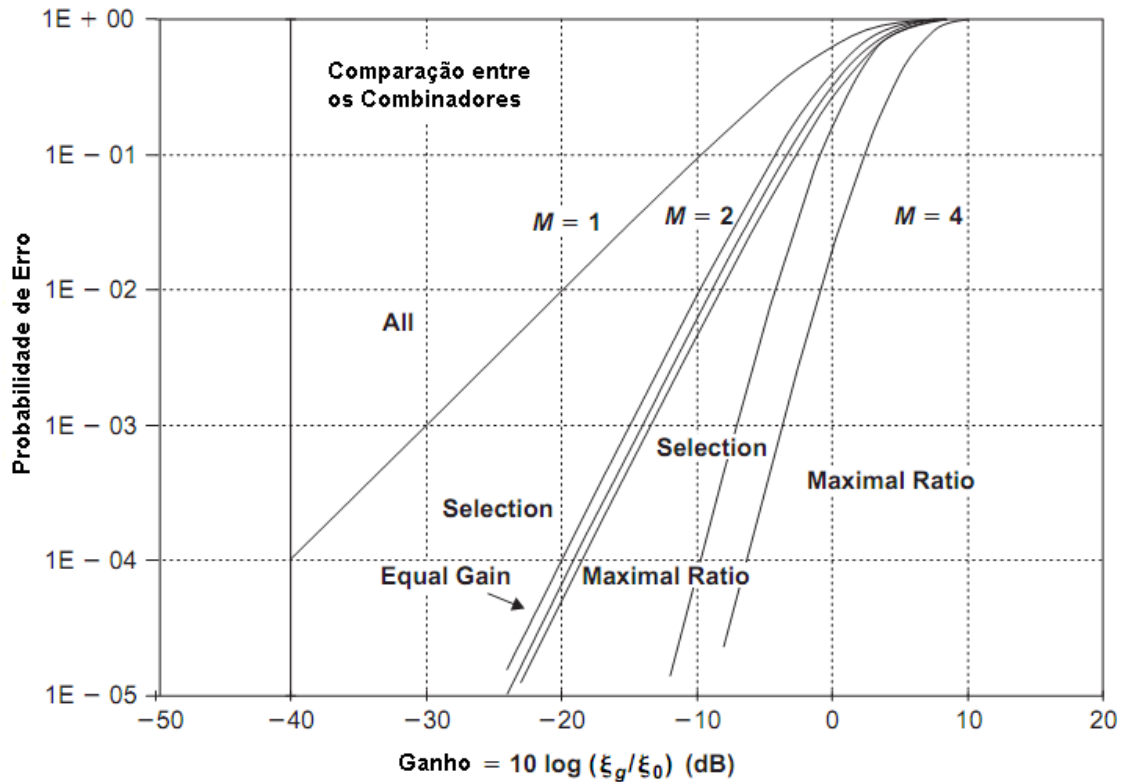


Figura 9 - Diferentes técnicas de combinação do sinal.  $M$  = número de ramos. Adaptado de [23].

## 2.6 Multiplexagem Espacial

Um dos tópicos mais relevantes e de interesse nos sistemas MIMO é a capacidade que estes sistemas apresentam em explorar a capacidade de canal, conseguindo aumentar a taxa de transmissão de informação do sistema sem recorrer qualquer aumento da largura de banda ou potência de transmissão. Através da técnica da multiplexagem espacial consegue-se um aumento de forma linear na capacidade de um sistema MIMO pelo número do par de antenas existentes entre a relação transmissão-recepção ou  $\min(M_T, N_R)$  [24], onde são criados  $m$  canais virtuais paralelos, ortogonais entre si, pelos quais a informação a ser transmitida é multiplexada. Comparativamente, considerando que um sistema MIMO é composto por  $m$  canais SISO, o sistema MIMO apresentará um ganho de capacidade  $m$  vezes superior ao sistema SISO. Uma desvantagem que a utilização desta técnica introduz é o aumento da complexidade no transmissor, e, conseqüentemente, no receptor. Esta complexidade surge devido à

maioria dos algoritmos de decodificação necessitarem que o número de antenas de recepção seja pelo menos igual ao número de antenas de transmissão [24]. Outra desvantagem apresentada pela técnica da multiplexagem espacial é que apenas é obtida uma diversidade de  $N_R$ , e não uma diversidade total de  $M_T \times N_R$ , aumentando assim a probabilidade de erro. Este aspecto deve-se ao compromisso existente entre o ganho de diversidade e o ganho de capacidade (multiplexagem), que será apresentado mais adiante.

O aumento da capacidade de um sistema MIMO é então resultante da aplicação da técnica da multiplexagem espacial, que divide a informação a ser transmitida por  $m$  canais virtuais paralelos. Na Figura 10 é ilustrado um esquema de multiplexagem espacial para a transmissão da informação  $S_i$ , num sistema MIMO 2x2.

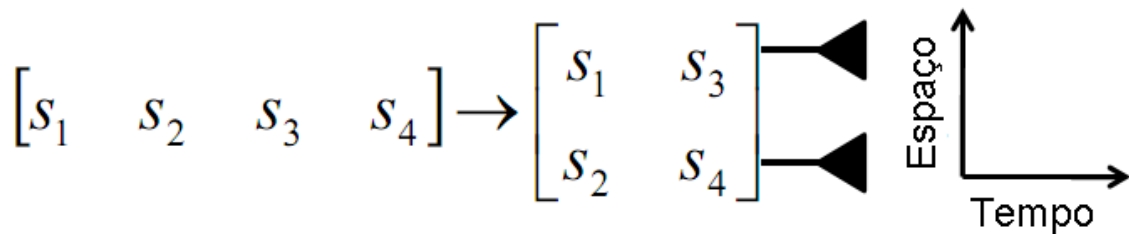


Figura 10 - Multiplexagem espacial num sistema MIMO 2x2. Adaptado de [25].

Para a aplicação da técnica da multiplexagem espacial, são então necessários esquemas de multiplexagem. A arquitectura mais conhecida é a Bell Labs Layered Space-Time (BLAST), proposta por Gerard J. Foschini em [26], onde vários símbolos de dados são transmitidos em paralelo na mesma frequência, através de diferentes antenas de transmissão. Do mesmo modo, através de várias antenas receptoras, os símbolos são separados e decodificados, recuperando-se assim os símbolos originais. Existem duas variantes principais da arquitectura BLAST: diagonal BLAST (D-BLAST) e vertical BLAST (V-BLAST).

A arquitectura D-BLAST é caracterizada por utilizar um número de antenas transmissoras igual ao número de antenas receptoras, onde o fluxo de dados é repartido em  $n$  fluxos, um por cada antena,  $n = M_T = N_R$ , onde cada fluxo apresenta a mesma taxa de informação. Cada antena de transmissão será apenas responsável por transmitir um fluxo. Cada fluxo de informação irá sofrer um deslocamento ao fim de  $\tau$  segundos, de modo a ser transmitido por outra antena, tal que, ao fim de  $n \times \tau$  segundos, esse fluxo de informação terá percorrido todas as antenas transmissoras. Com isto consegue-



se que cada fluxo de informação percorra todos os caminhos,  $M_T \times N_R$ , até ao receptor, garantindo desta forma que nenhum fluxo irá percorrer apenas o pior caminho durante a transmissão. Com este método consegue-se um aumento da capacidade do sistema de  $n$  vezes, visto que todos os  $n$  fluxos são transmitidos na mesma largura de banda. A Figura 11 ilustra o processo de transmissão na arquitectura D-BLAST.

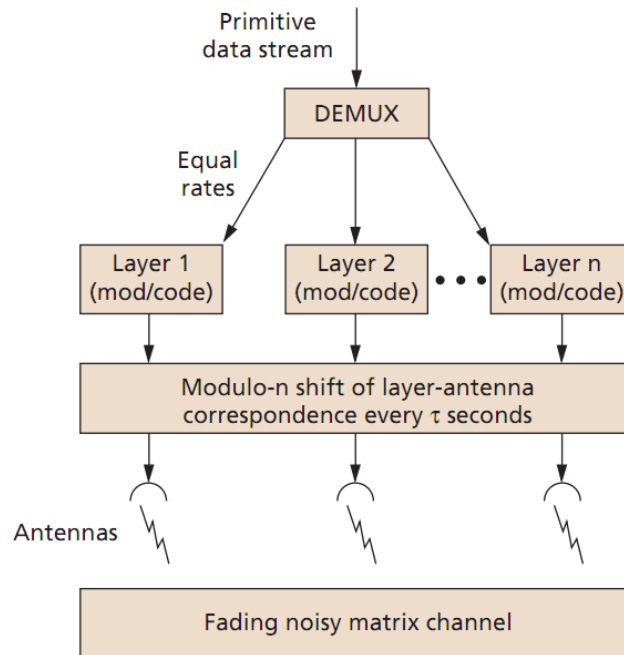


Figura 11 - Arquitectura D-BLAST [26].

Por forma a reduzir a complexidade de implementação da arquitectura D-BLAST surgiu a arquitectura V-BLAST, que resulta da modificação da arquitectura D-BLAST, apresentado uma implementação mais simples. De um modo semelhante, na arquitectura V-BLAST a informação a transmitir é igualmente decomposta em  $n$  fluxos, para que cada um deles seja também transmitido por uma antena transmissora. A diferença reside no facto de nesta arquitectura ser atribuído um determinado fluxo a uma determinada antena transmissora durante todo o tempo de transmissão, o que reduz substancialmente a complexidade de implementação desta arquitectura. Outra diferença a considerar é que o número de antenas transmissoras poderá diferir do número de antenas receptoras, contrariamente à arquitectura D-BLAST. O ganho de capacidade será igualmente  $n$  caso o número de antenas transmissoras seja igual ao numero de antenas receptoras,  $n = M_T = N_R$ . Caso o número de antenas seja diferente entre a

transmissão e recepção então o ganho de capacidade é limitado pelo mínimo de antenas de ambos os lados, ou seja,  $\min(M_T, N_R)$ .

Às antenas receptoras chegam as componentes de todos os sinais transmitidos pelas antenas transmissoras, como apresentado na equação (2.9). O receptor, tendo conhecimento da matriz do canal  $H$ , tem capacidade para detectar e distinguir cada símbolo transmitido, através da distinção dos vários canais virtuais criados pela técnica da multiplexagem espacial. Este processo de detecção assemelha-se à resolução de um sistema linear de equações. Existem vários tipos de detectores de sinais, detectores lineares e não lineares, apresentados em [26, 27, 28, 29], sendo realçados nesta dissertação quatro tipos: o método dos zeros forçados (ZF), o método da máxima verosimilhança (ML), o método do erro quadrático médio mínimo (MMSE), e o método de cancelamento de interferências (CI). A técnica ZF é um método linear que apresenta uma baixa complexidade de decodificação, que consiste em forçar a zero todas as interferências de outros símbolos a zero. O método ML, também designado de receptor MIMO óptimo, é uma técnica mais robusta e por conseguinte mais complexa. Neste método são comparadas todas as combinações possíveis dos símbolos com o símbolo observado num dado instante no receptor. A complexidade neste tipo de receptor aumenta exponencialmente com o tipo de constelação utilizado na codificação assim como com o número de antenas transmissoras utilizado. O método MMSE é também um método de detecção linear e de baixa complexidade de decodificação, onde os coeficientes utilizados na decisão são obtidos minimizando o erro quadrático médio entre o sinal transmitido e o sinal à saída do equalizador em cada sub-portadora. Por fim, o método CI apresenta uma boa relação de compromisso entre desempenho e complexidade, onde o seu funcionamento consiste basicamente em estimar a interferência de acesso múltiplo e depois subtrai-la ao sinal recebido.

## **2.7 Compromisso entre diversidade e multiplexagem espacial**

Como apresentado anteriormente, um sistema de comunicações sem fios equipado com múltiplas antenas consegue obter uma melhoria significativa no seu desempenho. Através da diversidade consegue-se combater os efeitos do desvanecimento, que tanto

afectam o canal rádio, quer seja através de técnicas de diversidade temporal e/ou diversidade na frequência e/ou diversidade espacial. Considerando o caso de um sistema MIMO, admitindo que os  $M_T \times N_R$  percursos entre o transmissor e receptor são estatisticamente independentes, consegue-se alcançar um ganho de diversidade de  $M_T \times N_R$  relativamente a um sistema SISO. De modo resumido, através das técnicas de diversidade consegue-se aumentar a fiabilidade de um sistema. Por outro lado, ao ser transmitida informação multiplexada por vários canais paralelos, criados entre as antenas emisoras e as antenas receptoras, consegue-se obter uma eficiência espectral muito mais elevada quando comparado com um sistema de comunicação SISO. Consegue-se então, através da técnica da multiplexagem espacial, obter um aumento da capacidade do sistema, sem ser necessário recorrer a outras técnicas adicionais, como o aumento de potência ou aumento da largura de banda.

Considerando o caso em que o canal de propagação é directivo, então os sinais transmitidos entre as antenas de emissão e as antenas de recepção têm uma forte correlação, sendo vantajoso utilizar a técnica de formatação de feixe para privilegiar uma dada direcção de propagação, e assim, reduzir a interferência causada por outros sinais. Neste cenário, entre as técnicas de diversidade, multiplexagem e formatação de feixe, a técnica de formatação de feixe é a que irá apresentar maiores ganhos adicionais. Considerando agora o caso em que o canal de um sistema MIMO é dispersivo, então, são considerados normalmente apenas os ganhos oferecidos pelas técnicas da diversidade e de multiplexagem espacial. Uma situação ideal seria conseguir-se maximizar tanto o ganho de diversidade como o ganho de capacidade (multiplexagem) neste sistema, porém existe um importante compromisso entre a maximização de ambas as técnicas, isto é, quando se pretende aumentar a taxa de transmissão do sistema e simultaneamente aumentar também a fiabilidade deste. Este compromisso entre ganho de diversidade e ganho de capacidade é tratado por Zheng e Tse em [30], onde é relacionado o ganho de diversidade, designado por  $d^*(r)$ , em função do ganho de multiplexagem, designado por  $r$ , onde  $r = 0, 1, \dots, \min(M_T, N_R)$  e  $d^*(r)$  não pode exceder o máximo ganho de diversidade,  $d^*(r) < (M_T \times N_R)$ . A relação entre  $d^*(r)$  e  $r$  é dada por:

$$d^*(r) = (M_T - r)(N_R - r) \quad (2.33)$$

onde  $d^*_{max} = M_T \times N_R$  e  $r_{max} = \min(M_T, N_R)$ .

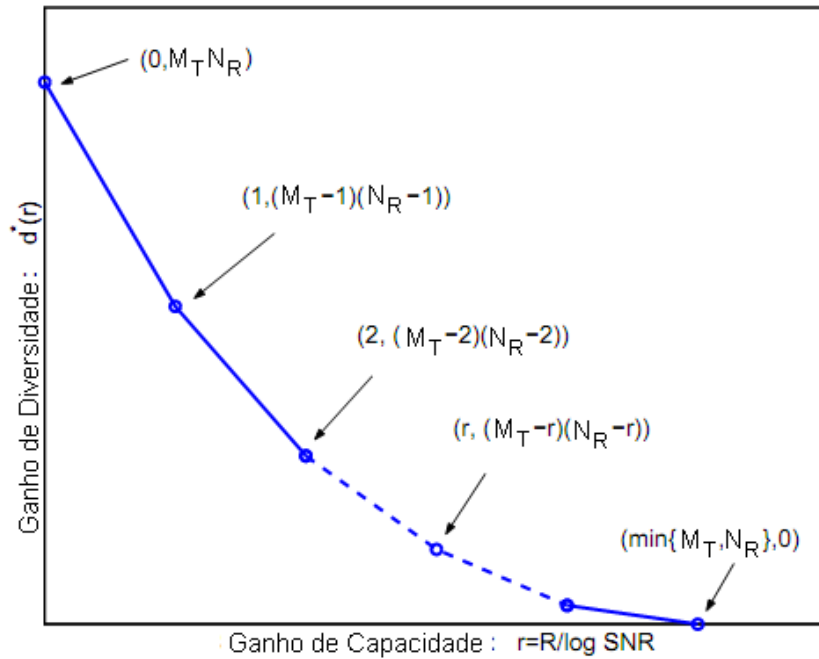


Figura 12 - Compromisso entre ganho de diversidade e ganho de capacidade. Adaptado de [30].

Pela Figura 12 conclui-se que para se aumentar um dos ganhos, diversidade ou capacidade, num sistema MIMO, necessariamente terá que se diminuir o outro. Considerando que  $r \rightarrow r_{max}$  então  $d^*(r) \rightarrow 0$ , ou seja, num extremo, para se obter um ganho de capacidade máximo,  $r = r_{max} = \min(M_T, N_R)$ , não se conseguirá obter ganho de diversidade, do mesmo modo que para se obter um ganho de diversidade máximo,  $d^*_{max} = M_T \times N_R$ , não se conseguirá obter ganho de capacidade.

Este compromisso é um ponto-chave a considerar em sistemas MIMO, devido à dualidade entre os ganhos de diversidade e multiplexagem espacial, uma vez que para aumentar um tem-se forçosamente que diminuir o outro. Num qualquer sistema MIMO, um aumento de capacidade será conseguido à custa da redução da fiabilidade, assim como o contrário, um aumento de fiabilidade será conseguido à custa de uma redução da capacidade.

## 2.8 Formatação de Feixe

Além das técnicas já apresentadas para melhorar o desempenho global de um sistema de comunicações sem fios, é ainda possível definir uma outra técnica, a formatação de feixe. Esta técnica irá fornecer um ganho em canais directivo, isto é, em canais que apresentem uma elevada correlação entre os vários sinais transmitidos pelas antenas emissoras, a utilização da técnica de formatação de feixe apresentará ganhos ao nível do canal de propagação. O objectivo desta técnica é orientar os diagramas de radiação das antenas (emissoras e receptoras) de modo a privilegiar determinados caminhos de propagação, reduzindo deste modo as interferências provenientes de outras direcções. Esta técnica tanto pode ser aplicada no emissor, no receptor, ou em ambos. O seu modo de funcionamento consiste em atribuir pesos aos vários sinais transmitidos e/ou recebidos, tendo em conta os coeficientes do canal, ou seja, tendo em conta o estado do canal face às condições de propagação. Os pesos são então atribuídos através uma escolha adequada dos coeficientes complexos que afectam a fase e amplitude dos sinais transmitidos e/ou recebidos. Deste modo, consegue-se direccionar o diagrama de radiação por forma a evitar os caminhos mais sensíveis, o que leva a uma melhoria na qualidade da ligação do sistema. O facto de ser dada preferência a uma determinada direcção de propagação faz com que as outras direcções, causadoras de interferência, sejam limitadas, criando-se nulos para essas mesmas direcções.

Privilegiar uma determinada direcção de interesse leva a que o desempenho desta técnica seja tanto maior quanto mais directivo o for o canal de propagação, por outras palavras, o desempenho do sistema será tanto maior quanto maior for a correlação entre os vários sinais das antenas de transmissão e recepção. Neste sentido, quanto mais directivo for o canal de propagação maior será o ganho conseguido através da técnica de formatação de feixe. Considerando o caso onde existe linha de vista entre o transmissor e o receptor, ou seja, uma ligação ponto-a-ponto, o ganho apresentado por esta técnica será máximo, sendo  $M_T \times N_R$ . Para o caso de um sistema MISO apenas se pode considerar ganho de formatação de feixe a nível do transmissor, e para o caso de um sistema SIMO apenas se pode considerar ganho de formatação de feixe a nível do receptor.

De notar que para esta técnica ser aplicada no transmissor, este terá de ter perfeito conhecimento das condições do canal, isto é, terá de conhecer a matriz  $H$  do canal. No caso do receptor este problema já não é posto em questão, uma vez que o receptor tem sempre conhecimento da matriz  $H$ .

## **3 Esquema de diversidade de transmissão de Alamouti**

---

---

Tipicamente, os esquemas de transmissão utilizados em sistemas MIMO podem ser divididos por duas categorias [15]: esquemas de maximização da eficiência espectral e esquemas de maximização de diversidade. O primeiro tipo tem como objectivo maximizar a taxa de transmissão de dados conseguida num dado sistema MIMO, resultando daí um aumento da capacidade, ou seja, tais esquemas permitem oferecer um ganho de capacidade ao sistema. O segundo tipo de esquemas foca-se na protecção do sistema contra possíveis erros causados pelo fenómeno do desvanecimento associado ao canal rádio, ruído e interferência. Com isto consegue-se, como já referido anteriormente, um ganho de diversidade.

### 3.1 Códigos espaço - temporais

Um dos pilares centrais de todo o sistema MIMO assenta sobre o processamento espaço – temporal (ET) dos sinais transmitidos/recebidos, onde o tempo, que é a dimensão natural dos sistemas de comunicações digitais, é complementado com a dimensão espacial, proveniente da utilização de múltiplas antenas por parte do sistema. Neste sentido, consegue-se obter um ganho de diversidade, assim como um ganho de codificação, e conseqüentemente uma melhor eficiência espectral, através da utilização de esquemas que efectuam a codificação dos sinais nas múltiplas antenas utilizadas no tempo e no espaço, introduzindo uma correlação entre os sinais transmitidos. Estes esquemas designam-se por códigos espaço – temporais (CET).

Neste tipo de códigos são gerados um conjunto de símbolos da mesma ordem de grandeza do número de antenas utilizadas para transmissão pelo sistema por codificadores espaço - temporais. Os símbolos gerados são depois transmitidos em simultâneo pelas diversas antenas transmissoras, um por cada antena. No receptor o sinal é descodificado, obtendo-se um ganho de diversidade, conseguindo-se deste modo um aumento da fiabilidade do sistema, pois é introduzida redundância na informação transmitida através da utilização de técnicas de diversidade temporal e espacial, como já referido. Na Figura 13 encontra-se ilustrado o diagrama de blocos de um codificador ET.

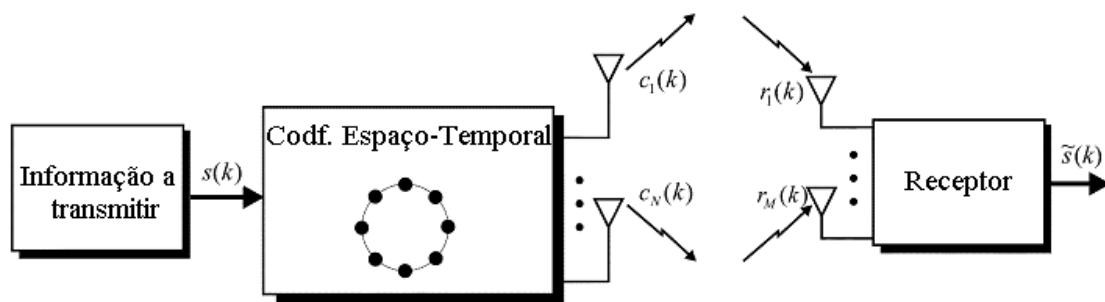


Figura 13 - Codificação Espaço – Temporal. Adaptado de [15].

A codificação ET consiste então na introdução de redundância nos símbolos transmitidos, por forma a que a informação codificada seja transmitida em diferentes antenas e em tempos de símbolo consecutivos, conseguindo-se assim, mais uma vez,



uma maior fiabilidade do sistema, tornando-o menos susceptível ao desvanecimento, ruído e interferência [17, 31].

Existem vários esquemas de codificação no ET:

- Codificação por Blocos no Espaço – Tempo (CBET), que permitem alcançar uma diversidade espacial de ordem máxima utilizando processamento linear e simples na descodificação;
- Codificação de *Trellis* no Espaço – Tempo (CTET), onde se obtém um maior ganho de diversidade à custa de uma maior complexidade pois as operações de codificação de canal, modelações e esquemas de transmissão e recepção de diversidade são efectuadas conjuntamente;
- Codificação de Turbo *Trellis* no Espaço – Tempo (CTTET), que utilizam técnicas de descodificação iterativas, à semelhança dos códigos turbo, obtendo-se ganhos elevados assim como também uma elevada complexidade;
- Codificação por Camadas no Espaço – Tempo (CCET), onde, ao contrário das anteriores, o objectivo não é combater o desvanecimento do canal mas sim melhorar o ganho de multiplexagem.

Nesta dissertação é explorado um caso específico das quatro técnicas de CET: CBET – esquema de diversidade de transmissão de Alamouti.

### **3.2 Codificação por Blocos no Espaço – Tempo**

Inicialmente, as primeiras tentativas para a obtenção de diversidade de transmissão eram baseadas nos esquemas de atraso de diversidade [17], onde, ao invés de se transmitir o mesmo símbolo simultaneamente pelas várias antenas de transmissão, os símbolos eram transmitidos pelas antenas transmissoras separados por um atraso, ou seja, o símbolo é transmitido primeiramente por uma antena e posteriormente é transmitida uma cópia desse símbolo por uma outra antena, separados de um intervalo de tempo. Considerando que os canais existentes entre transmissor e receptor sofrem desvanecimentos independentes, na recepção, ao utilizar um detector adequado, conseguem-se obter ganhos de diversidade de ordem  $M_T$ . Este tipo de esquema permite então alcançar uma

ordem máxima de diversidade de transmissão, contudo, o mesmo introduz interferência entre os símbolos transmitidos, assim como requer detectores de sinal mais complexos no receptor [31]. No sentido de contornar estes problemas, é proposto em [19] um novo esquema de transmissão, que para além de apresentar uma ordem máxima de diversidade de transmissão, utiliza um esquema simples para decodificação, recorrendo apenas a processamento linear.

### 3.2.1 Codificação de Alamouti

Proposto por S.M. Alamouti em [19], este esquema de codificação consegue obter um ganho de diversidade de transmissão de ordem máxima,  $M_T$ , através de processamento linear e decodificação simples. É inicialmente apresentado um esquema para um sistema MISO, conforme ilustrado na Figura 15. Este esquema pode ser dividido em três partes distintas: codificação e transmissão da informação, combinação dos sinais no receptor e decisão para detecção dos símbolos. Primeiramente são codificados dois símbolos de dados,  $s_0$  e  $s_1$ , nos domínios do espaço e tempo, sendo posteriormente transmitidos, um por cada antena de transmissão, num dado instante  $t$ , isto é, a antena 0 transmite o símbolo  $s_0$  e a antena 1 o símbolo  $s_1$ . No segundo período de símbolo,  $T$ , são novamente transmitidos mais dois símbolos,  $-s_1^*$ , pela antena 0, e  $s_0^*$ , pela antena 1, onde  $*$  representa o conjugado de um número complexo. A relação entre as antenas de transmissão e os instantes de transmissão são dadas pela seguinte matriz:

$$S = \begin{bmatrix} s_0 & -s_1^* \\ s_1 & s_0^* \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

onde a primeira coluna corresponde ao instante de transmissão  $t$ , a segunda coluna ao instante de transmissão  $t + T$ , e a primeira linha corresponde aos símbolos transmitidos pela antena 0, e a segunda linha aos símbolos transmitidos pela antena 1.

Deste modo é efectuada codificação tanto no espaço como no tempo. O diagrama de blocos de transmissão do esquema de Alamouti é apresentado na Figura 14, onde os bits de informação são primeiramente modulados e depois codificados no espaço e no tempo. Por fim são então transmitidos pelas antenas de transmissão. Um aspecto

importante na codificação CET no esquema de Alamouti é o facto das sequências de símbolos transmitidas por cada antena serem ortogonais entre si [17, 31].

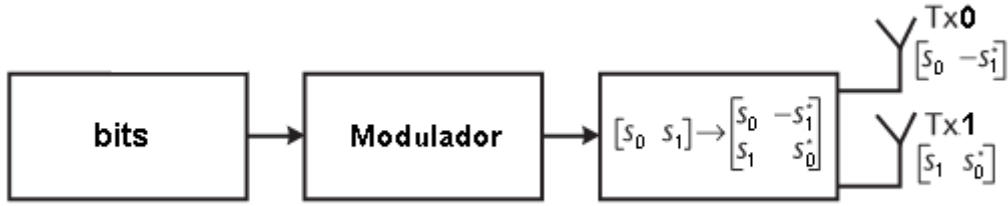


Figura 14 - Diagrama de blocos do codificador de Alamouti. Adaptado de [17].

Perante este esquema de codificação é necessário que o receptor conheça a matriz do canal. Considerando  $h_0(t)$  e  $h_1(t)$ , respectivamente, os coeficientes do canal referentes à transmissão entre as antenas de transmissão, 0 e 1, e a antena receptora, então o sinal recebido nos instantes  $t$  e  $t + T$  é dado por:

$$r_0(t) = h_0(t)s_0 + h_1(t)s_1 + n(t) \quad (3.2)$$

$$r_1(t) = -h_0(t+T)s_1^* + h_1(t+T)s_0^* + n(t+T)$$

onde  $n(t)$  representa o ruído AWGN.

Assumindo que o canal é estacionário, o desvanecimento do canal é constante, durante os dois símbolos consecutivos, e por isso, tem-se que:

$$h_0(t) = h_0(t+T) = h_0 = |h_0|e^{j\theta_0} \quad (3.3)$$

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = |h_1|e^{j\theta_1}$$

onde  $|h_0|$  e  $|h_1|$  corresponde respectivamente ao ganho de amplitude do canal  $h_0$  e  $h_1$  e  $\theta_0$  e  $\theta_1$  corresponde à fase do respectivo canal. Neste sentido, as equações de (3.2) podem ser rescritas de uma forma mais compacta como:

$$r_0 = h_0s_0 + h_1s_1 + n_0 \quad (3.4)$$

$$r_1 = -h_0s_1^* + h_1s_0^* + n_1$$

onde  $r_0$  e  $n_0$  correspondem ao sinal recebido e ruído AWGN no instante  $t$ , e  $r_1$  e  $n_1$  correspondem ao sinal recebido e ruído AWGN no instante  $t + T$ . O diagrama de blocos do receptor encontra-se ilustrado na Figura 15.

A segunda parte do esquema de Alamouti consiste na estimativa dos símbolos à saída do bloco de combinação, sendo estes dados por [19]:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^*\end{aligned}\tag{3.5}$$

Substituindo (3.4) em (3.5), obtém-se:

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= (|h_0|^2 + |h_1|^2)s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= (|h_0|^2 + |h_1|^2)s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0\end{aligned}\tag{3.6}$$

As equações de (3.6) são posteriormente enviadas para o detector de máxima verosimilhança (ver Figura 15), terceira parte do esquema de Alamouti, onde a detecção de cada símbolo,  $\tilde{s}_j$ , com  $j = 0,1$ , é efectuada da seguinte forma:

Escolher  $s_i$  se:

$$\begin{aligned}(|h_0|^2 + |h_1|^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_j, s_i) &\leq (|h_0|^2 + |h_1|^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_j, s_k), \\ \forall i \neq k\end{aligned}\tag{3.7}$$

onde  $d^2(x, y)$  corresponde à distância Euclideana quadrada entre dois símbolos,  $x$  e  $y$ , e é dada por:

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*)\tag{3.8}$$

Para sinais com constelações de igual energia, como PSK (*Phase Shift Keying*), a equação (3.7) pode ser simplificada para:

$$d^2(\tilde{s}_j, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_j, s_k), \quad \forall i \neq k\tag{3.9}$$

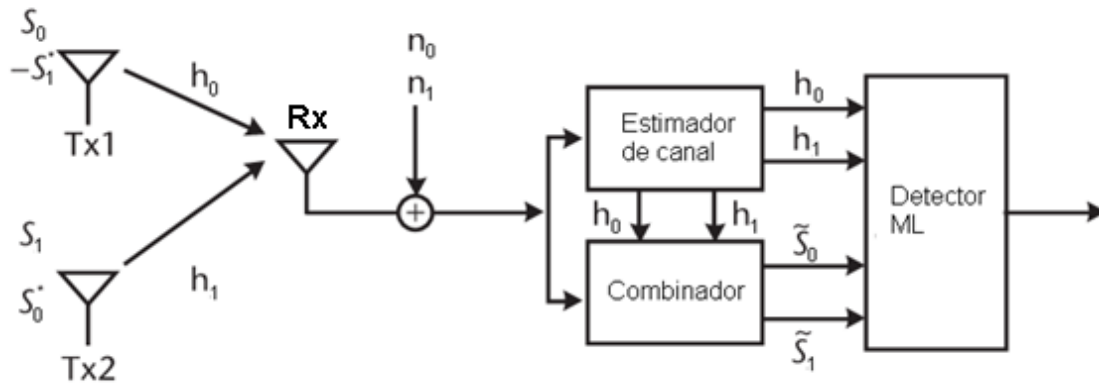


Figura 15 - Diagrama de blocos do receptor de Alamouti 2x1.

### 3.2.2 Generalização da codificação de Alamouti para N receptores

O esquema de Alamouti pode facilmente ser generalizado para o caso de duas antenas de transmissão e N antenas de recepção, alcançando-se deste modo um ganho de diversidade de  $2xN$ . Para o caso se  $N = 2$ , o esquema de Alamouti é ilustrado pela Figura 16.

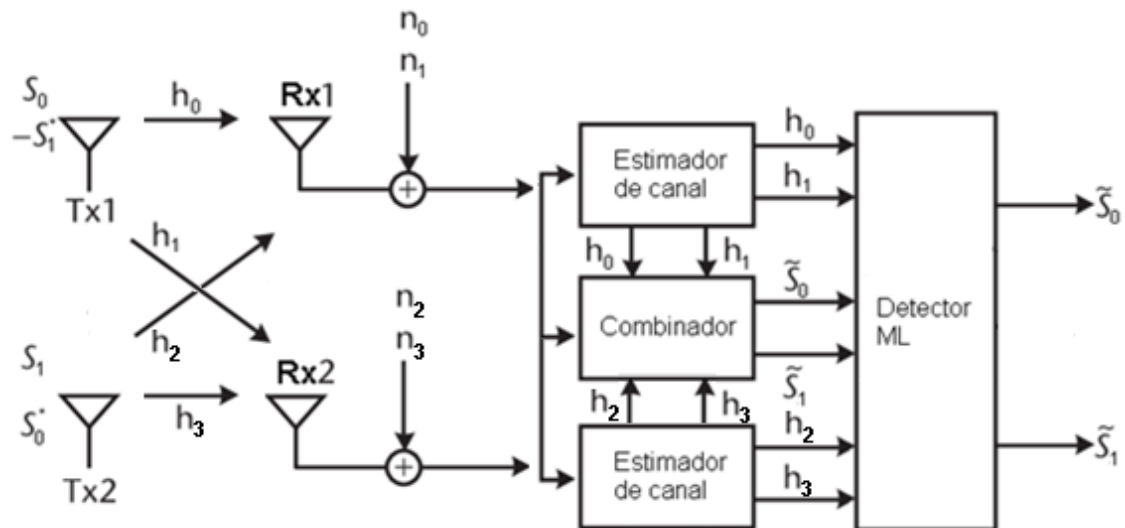


Figura 16 - Esquema de diversidade de transmissão de Alamouti 2x2.

Seguindo o mesmo princípio que anterior, são definidas na Tabela 1 e Tabela 2 as relações existentes entre os canais definidos entre transmissor e receptor, assim como os sinais recebidos e respectivos instantes.

Tabela 1 - Definições dos canais entre as antenas de transmissão e recepção.

	Antena Rx 0	Antena Rx 1
Antena Tx 0	$h_0$	$h_2$
Antena Tx 1	$h_1$	$h_3$

Tabela 2 - Sinais recebidos nas duas antenas de recepção.

	Antena Rx 0	Antena Rx 1
t	$r_0$	$r_2$
t+T	$r_1$	$r_3$

Pelas equações de (3.4), os sinais recebidos no novo esquema de Alamouti são dados por:

$$\begin{aligned}
 r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\
 r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\
 r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
 r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

A estimativa dos símbolos à saída do bloco de combinação é dada por:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^*
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Substituindo as equações de (3.10) em (3.11), tem-se:

$$\begin{aligned}
 \tilde{s}_0 &= (|h_0|^2 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\
 \tilde{s}_1 &= (|h_0|^2 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Do mesmo modo, a detecção de cada símbolo,  $s_0$  e  $s_1$ , é dada de forma semelhante à equação (3.7):

$$\begin{aligned} & (|h_0|^2 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_j, s_i) \\ & \leq (|h_0|^2 + |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_j, s_k), \quad (3.13) \\ & \forall i \neq k \end{aligned}$$

Sendo a equação (3.9) igualmente válida para sinais com constelações de igual energia.

É importante referir que em ambos os casos, esquema de Alamouti para as configurações 2x1 e 2x2, é assumido que o receptor tem o perfeito conhecimento das condições de propagação do canal de transmissão.

O esquema de codificação de Alamouti consegue alcançar uma ordem de diversidade de transmissão máxima sem o conhecimento das condições de propagação do canal, matriz  $H$ , por parte do transmissor, assim como apresenta um processamento linear e uma decodificação simples. O detector de máxima verosimilhança apresenta também um ganho de diversidade no receptor de  $N_R$ . De um ponto de vista global, o sistema apresenta um ganho de diversidade de  $2xN_R$ . Este facto é alcançado devido ao princípio da ortogonalidade aplicado aos símbolos transmitidos, que faz com que o receptor receba dois fluxos de dados ortogonais. Devido a este ponto fundamental, o esquema de Alamouti foi generalizado para um número  $M_T$  de antenas de transmissão. Estes novos esquemas, conhecidos como Codificação de Tarokh, conseguem alcançar ganhos de diversidade de ordem  $M_T N_R$ , mantendo a simplicidade e uma baixa complexidade na recepção, com base em processamento linear de sinais. Estes esquemas encontram-se apresentados em [17, 31].

### 3.3 Modulação

De modo a ser fisicamente possível transmitir quaisquer bits de dados de informação sob a forma de um sinal rádio, é necessário efectuar primeiramente a sua modulação, ou seja, decidir como efectuar a adaptação do sinal a transmitir ao ambiente de propagação. A Figura 17 ilustra um sistema de comunicação digital genérico, onde são representadas

as etapas necessárias para a transmissão de informação entre um emissor e um receptor, i.e., codificação do sinal original, modulação, transmissão, desmodulação e, por fim, decodificação e recuperação da informação.

Entre outros aspectos, a modulação tem como objectivos contribuir para uma melhor qualidade da comunicação através de [32]:

- Deslocamento do espectro do sinal a transmitir para uma banda de frequências mais apropriada ou disponível;
- Produzir um sinal modulado com um espectro mais estreito (ou mais largo) que o sinal original (eficiência espectral);
- Tornar o sistema de transmissão mais robusto relativamente a algum tipo de ruído e/ou interferência; adaptar a sensibilidade do receptor às características do canal.

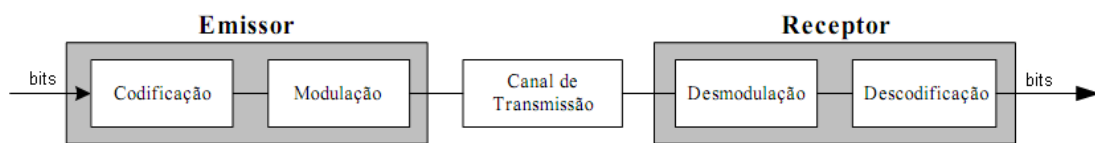


Figura 17 - Sistema de comunicação genérico. Adaptado de [38].

Os diferentes tipos de modulação existentes são definidos de acordo com a natureza dos sinais. Na Tabela 3 encontram-se apresentados os principais tipos de modulações existentes. Nesta dissertação serão abordadas as modulações BPSK (*Binary Phase Shift Keying*), QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying* ou *Quadrature Phase Shift Keying*) e 16 QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).

Tabela 3 - Principais tipos de modulações existentes (adaptado de [33]).

Modulação	Informação	Portadora	Exemplos
Analógica	Analógica	Analógica	AM,FM,PM,QAM
Digital	Digital	Analógica	ASK,FSK,PSK,QAM
Pulso	Analógica	Digital	PAM,PWM,PPM



### 3.3.1 Modulação PSK

Na modulação em fase, ou PSK (*Phase Shift Keying*), existe uma alteração discreta da fase da portadora conforme o sinal modulado. Esta alteração de fase corresponde a  $\frac{2\pi}{M}$ , onde  $M$  corresponde ao número de níveis do sinal digital. Neste tipo de modulação o sinal codificado é constituído por sinusóides com a mesma amplitude e frequência, sendo a informação enviada através da fase. Podem-se distinguir dois subtipos da modulação PSK, o BPSK e o QPSK.

#### 3.3.1.1 Modulação BPSK

Na modulação BPSK, modulação por sinal binário, o sinal codificado varia entre um valor positivo e um valor negativo, que corresponde, respectivamente, aos níveis lógicos '1' e '0', i.e., existem dois níveis para o sinal digital que apresentam uma alteração de fase de  $\pi$  (180°). Os símbolos da modulação BPSK são dados por:

$$\begin{cases} s_1(t) = A\cos(2\pi f_c t), & \text{Para o nível lógico '1'} \\ s_2(t) = -A\cos(2\pi f_c t), & \text{Para o nível lógico '0'} \end{cases} \quad (3.14)$$

onde  $A$  corresponde a uma constante (amplitude) e  $f_c$  é a frequência da portadora.

Na Figura 18 encontra-se ilustrado um exemplo de uma constelação BPSK, onde se verifica que cada símbolo é composto por 1 bit de informação, uma vez que sendo uma modulação composta por dois níveis, basta 1 bit para codificar a informação.

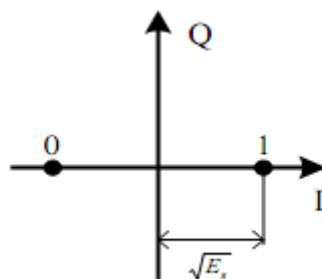


Figura 18 - Constelação BPSK.

Como exemplo, considere-se a sequência 0101001 cuja modulação BPSK se encontra ilustrada pela Figura 19.

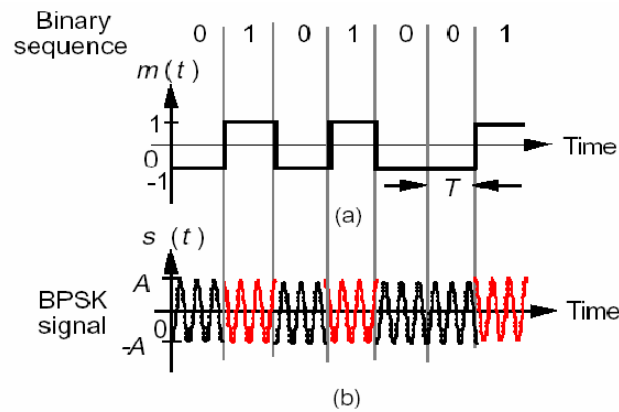


Figura 19 - Codificação BPSK. (a) - Sequência binária; (b) - Sinal BPSK. Adaptado de [5].

### 3.3.1.2 Modulação QPSK

Por forma a generalizar a apresentação da modulação QPSK, é definida a modulação  $M$ -PSK ( $M$ -*área Phase Shift Keying*), onde  $M$  corresponde ao número de níveis utilizados. Considere-se que as fases correspondentes a cada um dos símbolos  $k$  são dadas por:

$$\theta_k = \frac{2\pi}{M}k, \quad k = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (3.15)$$

e o símbolo correspondente é dado por:

$$\begin{aligned} s(t) &= A \cos(2\pi f_c t + \theta_k + \alpha) \\ &= A \cos(\theta_k) \cos(2\pi f_c t + \alpha) - A \sin(\theta_k) \sin(2\pi f_c t + \alpha) \end{aligned} \quad (3.16)$$

onde o valor de  $\alpha$  corresponde ao ângulo de rotação igual para todos os símbolos (fase inicial).

Na Figura 20 são ilustradas várias constelações  $M$ -PSK. No caso da modulação QPSK, verifica-se que cada símbolo é composto por dois bits de informação, ou seja, sendo uma modulação de quatro níveis, bastam dois bits para efectuar a codificação.

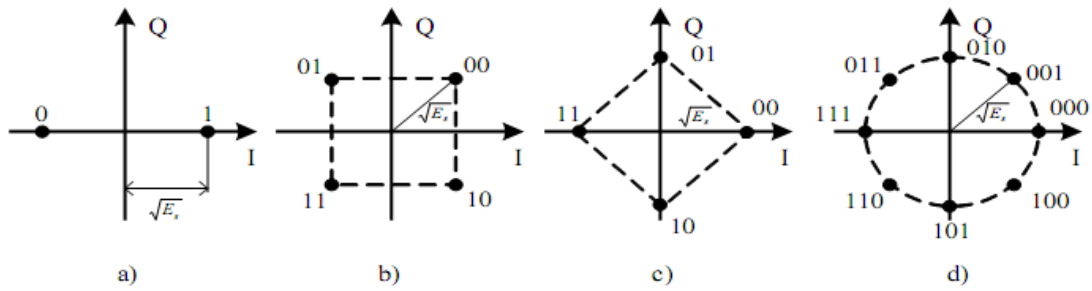


Figura 20 - Constelações M-PSK: a) BPSK; b) QPSK; c) QPSK; d) 8-PSK.

A disposição dos símbolos na constelação depende do número de símbolos, assim como da fase de cada um, de acordo com a equação (3.16). De notar ainda que, nos casos apresentados na Figura 20, a modulação é invariante da rotação da respectiva constelação, ou seja, a rotação não altera a energia de símbolo (todos os símbolos estão sobre a mesma circunferência) nem o tempo de símbolo.

Como exemplo, considere-se a sequência 00 11 10 11 cuja modulação QPSK se encontra ilustrada pela Figura 21,

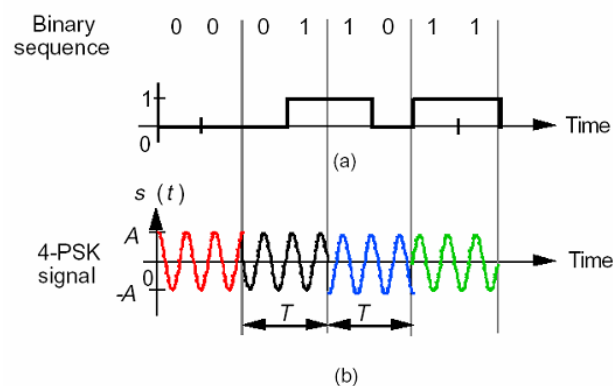


Figura 21 - Constelação QPSK. (a) - Sequência binária; (b) - Sinal QPSK. Adaptado de [32].

### 3.3.2 Modulação QAM

A modulação QAM resulta da combinação entre a modulação PSK, onde a informação digital é transmitida através da variação de fase da portadora analógica, e a modulação ASK (*Amplitude Shift Keying*), onde a informação digital é transmitida através da variação de amplitude da portadora analógica. Deste modo, na modulação QAM, tanto a

fase como a amplitude da portadora variam de acordo com a informação digital a ser transmitida. O QAM apresenta-se como uma modulação idêntica à modulação M-PSK, mas deixa de se impor a restrição de os símbolos terem todos a mesma energia. Para se obter uma modulação eficiente é importante distribuir os pontos da constelação de uma maneira adequada. A constelação QAM é uma constelação rectangular, a qual apresenta uma boa relação entre a energia média de símbolo e a complexidade de formação da constelação [34].

Genericamente, a lei de formação de símbolos de uma constelação QAM quadrada é dada por [34]:

$$s_i(t) = A_i(t) * \cos[\omega t + \phi_i(t) + \alpha] \quad (3.17)$$

onde  $i = 1, 2, 3 \dots, M$  sendo  $M$  o número total de símbolos da constelação e  $0 \leq t \leq T$ , onde  $T$  corresponde ao tempo de duração de cada símbolo. A Figura 22 representa um plano cartesiano da constelação QAM, baseado em dois sinais ortogonais.

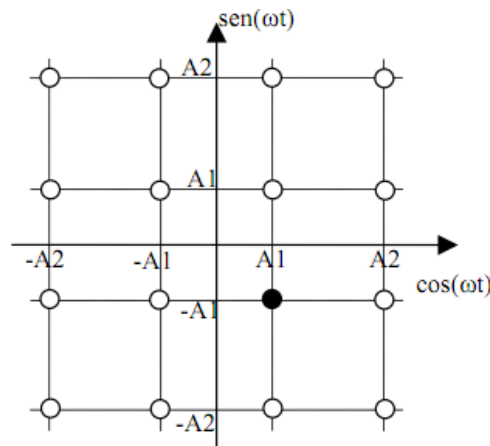


Figura 22 -Exemplo de uma constelação QAM rectangular. Adaptado de [34].

De acordo com a constelação apresentada, de forma a representar qualquer símbolo no domínio temporal, pode-se reescrever a equação (3.17) na seguinte forma:

$$s_i(t) = A_i * \cos(\omega t + \alpha) + A_j * \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.18)$$

onde  $i = 1, 2, 3 \dots, A_{i_{MAX}}$ , sendo  $A_{i_{MAX}}$  a maior amplitude permitida no eixo dos XX, e  $j = 1, 2, 3 \dots, A_{j_{MAX}}$ , sendo  $A_{j_{MAX}}$  a maior amplitude permitida no eixo dos YY. Resumidamente, o conjunto de K bits correspondentes ao símbolo são mapeados em duas tensões,  $A_i$  e  $A_j$ , que correspondem às tensões a multiplicar pelos versores dados

pela equação (3.18). Esta constelação, com forma quadrada, só é válida para um número par de bits.

Num sistema 16-QAM, cada símbolo da constelação é formado a partir de quatro bits de informação [34]. Na Figura 23 encontra-se ilustrada uma constelação de 16-QAM, onde é assumido que a distância entre dois símbolos adjacentes é de 2.

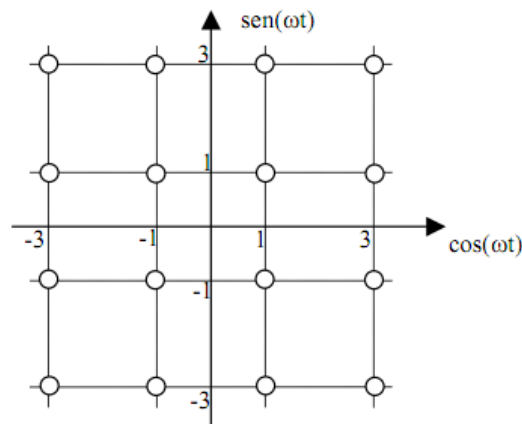


Figura 23 - Constelação 16-QAM. Adaptado de [34].

Uma vez atribuída a posição dos pontos na constelação, estes devem ser mapeados de modo a que a combinação de quatro bits represente um e somente um símbolo. O código mais utilizado para este tipo de mapeamento é o código de Gray [34], onde apenas um bit muda entre símbolos adjacentes, minimizando deste modo a probabilidade de erros no sistema. A Figura 24 ilustra a constelação 16-QAM mapeada com o código de Gray.

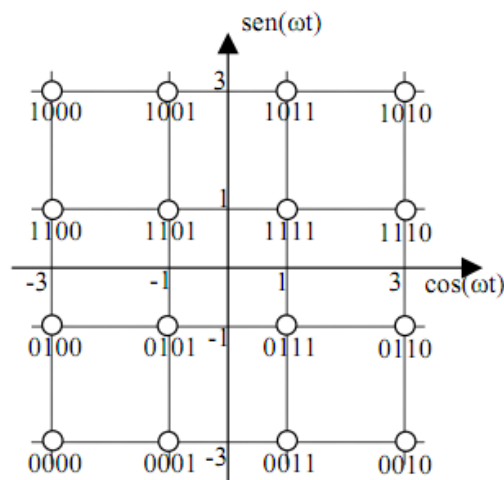


Figura 24 - Constelação 16-QAM mapeada com o código de Gray. Adaptado de [34].

De notar que os dois bits mais significativos definem a amplitude no eixo dos YY (quadratura) e que os dois bits menos significativos definem a amplitude no eixo dos XX (fase). Verifica-se ainda que neste caso são utilizados 4 bits de informação para a representação de um símbolo.

### 3.4 Implementação da codificação de Alamouti em MatLab

Por modo a validar o esquema de diversidade de transmissão de Alamouti, foi desenvolvida numa primeira fase uma simulação em MatLab, onde o objectivo é observar o comportamento deste esquema de codificação para um número variado antenas receptoras, 1,2,4 e 6, assim como para modulações com níveis diferentes, BPSK, QPSK e 16-QAM.

#### 3.4.1 Configuração 1x1

O caso mais simples em termos de intervenientes num sistema de comunicações é aquele em que existe apenas um transmissor e um receptor. Considere-se então que se pretende transmitir um símbolo de dados,  $s_0$ , já modulado, entre o emissor e receptor, sobre um dado canal,  $h$ . Tem-se então que o sinal presente na antena receptora é dado por:

$$r = s_0 \cdot h + n \quad (3.19)$$

onde  $n$  representa a componente de ruído e interferência presente no receptor. No receptor é posteriormente efectuada a estimativa do sinal recebido, dada por:

$$\tilde{s}_0 = h^* \cdot r \quad (3.20)$$

onde  $h^*$  corresponde ao complexo conjugado do canal  $h$ . De modo a recuperar a informação inicial é aplicada a desmodulação apropriada ao símbolo  $\tilde{s}_0$ . Esta

configuração tem como objectivo servir como termo de comparação em relação às configurações em seguida apresentadas.

### 3.4.2 Configuração 1x2

Considere-se agora o caso onde existem dois receptores e um só transmissor. Neste sistema é introduzido o conceito de dimensão espacial, onde o espaço pode ser explorado parcialmente. De modo semelhante ao caso 1x1, considere-se que se pretende transmitir um símbolo de dados,  $s_0$ , já modulado, entre o emissor e os dois receptores, sobre os canais  $h_0$  e  $h_1$ . Tem-se então que o sinal presente no receptor 0 e no receptor 1 é dado respectivamente por:

$$\begin{aligned}r_0 &= h_0 \cdot s_0 + n_0 \\r_1 &= h_1 \cdot s_0 + n_1\end{aligned}\tag{3.21}$$

onde  $n_0$  e  $n_1$  representam a componente de ruído e interferência presente nos respectivos receptores. A estimativa do sinal recebido, por ambos os receptores, é calculada segundo a técnica de combinação MRC, e é dada por:

$$\tilde{s}_0 = h_0^* \cdot r_0 + h_1^* \cdot r_1\tag{3.22}$$

Substituindo as equações de (3.21) em (3.22) tem-se que:

$$\tilde{s}_0 = h_0^*(h_0 \cdot s_0 + n_0) + h_1^*(h_1 \cdot s_0 + n_1) = (|h_0|^2 + |h_1|^2)s_0 + h_0^*n_0 + h_1^*n_1\tag{3.23}$$

De igual modo, para recuperar a informação inicial é aplicada a desmodulação apropriada ao símbolo  $\tilde{s}_0$ . Esta configuração de antenas juntamente com a utilização da técnica MRC é usualmente designada como 1x2 MRC.

### 3.4.3 Configuração 2x1

Um aspecto importante para o caso onde existem dois transmissores para apenas um receptor é o facto de ser necessário efectuar a normalização da potência de transmissão. Isto significa que a potência a transmitir será igualmente dividida pelas duas antenas de transmissão, ou seja, normalização da potência a 1. Para tal, de modo a normalizar os símbolos a transmitir (normalização do vector),  $s_0$  e  $s_1$ , multiplica-se pela constante  $1/\sqrt{2}$ .

Este caso de transmissão corresponde ao esquema de diversidade de transmissão de Alamouti 2x1, ilustrado pela Figura 15. Os símbolos recebidos pela antena receptora, e a estimativa destes são dadas respectivamente pelas equações em (3.4) e a sua estimativa é dada pelas equações em (3.6). Igualmente, após estimados os símbolos é aplicada a desmodulação apropriada de modo a obter a informação inicial. O processo de desmodulação aplicado é explicado mais adiante, no capítulo 4.

### 3.4.4 Configuração 2xN

O esquema de Alamouti pode também ser generalizado para o caso de duas antenas de transmissão e N antenas de recepção, através de um processo linear. Comparando as equações em (3.4) com as equações em (3.10) é possível criar uma relação que descreva os sinais recebidos nos diferentes receptores. Como tal, considere-se as equações:

$$r_i = h_i \cdot s_0 + h_{i+1} \cdot s_1 + n_i \tag{3.24}$$

$$r_{i+1} = -h_i \cdot s_1^* + h_{i+1} \cdot s_0^* + n_{i+1}$$

com  $i = 0, 1, \dots, 2N_R - 1$ . Deste modo consegue-se descrever os sinais recebidos em todas as antenas de recepção. Como exemplo, considere-se uma configuração 2x4, duas antenas de transmissão e quatro antenas de recepção. Tem-se que, para cada antena receptora, respectivamente, o sinal recebido é dado por:



$$\begin{aligned}
r_0 &= h_0 \cdot s_0 + h_1 \cdot s_1 + n_0 \\
r_1 &= -h_0 \cdot s_1^* + h_1 \cdot s_0^* + n_1 \\
r_2 &= h_2 \cdot s_0 + h_3 \cdot s_1 + n_2 \\
r_3 &= -h_2 \cdot s_1^* + h_3 \cdot s_0^* + n_3 \\
r_4 &= h_4 \cdot s_0 + h_5 \cdot s_1 + n_4 \\
r_5 &= -h_4 \cdot s_1^* + h_5 \cdot s_0^* + n_5 \\
r_6 &= h_6 \cdot s_0 + h_7 \cdot s_1 + n_6 \\
r_7 &= -h_6 \cdot s_1^* + h_7 \cdot s_0^* + n_7
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Do mesmo modo, para a estimação dos símbolos, comparando as equações em (3.5) com as equações em (3.11), pode-se escrever:

$$\begin{aligned}
\tilde{s}_0 &= h_0^* \cdot r_0 + h_1 \cdot r_1^* + h_2^* \cdot r_2 + h_3 \cdot r_3^* + \dots + h_i^* \cdot r_i + h_{i+1} \cdot r_{i+1}^* \\
\tilde{s}_1 &= h_1^* \cdot r_0 - h_0 \cdot r_1^* + h_3^* \cdot r_2 - h_2 \cdot r_3^* + \dots + h_{i+1}^* \cdot r_i - h_i \cdot r_{i+1}^*
\end{aligned} \tag{3.26}$$

com  $i = 2N_R - 1$ . Tomando como exemplo o caso anterior, 2x4, tem-se que a estimativa dos símbolos é dada por:

$$\begin{aligned}
\tilde{s}_0 &= h_0^* \cdot r_0 + h_1 \cdot r_1^* + h_2^* \cdot r_2 + h_3 \cdot r_3^* + h_4^* \cdot r_4 + h_5 \cdot r_5^* + h_6^* \cdot r_6 + h_7 \cdot r_7^* \\
\tilde{s}_1 &= h_1^* \cdot r_0 - h_0 \cdot r_1^* + h_3^* \cdot r_2 - h_2 \cdot r_3^* + h_5^* \cdot r_4 - h_4 \cdot r_5^* + h_7^* \cdot r_6 - h_6 \cdot r_7^*
\end{aligned} \tag{3.27}$$

Por fim, aos símbolos estimados é aplicada a desmodulação apropriada.

### 3.4.5 Resultados

As Figura 25, 26 e 27 ilustram os resultados obtidos para várias configurações de antenas (2x1, 2x2, 2x4 e 2x6), para a codificação de Alamouti. Foram considerados  $10^6$  bits de informação e as modulações BPSK, QPSK e 16-QAM. Outro aspecto importante

considerado nesta implementação é o facto de o canal de propagação estar presente ao longo de todo o fluxo do código desenvolvido. Como tal, não é implementado o estimador de canal, presente no esquema de Alamouti, Figura 15, uma vez que se consegue ter acesso às matrizes do canal em qualquer altura. Considera-se, por este modo, que o receptor tem perfeito conhecimento das condições de propagação do canal.

A Figura 25 representa então os resultados obtidos, BER em função da SNR, pela aplicação da codificação de Alamouti às várias configurações de antenas apresentadas, e, comparativamente aos casos das configurações 1x1 e 1x2 MRC, para a modulação BPSK. Verifica-se que o aumento do número de antenas de recepção se traduz numa diminuição do BER para uma SNR mais baixa, i.e., para cenários onde o canal de propagação pode ser fortemente perturbado, com um aumento do número de antenas receptoras consegue-se melhorar o BER.

A Figura 26 ilustra o caso da modulação QPSK. De igual modo, verifica-se que o aumento do número de antenas receptoras traduz-se num aumento de BER para uma SNR mais baixa. Comparando com o caso da modulação BPSK, Figura 25, verifica-se que a modulação QPSK obtém melhores resultados para SNR mais elevadas, para a mesma configuração de antenas, i.e., obtém melhores taxas de BER, como seria de esperar.

A Figura 27 ilustra os resultados obtidos para a modulação 16-QAM. De igual modo, em relação às modulações BPSK e QPSK, a modulação 16-QAM é a que melhores resultados apresenta para valores de SNR mais elevados, como seria de esperar, visto que é uma modulação de maior nível. Este facto pode ser facilmente constatado, comparando as Figura 25 e 27, por exemplo.

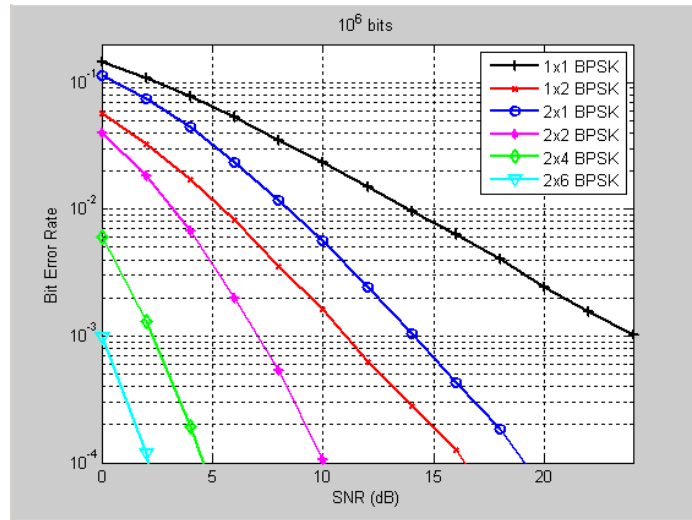


Figura 25 - Relação entre BER e SNR para várias configs. de antenas, modulação BPSK.

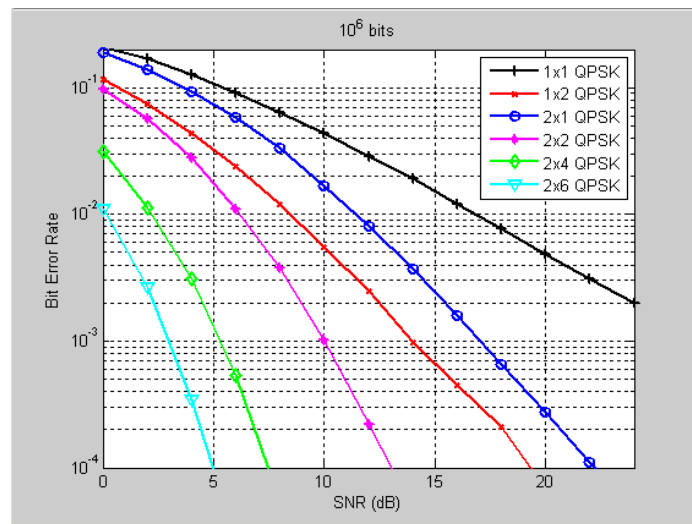


Figura 26 - Relação entre BER e SNR para várias configs. de antenas, modulação QPSK.

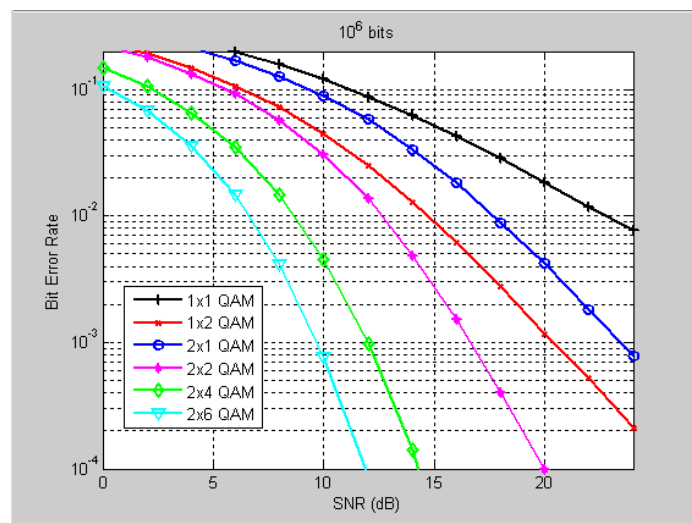


Figura 27 - Relação entre BER e SNR para várias configs. de antenas, modulação 16-QAM.

Pelas equações (3.23) e (3.6), ou seja, as equações referentes à estimativa dos símbolos para os casos 1x2 MRC e 2x1, respectivamente, verifica-se, que apesar de serem diferentes, apresentam muitas semelhanças, diferindo apenas na fase das componentes de ruído, o que por sua vez não afecta a SNR. Deste modo é possível concluir que a ordem de diversidade que se pode obter com o esquema de Alamouti, é a mesma que a obtida para um sistema com duas antenas de recepção e uma antena de emissão, em que os sinais são combinados através da técnica MRC [19]. Contudo, existe uma diferença a nível de desempenho entre estes dois casos, 1x2 MRC e 2x1 (esquema de Alamouti). Pela Figura 25 é possível verificar que o esquema de Alamouti apresenta um desempenho 3 dB inferior, embora tenha a mesma ordem de diversidade. Este desempenho inferior deve-se ao facto de ser considerado que a potência de transmissão em ambos os casos é normalizada a 1, ou seja, a potência transmitida por cada antena, para o esquema 2x1, é metade da transmitida no esquema 1x2 MRC. O esquema de Alamouti com duas antenas de transmissão e  $N_R$  antenas de recepção, apresenta a mesma ordem de diversidade que um esquema 1x2 $N_R$  MRC [4]. Pelas Figura 25 e Figura 26 é possível verificar que existe uma diferença entre ambos os resultados obtidos, face às modulações utilizadas, de cerca de 3 dB. Esta diferença deve-se ao facto de a modulação QPSK utilizar duas vezes mais pontos na sua constelação face à modulação BPSK, ou seja, para modular um símbolo em QPSK são necessários 2 bit, enquanto que para modular um símbolo em BPSK é necessário apenas 1 bit, como já referido anteriormente. A Figura 28 compara as três modulações utilizadas para o esquema de 2x2. Verifica-se pelas Figura 25, Figura 26, Figura 27, Figura 29, Figura 30 e Figura 31 que a utilização de modulações de níveis maiores requerem uma melhor relação SNR ou  $E_b/N_0$ , ou seja, para o mesmo valor de BER uma modulação com nível mais alto tolera uma SNR, ou  $E_b/N_0$ , mais elevada, como já referido.

Considerando agora a representação do BER em função de  $E_b/N_0$ , pelas Figura 29 e Figura 30, verifica-se que os resultados obtidos são idênticos em ambas as modulações, BPSK e QPSK. Este facto verifica-se porque a energia de bit para modulações PSK é igual, como referido anteriormente, sendo que os valores obtidos são iguais em ambas as modulações. A Figura 32 compara as três modulações utilizadas para a configuração de antenas 2x2.

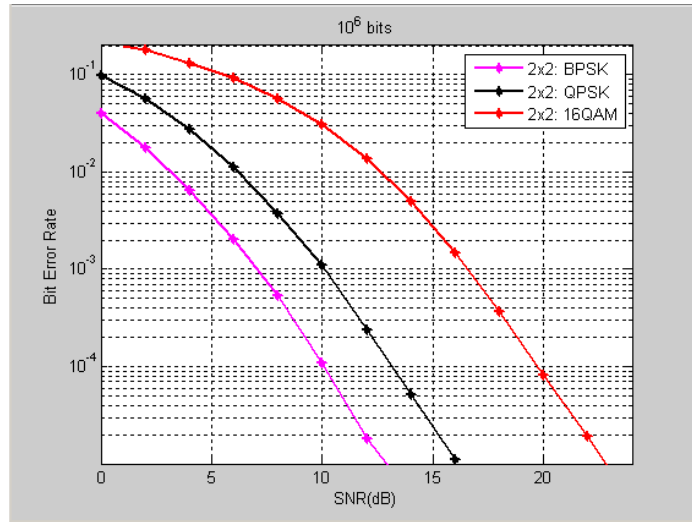


Figura 28 - Comparação entre os três tipos de modulação para a configuração 2x2 (SNR).

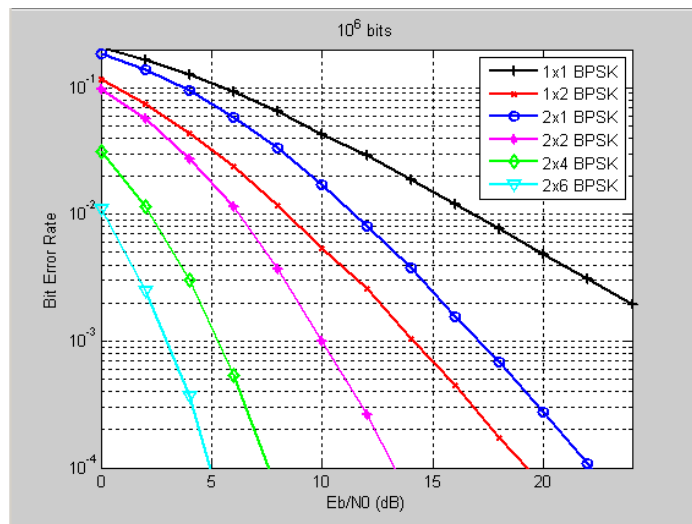


Figura 29 - Relação entre BER e Eb/N0 para várias configs. de antenas, modulação BPSK.

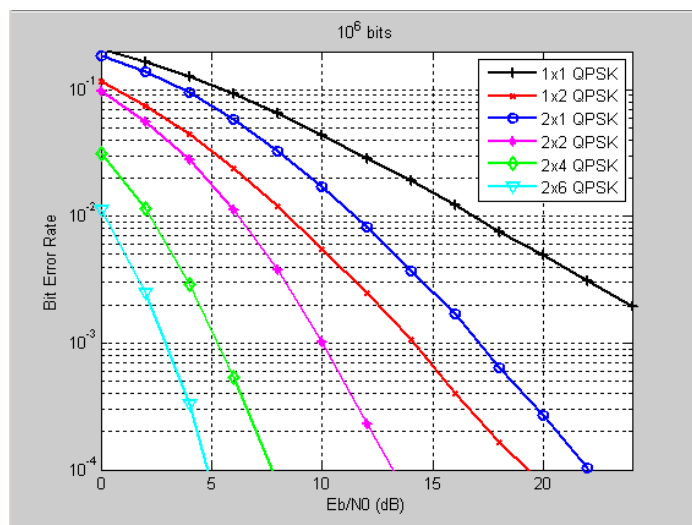


Figura 30 - Relação entre BER e Eb/N0 para várias configs. de antenas, modulação QPSK.

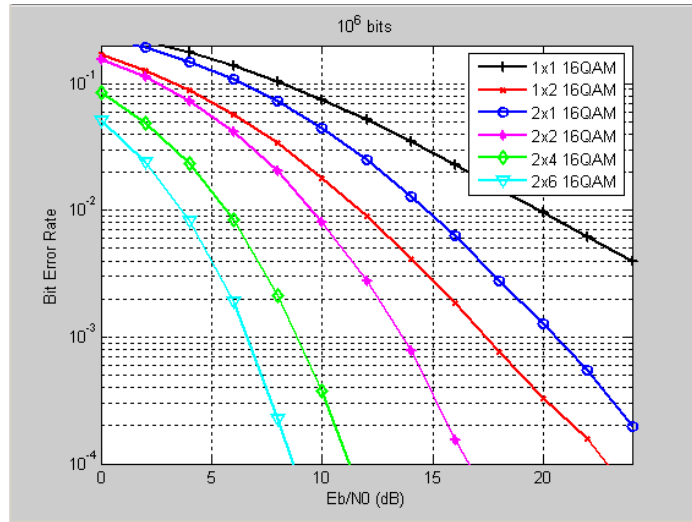


Figura 31 - Relação entre BER e Eb/N0 para várias configs. de antenas, modulação 16-QAM.

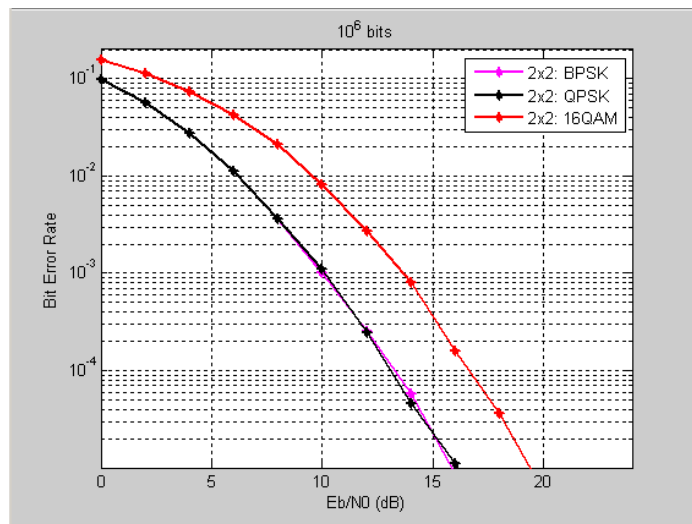


Figura 32 - Comparação entre os três tipos de modulação para a configuração 2x2 (Eb/N0).

# 4 Implementação em FPGA e Resultados

---

---

## 4.1 Introdução

A codificação de Alamouti é uma codificação por blocos no espaço-tempo que apresenta um ganho de diversidade de  $2 \times M_T$ , onde  $M_T$  corresponde ao número de antenas receptoras utilizadas. Este esquema não requer qualquer *feedback* por parte do receptor acerca das condições do canal de propagação, e, na recepção, a descodificação é efectuada de forma simples, tratando-se apenas de um simples processo linear. No capítulo anterior foi efectuada um estudo detalhado sobre o esquema de codificação de Alamouti, sendo posteriormente implementado e simulado em MatLab para várias configurações de antenas receptoras, assim como para modulações com diferentes níveis. O presente capítulo descreve a implementação em FPGA da parte de recepção do esquema de Alamouti para uma configuração 2x1, ilustrado pela Figura 33, para três tipos de modulação, BPSK, QPSK e 16-QAM, onde  $R_x$  representa a antena receptora,  $n_0$  e  $n_1$  representam a componente de ruído AWGN,  $r = [r_0, r_1]$  representa o sinal final recebido no receptor, onde  $r_0$  e  $r_1$  representam os sinais recebidos das antenas emisoras

$Tx_0$  e  $Tx_1$  respectivamente,  $h_0$  e  $h_1$  representam os coeficientes de canal,  $\tilde{s}_0$  e  $\tilde{s}_1$  representam a estimativa dos símbolos recebidos e  $s_0$  e  $s_1$  representam os símbolos recebidos. Comparando as Figura 15 e 33 verifica-se que não é implementado o estimador de canal, uma vez que é considerado que o receptor tem presente a informação sobre o canal de propagação, como referido no capítulo anterior.

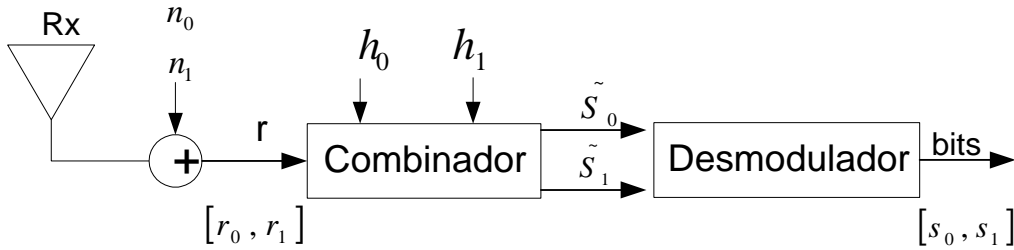


Figura 33 - Diagrama de blocos do receptor do esquema de Alamouti.

## 4.2 Receptor de Alamouti – Configuração 2x1

Considere-se o esquema de Alamouti aplicado à configuração de duas antenas emissoras e uma antena receptora, como ilustrado pela Figura 15. Focando apenas a parte receptora do esquema, esta pode ser decomposta em dois blocos principais, o combinador de sinal e o desmodulador, uma vez que não é implementado o estimador de canal, conforme referido anteriormente.

O bloco combinador tem o objectivo de criar uma estimativa dos símbolos transmitidos. Analisando as equações em (3.5) verifica-se que estas são o resultado de várias multiplicações e somas entre números complexos. Como tal, surge a necessidade da criação de vários sub-módulos com o objectivo de decompor em várias etapas os processos de multiplicações e somas entre números complexos, tornando a implementação mais simples. Neste sentido, considere-se dois números complexos,  $x$  e  $y$ , dados por:

$$\begin{aligned} x &= a + bi \\ y &= c + di \end{aligned} \tag{4.1}$$



onde  $a$  e  $c$  representam a parte real do número complexo e  $b$  e  $d$  representam a parte imaginária do número complexo. A multiplicação entre os números complexos  $x$  e  $y$  é dada por:

$$\begin{aligned} x \times y &= (a + bi) \cdot (c + di) = a \cdot c + a \cdot di + bi \cdot c + b \cdot di^2 \\ &= (a \cdot c - bd) + (ad + bc)i \end{aligned} \quad (4.2)$$

Tendo como base a equação (4.2) é definido um diagrama de blocos, ilustrado pela Figura 34, responsável por efectuar a multiplicação entre dois números complexos, onde  $a_{real}$  e  $b_{real}$  representam o valor absoluto de um número complexo, i.e., representam a parte real dos complexos  $x$  e  $y$ ,  $a_{imaginário}$  e  $b_{imaginário}$  representam a parte imaginária do número complexo, i.e., representam a parte imaginária dos complexos  $x$  e  $y$ , e  $out_{real}$  e  $out_{imaginário}$  representam as partes real e imaginária, respectivamente, referentes ao resultado da multiplicação.

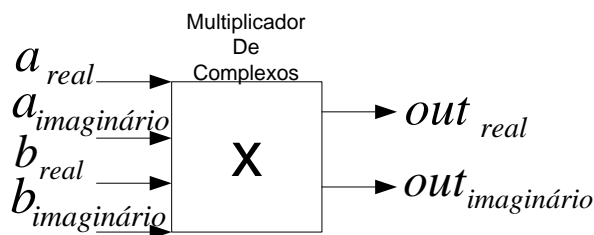


Figura 34 - Multiplicador de números complexos.

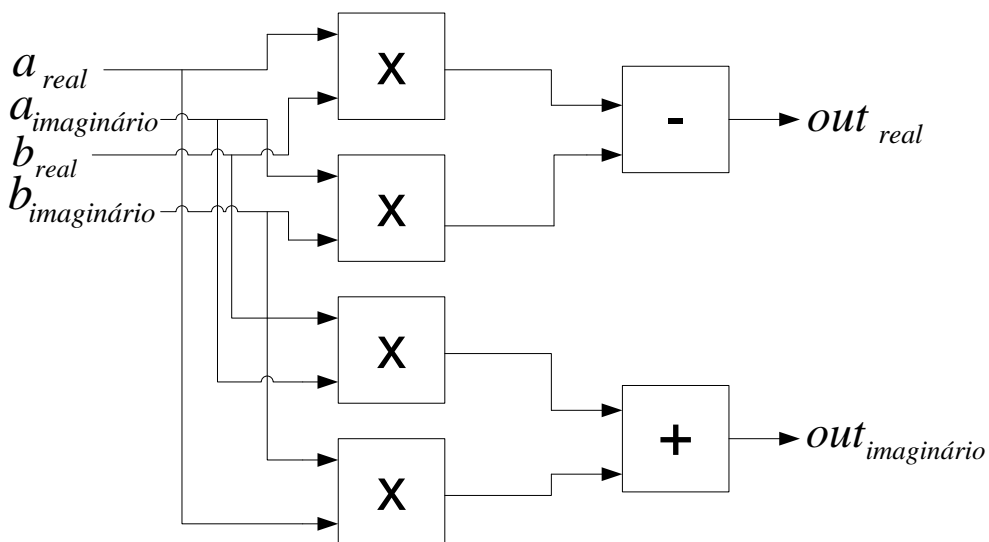


Figura 35 - Diagrama de blocos do multiplicador de complexos.

A Figura 35 ilustra o diagrama de blocos referente a uma multiplicação de complexos, que é composto por quatro blocos multiplicadores e por dois blocos somadores. Estes blocos implementam multiplicações e somas simples, ou seja, efectuam multiplicações e somas entre dois quaisquer números, independentemente de serem componentes real ou imaginária dos números complexos. De notar, pela Figura 35, que um dos blocos somadores é na realidade um subtrator, que tem como objectivo efectuar a subtracção presente na equação (4.2).

### **4.2.1 Modulação BPSK**

Com a realização do módulo de multiplicação entre números complexos é então possível proceder à implementação do módulo combinador propriamente dito. A Figura 36 ilustra o diagrama de blocos referente às equações presentes (3.5), para a modulação BPSK, da implementação em FPGA.

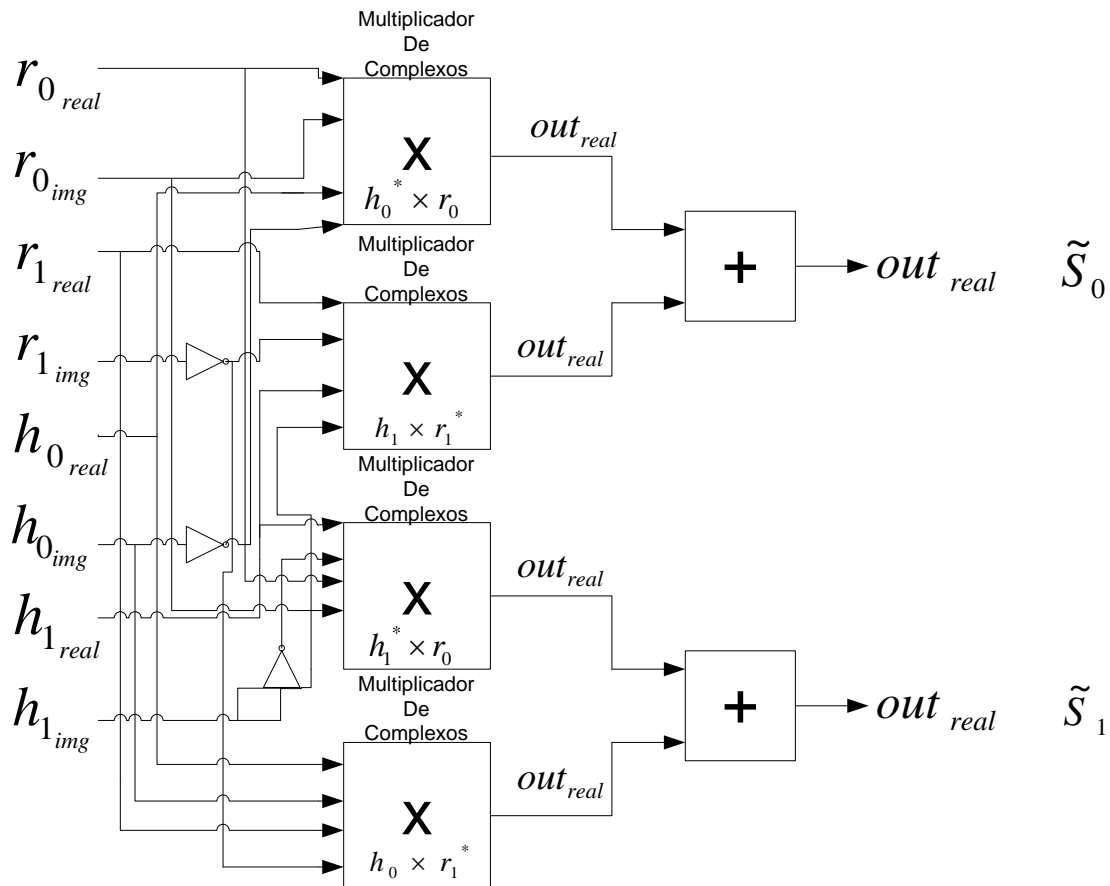


Figura 36 - Diagrama de blocos da estimação dos símbolos, modulação BPSK.

Nas saídas  $\tilde{S}_0$  e  $\tilde{S}_1$  está presente uma estimativa dos símbolos transmitidos. Para recuperar esses símbolos é então necessário efectuar a sua desmodulação para concluir o processo de recepção. O método de desmodulação utilizado denomina-se de *hard decision*, que, no caso da modulação BPSK, consiste na análise da parte real dos símbolos estimados. Neste processo é tomado um valor de referência, que corresponde ao maior valor presente nos símbolos recebidos, que servirá como termo de comparação para os restantes valores. Caso o resultado da comparação seja positivo, então tem-se que o símbolo corresponde a um '0', e caso o resultado da comparação seja negativo tem-se que o símbolo corresponde a um '1'. Na prática, em termos de implementação da técnica *hard decision*, para efectuar a desmodulação, basta analisar o bit mais significativo (BMS) da estimativa dos símbolos,  $\tilde{S}_0$  e  $\tilde{S}_1$ , para recuperar o símbolo original, i.e., caso o BMS seja '0' tem-se que o símbolo original corresponde a  $s = 0$ , e caso o BMS seja '1' tem-se que o símbolo original corresponde a  $s = 1$ .

## 4.2.2 Modulação QPSK

À semelhança da modulação BPSK, o diagrama de blocos referente às equações em (3.5) para a modulação QPSK, da implementação em FPGA, é ilustrado pela Figura 37.

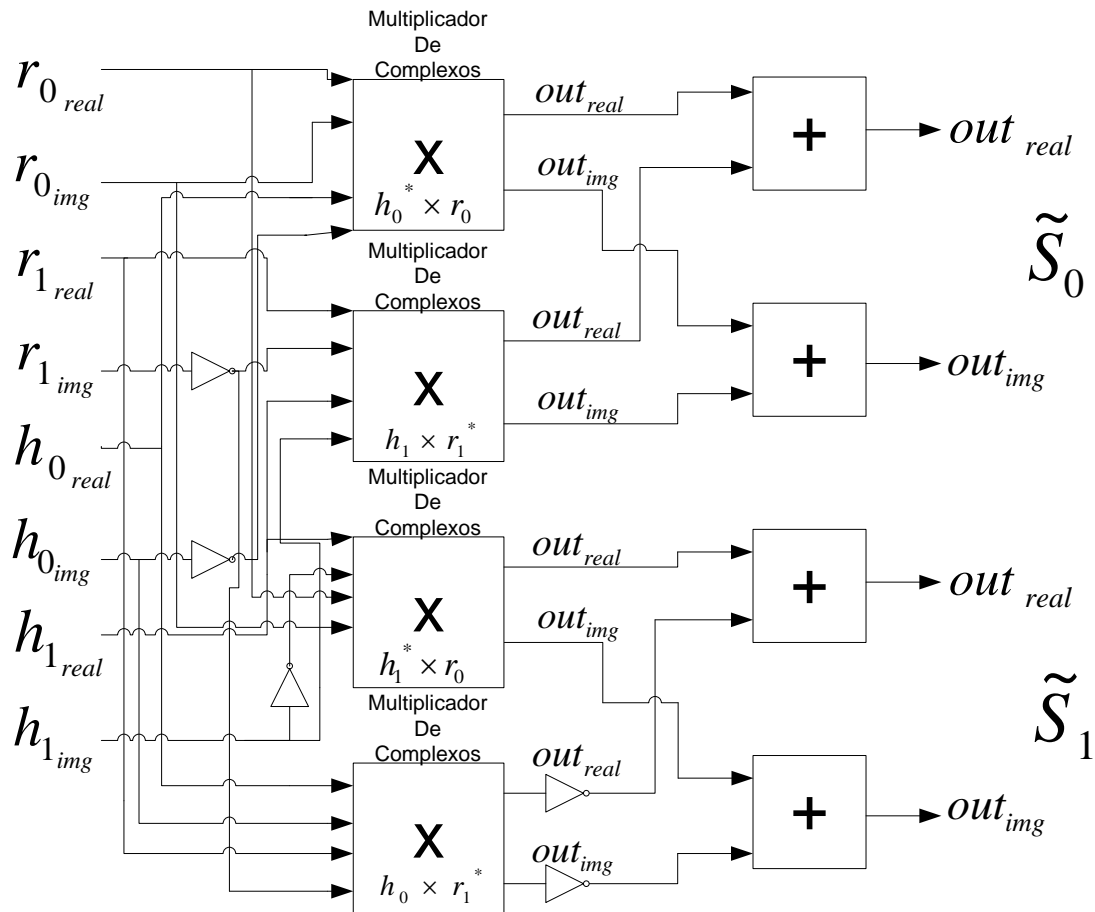


Figura 37 - Diagrama de blocos referente da estimação dos símbolos, modulação QPSK.

O método utilizado para de desmodulação em QPSK é igualmente o método de *hard decision*, onde todos os princípios atrás referidos, no caso da modulação BPSK, são igualmente válidos para a modulação QPSK. A diferença reside no facto desta modulação utilizar tanto a parte real do símbolo estimado como a parte imaginária, uma vez que cada símbolo corresponde a dois bits de informação. De acordo com a codificação de Gray utilizada no processo de modulação, para a descodificação dos símbolos em QPSK são utilizados os seguintes critérios de descodificação:

Símbolo estimado	Bits descodificados
$1+i$	00
$1-i$	01
$-1+i$	10
$-1-i$	11

Do mesmo modo, pela análise do processo de desmodulação, é fácil verificar que caso a parte real do símbolo estimado seja positiva, ou negativa, então, tem-se que o primeiro bit corresponde a um '0' ou a um '1', respectivamente. Caso a parte imaginário do símbolo estimado seja, igualmente, positiva, ou negativa, então, tem-se que o segundo bit corresponde a um '0' ou a um '1', respectivamente, recuperando-se assim o símbolo transmitido.

### 4.2.3 Modulação 16-QAM

Seguindo o mesmo raciocínio apresentado até aqui para as modulações anteriores, para o caso da modulação 16-QAM o diagrama de blocos referente às equações em (3.5) é igualmente ilustrado pela Figura 37. Existe agora uma diferença quanto ao processo de desmodulação dos símbolos estimados. O sinal transmitido, após modulação, ao chegar ao receptor é, durante o seu percurso, afectado por uma constante, o ganho de canal. Nas modulações anteriores, PSK, como já referido, a informação está contida na fase das portadoras, logo o sinal recebido não é afectado por esta constante. No caso da modulação QAM, a informação está contida tanto na fase como na amplitude do sinal. O facto do sinal transmitido ser afectado pelo ganho de canal implica que a amplitude do sinal será afectada por este, distorcendo assim a informação original. Nesse sentido, surge a necessidade de realizar a normalização do sinal, como ilustrado pela Figura 38.

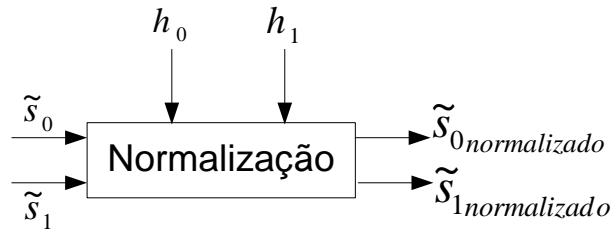


Figura 38 - Normalização dos símbolos estimados, modulação 16-QAM.

Esta normalização consiste em dividir o sinal recebido pelo canal equivalente, ou seja:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{0\_normalizado} &= \frac{\tilde{s}_0}{\sqrt{\frac{1}{2}} \cdot canal\ equivalente} \\ &= \frac{(|h_0|^2 + |h_1|^2)s_0 + h_0^*n_0 + h_1n_1^*}{\sqrt{\frac{1}{2}}(|h_0|^2 + |h_1|^2)} \end{aligned} \quad (4.4)$$

A constante  $\sqrt{\frac{1}{2}}$  surge devido à normalização anteriormente efectuada, referente à potência transmitida unitária. Do mesmo modo, a equação (4.4) aplica-se para o caso do símbolo estimado  $\tilde{s}_1$ . Pela equação (4.4) é também possível verificar que é agora introduzida uma nova operação matemática, a divisão, onde esta tem o mesmo princípio de funcionamento que os blocos multiplicador e somador.

Nesta fase, tendo então os símbolos estimados já normalizados, é efectuada a desmodulação, através de *hard decision*. Como já referido, um símbolo 16-QAM é composto por 4 bits de informação, o que leva a que o processo de *hard decision* seja ligeiramente diferente. Através da análise de cada bit será recolhida informação acerca do símbolo 16-QAM, onde o primeiro bit (BMS) indica em que metade da constelação o símbolo se encontra, Figura 39, o segundo bit indica se o símbolo se encontra na parte superior ou inferior da constelação, Figura 40, o terceiro bit faz ‘deslocar’ o plano de modo a ficarem já só dois símbolos possíveis, Figura 41, e por fim, o quarto bit (menos significativo) irá indicar qual o símbolo estimado desmodulado, efectuando deste modo o processo de desmodulação. Estes ‘deslocamentos’ provocados pelos terceiro e quarto bits são efectuados através da subtracção de uma constante, de valor  $2/\sqrt{10}$ , que corresponde à distância entre dois pontos adjacentes numa constelação 16-QAM [35].

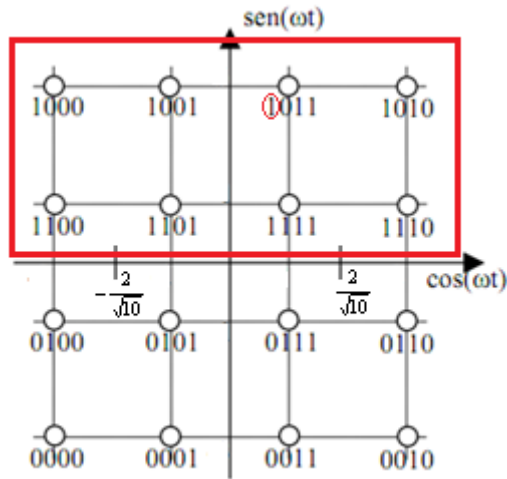


Figura 39 – Exemplo da desmodulação 16-QAM, 1º bit.

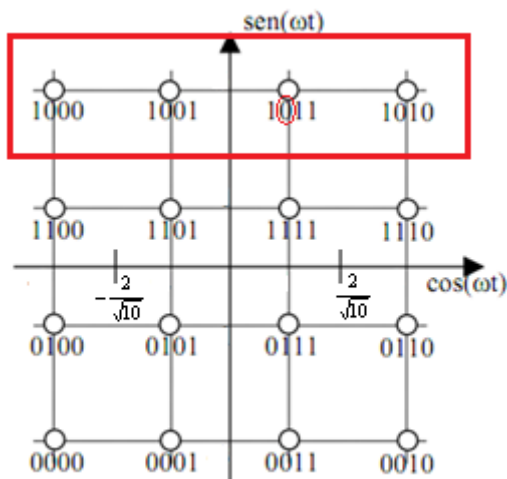


Figura 40 - Exemplo da desmodulação 16-QAM, 2º bit.

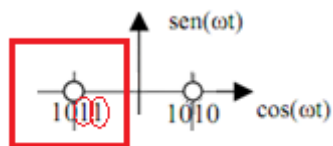


Figura 41 – Exemplo da desmodulação 16-QAM, 3º bit.

Tem-se então que o diagrama de blocos referente à desmodulação 16-QAM, implementado em FPGA, é ilustrado pela Figura 42.

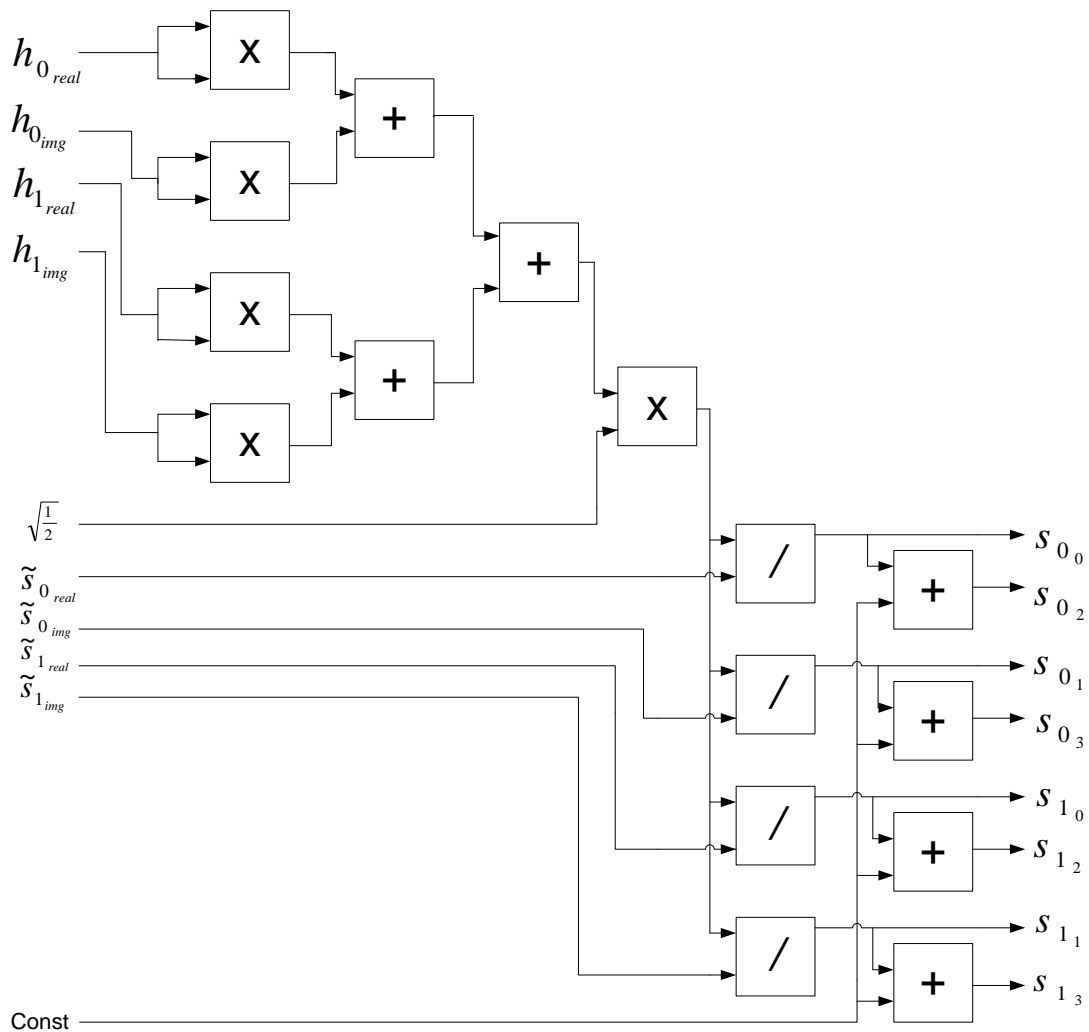


Figura 42 - Diagrama de blocos da desmodulação 16-QAM.

Pela Figura 42 as saídas  $s_{0_0}$ ,  $s_{0_1}$ ,  $s_{0_2}$  e  $s_{0_3}$  correspondem aos bits de informação já desmodulados, e as entradas  $\tilde{s}_{0\_real}$ ,  $\tilde{s}_{0\_img}$ ,  $\tilde{s}_{1\_real}$  e  $\tilde{s}_{1\_img}$  correspondem às saídas do diagrama de blocos ilustrado pela Figura 37.

### 4.3 Representação dos números

Por modo a validar todo o sistema desenvolvido surge agora a necessidade da representação dos números, pelo que, foi tido em consideração dois tipos de representação possíveis, vírgula fixa e vírgula flutuante. Tendo em conta o objectivo da dissertação, e que actualmente as FPGAs já dispõem dos mais variados recursos, foi



considerado o pior caso em termos de implementação, o formato de vírgula flutuante. Neste formato, a vírgula não vem fixada na representação binária dos números, assim como é possível representar mais de quatro mil milhões de padrões binários para codificar todos os números reais com que se pretende trabalhar, com números de 32 bits [36], por exemplo.

### 4.3.1 Vírgula Flutuante

Para efectuar quaisquer operações entre dois números reais é necessário efectuar previamente a sua conversão para vírgula flutuante. A notação em vírgula flutuante representa um número na forma:

$$m \times 2^e \tag{4.5}$$

onde  $m$  representa a mantissa, ou fracção, e  $e$  o expoente. A dimensão destas componentes é definida pelo número de bits com que se quer trabalhar. Como exemplo, considere-se o formato de 16 bits, onde podem ser utilizados 5 bits para o expoente, 10 para a fracção e 1 bit para o sinal, de acordo com:

15	14	10	9	0
Bit sinal	Expoente		Fracção	

Podem ser definidas algumas regras para efectuar esta conversão:

- Converter o valor absoluto do número em questão para binário;
- A conversão da parte fraccionária é efectuada através de multiplicações. Considerando apenas a parte fraccionária do número, esta é multiplicada sucessivamente por 2, recolhendo apenas o algarismo da parte absoluta (0 ou 1) por cada iteração. Sempre que o resultado da multiplicação seja superior a 1, na próxima iteração apenas será considerado novamente a parte fraccionária para a multiplicação;
- Normalização do número;

- Nesta etapa já se tem presente o valor da fracção. O expoente é calculado através da adição do número de bits referentes à sua dimensão ao expoente resultante da normalização;

- Por fim, é atribuído o bit de sinal.

Tomando o exemplo anterior, para o formato de 16 bits, considerando o número 2.625, tem-se que a sua conversão é dada por:

- Conversão da parte absoluta para binário:  $2_{10} = 10_2$

- Conversão da parte fraccionária:

$0.625 \times 2 = 1.25$	1
$0.25 \times 2 = 0.50$	0
$0.5 \times 2 = 1.0$	1

Tem-se então que  $0.625_{10} = 0.101_2$ . Assim  $2.625_{10} = 10.101_2 = 10.101_2 \times 2^0$ .

- Normalização:  $10.101_2 \times 2^0 = 1.0101_2 \times 2^1$ .

- Fracção: 0101

- Expoente:  $1 + 15 = 16 = 10000_2$

- Bit sinal: 0

Tem-se então que a conversão é igual a 0.10000.0101000000

Para recuperar o número decimal, executam-se os seguintes passos

- Expoente (do bit 10 ao bit 14):  $16 - 15 = 1$

- Fracção (do bit 0 ao bit 9):  $1 + 2^{-2} + 2^{-4} = 1.3125$

-Pela equação ( $m \cdot 2^e$ ) tem-se:  $1.3125 \times 2^1 = 2.625$

-Verificação do sinal

### 4.3.2 Precisão

O aspecto mais relevante da representação em vírgula flutuante é o número de bits utilizados para a representação dos números em formato digital, uma vez que este número irá influenciar a precisão com que estes conseguem ser representados. Não existindo referência quanto à precisão a utilizar nos circuitos atrás apresentados, tomando por base uma FPGA Virtex IV SX35, da Xilinx, criou-se uma relação entre a precisão alcançada com a utilização de 16 bits, 5 bits para expoente e 11 bits para a fracção, e 23 bits, 6 bits para expoente e 17 bits para a fracção, para a representação em vírgula flutuante, e os recursos disponibilizados pela FPGA em questão. A escolha de 16 e 23 bits é justificada mais adiante.

De modo a compreender melhor a relação entre o número de bits utilizados e a precisão alcançada considere-se que o valor de  $r_0$  em (3.4) é  $3.0514 - 0.0584i$  (resultado obtido por simulação MatLab). Na Tabela 1 encontram-se apresentados os resultados obtidos para a parte real do símbolo estimado  $\tilde{s}_0$  com base no de blocos ilustrado pela Figura 36. É fácil de verificar que à medida que se aumenta o número de bits a precisão vai melhorando.

Tabela 4 - Relação entre Nº de bits utilizados e Precisão. Valor esperado: 3.0514.

Nº de Bits	Valor obtido
16 (5 bits para Expoente e 11 para Fracção)	3.0507
18 (5 bits para Expoente e 13 para Fracção)	3.0512
23 (6 bits para Expoente e 17 para Fracção)	3.0514

Para executar as operações de multiplicação e soma, ilustrado pelas Figura 35, Figura 36, Figura 37 e Figura 42, e divisão, Figura 42, foram utilizados *cores* disponibilizados pela ferramenta de trabalho *Xilinx ISE Design Suite*, configurados para os 16 e 23 bits. A escolha do número de bits apresentada tem em vista a utilização de recursos por parte da FPGA, nomeadamente a utilização de DSPs utilizados. Para qualquer um dos casos apresentado, os *cores* apenas utilizam um DSP por multiplicador e/ou divisor (16 por

ser um valor “standard” e 26 por ser o valor máximo para um DSP). A Figura 43 ilustra a configuração dos bits utilizados por um core, para a multiplicação, a soma e a divisão.

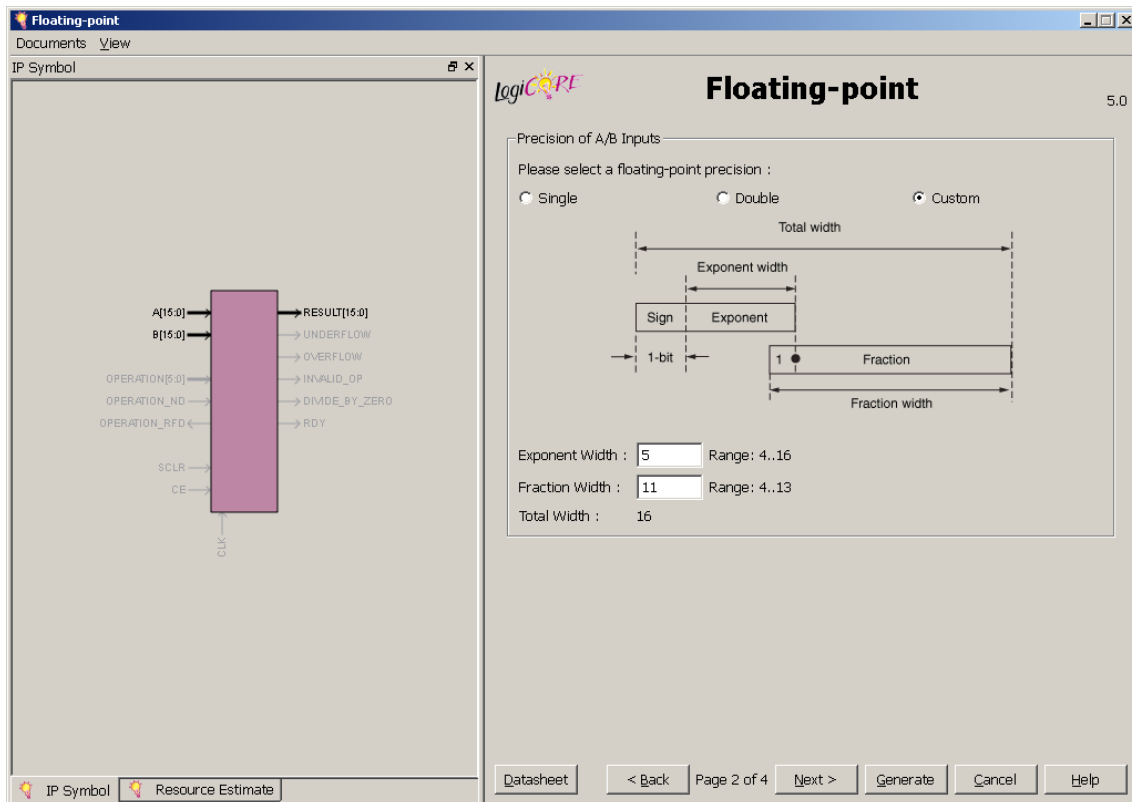


Figura 43 - Definição do número de bits utilizado pelos cores.

## 4.4 Resultados

Não existindo requisito a nível temporal, ou mesmo a nível de precisão a utilizar, como já referido, é criada uma relação entre o número de bits utilizados e os recursos disponíveis apresentados pela FPGA. Na Tabela 5 encontra-se apresentado os recursos disponíveis pela FPGA Virtex IV SX35.

**Tabela 5 - Recursos disponíveis da FPGA Virtex IV SX35 [37].**

Número de Flip-Flops	30,720
Número de LUTs	30,720
Número de DSPs	192

Considere-se então a seguinte configuração de FPGA apresentada pela Tabela 6:

**Tabela 6 - Configuração da FPGA para 16 bits.**

Modelo	Virtex IV SX35
Speed Grade	-12
Nº de bits utilizados pelos <i>Cores</i>	16

Com base no diagrama de blocos ilustrado em Figura 36, para a modulação BPSK, e para a configuração de FPGA apresentada pela Tabela 6 obtêm-se os seguintes resultados de síntese:

**Tabela 7 – Results. da configuração 2x1, modulação BPSK, com cores a 16 bits.**

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.
160 (1%)	2058 (6%)	8 (4%)	29,141 MHz (34,315ns)	29,141 Msimb/s (29,141 Mbps)

Pela Tabela 7 verifica-se que, para a modulação BPSK e para o caso da utilização de *cores* a 16 bits, que existe uma utilização de recursos da FPGA de aproximadamente 1% para Flips-Flops, 6% para LUTs e 4% para DSPs. Com esta configuração consegue-se alcançar uma taxa de transferência de 29,141 Msimb/s.

Considerando o diagrama de blocos ilustrado em Figura 37, para a modulação QPSK, e para a configuração de FPGA apresentada pela Tabela 6 obtêm-se os seguintes resultados de síntese:

**Tabela 8 – Results. da configuração 2x1, modulação QPSK, com cores a 16 bits.**

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.
192 (1%)	4116 (13%)	16 (8%)	29,224 MHz (34,218ns)	29,224 Msimb/s (58,448 Mbps)

Pela Tabela 8, para a modulação QPSK e para o caso da utilização de 16 bits pelos *cores*, verifica-se que existe uma utilização de recursos da FPGA de aproximadamente 1% para Flip-Flops, 13% para LUTs e 8% para DSPs. Para esta configuração consegue-se alcançar uma taxa de transferência de aproximadamente 29, 224 Msimb/s. Comparando os resultados da Tabela 7 com os resultados obtidos para a modulação QPSK, Tabela 8, verifica-se que existe o dobro do consumo de recursos em LUTs e DSPs. Pela comparação entre os diagramas de blocos ilustrados pelas Figura 36 e Figura 37, é fácil verificar que a modulação QPSK necessita do dobro dos somadores, para a estimação dos símbolos, do que a modulação BPSK. Este facto traduz-se num aumento da utilização de recursos para o dobro, como verificado. Verifica-se ainda que a taxa de transferência é praticamente idêntica entre as modulações BPSK e QPSK.

Considerando agora o diagrama de blocos ilustrado pela Figura 42, para a modulação 16-QAM, e para a configuração de FPGA apresentada pela Tabela 6 obtêm-se os seguintes resultados de síntese:

**Tabela 9 – Results. da configuração 2x1, modulação 16-QAM, com *cores* a 16 bits.**

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.
288 (1%)	7039 (22%)	21 (10%)	12,347 MHz (80,989ns)	12,347 Msimb/s (49,388 Mbps)

Pela Tabela 9 verifica-se que, para a modulação 16-QAM e para o caso da utilização de *cores* a 16 bits, que existe uma utilização de recursos da FPGA de aproximadamente 1% para Flips-Flops, 22% para LUTs e 10% para DSPs. Com esta configuração consegue-se alcançar uma taxa de transferência de 12,347 Msimb/s. Como esperado, a modulação 16-QAM utiliza muitos mais recursos que as modulações BPSK e QPSK, uma vez que o seu processo para a recuperação dos símbolos, desmodulação, é mais complexo. Este aspecto é facilmente constatável através da comparação dos diagramas de blocos ilustrados pelas Figura 36, BPSK, Figura 37, QPSK, e Figura 42, 16-QAM.

Considere-se agora a seguinte configuração da FPGA:

Tabela 10 - Configuração da FPGA para 23 bits.

Modelo	Virtex IV SX35
Speed Grade	-12
Nº de bits utilizados pelos <i>Cores</i>	23

Com base no diagrama de blocos ilustrado em Figura 36, para a modulação BPSK, e para a configuração de FPGA apresentada pela Tabela 10 obtêm-se os seguintes resultados de síntese:

Tabela 11 – Results. da configuração 2x1, modulação BPSK, com *cores* a 23 bits.

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.
230 (1%)	2,986 (9%)	8 (4%)	23,905 MHz (41,832ns)	23,905 Msimb/s (23,905 Mbps)

Pela Tabela 11 verifica-se que, para a modulação BPSK e para o caso da utilização de *cores* a 23 bits, que existe uma utilização de recursos da FPGA de aproximadamente 1% para Flips-Flops, 9% para LUTs e 4% para DSPs. Comparando com o caso da utilização de 16 bits pelos *cores*, verifica-se que existe um incremento de cerca de 3% dos recursos utilizados a nível de LUTs. Com esta configuração, 23 bits, consegue-se alcançar uma taxa de transferência de 23,905 Msimb/s.

Pelo diagrama de blocos ilustrado em Figura 37, para a modulação QPSK, e para a configuração de FPGA apresentada pela Tabela 10 obtêm-se os seguintes resultados de síntese:

Tabela 12 – Results. da configuração 2x1, modulação QPSK, com *cores* a 23 bits.

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.
276 (1%)	5,972 (19%)	16 (8%)	24,689 MHz (40,503ns)	24,689 Msimb/s (49,378 Mbps)

Pela análise da Tabela 12, para a modulação QPSK e para o caso da utilização de 23 bits pelos *cores*, verifica-se uma utilização de recursos da FPGA de aproximadamente 1% para Flip-Flops, 19% para LUTs e 8% para DSPs. À semelhança do caso anterior, para a utilização de 16 bits, este resultado é esperado, uma vez que a modulação QPSK

utiliza o dobro do consumo dos recursos da modulação BPSK, facilmente verificável pela comparação entre as Tabela 11 e Tabela 12. Este aumento traduz-se num acréscimo de 6% na utilização de recursos utilizados em LUTs face ao mesmo caso para a utilização de 16 bits. Para esta configuração consegue-se alcançar uma taxa de transferência de aproximadamente 24, 689 Msimb/s.

Considerando agora o diagrama de blocos ilustrado pela Figura 42, para a modulação 16-QAM, e para a configuração de FPGA apresentada pela Tabela 10 obtêm-se os seguintes resultados de síntese:

**Tabela 13 – Results. da configuração 2x1, modulação 16-QAM, com cores a 23 bits.**

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.
414 (1%)	10,758 (35%)	21 (10%)	9,3724 MHz (106,696ns)	9,3724 Msimb/s (37,489 Mbps)

Para a modulação 16-QAM, para a utilização de cores a 23 bits, verifica-se pela análise da Tabela 13, que existe uma utilização de recursos da FPGA de aproximadamente 1% para Flips-Flops, 35% para LUTs e 10% para DSPs. Como referido anteriormente, este aumento no consumo de recursos por parte da modulação 16-QAM em relação às modulações BPSK e QPSK é esperado, uma vez que que o processo para a recuperação dos símbolos originais é mais complexo. Face ao caso da utilização de 16 bits, existe um acréscimo no consumo de recursos a nível de LUTs de 13%. Para estes termos, consegue-se alcançar uma taxa de transferência de 9,3724 Msimb/s.

#### **4.4.1 Pipelines**

Numa perspectiva de melhorar o desempenho do receptor do esquema de Alamouti sob a plataforma FPGA são agora utilizados *pipelines*, por forma a reduzir o tempo de processamento exigido para as diferentes modulações.

Os *cores*, disponibilizados pela ferramenta de trabalho *Xilinx ISE Design Suite*, permitem a utilização de vários níveis de latência, ou seja, permitem a introdução de



*pipelines* para o seu processamento. O nível máximo de latência de cada *core* é definido pela frequência máxima que o sistema consegue alcançar, i.e., a partir de um certo nível de latência deixam de existir melhorias a nível de frequência do funcionamento do sistema. Neste sentido, os *cores* são definidos para o nível de latência mais baixo à priori, seguindo-se depois um aumento gradual, até se conseguir atingir uma frequência máxima de resposta pelo circuito em questão. Assim, considerando o diagrama de blocos ilustrado pela Figura 36, referente à modulação BPSK, e para a configuração de FPGA apresentada pela Tabela 14, obtêm-se os seguintes níveis de latência:

Multiplicador: 6

Somador: 5

**Tabela 14 – Configuração da FPGA para 16 bits, com *pipelines*.**

Modelo:	Virtex IV SX35
Speed Grade:	-12
Nº de bits utilizados pelos <i>Cores</i> :	16

Deste modo, pela Figura 36, pela Tabela 14, e para os níveis de latência anteriormente apresentado (multiplicador = 6 e somador =5), obtêm-se os seguintes resultados de síntese para a modulação BPSK:

**Tabela 15 – Results. da configuração 2x1, modulação BPSK, 16 bits, com *pipelines*.**

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.	Latência
1,758 (5%)	2,268 (7%)	8 (4%)	262,674 MHz (3,807ns)	262,674 Msimb/s (262,674 Mbps)	11

Pela análise da Tabela 15 verifica-se que, para a modulação BPSK e para a utilização de 16 bits por parte dos *cores*, existe uma utilização de recursos na ordem de 5% para Flips-Flops, 7% para LUTs e 4% para DSPs, com uma latência de 11. Para estes valores, consegue-se uma taxa de transferência por parte do circuito de 262,674 Msimb/s. Comparando a Tabela 7 com a Tabela 15 é possível verificar que, à custa de utilização de mais recursos por parte da FPGA, de mais 4% para Flip-Flops e 1% para

LUTs, é possível, para o mesmo circuito, um aumento da frequência de funcionamento do circuito notória, mais precisamente de 29,141 MHz para 262,674 MHz.

No mesmo sentido, para o caso da modulação QPSK e para a utilização de 16 bits, pela Figura 37 e Tabela 14, e para o mesmo valor de latências dos *cores*, obtêm-se os seguintes resultados de síntese:

**Tabela 16 – Results. da configuração 2x1, modulação QPSK, 16 bits, com *pipelines*.**

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.	Latência
3,388 (11%)	4,536 (14%)	16 (8%)	251,762 MHz (3,972ns)	251,762 Msimb/s (503,524 Mbps)	11

Por análise da Tabela 16 verifica-se, no caso da modulação QPSK, que existe uma utilização de recursos na ordem dos 11% para Flips-Flops, 14% para LUTs e 8% para DSPs, para uma latência de 11. Pela comparação entre as Tabela 8 e Tabela 16 verifica-se que, à custa de um incremento de utilização de recursos por parte da FPGA, de mais 10% para Flip-Flops e 1% para LUTs, consegue-se, para o mesmo circuito, um aumento da frequência de funcionamento do circuito de 29,224 MHz para 251,762 MHz.

Na modulação BPSK e QPSK, as suas arquitecturas, ilustradas pelas Figura 36 e Figura 37, têm a particularidade de todo o processamento nos *cores* ser efectuado em paralelo. Isto significa, que para qualquer linha de processamento não existe desfasamento no seu processamento face a um outro processo que esteja a decorrer em paralelo. Na prática isto traduz-se em, quando um *core* está a processar a informação a si associada, toda a restante informação está a ser igualmente processada na mesma coerência temporal. Para o caso da arquitectura do desmodulador da modulação 16-QAM, ilustrado pela Figura 42, uma vez introduzidos os *pipelines* é necessário proceder à introdução de registos, por modo a que todo o fluxo de processamento mantenha a coerência temporal. Nesse sentido, são introduzidos tantos registos como o número de latência total referente à sequência de processamento paralela. Assim, no diagrama de blocos para a desmodulação referente à modelação 16-QAM são introduzidas algumas alterações (registos), ilustradas Figura 44.

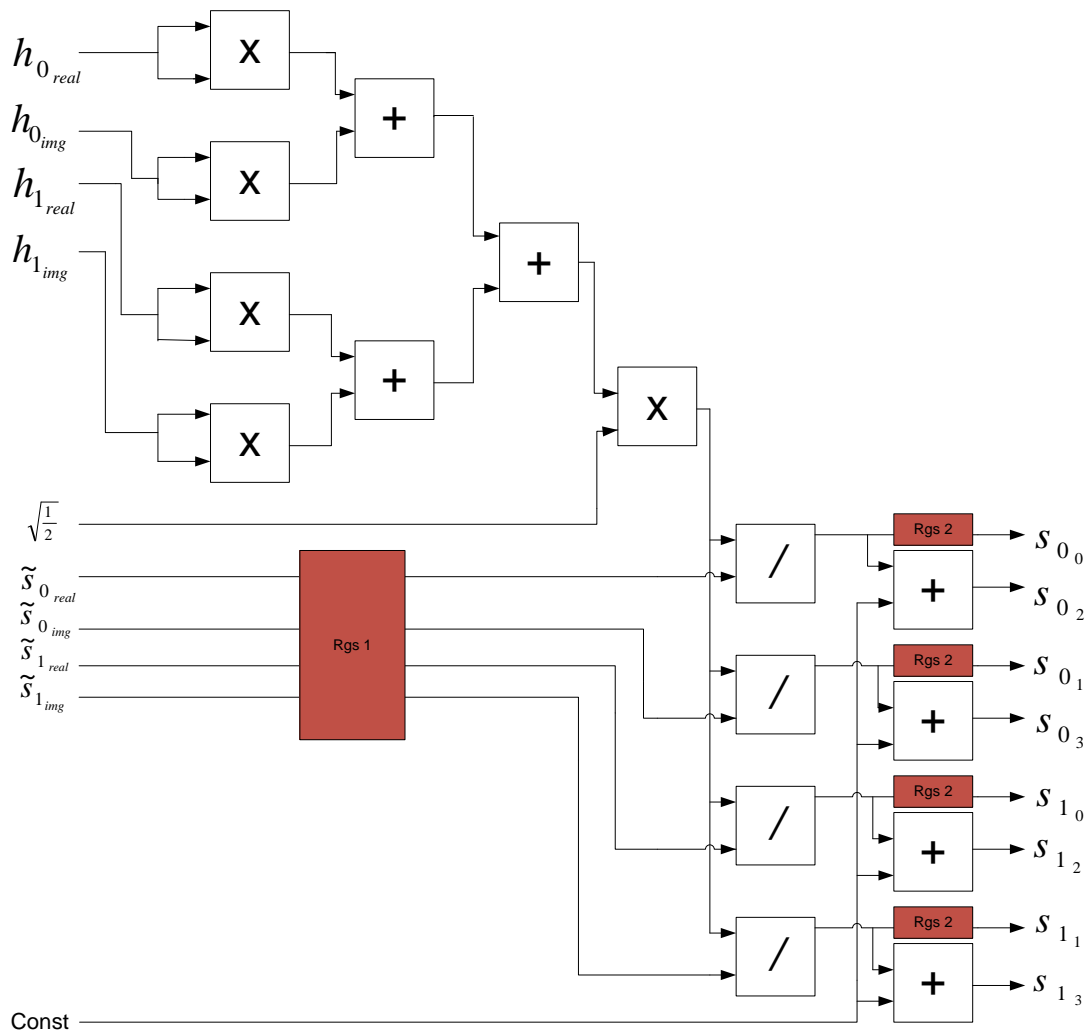


Figura 44- Introdução de registos no diagrama de blocos da modulação 16-QAM.

Na Figura 44 *Rgs 1* e *Rgs 2*, representam o total de registos necessários para manter a coerência temporal dos processos que decorram em paralelo, que, neste caso, corresponde à latência do somador e do multiplicador. Então, para um multiplicador com latência de 6 e para um somador com latência de 5, faz com que o número de registos de *Rgs 1* seja igual à soma dos dois, ou seja,  $Rgs\ 1 = 11$ . No caso de *Rgs 2*, basta igualar à latência de um somador, ou seja,  $Rgs\ 2 = 5$ .

Pela Figura 44 é possível verificar que é introduzido mais um *core*, o divisor. Neste sentido, e como já referido anteriormente, surge a necessidade de calcular a latência máxima possível deste. Assim, para o caso da modulação 16-QAM, obtêm-se os seguintes valores de latências:

Multiplicador (já calculado): 6

Somador (já calculado): 5

Divisor : 10

Desta forma, pela Figura 44 e pela Tabela 14, obtêm-se os seguintes resultados de síntese para os níveis de latência anteriormente apresentados (multiplicador = 6, somador = 5 e divisor = 10):

**Tabela 17 - Results. da configuração 2x1, modulação 16-QAM, 16 bits, com pipelines.**

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.	Latência
5,788 (18%)	7,924 (25%)	21 (10%)	215,610 MHz (4.638ns)	215,610 Msimb/s (862,44 Mbps)	21

Pela Tabela 17, verifica-se que existem uma utilização de recursos da FPGA na ordem dos 18% para Flips-Flops, 25% para LUTs e 10% para DSPs, com uma latência de 21. Por análise à tabela Tabela 9 e Tabela 17 verifica-se que existe um incremento na utilização de recursos por parte da FPGA, de mais 17% para Flip-Flops e 4% para LUTs. Por outro lado, assiste-se a um incremento de frequência significativo, mais precisamente de 12,347 MHz para 215,610 MHz.

Considere-se agora a seguinte configuração da FPGA apresentada pela Tabela 18:

**Tabela 18 - Configuração da FPGA para 23 bits, com pipelines.**

Modelo	Virtex IV SX35
Speed Grade	-12
Nº de bits utilizados pelos <i>Cores</i>	23

Uma vez que existe um incremento no número de bits utilizados pelos *cores*, para 23 bits, os próprios *cores* passam a suportar níveis de latência mais elevados. Neste sentido surge a necessidade de voltar a calcular a latência máxima de cada core.

Assim, para as modulações BPSK e QPSK, ilustradas pelas Figura 36 e Figura 37, os novos valores para a latência dos *cores* obtidos são:

Multiplicador: 6

Somador : 11

Para estes níveis de latência, para a modulação BPSK e pela Tabela 18, obtêm-se os seguintes valores de síntese:

**Tabela 19 - Results. da configuração 2x1, modulação BPSK, 23 bits, com pipelines.**

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.	Latência
3,284 (10%)	3,230 (10%)	8 (4%)	284,656 MHz (3,513ns)	284,656 Msimb/s (284,656 Mbps)	17

Pela análise da Tabela 19 é possível verificar que existe uma utilização de recursos na ordem dos 10% para Flips-Flops, 10% para LUTs e 4% para DSPs, com uma latência de 17. Comparando a Tabela 15, caso de 16 bits, com a Tabela 19, verifica-se que existe um aumento no consumo de recursos por parte da FPGA, de mais 5% para Flip-Flops e 3% para LUTs. De notar, que, apesar do aumento do número de bits utilizado, de 16 bits para 23 bits, que se traduz no aumento no consumo de recursos, como referido, consegue-se manter uma frequência de trabalho muito próxima, de 262,674 MHz para 284,656 MHz.

Pelo diagrama de blocos ilustrado pela Figura 37, para a modulação QPSK, para a configuração de FPGA apresentada pela Tabela 18 e para os mesmos valores de latência nos cores (multiplicador = 6 e somador = 11), obtêm-se os seguintes resultados de síntese:

**Tabela 20 - Results. da configuração 2x1, modulação QPSK, 23 bits, com pipelines.**

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.	Latência
6,384 (20%)	6,460 (21%)	16 (8%)	265,674 MHz (3.764ns)	265,674 Msimb/s (531,348 Mbps)	17

Através da análise da Tabela 20 verifica-se que existe uma utilização dos recursos na ordem dos 20% para Flips-Flops, 21% para LUTs e 8% para DSPs, para uma latência de 17. Pela comparação da Tabela 16, caso 16 bits, com a Tabela 20, é possível verificar que existe um aumento no consumo dos recursos por parte da FPGA, de mais 9% para Flip-Flops e 7% para LUTs. Verifica-se ainda que não existe uma diferença significativa em termos de frequência, isto é, 251,762 MHz, no caso dos 16 bits, para 265,674 MHz. Como já referido, este aumento de consumo, comparativamente ao caso BPSK, é esperado, uma vez que são utilizados os dobros dos recursos.

No caso da modulação 16-QAM é necessário recalcular o valor de  $Rgs\ 1$  e  $Rgs\ 2$ , ilustrados pela Figura 44 uma vez que os valores das latências dos *cores* foram alterados, assim como calcular o novo valor de latência para o divisor, introduzido na modulação 16-QAM. Assim, para o circuito ilustrado pela Figura 42, obtêm-se os seguintes resultados para as latências dos *cores*:

Multiplicador (já calculado): 6

Somador (já calculado): 11

Divisor : 11

Nesse sentido, tendo o multiplicador e o somador uma latência de 6 e 11, respectivamente, tem-se que  $Rgs\ 1 = 17$  e  $Rgs\ 2 = 11$ . Desta forma, pela Figura 42 e pela Tabela 18, obtêm-se os seguintes resultados de síntese para os níveis de latência anteriormente apresentados (multiplicador = 6, somador = 11 e divisor = 11):

**Tabela 21 - Results. da configuração 2x1, modulação 16-QAM, 23 bits, com pipelines.**

Flip-Flops	LUT	DSP	Frequência	Taxa de transf.	Latência
11,147 (36%)	11,740 (38%)	21 (10%)	217,533 MHz (4,597ns)	217,533 Msimb/s (870,132 Mbps)	28

Pela Tabela 21, verifica-se que existem uma utilização de recursos na ordem 36% para Flips-Flops, 38% para LUTs e 10% para DSPs, para uma latência de 28. Por análise à Tabela 17 e Tabela 21 verifica-se que existe um incremento na utilização de recursos por parte da FPGA, de mais 18% para Flip-Flops e 13% para LUTs. Por outro lado,

assiste-se a um ligeiro aumento de frequência de 215,610 MHz para 217,533 MHz.

É possível verificar que, para o caso da utilização dos 23 bits com *pipelines*, para todas as modulações aqui apresentadas, o valor da frequência é muito parecido aos valores obtidos para o caso da utilização dos 16 bits com *pipelines*, sofrendo um ligeiro incremento. Este facto deve-se ao incremento das latências efectuado nos *cores*, conseguindo-se assim apresentar praticamente a mesma frequência de trabalho para os casos de 16 bits e 23 bits, à custa de um aumento significativo da utilização de recursos.





## 5 Conclusões e Trabalho Futuro

---

---

A proliferação dos sistemas de comunicações sem fios que se tem assistido ao longo destes últimos anos tem alterado profundamente os hábitos e costumes de toda a civilização, tendo mesmo já um papel fulcral no desenvolvimento económico global. Cada vez mais se percorre o caminho na direcção da Ubiquidade. Por outro lado, a oferta ilimitada de dispositivos móveis que oferecem inúmeros serviços multimédia associados sempre a um factor de mobilidade cada vez mais adquirido, como a Internet móvel, faz com que, tanto os próprios serviços como os próprios utilizadores, se tornem cada vez mais exigentes. Estas exigências traduzem-se em maiores taxas de transmissão e numa melhor QoS dos serviços. Estes factores fazem com que cada vez mais se procurem novas técnicas capazes de dar resposta a estes desafios, e é nesse sentido que surge a tecnologia MIMO como uma possível solução.

A tecnologia MIMO vem oferecer principalmente três tipos de ganhos: ganho de diversidade espacial, que através da exploração do domínio espacial, permite combater os efeitos do desvanecimento multi-percurso; ganho de multiplexagem espacial, através do qual é possível obter uma maior capacidade, sem recorrer a qualquer aumento da largura de banda ou da potência de transmissão; ganho de formatação de feixe, onde através da orientação dos diagramas de radiação das antenas, consegue-se privilegiar

determinadas direcções em detrimento de outras, reduzindo as interferências provocadas por outras direcções.

O ganho de diversidade espacial é conseguido através da utilização de códigos espaço – temporais. A codificação de Alamouti é uma codificação espaço – temporal do tipo CBET, através da qual se consegue obter um ordem de diversidade espacial máxima, utilizando apenas processamento linear e simples no processo de descodificação. Nesta dissertação, o esquema de Alamouti foi implementado em MatLab para várias configurações de antenas (2x1, 2x2, 2x4 e 2x6) e para três tipos de modulações multi-nível (BPSK, QPSK e 16-QAM). O incremento do número de antenas receptoras traduz-se num aumento do BER para valores de SNR mais reduzidos, assim como, modulações de níveis mais elevados apresentam melhores valores de BER para SNR mais elevadas. O ganho de diversidade conseguido é dado por  $2 \times N_R$ .

Posteriormente, o receptor do esquema de codificação de Alamouti foi implementado sob uma plataforma FPGA para a configuração de antenas 2x1 e para os diferentes tipos de modulações. Através da utilização do formato de vírgula flutuante, foi efectuada uma relação entre o número de bits utilizados e os recursos consumidos. Nesse sentido, foram considerados dois cenários, com e sem a utilização de *pipelines*. Numa primeira análise verifica-se que as modulações de maiores níveis consomem mais recursos, como esperado, assim como o aumento do número de bits utilizado para precisão se traduz num aumento directo dos recursos consumidos pela FPGA. A introdução de *pipelines* está associada directamente a um aumento do desempenho por parte do circuito, cerca de 10 vezes mais, contudo, esta melhoria de desempenho acarreta um aumento significativo (até 38% em LUTs para 16-QAM) por parte de recursos consumidos.

Os objectivos inicialmente propostos foram atingidos e foi efectuada uma publicação com os resultados mais relevantes.

## 5.1 Trabalho Futuro

---

Como continuação ao trabalho desenvolvido nesta dissertação, são de seguida apresentadas algumas sugestões de trabalho futuro:

- Aumentar o número de antenas transmissoras, para um número diferente de antenas receptoras (implementação do esquema de Tarokh), e comparar com os resultados obtidos com o esquema de Alamouti;
- Receber directamente na FPGA os resultados gerados pelo MatLab para os sinais transmitidos;
- Implementação do estimador de canal no esquema receptor de Alamouti em MatLab e FPGA;
- Implementação de todo o sistema em vírgula fixa e comparação com os resultados obtidos em vírgula flutuante;
- Implementação de outros esquemas CBET.



# Referências

---

- [1] "Guglielmo Marconi - Biography". Nobelprize.org. 5 Apr 2011  
[http://nobelprize.org/nobel\\_prizes/physics/laureates/1909/marconi-bio.html](http://nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/1909/marconi-bio.html).
- [2] Costa, N., and Haykin, S., *Multiple-Input, Multiple-Output Channel Models: Theory and Practice*, John Wiley & Sons, Hoboken, New Jersey, 2010.
- [3] Zyren, J., "Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer", Freescale Semiconductor, Jul. 2007.
- [4] White Paper, "EDGE, HSPA and LTE – The Mobile Broadband Advantage", RYSAVY Research, Sep. 2007.
- [5] Lourenço, J., "O salto esperado nas redes WLAN", Jul. 2010, acessado em Janeiro de 2011, <http://www.zoomit.pt/index.php/z-tecno/75-tecnologias/442-o-salto-esperado-nas-redes-wlan>.
- [6] Ministry of Communications & Information Technology, Government of India, "Ubiquitous Computing", acessado em Janeiro de 2011, <http://www.mit.gov.in/content/ubiquitous-computing>.
- [7] Biglieri, E., Calderbank, R., Constantinides, A., Goldsmith, A., Paulraj, A., and Poor, H. V., *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, Cambridge, UK, 2007.
- [8] Atanes, P., Arrinda, A., Prieto, G., Angueira, P., Vélez, M. M., and Prieto, P., "MIMO performance of the next generation DVB-T ", *IEEE 69th Vehicular Technology Conference, 2009. VTC Spring 2009.*, Barcelona, Spain, Apr. 2009, pp. 1-5.
- [9] Christoph, S., "Iterative MIMO Decoding: Algorithms and VLSI Implementation Aspects", Ph. D. Thesis, ETH Zurich, Zurich, Switzerland, 2009.
- [10] Edman, F., "Digital Hardware Aspects of Multiantenna Algorithms", Ph. D. Thesis, Department of Electrosience, Lund University, Lund, Sweden, 2006.
- [11] Almers, P., Bonek, E., Burr, A., Czink, N., Debbah, M., Degli-Esposti, V., Hofstetter, H., Kyösti, P., Laurenson, D., Matz, G., Molisch, A. F., Oestges, C., Özcelik, H., "Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems", *EURASIP Journal on Wireless Communications and*

Networking, Draft, May 2006.

- [12] Numan, M. W., Islam, M. T., and Misran, N., "Performance and Complexity Improvement of Training Based Channel Estimation in MIMO Systems", *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 10, 2009, pp. 1-13.
- [13] Ergen, M., *Mobile Broadband: Including WiMAX and LTE*, Springer Science+Business Media, New York, USA, 2009.
- [14] Shannon, C. E., "A Mathematical Theory of Communication", *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, 1948, pp. 379-423.
- [15] Gesbert, D., Shafi, M., Shiu, D.-s., Smith, P. J., and Naguib, A., "From Theory to Practice: Na Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, 2003, pp. 281-302.
- [16] Foschini, G. J., and Gans, M. J., "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas", *Wireless Personal Communications*, vol. 6, 1998, pp. 311-335.
- [17] Jankiraman, M., *Space-Time Codes and MIMO Systems*, Artech House, Boston-London, UK, 2004.
- [18] Telatar, E., "Capacity of Multi antenna Gaussian Channels", *European Transactions on Telecommunications*, Vol. 10, No. 6, Nov/Dec 1999, pp. 585-595.
- [19] Alamouti, S. M., "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 16, 1998, pp. 1451-1458.
- [20] Tarokh, V., Jafarkhani, H., and Calderbank, A. R., "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, 1999, pp. 1456 - 1467.
- [21] Tse, D, and Viswanath, P., *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University, Cambridge, UK, 2005.
- [22] Hünseyin Özcelik, "Indoor MIMO Channel Models", *Ph. D. Thesis*, Technische Universität Wien, Vienna, Austria, Dec 2004.
- [23] Garg, V. K., *Wireless Communications and Networking*, Elsevier, San Francisco, USA, 2007.
- [24] Flaviis, F., Jofre, L., Romeu, J., and Grau, A., *Multiantenna Systems for MIMO Communications*, Morgan & Claypoo, 2008.

- [25] Dumitru, M.-E., "FPGA Implementation of Diversity and Spatial Multiplexing for MIMO Free Space Optical Interconnects", Ph. D. Thesis, Drexel University, Philadelphia, USA, Set. 2010.
- [26] Foschini, G. J., "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas", Bell Labs Technical Journal, vol. 1, 1996, pp. 41-59.
- [27] Wolniansky, P. W., Foschini, G. J., Golden, G. D. and Valenzuela, R. A., "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over Rich-Scattering Wireless Channel", 1998.
- [28] Lozano, A., and Jindal, N., "Transmit Diversity vs. Spatial Multiplexing in Modern MIMO Systems", IEEE Transactions on Wireless Communications, VOL. 9, Jan 2010, pp. 186 – 197.
- [29] White Paper, "MIMO Transmitter and Receiver Design", Lecture 15 - EE 359: Wireless Communications, 2010.
- [30] Zheng, L., and Tse, D. N. C., "Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, 2003, pp. 1073-1096.
- [31] Larsson, E.G. and Stoica, P., *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*, Cambridge University, Cambridge, UK, 2005.
- [32] Sustelo, P. and Ricardo, P., "Simulador de Modulação de Amplitude e Frequência baseado em Ambiente LabView", Final Project, Department of Engenharia Electrónica, Escola Superior Tecnologia Setúbal, Setúbal, Portugal, 2003.
- [33] Laskoski, G. T., Marcondes, M. and Szeremeta, Oscar, "Modulação Digital", Class Work, Department of Electrónica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Paraná, Brasil, 2006.
- [34] Mendes, L. L. and Gomes, G. G. R., "Estudo da Constelação 16-QAM", Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais, Brasil.
- [35] Sankar, K., "Scaling factor in QAM", Sep. 2007, acedido em Agosto de 2011, <http://www.dsplog.com/2007/09/23/scaling-factor-in-qam/>.
- [36] White Paper, "Vírgula Flutuante", Arquitectura de Computadores Class Notes, Instituto Superior Técnico, Lisboa, Portugal, 2005.

[37] Xilinx, “Virtex-4 FPGA User Guide”, Xilinx, 2008.