

# Modulação Multiportadora *M*-QAM Não-Quadrada Codificada por Blocos para Canais com Modelo de Rummler.

LEANDRO COIMBRA DA FONSECA

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações,  
como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em  
Engenharia Elétrica.

Orientador: PROF. DR. GERALDO GIL RAMUNDO GOMES

Co-Orientador: PROF. DR. ADONIAS COSTA DA SILVEIRA

Santa Rita do Sapucaí  
2004

Dissertação defendida e aprovada em 04/10/2004, pela comissão julgadora:

---

Prof. Dr. Geraldo Gil R. Gomes (Orientador) - Inatel

---

Prof. Dr. Renato Baldini Filho - UNICAMP

---

Prof. Dr. Adonias Costa da Silveira - Inatel

---

**Coordenador do Curso de Mestrado**

À Deus, aos meus pais Fernando  
Lourenço da Fonseca e Joana d'Arc  
Coimbra da Fonseca e principalmente  
ao meu anjo da guarda Bianca.

# Agradecimentos

Eu gostaria primeiramente de agradecer ao Prof. Dr. Geraldo Gil Ramundo Gomes, meu professor orientador, que esteve ao meu lado durante todo este tempo que estive desenvolvendo este trabalho, por sua confiança, otimismo e orientação em todas as etapas deste trabalho.

Gostaria também de prestar meus sinceros agradecimentos a dois outros professores do Mestrado, Prof. Dr. Carlos Alberto Ynoguti e Prof. Dr. Wilton Ney do Amaral Pereira, que durante todo este tempo que estive fazendo mestrado, me ajudaram muito com os conhecimentos técnicos e com um incentivo muito grande para que eu pudesse concluir este trabalho.

Gostaria de agradecer também ao Luciano Leonel Mendes, que durante todo este tempo esteve presente sempre nos momentos que precisei de sua ajuda.

Aos professores da graduação gostaria de agradecer a todos, porém em especial, gostaria de deixar meus sinceros agradecimentos aos Professores Navantino Dionísio Barbosa e Carlos Nazareth Motta Marins, que acreditaram no meu potencial e me deram as duas cartas de recomendação necessárias para o meu ingresso no curso de Mestrado. O professor Carlos Nazareth Motta Marins também foi fundamental para o meu ingresso na carreira acadêmica, pois foi ele quem me abriu a primeira porta para participar de um programa de estágio docente (PED) do Inatel.

À Celeste Vono, professora de inglês, gostaria de deixar meus sinceros agradecimentos, pois sua ajuda foi fundamental para que eu pudesse submeter e publicar meu primeiro artigo internacional.

Agradeço também a todos os meus amigos de Mestrado, Graduação e a todos funcionários do Inatel que estiveram ao meu lado durante todos estes anos.

À Tia Conceição Renó, gostaria de deixar meu muito obrigado, pois ela foi uma grande mãe para mim todos estes anos que vivi em Santa Rita.

Gostaria de expressar meus sinceros agradecimentos ao Prof. Dr. Ricardo de Oliveira Alves, coordenador do curso de Engenharia de Computação do UBM (Centro Universitário de Barra Mansa), por sua amizade, pelo seu total apoio a conclusão deste trabalho e principalmente por acreditar no meu potencial como professor e me dar uma oportunidade para começar a minha carreira acadêmica como docente do UBM.

Gostaria de deixar meu muito obrigado a todos meus familiares, que sempre estiveram presentes na minha vida, seja nos momentos de dificuldades e tristezas

quanto nos momentos de alegria. E tenho certeza que sempre estarão juntos a mim quando eu precisar.

Finalmente eu gostaria de agradecer as duas pessoas que mais amo nesta vida, meus pais Fernando Lourenço da Fonseca e Joana d'Arc Coimbra da Fonseca. Foram eles que nos momentos de maiores dificuldades me apoiaram e com certeza são as pessoas que mais torcem pelo meu sucesso pessoal e profissional.

E à Deus por ter me dado saúde e principalmente me iluminado nos momentos de maior dificuldade durante o período que estive desenvolvendo este trabalho.

# Índice

Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	vii
Lista de Abreviaturas e Siglas	ix
Lista de Símbolos	x
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivo . . . . .	1
1.2 Motivação . . . . .	1
1.3 Conteúdo . . . . .	2
1.4 Principal Contribuição . . . . .	3
<b>2 Modulação codificada por blocos para constelações <math>M</math>-QAM não-quadradas</b>	<b>4</b>
2.1 Introdução . . . . .	4
2.2 Constelações não-quadradas . . . . .	5
2.3 Constelações não-quadradas codificadas através de constelações unidimensionais . . . . .	7
2.3.1 Método de codificação . . . . .	7
<b>3 Modulação codificada por blocos para a modulação multiportadora - <i>Uma solução para constelações <math>M</math>-QAM quadradas</i></b>	<b>10</b>
3.1 Introdução . . . . .	10
3.2 Uma solução para erros em rajada . . . . .	11
3.3 BCMCM de baixa complexidade . . . . .	13
3.4 Decodificação . . . . .	16
<b>4 Modulação codificada por blocos para a modulação multiportadora - <i>Uma solução para constelações <math>M</math>-QAM não-quadradas</i></b>	<b>18</b>
4.1 Introdução . . . . .	18

---

4.2	Análise de desempenho da ITLO-MCM para constelações $M$ -QAM não-quadradas em canais com modelo de Rumlmer . . . . .	18
4.3	BCMCM para constelações $M$ -QAM não-quadradas . . . . .	22
4.4	Decodificação . . . . .	26
4.5	Desempenho da BCMCM em canais com modelo de Rumlmer . .	27
4.6	Área de Assinatura . . . . .	34
4.7	Conclusão . . . . .	36
<b>5</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>38</b>
	<b>Bibliografia</b>	<b>40</b>
<b>A</b>	<b>Contribuições Publicadas</b>	<b>42</b>
<b>B</b>	<b>Canalização para Sistemas Rádio Digital</b>	<b>43</b>

# Lista de Figuras

2.1	Constelação de uma 32-QAM. . . . .	5
2.2	Partição de uma constelação 32-QAM. . . . .	6
2.3	Distâncias euclidianas correspondentes a cada partição realizada em uma constelação 32-QAM. . . . .	6
2.4	Arranjo de códigos para uma constelação 32-QAM. . . . .	8
3.1	Entrelaçador utilizado para correção de erros em rajada. . . . .	12
3.2	Transmissão dos símbolos utilizando um interleaving sobre múltiplas portadoras. . . . .	13
3.3	Decomposição de uma constelação, 16-QAM em duas constelações unidimensionais, 4-ASK. . . . .	14
3.4	Partições de uma constelação 4-ASK e suas respectivas distâncias euclidianas. . . . .	14
3.5	Arranjo de Sayegh para uma constelação 16-QAM . . . . .	15
3.6	Arranjo de Sayegh para uma constelação 16-QAM com 32 portadoras, utilizando um entrelaçador. . . . .	16
4.1	Arranjo de códigos para uma constelação 32-QAM. . . . .	22
4.2	Constelações 32-QAM sobre múltiplas portadoras. . . . .	23
4.3	Arranjo de Sayegh para constelações 32-QAM com código de comprimento 4. . . . .	24
4.4	Entrelaçamento dos símbolos do arranjo de Sayegh entre 64 portadoras de uma MCM. . . . .	24
4.5	Desempenho da BCMCM $32 \times 32$ -QAM (51,84Mb/s). . . . .	28
4.6	Desempenho da BCMCM $64 \times 32$ -QAM (51,84Mb/s). . . . .	29
4.7	Desempenho da BCMCM $128 \times 32$ -QAM (51,84Mb/s). . . . .	30
4.8	Desempenho da BCMCM $64 \times 128$ -QAM (155,52Mb/s). . . . .	31
4.9	Desempenho da BCMCM $128 \times 128$ -QAM (155,52Mb/s). . . . .	32
4.10	Desempenho da BCMCM $256 \times 128$ -QAM (155,52Mb/s). . . . .	33
4.11	Curva de assinatura típica. . . . .	34



# Lista de Tabelas

4.1	Valores máximos de $C_\alpha$ e $C_\beta$ , em função do número de portadoras ( $N$ ) e Profundidade de <i>notch</i> ( $D$ ), para taxa de transmissão igual a 51,84Mb/s. . . . .	20
4.2	Valores máximos de $C_\alpha$ e $C_\beta$ , em função do número de portadoras ( $N$ ) e Profundidade de <i>notch</i> ( $D$ ), para taxa de transmissão igual a 155,52Mb/s. . . . .	21
4.3	Taxas de Codificações para constelações 32-QAM e 128-QAM utilizando códigos (4,1,4)(4,3,2). . . . .	25
4.4	Principais parâmetros dos esquemas BCMCM 32-QAM e 128-QAM para 64 portadoras. . . . .	25
4.5	Áreas de assinatura, em função de taxas de erro de limiar, obtidas a partir dos resultados de simulações apresentados nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7. . . . .	35
4.6	Áreas de assinatura, em função de taxas de erro de limiar, obtidas a partir dos resultados de simulações apresentados nas Figuras 4.8, 4.9 e 4.10. . . . .	35
4.7	Fatores de melhoria de codificação das BCMCMs 32-QAM em função das taxas de erro de limiar para uma codificação (4, 1, 4)(4, 3, 2). . . . .	36
4.8	Fatores de melhoria de codificação das BCMCMs 128-QAM em função das taxas de erro de limiar para uma codificação (4, 1, 4)(4, 3, 2). . . . .	37
5.1	Comparação entre um esquema BCMCM $\times$ 64-QAM e um BCMCM $\times$ 128-QAM para uma taxa de limiar de erro de $10^{-3}$ . . . . .	39
B.1	Canalização para Sistemas Rádio Digital com Taxas de Transmissão de 51 Mb/s para Faixas Compreendidas entre 2 GHz e 8 GHz. . . . .	43
B.2	Canalização para Sistemas Rádio Digital com Taxas de Transmissão de 155 Mb/s para Faixas Compreendidas entre 3 GHz e 8 GHz. . . . .	44

# Lista de Abreviaturas e Siglas

<b>ASK</b>	<i>Amplitude Shift Keying</i> - Deslocamento da Amplitude por Chaveamento
<b>AWGN</b>	<i>Additive White Gaussian Noise</i> - Ruído Gaussiano Branco Aditivo
<b>BCM</b>	<i>Block Coded Modulation</i> - Modulação Codificada por blocos
<b>BCMCM</b>	<i>Block Coded Multicarrier Modulation</i> - Modulação Multiportadora Codificada por Blocos
<b>FDM</b>	<i>Frequency Division Multiplexing</i> - Multiplexação por Divisão de Frequência
<b>ICI</b>	<i>Inter-Channel Interference</i> - Interferência Intercanal
<b>IFI</b>	<i>Inter-Frame Interference</i> - Interferência Interquadros
<b>ISI</b>	<i>Inter-Symbol Interference</i> - Interferência Intersimbólica
<b>ITLO MCM</b>	<i>Improved Time Limited Orthogonal Multicarrier Modulation</i> - Modulação Multiportadora Ortogonal Limitada no Tempo e Melhorada
<b>MCM</b>	<i>Multicarrier Modulation</i> - Modulação de Multiportadoras
<b>M-QAM</b>	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i> - <i>M</i> -ário Modulação de Amplitude em Quadratura
<b>OFDM</b>	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i> - Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal
<b>PSK</b>	<i>Phase Shift Keying</i> - Chaveamento por Deslocamento de Fase
<b>SCM</b>	<i>Single Carrier Modulation</i> - Modulação em única Portadora
<b>SHF</b>	<i>Super High Frequency</i> - Frequência super alta
<b>SIR</b>	<i>Signal to Interference Ratio</i> - Relação Sinal/Ruído Interferente
<b>TCM</b>	<i>Trellis Coded Modulation</i> - Modulação Codificada por Treliça

# Lista de Símbolos

$a$	profundidade de desvanecimento não seletivo
$b$	razão entre as amplitudes do raio principal e do raio secundário
$C$	código de bloco linear ou número de bits consecutivos errados
$Cx_i$	código de bloco linear da $i$ -ésima linha do arranjo de palavras código do eixo X
$Cy_i$	código de bloco linear da $i$ -ésima linha do arranjo de palavras código do eixo Y
$C_\alpha$	parâmetro auxiliar associado à inclinação relativa de amplitude do canal de Rummler
$C_\beta$	parâmetro auxiliar associado ao atraso de grupo do canal de Rummler
$d$	distância de Hamming mínima de um código de bloco C
$d_l$	distância de Hamming mínima do código usado na $i$ -ésima linha do arranjo de palavras código
$D$	profundidade de <i>notch</i> , em dB
$D_{EC}^2$	distância euclidiana quadrática mínima da constelação em que se usou codificação
$D_{ENC}^2$	distância euclidiana quadrática mínima da constelação em que não se usou codificação
$E_b/N_0$	relação entre a energia de bit e a densidade espectral de ruído
$f_i$	freqüência de <i>notch</i>
$G_\infty$	ganho de codificação assintótico

---

$H(\omega)$	função de transferência do canal de Rummler
$ H(\omega) $	resposta de amplitude da função de transferência do canal de Rummler
$ H(\omega_p) $	resposta de amplitude da função de transferência do canal de Rummler sobre a portadora $p$
$I$	eixo do sistema de coordenadas cartesianas que representa o componente de um sinal em fase
$k$	número de bits de informação de uma palavra código
$K_{xl}$	número de bits de informação da $i$ -ésima linha do arranjo de palavras código do eixo X
$K_{yl}$	número de bits de informação da $i$ -ésima linha do arranjo de palavras código do eixo Y
$l$	número de bits consecutivos errados que podem se corrigidos com o auxílio de um entrelaçamento de comprimento $m$ , em um esquema com capacidade de correção de $C$ bits consecutivos errados
$L$	número de linhas de um arranjo de palavras de código
$L_x$	número de linhas do arranjo de palavras código do eixo X
$L_y$	número de linhas do arranjo de palavras código do eixo Y
$m$	comprimento de entrelaçamento ou do entrelaçador
$M$	número de símbolos de uma constelação
$M_{cod}$	fator de melhoria devido ao uso da codificação do canal
$M_C$	cardinalidade da constelação em que se usou codificação
$M_{NC}$	cardinalidade da constelação sem codificação (constelação de referência)
$n$	comprimento de um código de bloco, de um vetor código ou de um arranjo de palavras de código
$N$	número de bits das palavras que rotulam os $M$ símbolos de uma constelação

---

$P_b$	probabilidade de erro de bit total de um esquema MCM
$P_{bp}$	probabilidade de erro de bit da portadora $p$
$P_i$	$i$ -ésima subportadora do esquema com múltiplas portadoras
$P_{s_p}$	probabilidade de erro de símbolo da portadora $p$
$Q$	eixo do sistema de coordenadas cartesianas que representa o componente de um sinal em quadratura
$R_c$	taxa de codificação
$S$	área de assinatura
$S_{cod}$	área de assinatura com codificação
$S_p^g$	bit cuja posição é $g$ na palavra binária que denota um símbolo da portadora de número $p$
$T$	período de um símbolo MCM
$T_s$	período de símbolo
$x$	eixo x
$x_p^i$	$i$ -ésimo bit do eixo X da portadora $p$
$y$	eixo y
$y_p^i$	$i$ -ésimo bit do eixo Y da portadora $p$
$\alpha(\omega)$	inclinação relativa da resposta de amplitude do canal de Rummler
$\beta(\omega)$	atraso de grupo da resposta de fase do canal de Rummler
$\Delta_0, \Delta_1, \dots, \Delta_n$	distâncias euclidianas mínimas dos subconjuntos correspondentes a cada nível de partição de conjunto de uma constelação
$\Delta_{x0}, \Delta_{x1}, \dots, \Delta_{xn}$	distâncias euclidianas mínimas dos subconjuntos correspondentes a cada nível de partição da constelação unidimensional do eixo X
$\Delta_{y0}, \Delta_{y1}, \dots, \Delta_{yn}$	distâncias euclidianas mínimas dos subconjuntos correspondentes a cada nível de partição da constelação unidimensional do eixo Y
$\lambda_a$	profundidade média de <i>notch</i> para determinação da área de assinatura
$\omega$	freqüência angular
$\omega_0$	freqüência angular em que ocorre o notch

$\chi_p$	relação sinal/interferência da portadora $p$
$\tau$	atraso entre os raios direto e secundário
$\tau_r$	atraso de referência para a determinação da curva de assinatura
$\varphi(\omega)$	resposta de fase da função de transferência do canal de Rummier

# Resumo

Um dos principais fatores que provocam a degradação da qualidade dos sistemas digitais de longo alcance em linha de visada com taxas de transmissão na ordem de algumas dezenas de Mb/s, são os desvanecimentos seletivos em frequência. Uma das alternativas para diminuir o efeito provocado pelos desvanecimentos seletivos em frequência é a utilização de uma modulação codificada sobre múltiplas portadoras [6], [17]. Este trabalho tem por objetivo analisar o desempenho de uma modulação multiportadora codificada por blocos de baixa complexidade para constelações  $M$ -QAM (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*) não-quadradas mais adequada às canalizações com larguras de faixas próximas de 29MHz. No final deste trabalho, com os resultados obtidos a partir de simulações computacionais para um esquema BCMCM (*Block Coded Multicarrier Modulation*) 128-QAM, utilizando um arranjo de códigos simples é comparado com o esquema BCMCM 64-QAM apresentado em [6], [17], quando é observada, além da redução da largura de faixa utilizada, uma redução da área de assinatura do sistema.

Foi analisado também o desempenho de um sistema BCMCM 32-QAM para uma taxa de transmissão da ordem de 51Mb/s.

*Palavras chave: Modulação multiportadora, canal com modelo de Rummler, desvanecimentos seletivos em frequência.*

# Abstract

One of the main factors that cause the quality degradation of the long-range digital systems to line-of-sight with transmission rates in the order of tens of Mb/s is the frequency-selective fading. One of the alternatives to decrease the effects of the frequency-selective fading is the use of a coded modulation on multiple carriers [6], [17]. This work aims to analyze the performance of low complexity block coded multicarrier modulation for non-square  $M$ -QAM (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*) constellations, suitable to canalizations with bandwidth around 29MHz. A BCMCM (Block Coded Multicarrier Modulation) 128-QAM scheme, using a simple code array is compared to the BCMCM 64-QAM scheme presented in [6], [17], when it is noted besides the reduction of the used bandwidth, a reduction of the system signature area.

The BCMCM 32-QAM performance for a transmission rate of 51Mb/s is also analyzed.

*Keywords: multicarrier modulation, frequency-selective fading, coded modulation, signature area.*



# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Objetivo

Sabe-se que um dos principais fatores degenerativos dos sistemas digitais para longo alcance em linha de visada com taxas de transmissão da ordem de dezenas de Mb/s é o desvanecimento seletivo em frequência. Uma das formas de combater os efeitos dos desvanecimentos seletivos em frequência consiste no uso de modulação sobre múltiplas portadoras. Este trabalho tem por objetivo investigar o desempenho de esquemas de modulação codificada por blocos em constelações  $M$ -QAM (*M-ary Quadrature Amplitude Modulation*) não-quadradas em múltiplas portadoras ortogonais. Os resultados obtidos são comparados com os apresentados em [6],[17], onde esquemas semelhantes sobre constelações  $M$ -QAM quadradas foram investigados.

### 1.2 Motivação

Os desempenhos dos esquemas de modulação codificada por blocos sobre múltiplas portadoras mutuamente ortogonais, apresentados em [6], mostram que é possível tornar desprezíveis as degradações provocadas pelos desvanecimentos seletivos para radioenlaces fixos de longa distância com visada direta, operando no início da faixa de SHF (*Super High Frequency*), a taxas de até 155,52 Mb/s. Em geral, tais sistemas são limitados em largura de faixa, o que torna seu bom aproveitamento um ponto crítico. A motivação para o desenvolvimento deste trabalho é a investigação do desempenho de constelações com cardinalidade uma ordem acima do que as investigadas em [6], com o objetivo de obter-se melhor aproveitamento da largura de faixa, bem como maior imunidade aos efeitos dos desvanecimentos seletivos através de uma taxa de codificação menor. Em outras palavras, isso im-

plica em utilizar-se constelações não quadradas, como, por exemplo, 128-QAM. Entretanto, a modulação codificada por bloco sobre constelações  $M$ -QAM não-quadradas pode tornar-se uma tarefa complexa. Para evitar que isso pudesse ocorrer, adaptou-se o esquema de modulação codificada por bloco para constelação  $M$ -QAM não-quadradas, apresentado em [3],[16], sobre portadora única, para esquemas com múltiplas portadoras ortogonais.

## 1.3 Conteúdo

Além deste capítulo introdutório, este trabalho apresenta mais quatro capítulos, cada um apresentando resumidamente o seguinte conteúdo:

- **Capítulo 2**

Este capítulo aborda a utilização de modulações codificadas por blocos para constelações  $M$ -QAM não-quadradas em única portadora. Relata a história de quando e como surgiram as primeiras pesquisas na área de modulação codificada, apresenta o formato da constelação não-quadrada a ser utilizada no desenvolvimento deste trabalho e apresenta também o método de codificação, ou melhor, o arranjo de codificação a ser utilizado nas modulações codificadas para constelações  $M$ -QAM não-quadradas.

- **Capítulo 3**

O início deste capítulo apresenta os principais tipos de modulações multiportadoras, as vantagens e desvantagens em utilizá-las em sistemas radioenlaces digitais. Este capítulo apresenta ainda uma solução para os erros em rajadas provenientes da ocorrência do desvanecimento seletivo em frequência. Apresenta também como o arranjo de códigos pode ser utilizado quando se utiliza uma modulação multiportadora e por fim é apresentado o processo de decodificação deste arranjo de códigos.

- **Capítulo 4**

Este é o principal capítulo deste trabalho, pois aborda a modulação codificada por blocos para a modulação multiportadora com constelações  $M$ -QAM não-quadradas, tema proposto em nosso estudo. Portanto, este capítulo apresenta os desempenhos dos sistemas digitais propostos utilizando este tipo de modulação em um canal com o modelo de Rumlner, obtidos através de simulações computacionais. Apresenta também as áreas de assinaturas obtidas a partir das curvas de desempenho dos esquemas propostos. E finalmente, apresenta as conclusões tiradas a partir dos resultados obtidos.

- **Capítulo 5**

Este capítulo, considerações finais, aborda todas as conclusões finais tiradas a partir dos resultados obtidos neste trabalho e por fim apresenta algumas sugestões para trabalhos futuros.

## 1.4 Principal Contribuição

Este trabalho tem como contribuição os resultados obtidos através das simulações computacionais realizadas e que apresentam o desempenho dos esquemas de modulações multiportadoras codificadas por blocos utilizando constelações  $M$ -QAM não-quadradas. Esta análise e os resultados obtidos foram apresentados no International Workshop on Telecommunications - 2004. Veja no Anexo A.

## Capítulo 2

# Modulação codificada por blocos para constelações $M$ -QAM não-quadradas

### 2.1 Introdução

Uma das formas de se obter bom desempenho em transmissão digital consiste em se utilizar técnicas de modulação codificada. Esta técnica permite, basicamente, obter ganhos de codificação significativos sobre um esquema de modulação digital convencional (não codificado), sem expansão da ocupação espectral ou diminuição da taxa de dados de informação original, para uma mesma potência média de transmissão.

Pesquisas nesta área vêm sendo realizadas desde a década de 70. Apesar disso, apenas na década de 80 o esquema de modulação codificada por treliça ou TCM (*Trellis Coded Modulation*), apresentado por Ungerboeck [5], obteve bastante repercussão. A modulação codificada por bloco, ou BCM (*Block Coded Modulation*), apesar de mais antiga, só começou a ser mais largamente pesquisada um pouco depois [9],[18].

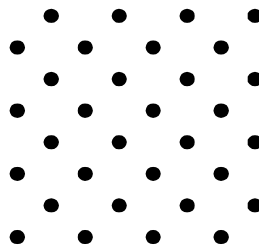
Em meados da década de 90, Williams & Farrell [1],[2] apresentaram esquemas de codificação e de decodificação de baixa complexidade para esquemas  $M$ -PSK (*M-ary Phase Shift Keying*) e constelações  $M$ -QAM quadradas, utilizando a BCM. Gomes e Baldini F.(1997)[16] apresentaram uma generalização do esquema de Williams & Farrel para constelações  $M$ -QAM não-quadradas, obtidas por superposição de duas  $M$ -QAM quadradas.

Conforme mencionado no Capítulo 1, o esquema apresentado em [3],[16], para

portadora única é adaptada para o caso de múltiplas portadoras ortogonais, ou BCMCM (*Block Coded Multi-Carrier Modulation*). Em seguida, verifica-se o desempenho da BCMCM para as constelações  $M$ -QAM não-quadradas, em canais com desvanecimento seletivo em frequência de acordo com o conceito de *área de assinatura*, definido no Capítulo 4.

## 2.2 Constelações não-quadradas

As constelações QAM não-quadradas são constelações com  $2^N$  pontos, onde  $N$  é ímpar e podem ser construídas de diversas formas [4]. Uma forma de construção de constelações não-quadradas, utilizada neste trabalho, é apresentada na Figura 2.1 [3]. Pode-se observar que tal constelação é constituída pelo entrelaçamento de duas constelações  $M$ -QAM quadradas.

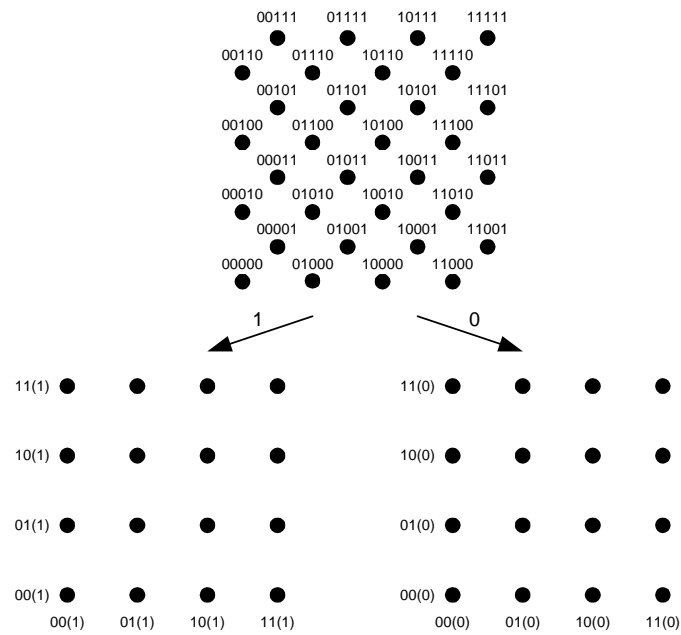


**Figura 2.1:** Constelação de uma 32-QAM.

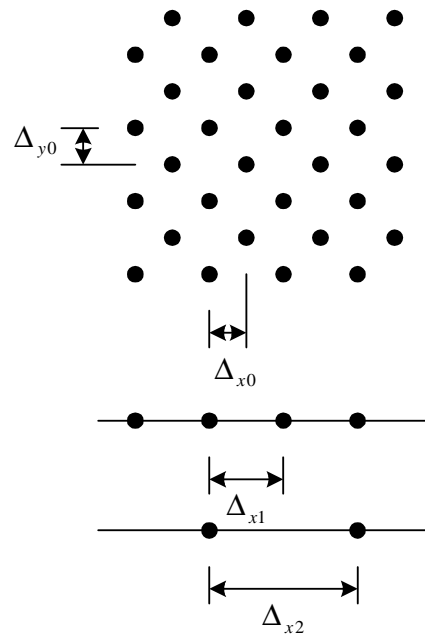
Deste modo, é possível reduzir a dimensionalidade de uma constelação  $M$ -QAM não-quadrada utilizando-se uma partição como apresentada na Figura 2.2 [3]. Para o caso da constelação 32-QAM, com a partição, duas constelações 16-QAM quadradas são produzidas. O bit responsável pela seleção entre as duas constelações 16-QAM que compõe a principal é o bit menos significativo atribuído a cada ponto da constelação 32-QAM, sendo este também o mais vulnerável aos erros introduzidos pelo canal. Para obtenção da seqüência de bits que compõe cada símbolo presente na constelação 32-QAM, foi utilizado o método de partição de conjunto de Ungerboeck [5].

A partir das duas constelações 16-QAM resultantes da primeira partição, é possível decompor cada uma delas em duas constelações ASK (*Amplitude Shift Keying*) unidimensionais e então aplicar o método de codificação apresentado por Willians & Farrel [1], tornando este processo mais simples.

As partições destas constelações, 16-QAM, sobre eixos ortogonais e suas respectivas distâncias euclidianas podem ser visualizadas melhor através da Figura 2.3 [3].



**Figura 2.2:** Partição de uma constelação 32-QAM.



**Figura 2.3:** Distâncias euclidianas correspondentes a cada partição realizada em uma constelação 32-QAM.

Para cada subconjunto resultante da partição anterior, deve-se determinar a distância euclidiana mínima entre seus símbolos. Esta distância é denotada

por  $\Delta_i$ , onde o índice  $i$ , neste caso, representa o número do nível da partição. Portanto, para cada eixo considerado,  $y$  ou  $x$ , teremos suas distâncias euclidianas mínimas denominadas por  $\Delta_{yi}$  e  $\Delta_{xi}$ , respectivamente. Para o conjunto inicial, constelação 32-QAM, o índice  $i$  valerá zero(0).

## 2.3 Constelações não-quadradas codificadas através de constelações unidimensionais

A codificação de constelações  $M$ -QAM não-quadradas através de constelações unidimensionais segue, praticamente, o mesmo procedimento apresentado por William & Farrel [1] na codificação de constelações  $M$ -QAM quadradas.

Na codificação de constelações  $M$ -QAM quadradas, cada constelação unidimensional ASK, é codificada independentemente uma da outra. Esta codificação por blocos em cada constelação unidimensional é feita de acordo com um arranjo de códigos, onde o número de colunas deste arranjo é igual ao comprimento  $n$  do código utilizado e o número de linhas é igual ao número de partições da constelação, ou seja,  $L = N/2$ .

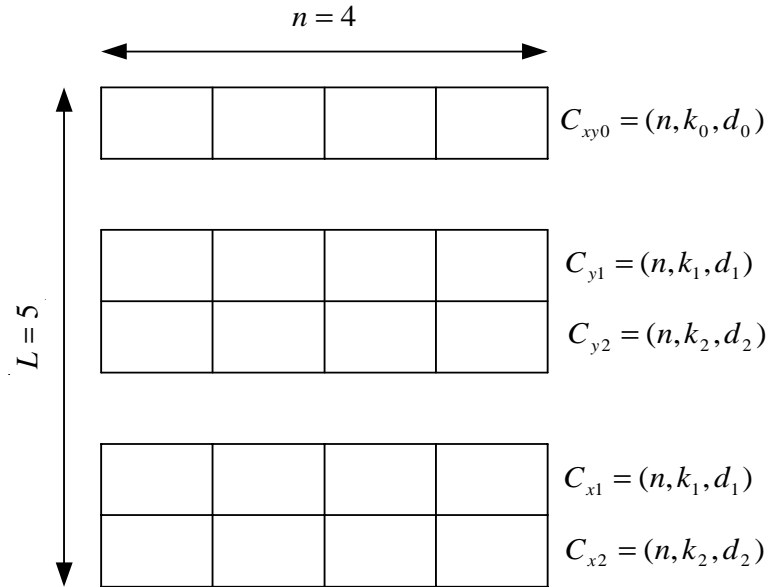
A diferença entre a codificação de uma constelação  $M$ -QAM quadrada e uma não-quadrada está na formação do arranjo de códigos. Como as constelações  $M$ -QAM não-quadradas apresentam  $2^N$  pontos, onde  $N$  é ímpar, a codificação destas tornam-se um pouco mais complexa do que a codificação em constelações quadradas. Isto deve-se ao fato do número de linhas que compõe cada arranjo ser igual a  $L = N/2$ .

### 2.3.1 Método de codificação

As constelações  $M$ -QAM não-quadradas podem ser codificadas através de dois métodos distintos. Estes métodos se distinguem, basicamente, na formação do arranjo de códigos. Neste trabalho será usado somente o segundo método de codificação apresentado por Gomes e Baldini F.[16]. Este método apresenta a primeira linha do arranjo, ou primeiro nível de codificação, separada das demais outras linhas do arranjo.

A finalidade de se isolar a primeira linha de codificação das demais deve-se a importância de se obter uma maior distância euclidiana mínima  $\Delta_0$  na primeira partição da constelação original 32-QAM. Verifica-se que, neste caso,  $\Delta_0$  corresponde à distância mínima da constelação projetada nos dois eixos ortogonais,  $x$  e  $y$ . A partir deste procedimento, torna-se possível a utilização de códigos de comprimentos menores, facilitando, assim, a codificação e decodificação do

arranjo de códigos. Este arranjo de códigos pode ser melhor visualizado através da Figura 2.4[3].



**Figura 2.4:** Arranjo de códigos para uma constelação 32-QAM.

De acordo com o arranjo de códigos da Figura 2.4, observa-se que cada coluna do arranjo corresponde a um símbolo pertencente à constelação 32-QAM. Cada linha do arranjo é formada por uma palavra código de um código de bloco linear representada pela notação  $C = (n, k, d)$ , onde  $n$  é o número de bits da palavra código,  $k$  é o número de bits de informação contido na palavra código e  $d$  é a distância de Hamming mínima do código  $C$ .

O preenchimento do arranjo pode ser feito da forma descrita a seguir. Inicialmente, os  $k_0$  bits de informação da palavra código do código  $C_{xy0}$  ocupam as posições da primeira linha da esquerda para a direita. As  $n - k_0$  posições restantes da primeira linha são preenchidas com os bits de paridade, resultado do processo de codificação da mensagem, formada pelos  $k_0$  bits de informação, pelo código  $C_{xy0}$ . O mesmo procedimento é usado nas mensagens formadas pelos  $k_1$  bits de informação e suas correspondentes paridades resultantes do processo de codificação dos códigos  $C_{y1}$  e  $C_{x1}$  e assim por diante. Uma vez completado um arranjo, os símbolos correspondentes a cada coluna são transmitidos seqüencialmente, no caso de modulação em portadora única.

A taxa total de codificação  $R_c$ , considerando-se os dois arranjos, um em cada eixo,  $y$  e  $x$ , pode ser determinada pela expressão [3]



$$R_c = \frac{\sum_{i=1}^{L_x} K_{xl} + \sum_{i=1}^{L_y} K_{yl}}{n \cdot (L_x + L_y)}, \quad (2.1)$$

onde  $K_{yl}$  e  $K_{xl}$  são os bits de informação da  $l$ -ésima linha dos arranjos dos eixos  $y$  e  $x$ , respectivamente, e  $L_y$  e  $L_x$  são os números de linhas dos arranjos de códigos dos eixos  $y$  e  $x$ , respectivamente.

Este procedimento de codificação pode ser empregado em constelações  $M$ -QAM não-quadradas de maior cardinalidade, 128-QAM e 512-QAM, acrescentando-se linhas de palavras códigos, sendo cada código atribuído a cada linha de acordo com o aumento de distância euclidiana quadrática final que se deseja obter, de acordo com a seguinte expressão:

$$D_{EC}^2 = \min[\Delta_0^2 \cdot d_0; \Delta_1^2 \cdot d_1; \dots; \Delta_{(L-1)/2}^2 \cdot d_{(L-1)/2}], \quad (2.2)$$

onde  $D_{EC}^2$  é a distância euclidiana quadrática efetiva obtida com o processo de codificação,  $\Delta_0$  até  $\Delta_{(L-1)/2}$  são as distâncias euclidianas correspondentes aos níveis de partição 0 até  $(L-1)/2$ , respectivamente, e  $d_0$  até  $d_{(L-1)/2}$  correspondem às distâncias de Hamming mínima dos códigos  $C_{xy0}$  até  $C_{x(L-1)/2}$  ou  $C_{y(L-1)/2}$ . O ganho de codificação assintótico, isto é, o ganho obtido quando a relação entre a energia de bit e a densidade espectral de ruído,  $E_b/N_0$ , tende para infinito, de uma constelação codificada em relação à uma constelação de referência sem codificação, para canais AWGN (*Additive White Gaussian Noise*), pode ser determinado por [3]

$$G_\infty = 10 \log_{10} \left[ \frac{\log_2 M_C}{\log_2 M_{NC}} R_c \frac{D_{EC}^2}{D_{ENC}^2} \right]. \quad (2.3)$$

# Capítulo 3

## Modulação codificada por blocos para a modulação multiportadora *- Uma solução para constelações M-QAM quadradas*

### 3.1 Introdução

A MCM (*Multicarrier Modulation*) é uma forma de multiplexação por divisão de frequência FDM (*Frequency Division Multiplexing*) e pode ser dividida em três tipos, de acordo com seus princípios e estruturas. Elas são: FDM convencional, QAM ortogonalmente multiplexada e modulações multiportadoras limitadas no tempo [6].

A OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) é uma MCM limitada no tempo e tem sido utilizada em muitas aplicações. Esta técnica consiste na transmissão paralela de dados em diversas subportadoras com modulação QAM ou PSK. Com a utilização desta técnica, os sistemas de transmissões digitais tornam-se mais eficazes no combate a desvanecimentos seletivos em frequência do que os sistemas que utilizam a transmissão convencional, i.e, modulação em única portadora. Utilizando-se esta técnica, os efeitos dos desvanecimentos seletivos em frequência apresentado por um canal para uma transmissão de portadora única podem ser analisados como sendo numa natureza de desvanecimentos planos ou quase planos nos esquemas MCMs. Portanto, a necessidade de equalização neste sistema é praticamente nula ou reduzida significativamente [7].

Os sistemas rádio digitais em linha de visada são sistemas limitados em largura

de faixa, cujo tráfego pode impor taxas de transmissão de centenas de Mb/s. Portanto, esquemas MCMs ortogonais com limitação em faixa podem ser uma alternativa interessante para essa aplicação, frente às modulações em portadora única. Como a OFDM possui um espectro de potência muito espalhado e que decresce suavemente fora da largura de faixa de Nyquist, a sua escolha para aplicação em sistemas radioenlaces digitais não é a mais adequada entre as opções disponíveis de MCM. Ou seja, se a OFDM é transmitida através de canais limitados em frequência, uma parte significativa dos flancos do espectro da OFDM é atenuada, resultando em um aumento da ICI (*Inter-Channel Interference*) e da IFI (*Inter-Frame Interference*), por perda de ortogonalidade [11].

Então, um esquema melhorado de modulação multiportadora, limitado no tempo, denominada ITLO (*Improved Time Limited Orthogonal*) e que apresenta também uma limitação em frequência através de suas propriedades, foi proposto para sistemas rádio digitais em linha de visada [6].

A aplicação da BCM à ITLO-MCM, e sua adaptação ao modelo de canal para radioenlaces digitais com visada direta, deve atender a alguns requisitos dos sistemas de transmissão digital sem fio de alta capacidade. Estes requisitos são robustez à ocorrência de erros em rajada, provocada pelo desvanecimento seletivo em frequência, simplicidade na implementação do sistema e baixa complexidade de decodificação na recepção.

O primeiro requisito pode ser solucionado utilizando-se um entrelaçamento (*interleaving*) dos bits das palavras código de forma a evitar que a quantidade de erros introduzidos pelo canal, através de um desvanecimento seletivo em frequência, não comprometa a capacidade de correção do código utilizado. O segundo e terceiro requisitos podem ser solucionados através da utilização de códigos curtos na implementação do sistema.

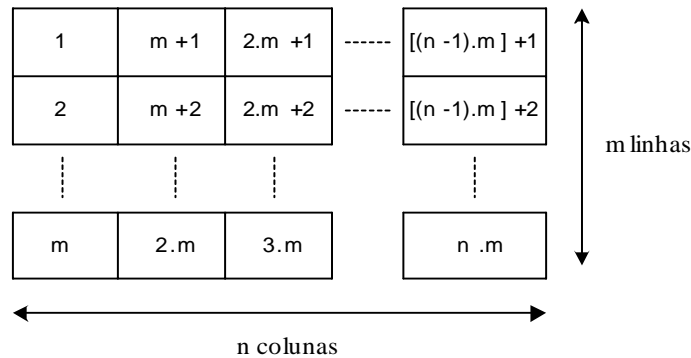
## 3.2 Uma solução para erros em rajada

Sabe-se que o desempenho de uma MCM é bem melhor do que uma SCM (*Single Carrier Modulation*) no que diz respeito ao desvanecimento seletivo em frequência, mas isso não significa que uma MCM esteja livre de produzir erros em rajada. Então, é comum em sistemas de transmissão digital que utilizam a MCM a utilização de técnicas que tornem a MCM mais robusta à possibilidade de ocorrência de erros em rajada. A mais comum é a utilização do entrelaçamento de bits ou de símbolos associado à um código corretor de erros. O entrelaçamento de bits ou símbolos pode ser feito, basicamente, de duas formas: por blocos ou convolucionalmente [8]. Além disso, em uma MCM, o entrelaçamento pode ser feito temporalmente e/ou espacialmente. Neste trabalho é utilizado o mesmo

entrelaçamento proposto em [6], ou seja, entrelaçamento de símbolos, feito por blocos e espacialmente, isto é, entrelaçamento em portadoras do mesmo quadro MCM. Um quadro MCM é definido aqui como sendo o conjunto dos símbolos, um de cada portadora, que são transmitidos durante um período da MCM.

Na MCM temos uma probabilidade de erro de bit por portadora,  $Pbp$ , que depende da profundidade do *notch* e da localização do mesmo dentro da faixa. Sabe-se, também, que somente as portadoras mais próximas da portadora mais diretamente atingida pelo *notch* contribuem de forma significativa para a taxa de erro de bit total do sistema [6]. A função do entrelaçamento na MCM é fazer com que os símbolos a serem transmitidos sejam rearranjados de forma que a taxa de erro de bit total seja a mínima possível.

O entrelaçamento em bloco pode ser obtido a partir de um arranjo retangular, com  $m$  linhas e  $n$  colunas, conforme mostrado na Figura 3.1 [6]. O comprimento do entrelaçamento é definido pelo número  $m$  de linhas do arranjo e o comprimento  $n$  do código a ser utilizado define o número  $n$  de colunas do arranjo. Então, cada linha do arranjo é composta por uma palavra código.



**Figura 3.1:** Entrelaçador utilizado para correção de erros em rajada.

Com o entrelaçamento, a capacidade de correção de erros em rajada passa a ser de  $m$  vezes a capacidade de correção  $C$ , obtida com a utilização de um código de bloco linear sistemático,  $(n, k)$ , onde  $n$  é o comprimento da palavra código e  $k$  é o número de bits de informação. Ou seja,

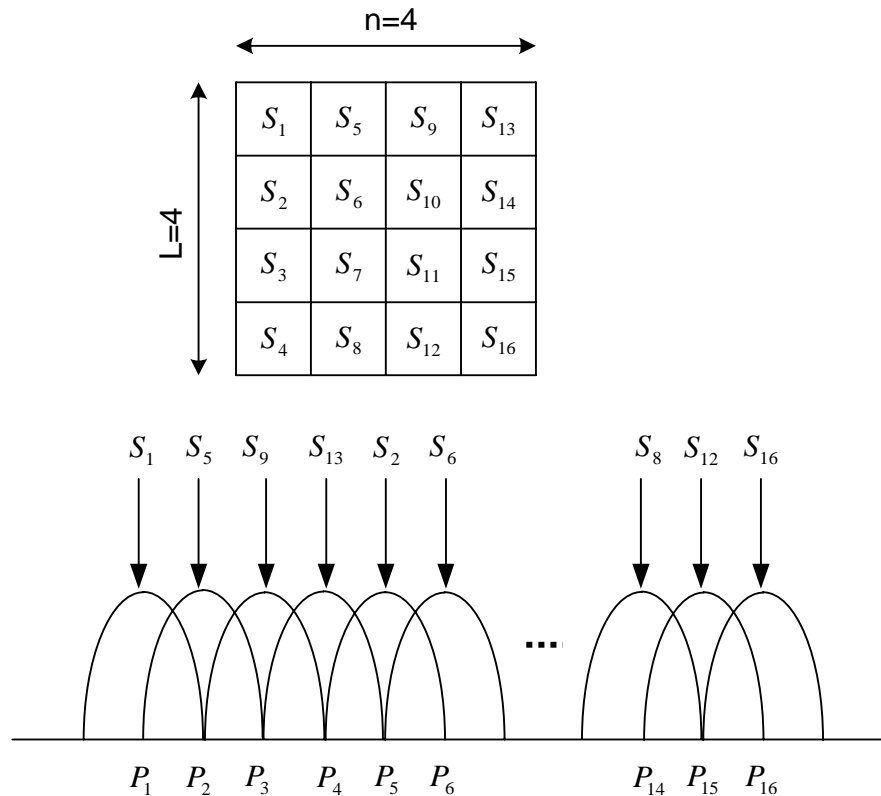
$$C \leq \left\lfloor \frac{1}{2}(n - k) \right\rfloor \quad (3.1)$$

Portanto, uma rajada  $l$  pode ser corrigida desde que

$$l = m.C \leq m \left\lfloor \frac{1}{2}(n - k) \right\rfloor \quad (3.2)$$

O arranjo mostrado na Figura 3.1 é preenchido da seguinte forma: os  $N$  símbolos, um de cada uma das  $N$  portadoras, são alocados no arranjo seqüencialmente de cima para baixo e da esquerda para a direita até a célula mais abaixo e mais à direita ser preenchida pelo símbolo de número  $m.n = N$ .

Como um exemplo, a Figura 3.2 mostra como estes símbolos são transmitidos em um sistema com múltiplas portadoras e que utiliza o recurso do interleaving.



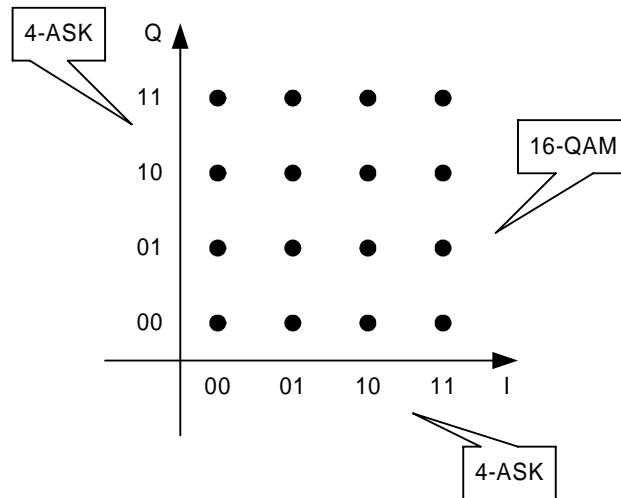
**Figura 3.2:** Transmissão dos símbolos utilizando um interleaving sobre múltiplas portadoras.

### 3.3 BCMCM de baixa complexidade

Como apresentado na Seção 2.2, para a redução da complexidade de decodificação de esquemas BCM em constelações QAM, pode-se utilizar uma técnica que consiste na redução de dimensionalidade da constelação.

Para uma constelação  $M$ -QAM, onde  $M$  é uma potência par de dois, esta redução de dimensionalidade de constelação é mais simples do que a apresentada na Seção 2.2, onde  $M$  é uma potência ímpar de dois, isto é, uma constelação 32-QAM. A título de exemplo, uma constelação 16-QAM com redução de

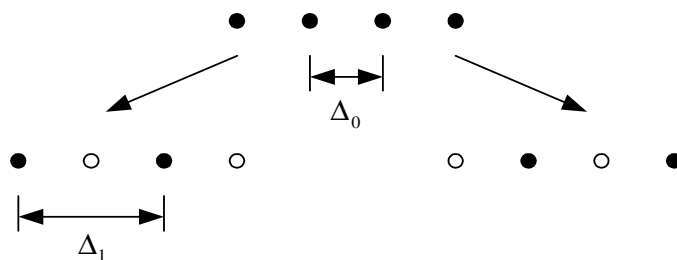
dimensionalidade é apresentada na Figura 3.3.



**Figura 3.3:** Decomposição de uma constelação, 16-QAM em duas constelações unidimensionais, 4-ASK.

A partir da constelação 16-QAM apresentada na Figura 3.3, é possível decompor a mesma em duas constelações ASK unidimensionais. Com isto a codificação e decodificação das constelações ASK unidimensionais podem ser realizadas separadamente uma da outra, fazendo com que o processo de codificação e decodificação torne-se mais simples e mais rápido, devido à possibilidade de decodificação em paralelo.

A constelação 4-ASK unidimensional e suas respectivas distâncias euclidianas podem ser melhor visualizadas pela Figura 3.4.

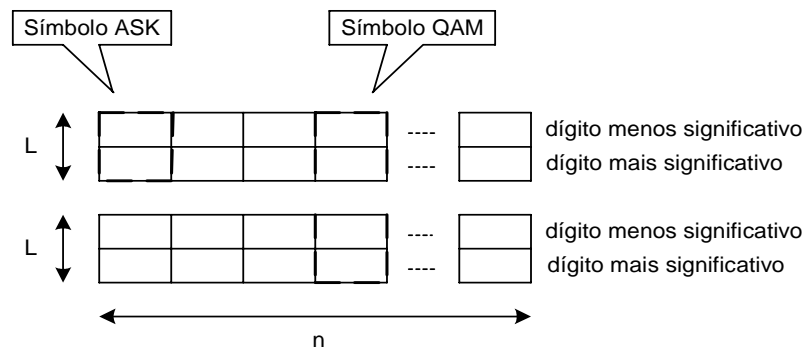


**Figura 3.4:** Partições de uma constelação 4-ASK e suas respectivas distâncias euclidianas.

A constelação 4-ASK, obtida com a decomposição de uma constelação 16-QAM em dois eixos, admite dois níveis de codificações que estão associados às distâncias euclidianas  $\Delta_0$  e  $\Delta_1$ .

O processo de codificação para esquemas BCM consiste na montagem de um arranjo proposto por Sayegh [9]. Este é formado por  $n$  colunas e  $L$  linhas como mostrado na Seção 2.3. Para uma constelação  $M$ -QAM, onde  $M$  é uma potência par de dois, o número de linhas de codificação para cada eixo  $I$  e  $Q$ , respectivamente, serão iguais. O mesmo não acontece para constelações  $M$ -QAM onde  $M$  é potência ímpar de dois.

O arranjo para uma constelação 16-QAM é apresentado na Figura 3.5.

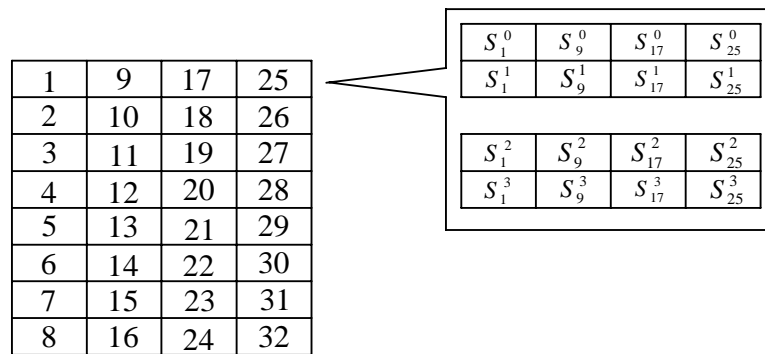


**Figura 3.5:** Arranjo de Sayegh para uma constelação 16-QAM

Através da Figura 3.5 é possível notar que tanto o arranjo para constelações ímpares quanto para as constelações pares apresentam o mesmo formato. As linhas dos arranjos são constituídas pelas palavras código de comprimento  $n$  e as colunas são formadas pelos símbolos da constelação a serem transmitidos.

Para o esquema da BCMCM (*Block Coded Multicarrier Modulation*) o arranjo de códigos será o mesmo utilizado em uma BCM em portadora única. Entretanto, a única diferença é que na BCM em portadora única, a transmissão dos símbolos que compõe o arranjo de codificação será feita em série, um após o outro, e, no caso da BCMCM, os símbolos serão transmitidos em paralelo, ou seja, serão transmitidos todos ao mesmo tempo.

A Figura 3.6 mostra como fica o arranjo de codificação para uma constelação 16-QAM utilizando o esquema BCMCM proposto em [6], levando em conta a utilização de um entrelaçamento.



**Figura 3.6:** Arranjo de Sayegh para uma constelação 16-QAM com 32 portadoras, utilizando um entrelaçador.

É interessante notar que a Figura 3.6 mostra um arranjo de codificação para uma constelação 16-QAM com 32 portadoras, ou seja, o comprimento (profundidade) do entrelaçamento utilizado é de 8. Este esquema de codificação aplica-se também aos esquemas MCMs com 64, 128 e 256 portadoras, desde que os comprimentos do entrelaçamento sejam alterados para 16, 32 e 64, respectivamente, de forma a permitir que os mesmos códigos utilizados para o esquema com 32 portadoras possam ser utilizados nos esquemas com 64, 128 e 256 portadoras.

### 3.4 Decodificação

Como já foi visto, nas modulações codificadas por blocos, tanto para esquemas em única portadora como em multiportadora, o processo de codificação é realizado através de um arranjo de códigos. Portanto, o processo de decodificação consiste em decodificar o arranjo que chega ao receptor do sistema.

A decodificação do arranjo recebido ocorre segundo os seguintes passos:

- **Primeiro passo:**

Aproxima os símbolos recebidos para os símbolos mais próximos e armazena as diferenças;

- **Segundo passo:**

Calcula a síndrome da palavra do primeiro nível do arranjo;

- **Terceiro passo:**

Verifica se a síndrome é nula;



- **Quarto passo:**

Se a síndrome for nula, o arranjo é considerado válido e é decodificado diretamente. Porém se a síndrome não for nula, existirá um quinto passo;

- **Quinto passo:**

É realizada a verificação do padrão de erro. Se o padrão de erro for corrigível, a palavra do primeiro nível é corrigida e o arranjo é decodificado. Por outro lado, se o padrão de erro não for corrigível, é identificado o símbolo com o maior erro de aproximação e o mesmo é substituído pelo o segundo símbolo mais próximo do recebido e assim, sucessivamente, até que a primeira linha do arranjo resulte em uma palavra código.

Estes passos descritos acima, são válidos para arranjos que contém somente o primeiro nível do arranjo codificado. Se o arranjo for composto por mais de um nível de codificação, os passos a serem seguidos continuam sendo os mesmos; porém, após a decodificação do primeiro nível de codificação, é realizada a decodificação do próximo nível de codificação existente no arranjo. Este procedimento se estende até que o último nível de codificação seja decodificado por inteiro. No entanto, é importante ressaltar que o processo de decodificação, a partir do segundo nível de codificação em diante, os passos a serem seguidos começam do segundo passo. Ou seja, é realizado o cálculo da síndrome da palavra do nível de codificação em questão.

# Capítulo 4

## Modulação codificada por blocos para a modulação multiportadora *- Uma solução para constelações M-QAM não-quadradas*

### 4.1 Introdução

Neste capítulo, será apresentado o desempenho das modulações codificadas por blocos para modulações multiportadoras utilizando constelações  $M$ -QAM não-quadradas, i.e, 32-QAM e 128-QAM. Foi analisado o desempenho de uma constelação 32-QAM codificada por blocos para 32, 64 e 128 portadoras. O mesmo foi feito para a uma constelação 128-QAM para 64, 128 e 256 portadoras.

### 4.2 Análise de desempenho da ITLO-MCM para constelações $M$ -QAM não-quadradas em canais com modelo de Rummler

Para que inexistam interferências interportadoras, uma condição necessária é a ortogonalidade dos esquemas MCM. Entretanto, canais com desvanecimentos seletivos em frequência introduzem distorções nos sinais e, como consequência, haverá degradação no desempenho do sistema em função da ICI e da IFI produzidas pela

violação das condições de ortogonalidade.

Desvanecimentos seletivos são provocados por propagação por multipercursos. Basicamente, porque uma mesma frente de onda, percorrendo caminhos diferentes, atinge a antena de recepção em tempos diferentes. A combinação destes sinais no receptor pode modificar as características do sinal transmitido, tornando a sua resposta em frequência não linear dentro da largura de faixa de interesse [10]. Para sistemas com altas taxas de transmissão, essas atenuações têm o comportamento de um filtro rejeita-faixa, apresentando um corte (*notch*) na resposta em frequência do sinal transmitido. As distorções produzidas pelo desvanecimento seletivo podem ser avaliadas pela análise das distorções de amplitude e fase obtidas a partir da função de transferência, que descreve o comportamento do canal. Neste caso, o canal de Rummler, utilizado em sistemas rádio digitais em linha de visada [11],[12], foi utilizado neste trabalho.

A Equação (4.1) descreve a função de transferência para o canal com o modelo de Rummler.

$$H(\omega) = a \cdot \{1 - b \cdot \exp[-j(\omega - \omega_0)\tau]\} \quad (4.1)$$

O módulo da magnitude e a fase da função de transferência,  $|H(\omega)|$  e  $\varphi(\omega)$ , são descritas nas equações (4.2) e (4.3), respectivamente,

$$|H(\omega)| = a \cdot \sqrt{[1 + b^2 - 2b \cos(\omega - \omega_0)\tau]} \quad (4.2)$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan\left\{\frac{[b \cdot \sin(\omega - \omega_0)\tau]}{[1 - b \cdot \cos(\omega - \omega_0)\tau]}\right\} \quad (4.3)$$

onde,  $a$  é a variável que representa o desvanecimento plano, em geral, associado ao multipercusso,  $b$  representa a amplitude relativa entre os raios principal (direto) e secundário, cujo valor está compreendido entre zero e um,  $\omega$  é a frequência angular,  $\omega_0$  é a frequência angular onde ocorre o *notch*, valor mínimo da função, e  $\tau$  é o tempo de atraso entre os raios direto e secundário.

A distorção de amplitude da função de transferência é avaliada através de sua inclinação relativa,  $\alpha(\omega)$ , em s/rad, dada por

$$\alpha(\omega) = \frac{1}{|H(\omega)|} \frac{d|H(\omega)|}{d\omega}. \quad (4.4)$$

A distorção de fase da função de transferência é avaliada através do atraso de grupo,  $\beta(\omega)$ , em segundos, dado pela Equação (4.5).

$$\beta(\omega) = \frac{-d\varphi(\omega)}{d\omega}. \quad (4.5)$$

Neste trabalho, o valor de  $a$ , desvanecimento plano, será sempre igual a unidade, ou seja, são levados em conta os efeitos causados pelo desvanecimento seletivo em frequência. A condição necessária para que isso ocorra é determinada por [11]

$$C_\alpha = 2\pi \cdot \alpha_p \cdot \beta_p \ll 1, \quad (4.6)$$

$$C_\beta = \frac{\beta_p}{T} \ll 1, \quad (4.7)$$

onde,  $\alpha_p$  e  $\beta_p$  são os valores de  $\alpha(\omega)$  e  $\beta(\omega)$  para  $\omega = \omega_p$  respectivamente, sendo  $\omega_p$  o valor da frequência angular para a portadora  $p$ , e  $B_p$  é a largura de faixa de cada portadora  $p$  da MCM, em Hz.

A Tabela 4.1 apresenta os valores de  $C_\alpha$  e  $C_\beta$  para o sistema MCM com 32, 64 e 128 portadoras, com largura de faixa por portadora de 325KHz, 162,5KHz e 81,3KHz, respectivamente, para diferentes profundidades de *notch*. Estes sistemas suportam uma taxa de transmissão de 51,84Mb/s, taxa de transmissão de um STM-0, com uma 32-QAM.

**Tabela 4.1:** Valores máximos de  $C_\alpha$  e  $C_\beta$ , em função do número de portadoras ( $N$ ) e Profundidade de *notch*( $D$ ), para taxa de transmissão igual a 51,84Mb/s.

Profundidade de notch	Número de portadoras					
	32		64		128	
	$C_\alpha$	$C_\beta$	$C_\alpha$	$C_\beta$	$C_\alpha$	$C_\beta$
20dB	0,0073	0,018	0,0018	0,0091	0,00046	0,0046
25dB	0,024	0,034	0,0061	0,017	0,0015	0,0086
30dB	0,076	0,06	0,02	0,031	0,005	0,016
35dB	0,225	0,1	0,061	0,054	0,016	0,028
40dB	0,575	0,143	0,183	0,091	0,05	0,049
45dB	1,123	0,157	0,485	0,136	0,151	0,084

A Tabela 4.2 apresenta os valores de  $C_\alpha$  e  $C_\beta$  para o sistema MCM com 64, 128 e 256 portadoras, com largura de faixa por portadora de 347,2KHz, 173,6KHz e 86,8KHz, respectivamente, para diferentes profundidades de *notch*. Estes sistemas suportam uma taxa de transmissão de 155,52Mb/s com uma 128-QAM.

**Tabela 4.2:** Valores máximos de  $C_\alpha$  e  $C_\beta$ , em função do número de portadoras ( $N$ ) e Profundidade de notch( $D$ ), para taxa de transmissão igual a 155,52Mb/s.

Profundidade de notch	Número de portadoras					
	64		128		256	
	$C_\alpha$	$C_\beta$	$C_\alpha$	$C_\beta$	$C_\alpha$	$C_\beta$
20dB	0,009	0,02	0,002	0,010	0,0005	0,005
25dB	0,029	0,037	0,007	0,018	0,002	0,009
30dB	0,092	0,066	0,023	0,033	0,006	0,017
35dB	0,269	0,107	0,071	0,058	0,018	0,03
40dB	0,662	0,149	0,209	0,097	0,057	0,053
45dB	1,222	0,154	0,541	0,141	0,17	0,088

Pode ser verificado através das Tabelas 4.1 e 4.2 que as condições impostas pelas Equações (4.6) e (4.7) dependem da profundidade do notch e do número de portadoras.

Através da Tabela 4.1, observa-se que as condições impostas pelas Equações (4.6) e (4.7) são aceitáveis, desde que a profundidade de *notch* para o sistema com 32 portadoras não ultrapasse 35dB e para os sistemas com 64 e 128 portadoras não excedam 40dB e 45dB, respectivamente. A mesma análise pode ser realizada a partir da Tabela 4.2, i.e., para que  $a$  seja igual a unidade e as condições impostas pelas Equações (4.6) e (4.7) sejam aceitas, a profundidade de *notch* para o sistema com 64 portadoras não deve ultrapassar de 35dB e para os sistemas com 128 e 256 portadoras não devem exceder de 40dB e 45dB, respectivamente. Portanto, só será analisada a degradação imposta pelo desvanecimento seletivo, considerando somente a ISI. Essa degradação, para os esquemas MCMs propostos, pode ser avaliada sob o ponto de vista de relação sinal/ruído interferente - SIR (*Signal to interference Ratio*), em cada portadora modulada que compõe o quadro MCM. Uma boa estimativa da SIR pode ser feita pela Equação (4.8), obtida a partir de dados de simulação [12],

$$\chi_p = \left( \frac{T_s \cdot N \cdot |H(\omega_p)|}{\pi \cdot \tau \cdot a \cdot b} \right)^2, \quad (4.8)$$

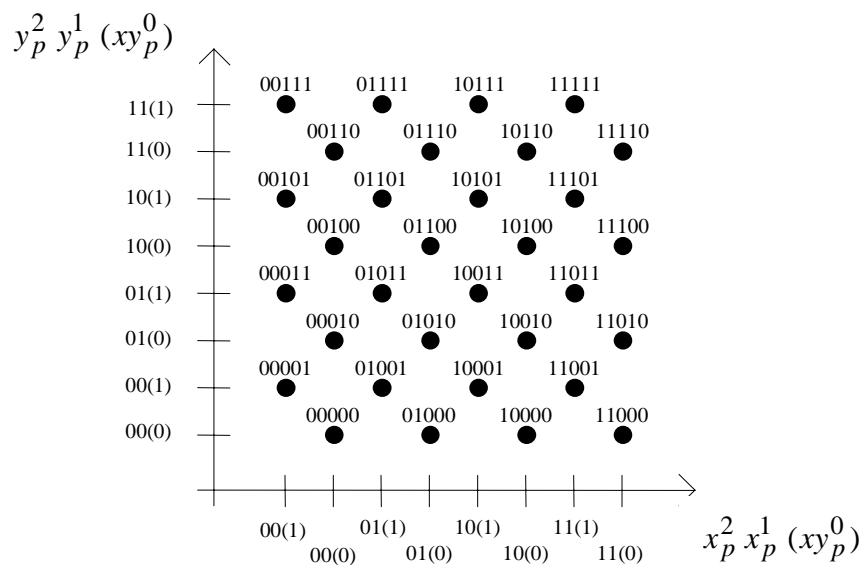
onde  $|H(\omega_p)|$  é igual a  $|H(\omega)|$  para a frequência angular de uma portadora particular  $p$  e as demais variáveis já foram definidas para as Equações (4.2) e (4.3). Conforme apresentado em [6], a distorção provocada pelo *notch* pode ser modelada como um ruído aditivo com distribuição gaussiana, e pode ser calculado através da Equação (4.9)[13]

$$P_{s_p} = \frac{4M - 4\sqrt{2M} + 2}{M} Q \left( \sqrt{\frac{24}{2M - 1}} \chi \right), \quad (4.9)$$

onde  $P_{s_p}$  é função da relação portadora/interferência,  $\chi$ , e  $\epsilon$ , portanto, esta é a probabilidade de erro de símbolo para uma portadora particular, com frequência angular  $\omega_p$ . A Equação (4.9) é válida somente para constelações  $M$ -QAM, desde que  $M$  seja uma potência ímpar de 2 e a constelação tenha o formato igual à apresentada na Figura 2.1 do capítulo 2, conforme apresentado em [13]. Ela também só pode ser utilizada para o cálculo da probabilidade de erro de símbolo; isto porque, constelações  $M$ -QAM, onde  $M$  é uma potência ímpar de 2, não admite o mapeamento utilizando o código Gray.

### 4.3 BCMCM para constelações $M$ -QAM não-quadradas

Em um dos métodos apresentados em [3], o mapeamento dos símbolos em uma constelação 32-QAM é feito da forma como mostrada na Figura 4.1.



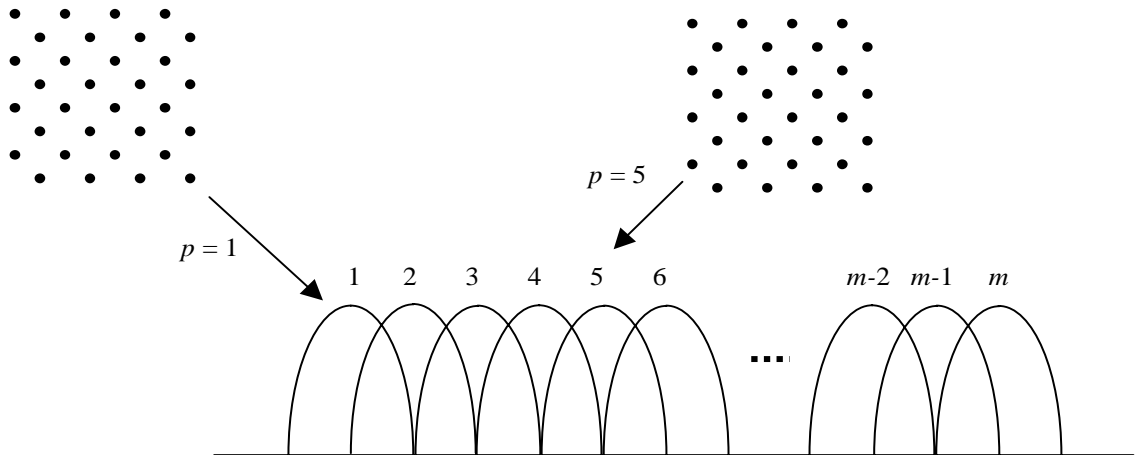
**Figura 4.1:** Arranjo de códigos para uma constelação 32-QAM.

Note que o bit menos significativo de cada símbolo é representado em cada eixo pela notação  $xy_p^0$ . Ou seja, o bit menos significativo é atribuído simultaneamente pelos símbolos das constelações unidimensionais ASK dos eixos  $x$  e  $y$ . Os outros quatro bits consistem de dois bits atribuídos pelo eixo  $x$  e dois pelo eixo  $y$ , de forma que cada símbolo é rotulado por uma palavra binária da forma

O bit  $(xy_p^0)$  define em qual das duas subconstelações 16-QAM situa-se o símbolo. Note ainda que todos os bits possuem um índice  $p$ , acrescentado na

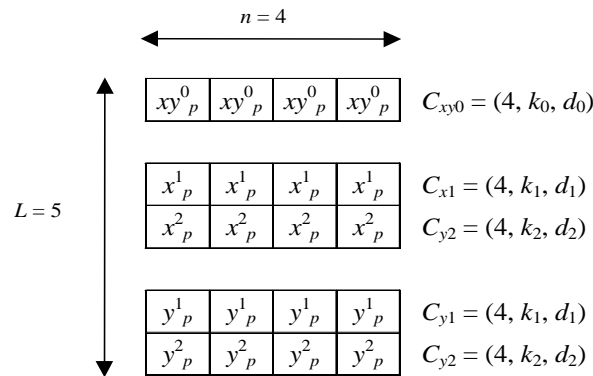
$$y_p^2 y_p^1 x_p^2 x_p^1 (x y_p^0).$$

notação de forma a identificar a portadora que está transportando o bit, conforme ilustrado na Figura 4.2. De acordo com a figura, um esquema com  $m$  portadoras com modulação 32-QAM é apresentado, sendo que os bits dos símbolos das portadoras 1 e 5, em destaque, recebem os índices  $p = 1$  e  $p = 5$ , respectivamente.



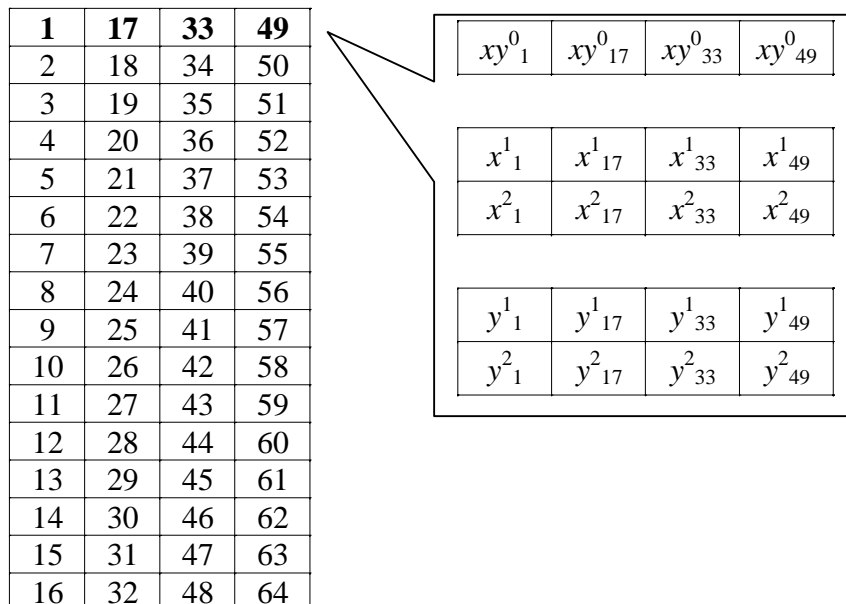
**Figura 4.2:** Constelações 32-QAM sobre múltiplas portadoras.

Desta forma, o arranjo de Sayegh, com códigos de comprimento igual a quatro ( $n = 4$ ), para constelações 32-QAM toma a forma apresentada na Figura 4.3. A primeira linha do arranjo corresponde ao bit menos significativo de cada símbolo, que é o bit mais sujeito a erros. Este bit, conforme já mencionado, é atribuído ao símbolo, no espaço bidimensional, pelos eixos  $x$  e  $y$  simultaneamente. Essa primeira linha é codificada com o código  $C_{xy0}$ , que possui a maior distância de Hamming entre os códigos escolhidos ( $d_0$ ), pois corresponde a menor distância euclidiana da constelação ( $\Delta_0$ ). As duas linhas correspondentes aos eixos  $x$  e as duas correspondentes ao eixo  $y$  são codificadas com códigos idênticos, ou seja,  $C_{x1} = C_{y1}$  e  $C_{x2} = C_{y2}$ , uma vez que as distâncias euclidianas resultantes da partição de conjunto nos dois eixos são exatamente as mesmas.



**Figura 4.3:** Arranjo de Sayegh para constelações 32-QAM com código de comprimento 4.

Para evitar a ocorrência de erros em rajada, quando várias portadoras são submetidas a um desvanecimento seletivo em frequência, os símbolos que compõem cada coluna do arranjo de Sayegh não devem ser transmitidos em seqüência na mesma portadora e nem mesmo podem pertencer à portadoras adjacentes. Assim, um esquema de entrelaçamento dos símbolos do arranjo é feito espacialmente, ou seja, entre portadoras, conforme apresentado na Figura 4.4.



**Figura 4.4:** Entrelaçamento dos símbolos do arranjo de Sayegh entre 64 portadoras de uma MCM.

Observa-se que cada linha do entrelaçador resulta em um arranjo de Sayegh,



onde todos os bits que identificam um símbolo, ou seja, cada coluna do arranjo é um símbolo da portadora, cuja posição está indicada na célula do arranjo do entrelaçador por blocos. Assim sendo, para cada transmissão de um quadro de símbolos MCM, para cada 64 símbolos transmitidos simultaneamente, 16 arranjos de Sayegh são transmitidos. No esquema apresentado, o entrelaçador impõe um espaçamento de 16 portadoras entre símbolos adjacentes de um mesmo arranjo.

As taxas de codificações,  $R_c$ , para as constelações 32-QAM e 128-QAM, podem ser vista na Tabela 4.3.

**Tabela 4.3:** Taxas de Codificações para constelações 32-QAM e 128-QAM utilizando códigos  $(4,1,4)(4,3,2)$ .

Constelação	Níveis de Codificação	Taxa de Codificação
32-QAM	2	3/4
128-QAM	2	23/28

A Tabela 4.4 apresenta alguns dados importantes das constelações 32-QAM e 128-QAM para uma modulação multiportadora com 64 portadoras.

**Tabela 4.4:** Principais parâmetros dos esquemas BCMCM 32-QAM e 128-QAM para 64 portadoras.

Arranjo de códigos	Constelação	Taxa Total (Mb/s)	Espaçamento entre portadoras (KHz)	Largura de Faixa (MHz)	Eficiência de largura de faixa (b/s/Hz)
1x(4,1,4) 2x(4,3,2) 2x(4,4,1)	32-QAM	69,12	218,750	14	3,7
1x(4,1,4) 2x(4,3,2) 2x(4,4,1) 2x(4,4,1)	128-QAM	189,329	422,656	27,05	5,75

Note que, os esquemas apresentados na Tabela 4.4 apresentam largura de faixa compatível com os canais limitados em 20MHz de faixa para 32-QAM e 29MHz ou 29,65MHz de faixa para 128-QAM. Os esquemas de codificação apresentados na Tabela 4.4 aplicam-se também aos esquemas MCMs com 128 e 256 portadoras, desde que os comprimentos do entrelaçamento sejam alterados para 32 e 64 portadoras, respectivamente, de forma a permitir que exatamente os mesmos códigos sejam usados. Deve-se ressaltar que, para os sistemas com 128 e 256 portadoras, o arranjo de códigos é o mesmo empregado no sistema com 64 portadoras. A única diferença para estes sistemas será com relação ao espaçamento entre as portadoras.

## 4.4 Decodificação

Segue abaixo os passos de um algoritmo sub-ótimo para que a decodificação seja realizada no receptor.

- **Primeiro passo:**

Aproxima os símbolos recebidos para os símbolos mais próximos e armazena as diferenças;

- **Segundo passo:**

Analisa-se a primeira linha do arranjo ou primeiro nível de codificação do arranjo de códigos utilizado. Nesta primeira linha de codificação foi utilizado um código de repetição. Portanto, realiza-se a contagem de símbolos pares e ímpares pertencentes a esta linha do arranjo. Se for verificada a existência de mais símbolos pares, os símbolos ímpares existentes nesta linha são substituídos pelos símbolos pares mais próximos ou vice e versa. Isto é, se for encontrado mais símbolos ímpares, os símbolos pares são substituídos pelos símbolos ímpares mais próximos. Feito isto, podemos notar que a primeira linha do arranjo de códigos está de acordo com o código de repetição, pois quando optamos pelos símbolos pares, o bit menos significativo destes símbolos e que pertencem a primeira linha do arranjo de códigos é o bit 0; o mesmo ocorre quando optamos pelos símbolos ímpares, pois o bit menos significativo dos mesmos é o bit 1;

- **Terceiro passo:**

Analisa-se a segunda linha do arranjo, onde encontra-se um código de paridade simples. É realizado um teste simples para verificar se os símbolos que compõe o arranjo apresentam paridade par nesta linha do arranjo. Se sim, o arranjo é considerado válido e o mesmo é decodificado diretamente. Entretanto, se a resposta for não, é realizada a substituição do símbolo com maior diferença de aproximação inicial e o arranjo é então considerado válido e é decodificado, mesmo que este não seja exatamente o arranjo que foi transmitido pelo transmissor.

Como foi utilizado o arranjo de códigos  $1x(4,1,4)$ ,  $2x(4,3,2)$ ,  $2x(4,4,1)$ , e este apresenta a última linha não codificada, não há necessidade de realizar a decodificação da mesma.

## 4.5 Desempenho da BCMCM em canais com modelo de Rummler

Para analisar o desempenho da BCMCM para constelações  $M$ -QAM não-quadradas em canais com modelo de Rummler, foram realizadas simulações computacionais e adotados alguns critérios, que devem ser ressaltados aqui. Estes critérios são:

- O valor de  $a$ , descrito nas equações da Seção 4.2, foi considerado igual a unidade, foi desconsiderado o efeito do desvanecimento plano neste estudo de caso;

- O valor de  $\tau$ , diferença de tempo entre a chegada do feixe principal e o secundário no receptor, foi considerado igual a 6,3ns. Este valor passou a ser adotado como padrão por muitos autores para sistemas de radioenlaces digitais em visada direta [6],[14];

- E para a análise de desempenho dos sistemas com a presença do desvanecimento seletivo, foi levada em consideração a presença de um *notch* no centro da largura de faixa em questão, ou seja, o estudo foi realizado levando-se em conta o pior caso. Isto porque, na realidade, o *notch* pode vir a percorrer aleatoriamente por toda a faixa do sinal transmitido [15]. Porém, o pior caso é quando o *notch* encontra-se no meio da faixa.

Portanto, os resultados obtidos a partir de simulações computacionais para os esquemas BCMCM 32-QAM estão apresentados nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7.

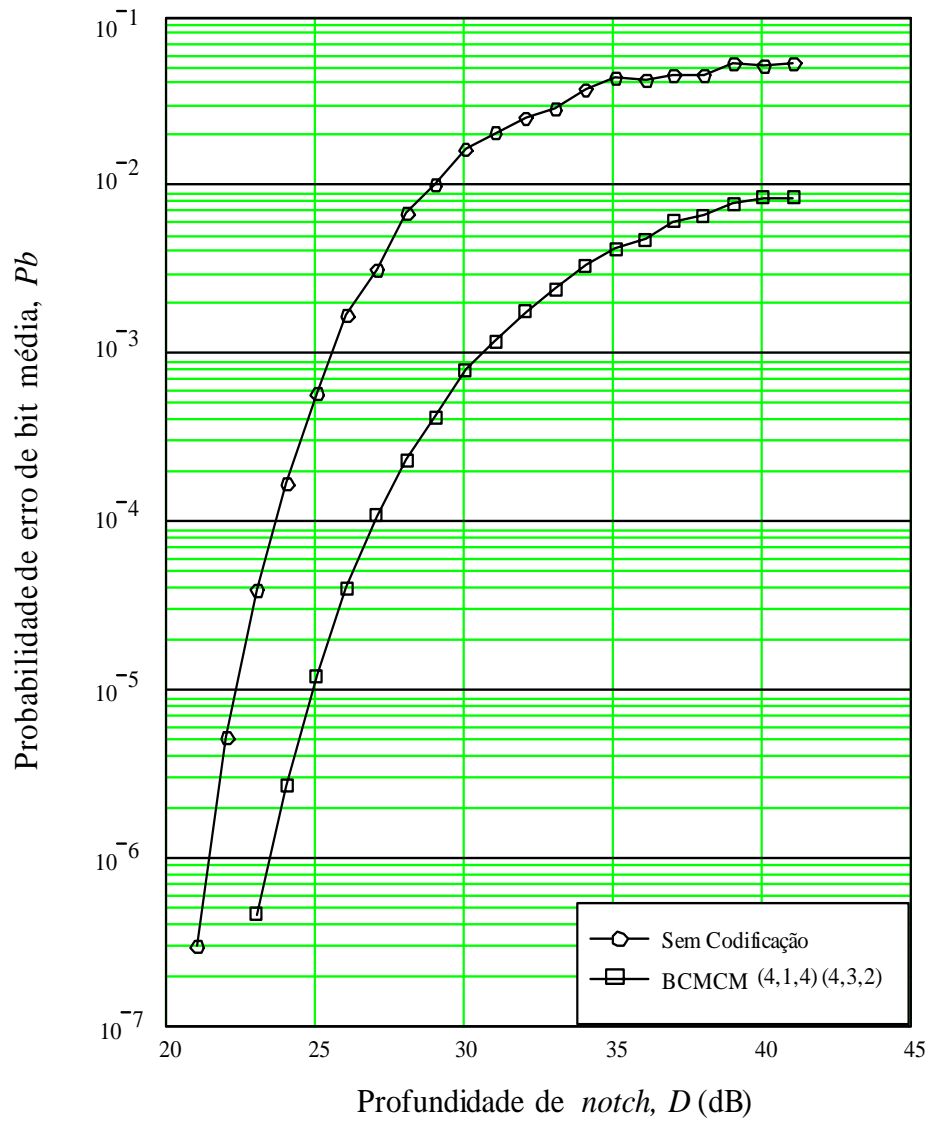


Figura 4.5: Desempenho da BCMCM  $32 \times 32$ -QAM ( $51,84 \text{ Mb/s}$ ).

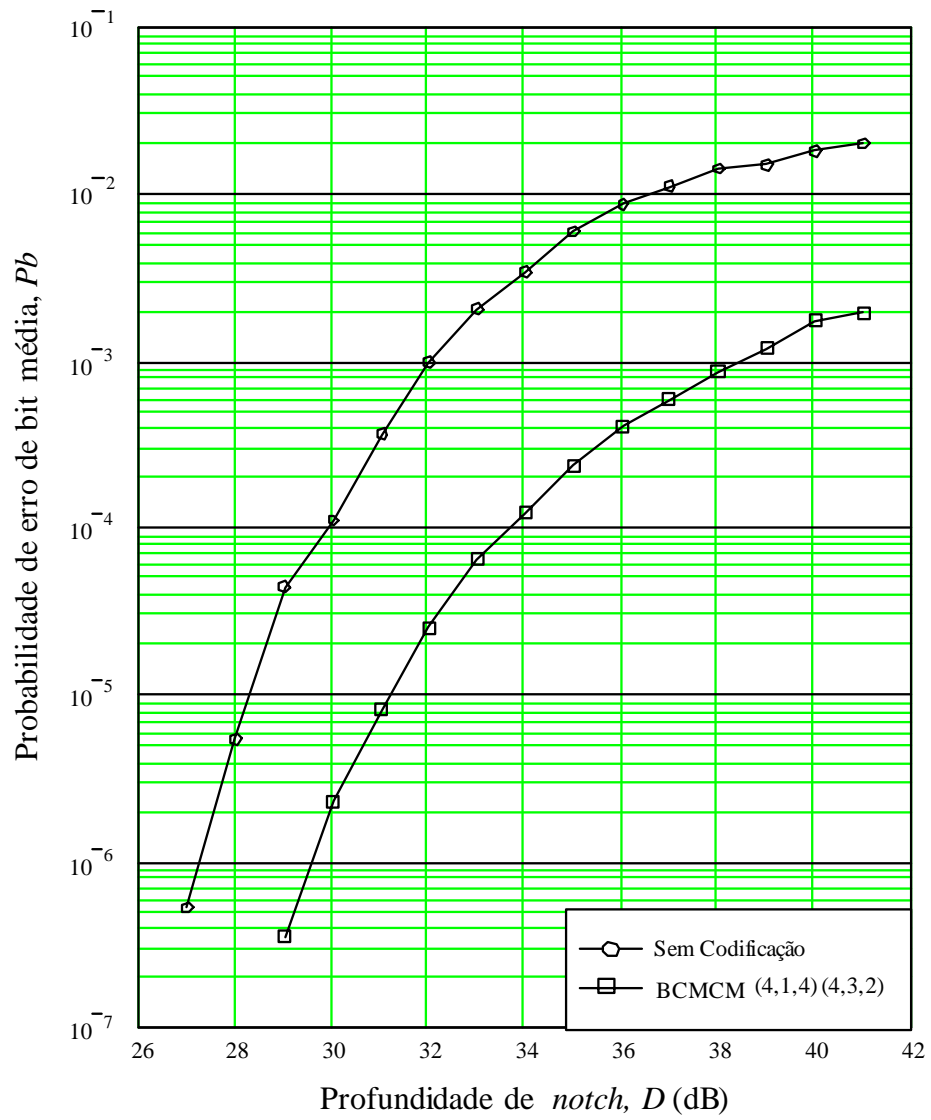
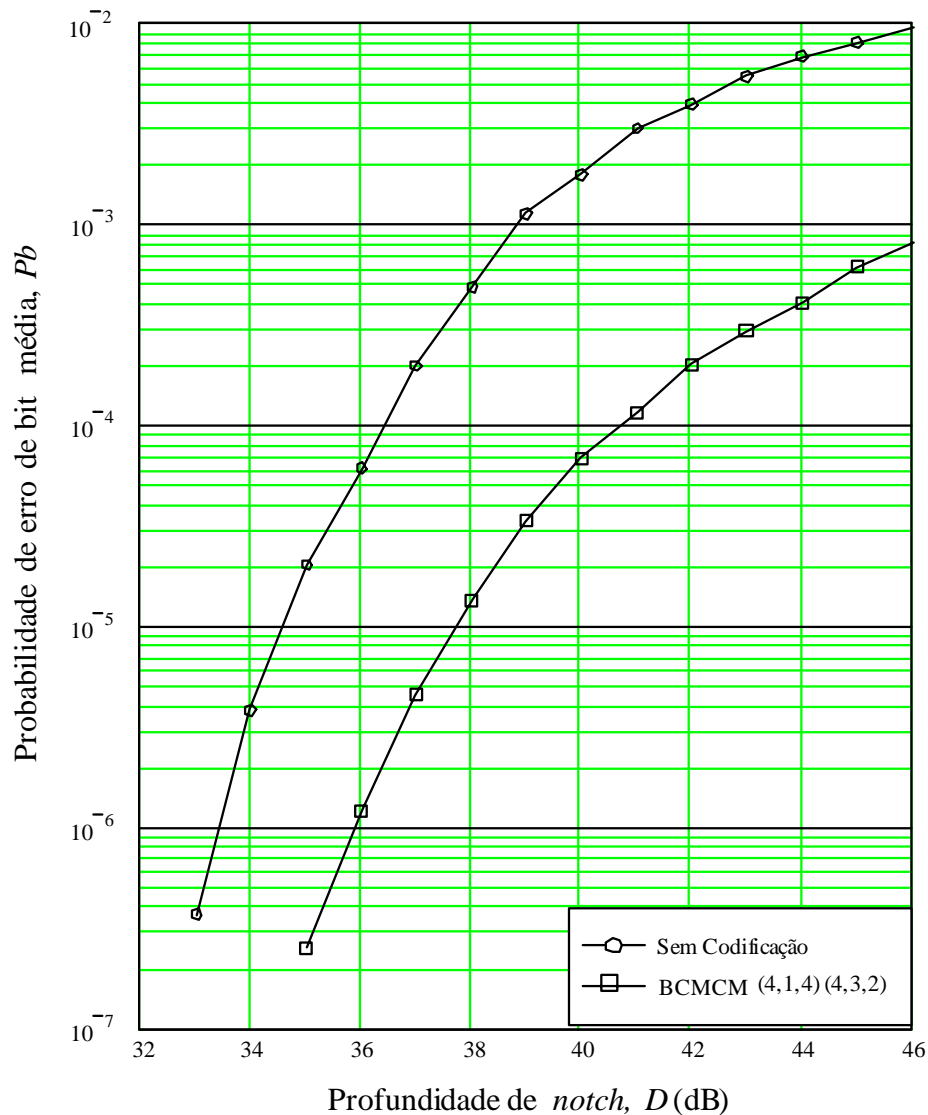


Figura 4.6: Desempenho da BCMCM  $64 \times 32$ -QAM ( $51,84 \text{ Mb/s}$ ).



**Figura 4.7:** Desempenho da BCMCM  $128 \times 32$ -QAM ( $51,84 \text{ Mb/s}$ ).

Através das Figuras 4.5, 4.6 e 4.7, nota-se que, para o mesmo esquema BCMCM 32-QAM, quanto maior o número de portadoras menor é a probabilidade de erro de bit média, isto é, para uma mesma taxa de erro, os esquemas com um número maior de portadoras suportam maiores profundidades de *notch*.

Além disso, para o esquema BCMCM  $128 \times 32$ -QAM, Figura 4.7, codificado com os códigos  $(4, 1, 4)(4, 3, 2)$ , a taxa de erro igual a  $10^{-3}$  não chega a ser atingida, o que resulta em uma área de assinatura igual a zero.

As Figuras 4.8, 4.9 e 4.10 apresentam os resultados obtidos a partir de simulações computacionais para os esquemas BCMCM 128-QAM.

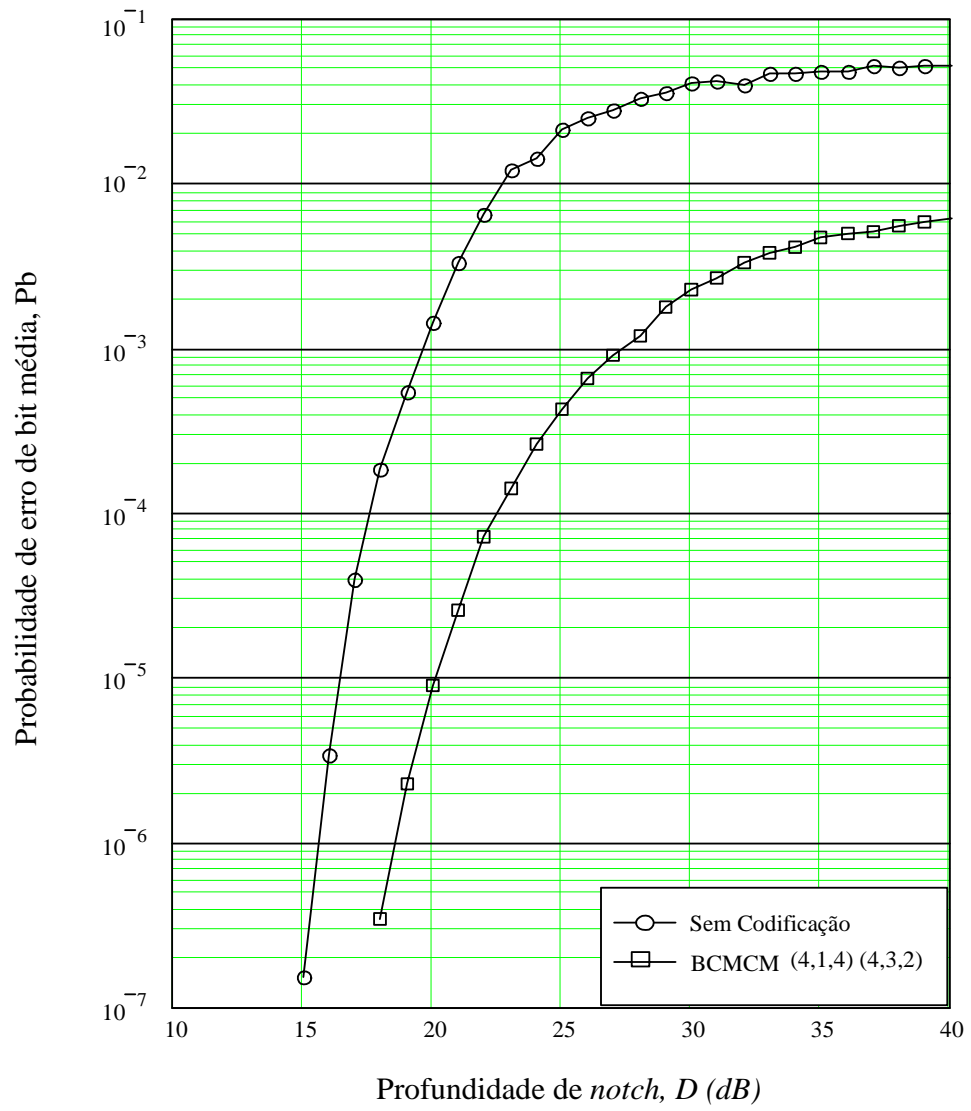


Figura 4.8: Desempenho da BCMCM  $64 \times 128$ -QAM (155,52 Mb/s).

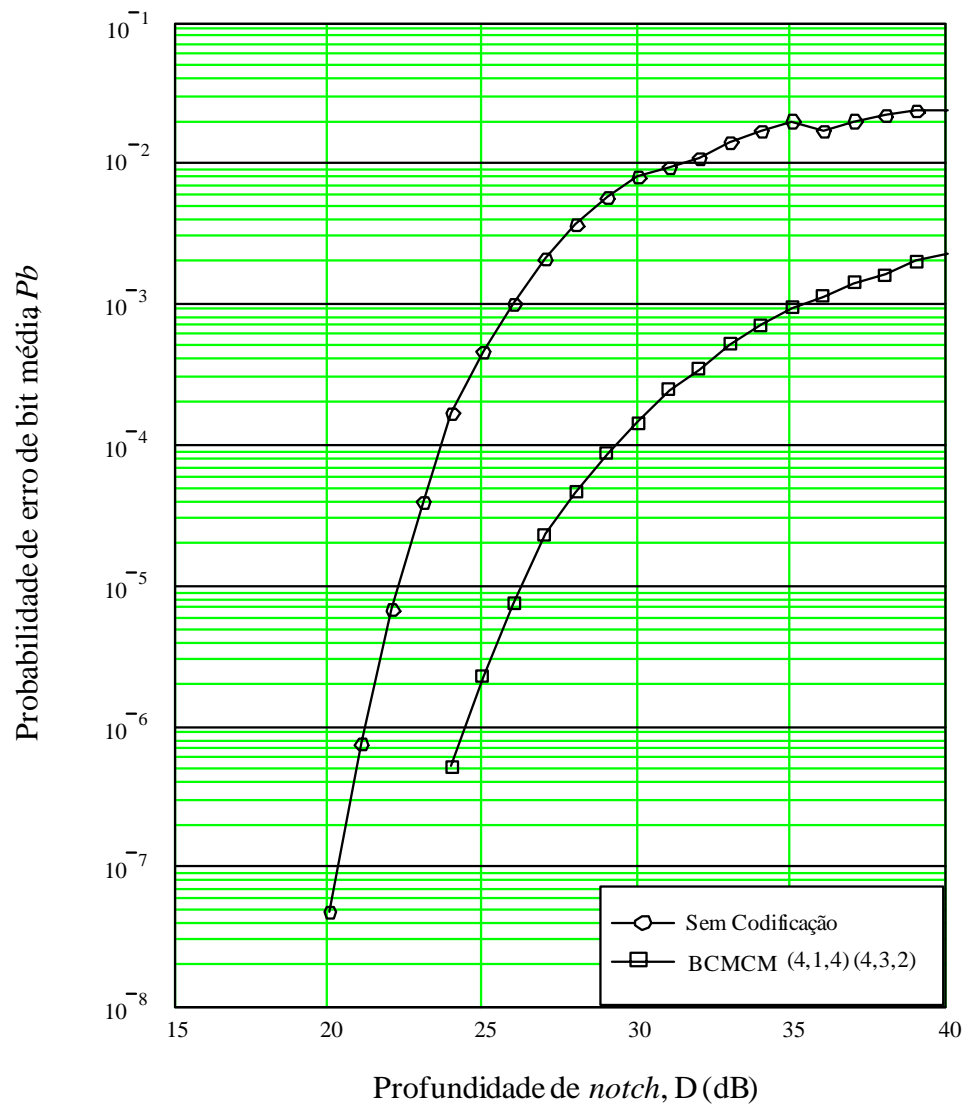
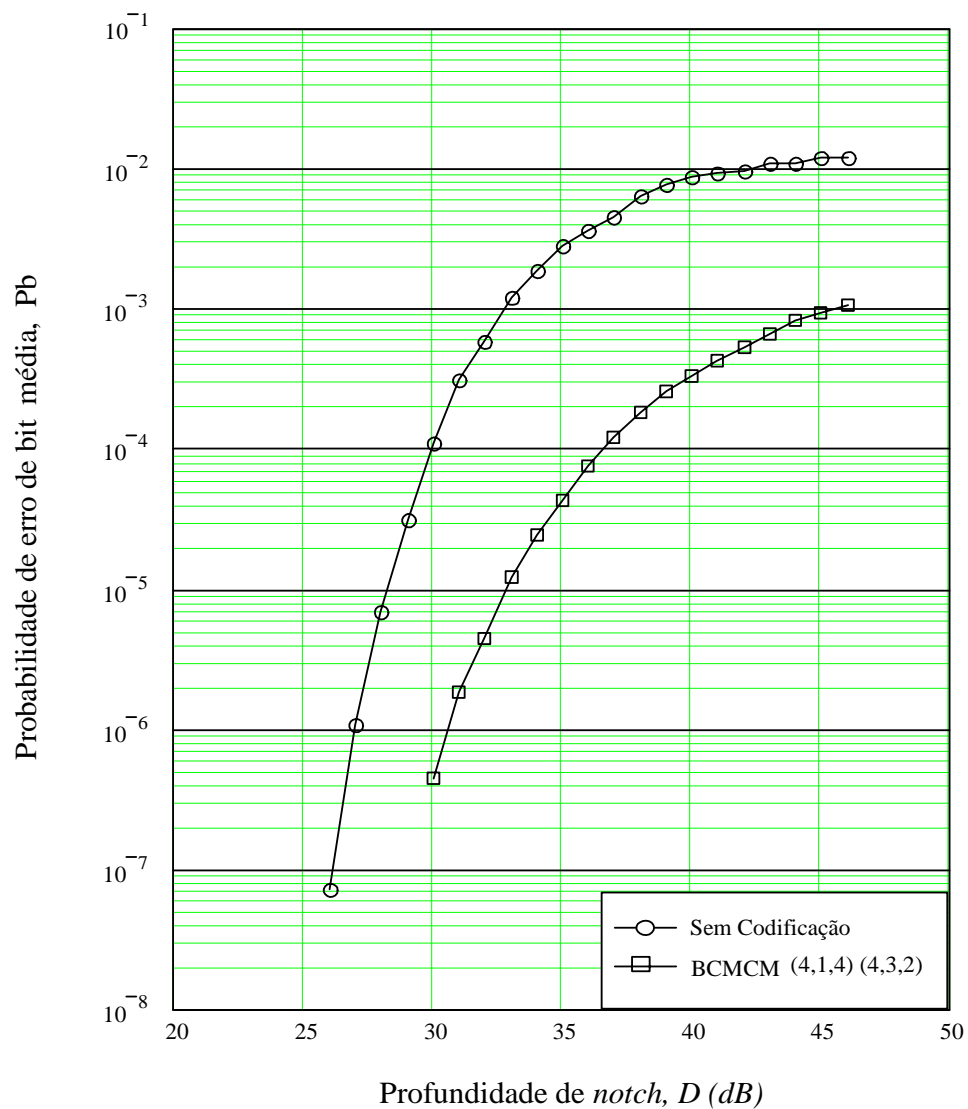


Figura 4.9: Desempenho da BCMCM 128  $\times$  128-QAM (155,52 Mb/s).





**Figura 4.10:** Desempenho da BCMCM 256 × 128-QAM (155,52 Mb/s).

A mesma análise feita para os esquemas BCMCM 32-QAM pode ser feita para os esquemas BCMCM 128-QAM. Portanto, é importante ressaltar que a análise de desempenho dos sistemas em estudos deve ser feita sempre com relação a um sistema que utiliza uma constelação abaixo daquela utilizada no sistema em questão. Para os sistemas BCMCM 32-QAM, a comparação deve ser feita com um sistema BCMCM 16-QAM, e, para os sistemas BCMCM 128-QAM, a comparação deve ser feita com um sistema BCMCM 64-QAM. O desempenho de um sistema MCM pode ser obtido e analisado através de sua área de assinatura.

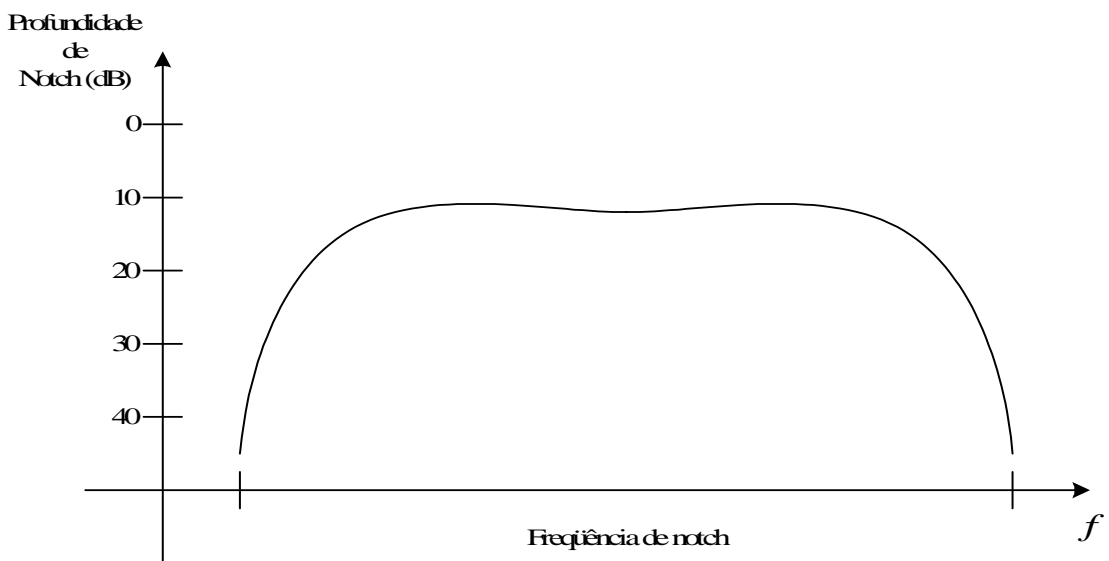
## 4.6 Área de Assinatura

A área de assinatura é a área sob a curva de assinatura, que, por sua vez, apresenta o lugar geométrico das profundidades de *notch* sobre o espectro de frequências do sinal modulado onde uma taxa de erro de limiar considerada é constante [15],[17].

A análise desta curva é muito importante, pois ela é uma característica do equipamento de recepção. Através dela, podemos saber se o sistema, operando em um canal com desvanecimento seletivo, está inoperante ou não. Isto porque, se o *notch* gerado pelo desvanecimento seletivo em frequência tangencia ou invade a área sob esta curva, o sistema é levado para a situação de inoperância. Portanto, esta curva fornece o valor máximo de atenuação permitido pelo sistema.

Esta curva é obtida em laboratório, através de um simulador de canal com desvanecimento[10]. Os procedimentos para se obter tal curva são apresentados em [15].

Uma curva de assinatura típica é mostrada na Figura 4.11.



**Figura 4.11:** Curva de assinatura típica.

Pode-se obter a área de assinatura do sistema através de dois métodos utilizando-se o processo de aproximação retangular. Através de simulações como apresentado em [6] ou através do método utilizado neste trabalho, que consiste na utilização do valor da profundidade de *notch* no centro da banda como sendo a profundidade média da curva de assinatura ao longo da faixa e adotar como largura de faixa de assinatura a largura de faixa do esquema MCM.

Através do método utilizado neste trabalho e com o auxílio das curvas das Figuras 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9 e 4.10, obtidas a partir de simulações computacionais,

é possível calcular as áreas de assinatura dos sistemas em estudo. Estes cálculos podem ser realizados através das Equações (4.10) e (4.11)[6],[10].

$$\lambda_a = 10^{\frac{-D}{20}}, \quad (4.10)$$

$$S = \frac{\lambda_a \times W}{\tau_r}, \quad (4.11)$$

onde  $D$  é a profundidade de *notch*, em  $dB$ ;  $\lambda_a$  é a profundidade média de *notch*, em escala linear,  $W$  é a largura de faixa da assinatura, em GHz,  $\tau_r$  é o retardo de referência, tempo de atraso entre a chegada do raio principal e o secundário no receptor, utilizado para o traçado das curvas das Figuras 4.5, 4.6, 4.7, 4.8, 4.9 e 4.10, em  $ns$ , e  $S$  é a área de assinatura, em  $ns^{-2}$ .

As Tabelas 4.5 e 4.6 apresentam as áreas de assinaturas dos sistemas em estudo para a faixa de taxas de erros entre  $10^{-3}$  a  $10^{-6}$ .

**Tabela 4.5:** Áreas de assinatura, em função de taxas de erro de limiar, obtidas a partir dos resultados de simulações apresentados nas Figuras 4.5, 4.6 e 4.7.

MCM	Codificação	Área de assinatura, em $ns^{-2}$ , em função da taxa de erro de limiar			
		$Pb = 10^{-3}$	$Pb = 10^{-4}$	$Pb = 10^{-5}$	$Pb = 10^{-6}$
32 x 32-QAM	não codificada	$87 \times 10^{-6}$	$108 \times 10^{-6}$	$121 \times 10^{-6}$	$134 \times 10^{-6}$
	(4,1,4)(4,3,2)	$65 \times 10^{-6}$	$98 \times 10^{-6}$	$117 \times 10^{-6}$	$139 \times 10^{-6}$
64 x 32-QAM	não codificada	$41 \times 10^{-6}$	$52 \times 10^{-6}$	$63 \times 10^{-6}$	$69 \times 10^{-6}$
	(4,1,4)(4,3,2)	$26 \times 10^{-6}$	$45 \times 10^{-6}$	$60 \times 10^{-6}$	$69 \times 10^{-6}$
128 x 32-QAM	não codificada	$19 \times 10^{-6}$	$25 \times 10^{-6}$	$31 \times 10^{-6}$	$34 \times 10^{-6}$
	(4,1,4)(4,3,2)	0	$20 \times 10^{-6}$	$28 \times 10^{-6}$	$33 \times 10^{-6}$

**Tabela 4.6:** Áreas de assinatura, em função de taxas de erro de limiar, obtidas a partir dos resultados de simulações apresentados nas Figuras 4.8, 4.9 e 4.10.

MCM	Codificação	Área de assinatura, em $ns^{-2}$ , em função da taxa de erro de limiar			
		$Pb = 10^{-3}$	$Pb = 10^{-4}$	$Pb = 10^{-5}$	$Pb = 10^{-6}$
64 x 128-QAM	não codificada	$366 \times 10^{-6}$	$463 \times 10^{-6}$	$528 \times 10^{-6}$	$586 \times 10^{-6}$
	(4,1,4)(4,3,2)	$185 \times 10^{-6}$	$323 \times 10^{-6}$	$419 \times 10^{-6}$	$503 \times 10^{-6}$
128 x 128-QAM	não codificada	$175 \times 10^{-6}$	$231 \times 10^{-6}$	$271 \times 10^{-6}$	$306 \times 10^{-6}$
	(4,1,4)(4,3,2)	$73 \times 10^{-6}$	$146 \times 10^{-6}$	$207 \times 10^{-6}$	$257 \times 10^{-6}$
256 x 128-QAM	não codificada	$80 \times 10^{-6}$	$112 \times 10^{-6}$	$135 \times 10^{-6}$	$157 \times 10^{-6}$
	(4,1,4)(4,3,2)	$23 \times 10^{-6}$	$64 \times 10^{-6}$	$97 \times 10^{-6}$	$127 \times 10^{-6}$

## 4.7 Conclusão

A partir dos resultados apresentados nas Tabelas 4.5 e 4.6, pode se observar que reduções significativas de áreas de assinatura são obtidas com a BCMCM, mesmo que o esquema de codificação proposto,  $(4, 1, 4)(4, 3, 2)$ , seja bastante simples e de baixa complexidade. Nota-se também que as reduções nas áreas de assinaturas são diretamente proporcionais à taxa de erro considerada, ou seja, para taxas de erros maiores, a redução nas áreas de assinaturas são maiores; porém, para taxas de erro menores, a redução nas áreas de assinaturas não foram tão relevantes assim. Como, por exemplo, é o caso crítico do esquema BCMCM 32 x 32-QAM para uma taxa de erro de  $10^{-6}$ , onde não houve nenhuma redução na área de assinatura e sim um acréscimo.

A relação entre as áreas de assinatura sem e com codificação é chamado de fator de melhoria [6]. A partir desta definição, podemos obter uma análise quantitativa mais objetiva dos resultados obtidos e apresentados nas Tabelas 4.5 e 4.6. Podemos verificar o quanto o desempenho do sistema BCMCM foi melhor em relação ao sistema MCM sem a utilização de uma codificação de canal.

Assim, o fator de melhoria devido ao uso da codificação do canal,  $M_{cod}$ , pode ser definido em  $dB$  como,

$$M_{cod} = 10 \log \frac{S}{S_{cod}}, \quad (4.12)$$

onde  $S$  e  $S_{cod}$  são as áreas de assinatura das modulações sem e com codificação, respectivamente. Portanto, os resultados apresentados nas Tabelas 4.5 e 4.6 podem ser analisados em termos de fatores de melhoria. As Tabelas 4.7 e 4.8 apresentam os fatores de melhoria obtidos pelos esquemas MCMs em estudo, 32-QAM e 128-QAM.

**Tabela 4.7:** Fatores de melhoria de codificação das BCMCMs 32-QAM em função das taxas de erro de limiar para uma codificação  $(4, 1, 4)(4, 3, 2)$ .

MCM	Fatores de melhoria de codificação			
	$Pb = 10^{-3}$	$Pb = 10^{-4}$	$Pb = 10^{-5}$	$Pb = 10^{-6}$
32 x 32-QAM	1,27 dB	0,42 dB	0,15 dB	-0,16 dB
64 x 32-QAM	1,97 dB	0,63 dB	0,21 dB	0 dB
128 x 32-QAM	$\infty$	0,97 dB	0,44 dB	0,13 dB

**Tabela 4.8:** *Fatores de melhoria de codificação das BCMCMs 128-QAM em função das taxas de erro de limiar para uma codificação (4, 1, 4)(4, 3, 2).*

MCM	Fatores de melhoria de codificação			
	$Pb = 10^{-3}$	$Pb = 10^{-4}$	$Pb = 10^{-5}$	$Pb = 10^{-6}$
64 x 128-QAM	2,96 dB	1,56 dB	1 dB	0,66 dB
128 x 128-QAM	3,8 dB	2 dB	1,17 dB	0,76 dB
256 x 128-QAM	5,41 dB	2,43 dB	1,44 dB	0,92 dB

Pode-se chegar às seguintes conclusões, a partir dos resultados apresentados nas Tabelas 4.7 e 4.8:

- Os fatores de melhoria são diretamente proporcionais à taxa de erro, ou seja, quanto maior for a taxa de erro, neste caso  $10^{-3}$ , maior será o fator de melhoria obtido.
- Tanto para o esquema BCMCM 32-QAM quanto para o esquema BCMCM 128-QAM, para uma mesma taxa de erro, fatores de melhoria maiores são obtidos com a utilização de um número maior de portadoras.

Este conceito de fator de melhoria também pode ser utilizado para realizar uma comparação entre as MCMs e as modulações em portadora única, com referência à robustez em relação ao efeito do desvanecimento seletivo [6].

# Capítulo 5

## Considerações Finais

Sabe-se que os enlaces para longo alcance são severamente limitados, devido aos efeitos do desvanecimento seletivo, havendo, então, a necessidade de diminuir a área de assinatura dos esquemas de modulação empregados, através do uso de contramedidas, a fim de se obter um aumento na extensão do enlace.

As contramedidas mais utilizadas são a utilização de constelações de maior ordem e a utilização de modulações com múltiplas portadoras e com uma codificação associada.

Portanto, tendo em vista os problemas causados pelo desvanecimento seletivo em frequência, e levando em conta apenas tais efeitos nesta investigação, este trabalho teve como finalidade analisar o desempenho de esquemas de modulação codificada por blocos sobre múltiplas portadoras utilizando constelações  $M$ -QAM não-quadradas empregando códigos de baixa complexidade.

Pode-se observar que alguns esquemas investigados apresentam resultados ligeiramente melhores do que aqueles apresentados em estudos anteriores [6],[17], conforme mostrado na Tabela 5.1. Isso se verifica, em particular, através da comparação realizada entre os sistemas BCMCM 128-QAM analisados neste trabalho e os sistemas BCMCM 64-QAM apresentados em [6],[17].

Os resultados nesta comparação mostram que, além da redução da área de assinatura, houve também uma diminuição na largura de faixa ocupada.

Apesar das conclusões apresentadas acima deixar claro que os resultados obtidos neste trabalho foram satisfatórios, é importante ressaltar novamente que este trabalho só levou em conta os aspectos relacionados com a degradação imposta pelos desvanecimentos seletivos em frequência. No entanto, outros fatores podem contribuir para a degradação dos sistemas que utilizam modulações multiportadoras ortogonais, inerentes à sua implementação. Entre estes fatores podem-se destacar os seguintes: sincronização e a relação entre a potência de pico e a potência média do sinal, os quais podem ser temas para futuros trabalhos.

**Tabela 5.1:** Comparação entre um esquema BCMCM  $\times$  64-QAM e um BCMCM  $\times$  128-QAM para uma taxa de limiar de erro de  $10^{-3}$ .

	BCMCM $\times$ 64-QAM	BCMCM $\times$ 128-QAM
Arranjo de códigos	(4,3,2) (4,4,1) (4,4,1)	1x(4,1,4) 2x(4,3,2) 2x(4,4,1) 2x(4,4,1)
Taxa de codificação	11/12	23/28
Taxa de bits total (Mb/s)	169.658	189.329
BW (MHz)	28.276	27.05
Área de assinatura para 64, 128 e 256 portadoras respectivamente	$250 \times 10^{-6} ns^{-2}$ $95 \times 10^{-6} ns^{-2}$ $35 \times 10^{-6} ns^{-2}$	$185 \times 10^{-6} ns^{-2}$ $73 \times 10^{-6} ns^{-2}$ $23 \times 10^{-6} ns^{-2}$

Como outras sugestões para trabalhos futuros, pode-se realizar uma análise de desempenho destes sistemas BCMCM com constelações  $M$ -QAM não-quadradas analisados neste trabalho, porém com códigos de comprimento maior, com o objetivo de aumentar a capacidade de correção de erro, sem o comprometimento da eficiência de largura de faixa.

# Referências Bibliográficas

- [1] WILLIAMS, R.G.C. - *Low complexity block coded modulation*. Manchester, Victoria University of Manchester, 1998. Thesis(PhD) University of Manchester.
- [2] WILLIAMS, R.G.C. & FARREL, P.G. - *Block and trellis coded modulation schemes compared*. First International Symposium on Communication Theory & Application. Crieff (Hydro Hotel), Scotland, 9-13 Sept 1991.
- [3] GOMES, G.G.R. - *Modulação codificada por blocos para constelações M-QAM não quadradas*. Tese de Mestrado, DECOM, FEEC, UNICAMP, Campinas, Junho de 1997.
- [4] LEE, E.A. & MESSERSCHMITT, D.G. - *Digital Communication*. 2ª Edição. Boston, Massachusetts, Kluwer Academic Publisher, 1994.
- [5] UNGERBOECK, G - *Channel coding with multilevel/phase signal*. IEEE Transactions on Information Theory, IT-28(2) : 55-67, Jan 1982.
- [6] GOMES, G.G.R. - *Modulação Multiportadora Codificada por Bloco para Radioenlaces Digitais em Microondas com Linha de Visada*. Tese de Doutorado, DECOM, FEEC, UNICAMP, Campinas, Dezembro de 2002.
- [7] PINTO, E.L. & ALBUQUERQUE, C.P. - *A Técnica de Transmissão OFDM*. Revista do Instituto Nacional de Telecomunicações, Vol 05, Número 01, Jun 2002.
- [8] PROAKIS, John D. - *Digital Communications*. 3.ed New York, McGraw Hill, 1995.
- [9] SAYEGH, S.I. - *A class of optimum block codes in signal space*. IEEE Transactions on Communications, COM-34(10) : 1043-45, Oct 1996
- [10] MANNING, Trevor - *Microwave radio transmission - design guide*. Norwood, MA, Artech House, 1999.



- [11] LI, R. - *Multicarrier modulation and the application of SAW chirp Fourier Transform*. PhD Dissertation, Department of Telecommunications, Norwegian Institute of Technology, University of Trondheim, Norway, November, 1994.
- [12] LI, R. & STETTE G. - *Waveform shaped MCM for digital microwave radio*. IEEE, ISSN 0-7803-2486, Feb 1995.
- [13] MENDES, L.L. & SILVEIRA, A.C. - *A New Approach to Analyse the Performance of Non-Square M-QAM Systems in AWGN Channels*. In 14<sup>th</sup> Virginia Tech/MPRG Wireless Personal Communication Symposium, Blacksburg - VA Proceedings of the symposium, v.1,n, p. 165-171, 2004.
- [14] RUMMLER, W.D. et alii - *Multipath fading channel models for microwave digital radio*. IEEE Communication Magazine, 24(11) : 30-42, Nov 1986.
- [15] DOBLE, John - *Introduction to radio propagation for fixed and mobile communications*. Norwood, MA, Artech House, 1996.
- [16] GOMES, G.G.R. & BALDINI FILHO, R. - *Block coded modulation for non-square QAM*. In 4<sup>th</sup> International Symposium on Communication Theory & Application, Charlotte Mason College, Ambleside, Lake District, UK, 1997.
- [17] GOMES, G.G.R. & BALDINI FILHO, R. - *On Line-of-Sight Microwave Block Coded Multicarrier Modulation Performance in Rummler's Frequency Selective Channel Model*. In 7<sup>th</sup> International OFDM - Workshop, at the Hotel Hafen Hamburg, Hamburg, Germany, 10-11 Sept 2002.
- [18] CUSACK, E.L. - *Error control codes for QAM signalling*. Electronics Letters, 20(2) : 62-63, Jan 1984.

# Anexo A

## Contribuições Publicadas

- FONSECA, L. C. & GOMES, G. G. R. - Low-Complexity Block Coded Multicarrier Modulation for Non-Square  $M$ -QAM to line-of-sight Microwave Systems - Proceedings of the International Workshop on Telecommunications (IWT2004), National Institute of Telecommunications - Inatel, Santa Rita do Sapucaí, Brazil, August, 2004.

## Anexo B

# Canalização para Sistemas Rádio Digital

**Tabela B.1:** *Canalização para Sistemas Rádio Digital com Taxas de Transmissão de 51 Mb/s para Faixas Compreendidas entre 2 GHz e 8 GHz.*

Faixa (GHz)	Largura (MHz)	Frequências centrais	Norma
2,0 a 2,1	14	$f_p = 2018,5 + 14 \times p$ $f'_p = f'_o + 14 \times p$ $p = 1, 2, \dots, 6$	ANATEL Resolução n°02 – 26/05/1975
2,2 a 2,3	14	$f_p = 2193,5 + 14 \times p$ $f'_p = f'_o + 14 \times p$ $p = 1, 2, \dots, 6$	ANATEL Resolução n°02 – 26/05/1975
6,4 a 7,1	20	$f_p = 6420 + 20 \times p$ $f'_p = 6760 + 20 \times p$ $p = 1, 2, \dots, 16$	ANATEL Resolução n°028 – 14/12/1994
7,4 a 7,7	14	$f_p = 7421 + 14 \times p$ $f'_p = 7575 + 14 \times p$ $p = 1, 2, \dots, 10$	DENTEL Norma n°001/95

**Tabela B.2:** Canalização para Sistemas Rádio Digital com Taxas de Transmissão de 155 Mb/s para Faixas Compreendidas entre 3 GHz e 8 GHz.

Faixa (GHz)	Largura (MHz)	Frequências centrais	Norma
3,8 a 4,2	29	$f_p = 3795,5 + 29 \times p$ $f'_p = 4008,5 + 29 \times p$ $p = 1, 2, \dots, 6$	ANATEL Resolução n°103 – 26/02/1999
4,4 a 5,0	40	$f_p = 4390 + 40 \times p$ $f'_p = 4690 + 40 \times p$ $p = 1, 2, \dots, 7$	ANATEL Resolução n°104 – 26/02/1999
5,9 a 6,4	29,65	$f_p = 5915,55 + 29,65 \times p$ $f'_p = 6167,59 + 29,65 \times p$ $p = 1, 2, \dots, 8$	ANATEL Resolução n°105 – 26/02/1999
7,4 a 7,7	28	$f_p = 7414 + 28 \times p$ $f'_p = 7568 + 28 \times p$ $p = 1, 2, \dots, 5$	DENTEL Norma n°001/95