

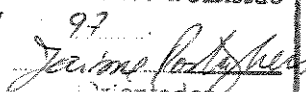
UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

**ESQUEMAS DE MODULAÇÃO CODIFICADA
PARA TRANSMISSÃO DE VOZ
EM COMUNICAÇÕES MÓVEIS**

CRISTIANA S. C. MARQUES DE JESUS
Engenheira Eletricista

Orientador: Prof. Dr. JAIME PORTUGHEIS

Este exemplar corresponde a redação final da tese	
defendida por <u>CRISTIANA S. C. MARQUES</u>	
<u>DE JESUS</u> aprovada pela Comissão	
Julgada em	<u>11</u> / <u>11</u> / <u>97</u>
	
Orientador	

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Campinas para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Campinas, 11 de novembro de 1997.

200013519

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Agradecimentos

Agradeço ao Professor Jaime Portugheis, meu orientador, pela sua dedicação e paciência, e pelo suporte técnico sem o qual a realização deste trabalho não teria sido possível.

Ao CNPq pela bolsa de mestrado.

À pesquisadora Eliana De Martino, CPqD Telebrás, por ter gentilmente cedido o programa com o simulador de voz VSELP.

Ao Professor Fábio Violaro por ter aceito participar da banca examinadora, e pela valiosa ajuda, esclarecendo dúvidas durante a realização deste trabalho. E ao Professor José Carmelo Interlando por também ter aceito participar da banca examinadora e pelas suas observações que contribuíram para o formato final desta tese.

A todos os amigos e colegas da Unicamp, pelo companheirismo e amizade, que tornaram mais alegre o período longe da minha família.

Em especial, agradeço a Kam Rigas, Gerson R. de Freitas, Abílio Guerra e Alberto do Vale que, de formas distintas, muito me incentivaram e apoiaram na realização deste trabalho.

Por último agradeço aos meus pais Laís e Fernando, e meu irmão Doca, que sempre confiaram em mim, e a quem devo tudo que consegui.

SUMÁRIO

Este trabalho descreve a construção de códigos de bloco para modulação M-PSK com proteção desigual de erros. A propriedade de proteção desigual de erros para o canal com desvanecimento de Rayleigh é obtida pelo particionamento de constelações multidimensionais, que consistem no produto cartesiano de modulações 8-PSK não uniformes, ou em subconjuntos do produto de modulações uniformes. Códigos novos são construídos utilizando a técnica de codificação multinível, tendo como códigos componentes códigos binários simples. Esses códigos são adequados para o codificador de voz VSELP (vector-sum excited linear predictive) descrito nas normas IS-54 e IS-136. Os esquemas propostos são comparados em relação a um sistema 4-PSK não codificado, utilizando uma medida objetiva da qualidade da voz, a relação sinal ruído segmental (SEGSNR). Um dos códigos possui quatro níveis de proteção e tem um ganho de 16.0 dB para uma SEGSNR igual a 2.0dB.

CONTEÚDO

1. Introdução	
1.1 Introdução.....	01
1.2 Escopo da Tese.....	02
2. Conceitos Básicos	
2.1 Introdução.....	03
2.2 Códigos Corretores de Erros.....	06
2.2.1 Códigos de Bloco.....	07
2.3 Modelo do Canal.....	12
2.3.1 Canal AWGN.....	13
2.3.2 Canal com desvanecimento.....	13
2.4 Modulação Digital.....	16
2.4.1 Modulação M-PSK.....	17
2.5 Decodificação por Máxima Verossimilhança.....	19
2.6 Modulação Codificada.....	21
2.6.1 Codificação Multinível.....	22
2.6.2 Decodificação Multiestágio.....	25
2.7 Entrelaçamento.....	26
2.8 Critérios de Desempenho.....	27
3. Codificação de Voz	
3.1 Introdução.....	32
3.2 Codificador VSELP.....	34
3.3 Análise da sensibilidade de erro.....	37
3.4 Cálculo da sensibilidade a erro de bit.....	41
4. Proteção Desigual a Erros	
4.1 Introdução.....	43
4.2 Time Sharing.....	44
4.3 Constelações não uniformes.....	48
5. Esquemas Propostos	
5.1 Introdução.....	53
5.2 Constelações utilizadas.....	54
5.3 Códigos propostos.....	61
5.4 Resultado das simulações.....	63
6. Conclusões	
6.1 Conclusões.....	69

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

1.1 Introdução

A interação da codificação de canal e modulação (modulação codificada) tem um papel importante no projeto de esquemas de transmissão digital eficientes em termos de potência e largura de faixa espectral. Para canais com desvanecimento, a distância de Hamming mínima e a distância produto mínima são critérios a serem observados no projeto dos códigos [3].

Atualmente em sistemas celulares de telefonia móvel, os codificadores de voz possuem bits codificados com diferentes sensibilidades a erros de canal. Desse modo, é necessário o projeto de códigos com capacidade de proteção desigual de erros, para melhor utilizar a redundância do canal.

Uma característica interessante para uma técnica de construção de códigos com proteção desigual de erros é a possibilidade de controle das taxas de informação, da fração da informação que será considerada mais importante e das diferentes probabilidades de erro. Apesar de que em construções multiníveis com modulações bidimensionais esses parâmetros possam ser controlados de maneira flexível [4], o uso de modulações multidimensionais é mais vantajoso. Ele não apenas garante flexibilidade

no controle desses parâmetros, mas também oferece muitas possibilidades na aplicação de algoritmos de decodificação multiestágio[6].

Nesta tese propomos novos códigos de bloco com modulação multidimensional M-PSK com proteção desigual de erros para o canal com desvanecimento de Rayleigh. Os novos códigos são construídos utilizando técnicas de codificação multinível com códigos componentes binários simples, e modulações multidimensionais M-PSK uniformes e não uniformes.

Estamos procurando códigos adequados ao codificador de voz VSELP descrito nas normas IS-54 e IS-136 para um sistema de comunicações móveis. O codificador VSELP possui um bloco com comprimento de 159 bits. A sensibilidade de erro de cada bit foi obtida pelo método descrito em [1].

1.2. Escopo da Tese

No Capítulo 2 apresentamos os conceitos básicos relativos a um sistema de comunicação digital. São apresentados processos de codificação e modulação, o modelo do canal e critérios de desempenho.

Uma breve descrição sobre codificação de voz é feita no Capítulo 3, onde é descrito o codificador de voz VSELP. O método de análise da sensibilidade a erros de bit do frame da voz codificada é descrito, sendo apresentado o resultado obtido para o VSELP. É definido ainda o conceito de relação sinal ruído segmental (SEGSNR).

No Capítulo 4 são descritas algumas técnicas de proteção desigual de erros, incluindo algumas constelações não uniformes.

No Capítulo 5 são apresentadas algumas constelações multidimensionais não uniformes e os códigos propostos. Os resultados de simulação obtidos para a probabilidade de erros de bit na transmissão, como também a SEGSNR para dois esquemas propostos são mostrados.

Observações e conclusões com relação à tese são apresentadas no Capítulo 6, além de serem feitas algumas sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

CONCEITOS BÁSICOS

2.1. Introdução

Um sistema de comunicações digitais envolve a transmissão de informação em forma digital de uma fonte geradora para um ou mais destinos. Na análise e no projeto de sistemas de comunicação é particularmente importante observar as características do canal físico através do qual a informação será transmitida, uma vez que essas características geralmente afetam o projeto dos principais blocos que compõem o sistema.

A Figura 2.1 ilustra o diagrama funcional e os elementos básicos de um sistema de comunicação digital. A saída da fonte pode ser um sinal analógico, como um sinal de vídeo ou de áudio, ou um sinal digital, discreto no tempo e com um número finito de caracteres de saída. Em um sistema de comunicação digital, as mensagens produzidas pela fonte são convertidas em uma sequência de dígitos binários. Idealmente queremos representar a saída da fonte (mensagem) pelo menor número de dígitos binários possível, ou seja, queremos uma representação eficiente da saída da fonte com pouca ou nenhuma redundância. O processo de conversão da saída da fonte (analógica ou digital) numa sequência de dígitos binários é chamado codificação de fonte ou compressão de dados.

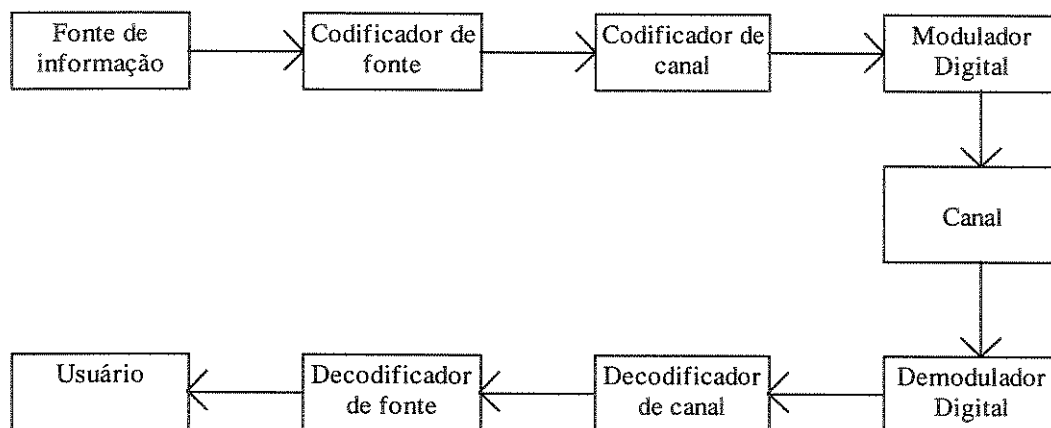


Fig.2.1 Diagrama de blocos de um sistema de comunicação digital

A seqüência de dígitos binários do codificador de fonte, chamada de seqüência de informação, é passada então ao codificador de canal. A função do codificador de canal é introduzir, de modo controlado, redundância na seqüência binária de informação, a qual possa ser utilizada no receptor para combater os efeitos do ruído e interferência ocorridos durante a transmissão do sinal através do canal. Assim, a redundância adicionada serve para aumentar a confiabilidade da informação recebida, e a fidelidade do sinal recebido. A Seção 2.2 trata dos codificadores de canal, ou códigos corretores de erro.

A seqüência binária da saída do codificador de canal é passada então para o modulador digital, que serve como uma interface para o canal de comunicação. Como quase todos os canais de comunicação encontrados na prática são capazes de transmitir sinais elétricos (formas de onda), o objetivo principal do modulador digital é mapear a seqüência binária de informação em sinais representados por formas de onda.

Elaborando esse ponto, vamos supor que a seqüência de informação codificada será transmitida em um bit por vez, numa taxa uniforme de R bits/s. O modulador pode simplesmente mapear o dígito binário 0 em uma forma de onda $s_0(t)$ e o dígito binário 1 em uma forma de onda $s_1(t)$. Dessa maneira cada bit do codificador de canal é transmitido separadamente, que é chamada modulação binária. Alternativamente o modulador pode transmitir b bits de informação codificada de uma só vez utilizando $M=2^b$ formas de onda

distintas $s_i(t)$, $i=0,1,...M-1$, uma forma de onda para cada uma das 2^b possíveis seqüências de b bits. Trata-se assim da modulação M -ária ($M > 2$).

Nos sistemas propostos nesse trabalho, os blocos do codificador de canal e do modulador digital fazem parte de um só bloco. Esta técnica, conhecida como modulação codificada, será descrita na Seção 2.6 e visa aumentar a eficiência na transmissão.

O canal de comunicação é o meio físico utilizado para enviar o sinal do transmissor até o receptor. Exemplos desse meio físico podem ser um par de fios metálicos, que transmite o sinal elétrico, cabos de fibra ótica que transmitam “pulsos de luz modulados”, e a atmosfera (espaço livre) onde o sinal é irradiado através de uma antena. Em qualquer um dos meios utilizados para transmitir a informação temos, entretanto, que o sinal transmitido sofre a influência aleatória de alguns fatores que podem ser definidos como o ruído do canal. Esse ruído pode ser gerado pelo homem, por componentes eletrônicos (ruído térmico), fenômenos atmosféricos e outros.

No receptor de um sistema de comunicação digital, o demodulador processa a forma de onda transmitida, a qual sofreu influência do ruído do canal, e reduz essa forma de onda em uma seqüência de símbolos que é uma estimativa da seqüência de símbolos transmitida (binária ou M -ária). Essa seqüência demodulada é passada ao decodificador de canal, que tratará de reconstruir a seqüência original de informação, conhecendo o código que foi utilizado pelo codificador de canal e a redundância contida na informação recebida.

Uma medida da eficiência do demodulador e do decodificador é a freqüência em que ocorrem erros na seqüência decodificada. Mais precisamente, a probabilidade de haver um bit errado na saída do decodificador é uma medida da eficiência do conjunto demodulador decodificador. Em geral, a probabilidade de erro é uma função das características do código, do tipo de forma de onda utilizado para transmitir a informação pelo canal, da potência de transmissão, das características do canal (ou seja, a intensidade do ruído, o tipo de interferência), e do método de demodulação e decodificação utilizado.

Como uma última etapa, quando o interesse é uma saída analógica, o decodificador de fonte recebe a seqüência de saída do decodificador de canal e, conhecendo o método de codificação de fonte utilizado, reconstrói o sinal original da fonte. Devido a erros na decodificação de canal, possíveis distorções introduzidas pelo codificador de fonte, e talvez

pelo decodificador de fonte, o sinal na saída desse último é uma aproximação da saída original da fonte. A diferença ou uma função da diferença entre o sinal original e o sinal reconstruído é uma medida da distorção introduzida pelo sistema de comunicação digital.

A seguir, de acordo com o objetivo desta tese, serão definidos alguns conceitos básicos relativos à codificação de canal, modulação digital e modelos do canal.

2.2 Códigos corretores de erro

No diagrama de blocos de um sistema de comunicação digital mostrado anteriormente, encontra-se o bloco do codificador de canal, seguido pelo modulador. A função do codificador de canal discreto é introduzir, de maneira controlada, redundância na sequência de informação, a qual pode ser utilizada no receptor para combater os efeitos do ruído e interferência ocorridos durante a transmissão do sinal através do canal.

Existem fundamentalmente dois tipos de códigos corretores de erros, a saber, códigos de bloco e códigos convolucionais. Um código de bloco representa um bloco de k símbolos de informação por uma sequência de n símbolos, a qual é chamada de palavra código. Um código convolucional é mais complexo. Ele toma uma sequência de informação semi-infinita a uma taxa de k_0 símbolos por intervalo de tempo, e gera uma sequência contínua de símbolos codificados a uma taxa de n_0 símbolos por intervalo de tempo.

Nos códigos de bloco, um bloco de k bits de informação pode ser seguido por exemplo, por um grupo de r bits de verificação de paridade que são derivados do próprio bloco de bits de informação. No receptor, os bits de paridade são utilizados para verificar (ou corrigir) os bits de informação daquele bloco. Nos códigos convolucionais, os bits de paridade são utilizados para verificar (ou corrigir) não somente os bits de informação do bloco que o precede imediatamente, mas também dos outros blocos precedentes.

Neste trabalho, o tipo de informação utilizada é a voz digitalizada, a qual essencialmente possui um formato de blocos. Optou-se assim por utilizar apenas códigos de bloco na construção dos esquemas de codificação propostos. Desse modo, a seguir serão analisados apenas os códigos de bloco.

2.2.1 Códigos de Bloco

Definição 1 Um código de bloco de tamanho M sobre um alfabeto com q símbolos é um conjunto de M sequências q -árias de comprimento N chamadas de palavras código.

Um código binário de tamanho M e comprimento de bloco N é um conjunto de M palavras binárias de comprimento N , chamadas palavras código. Usualmente, $M=2^K$ para um inteiro K , e o código é referido como um código binário (N,K) .

A taxa do código de bloco em bits de informação/bits codificados é definida como

$$R_c = \frac{K}{N}, \quad (2.1)$$

onde N é o comprimento da palavra código, e K é o número de bits de informação.

A distância mínima d , é uma medida da diferença entre as duas palavras código mais próximas, e pode ser dada pelas duas definições abaixo:

Definição 2 A distância de Hamming $d(x,y)$ entre duas sequências q -árias x e y é o número de posições nas quais elas diferem.

Definição 3 Seja $C = \{c_i, i=0,...,M-1\}$ um código. Então a distância mínima de C é a distância de Hamming do par de palavras códigos distintas com a menor distância de Hamming. Ou seja,

$$d = \min_{\substack{c_i, c_j \in C \\ i \neq j}} d(c_i, c_j)$$

Um código de bloco (N,K) com distância mínima d é também descrito como um código de bloco (N,K,d) .

Suponha que uma palavra código é transmitida e ocorram t erros. Caso a distância da palavra recebida para qualquer palavra do código (diferente da transmitida) for maior que t ,

então o decodificador irá decodificar corretamente se ele assumir que a palavra código transmitida foi aquela mais próxima da palavra recebida.

Desse modo, um código com distância mínima d é capaz de corrigir até t erros, sendo

$$d \geq 2t + 1. \quad (2.2)$$

Dentre os códigos de bloco temos interesse em uma classe especial, os códigos lineares.

Definição 4 Um código linear é um subespaço de $GF(q)^N$ [11,p.27].

Considerando q igual a 2, um código de bloco linear (N,K) é um subespaço K -dimensional do espaço vetorial de todas as N -uplas binárias. Assim é possível encontrar K palavras código linearmente independentes em C , de modo que toda palavra código c de C é uma combinação linear dessas K palavras.

Seja G uma matriz $K \times N$, onde suas linhas são K palavras códigos linearmente independentes de C . Essa matriz é conhecida como matriz geradora do código C , e pode ser utilizada no processo de codificação da seguinte maneira:

$$c = iG, \quad (2.3)$$

onde i é um vetor com K símbolos de informação a serem codificados, e c é a palavra código com comprimento N .

Utilizando operações elementares de linhas, podemos reduzir a matriz G à seguinte forma,

$$G = [I_k : P] \quad (2.4)$$

onde I_k é a matriz identidade $K \times K$, e P é uma matriz $K \times (N-K)$. Essa forma é conhecida como forma sistemática da matriz geradora.

Um código de bloco gerado por uma matriz na forma sistemática é conhecido como código de bloco linear sistemático, e suas palavras código começam sempre com os símbolos de informação inalterados, sendo os símbolos restantes conhecidos como símbolos de paridade.

Outro conceito importante é o da matriz verificação de paridade $(N-K) \times N$, que é utilizada no processo de decodificação. Para toda palavra código $\mathbf{c}$ de C , temos

$$\mathbf{c} \mathbf{H}^T = 0. \quad (2.5)$$

A definição de uma matriz verificação de paridade é então,

$$\mathbf{H} = [-\mathbf{P}^T; \mathbf{I}_{n-k}] \quad (2.6)$$

onde $\mathbf{I}_{n-k}$ é a matriz identidade $(N-K) \times (N-K)$.

Temos assim,

$$\mathbf{GH}^T = -\mathbf{P} + \mathbf{P} = 0. \quad (2.7)$$

Ao transmitir uma palavra código $\mathbf{c}$, ela é recebida como $\mathbf{r} = \mathbf{c} + \mathbf{e}$, onde $\mathbf{e}$ é um vetor erro contendo 1s nas posições erradas e 0 nas demais. Na recepção, o decodificador realiza a seguinte operação

$$\mathbf{s} = \mathbf{r} \mathbf{H}^T \quad (2.8)$$

onde $\mathbf{s}$ é conhecida como a síndrome de $\mathbf{r}$. Como $\mathbf{r} = \mathbf{c} + \mathbf{e}$ e $\mathbf{c} = \mathbf{iG}$, então

$$\mathbf{s} = \mathbf{iGH}^T + \mathbf{eH}^T = \mathbf{eH}^T. \quad (2.9)$$

Caso $\mathbf{s} \neq \mathbf{0}$ ocorreram erros. Caso $\mathbf{s} = \mathbf{0}$, ou não ocorreram erros ou esses erros não puderam ser detectados, i.e., $\mathbf{e}$ é uma palavra código.

É mostrado na Equação (2.9) que a síndrome depende somente do padrão de erro $\mathbf{e}$ e não da palavra código transmitida. Sendo $\mathbf{e}$ um vetor linha N -dimensional e $\mathbf{H}^T$ uma matriz $N \times (N-K)$, então $\mathbf{s}$ é um vetor linha $(N-K)$ dimensional. Existem assim 2^{N-K} possíveis síndromes.

Nos esquemas de modulação codificada propostos neste trabalho são utilizados como códigos componentes, alguns códigos simples, os quais são descritos a seguir.

Códigos de verificação de paridade - Esse é um tipo de código com taxa alta, mas com um desempenho pobre quanto a detectar ou corrigir erros de transmissão. Dado K bits de informação, adicione um $(K+1)$ -ésimo bit de modo que o número total de 1s na palavra código seja par. Assim, por exemplo, com $K = 4$,

$0000 \leftrightarrow 00000$
 $0001 \leftrightarrow 00011$
 $0010 \leftrightarrow 00101$
 $0011 \leftrightarrow 00110$

e assim por diante. Este é um código $(K+1, K)$ ou $(N, N-1)$. A distância mínima é igual a 2, e desse modo nenhum erro pode ser corrigido. Um código simples de verificação de paridade é usado para detectar (mas não corrigir) um único erro.

Códigos de repetição - São códigos com taxas muito baixas, mas com bom desempenho, i.e., a distância mínima é a maior possível. Dado um único bit de informação, este é repetido N vezes. Usualmente, N é ímpar.

$0 \leftrightarrow 00000$
 $1 \leftrightarrow 11111$

Esse é um código $(N, 1)$. A distância mínima é N , e $t = \left\lfloor \frac{N-1}{2} \right\rfloor$ erros podem ser corrigidos, assumindo que a maioria dos bits recebidos correspondem ao bit de informação correto.

Códigos de Reed-Muller - Para cada inteiro m , e para cada inteiro r menor ou igual a m existe um código de Reed-Muller, com comprimento de bloco 2^m chamado de código de Reed-Muller de r -ésima ordem e comprimento 2^m .

A matriz geradora $\mathbf{G}$ do código de Reed-Muller de r -ésima ordem é definida por um conjunto de vetores. Seja $\mathbf{v}_0$ um vetor onde as 2^m componentes são iguais a 1, e seja $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \dots, \mathbf{v}_m$ as linhas da matriz com todas as m -uplas possíveis como colunas. As linhas da matriz geradora de r -ésima ordem são os vetores $\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \dots, \mathbf{v}_m$ e todos os seus produtos dois a dois, três a três até r a r .

Por exemplo, seja m igual a 3. Existem dois códigos de Reed-Muller com os seguintes parâmetros:

R	1	2
n	8	8
k	4	7
d	4	2

Os vetores utilizados na construção das matrizes geradoras são mostrados abaixo:

$\mathbf{v}_0$	1	1	1	1	1	1	1	1
$\mathbf{v}_1$	0	0	0	0	1	1	1	1
$\mathbf{v}_2$	0	0	1	1	0	0	1	1
$\mathbf{v}_3$	0	1	0	1	1	0	1	1
$\mathbf{v}_1\mathbf{v}_2$	0	0	0	0	0	0	1	1
$\mathbf{v}_1\mathbf{v}_3$	0	0	0	0	0	1	0	1
$\mathbf{v}_2\mathbf{v}_3$	0	0	0	1	0	0	0	1

O código de primeira ordem ($r = 1$) é gerado usando os vetores $\mathbf{v}_0, \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$ como as linhas da matriz geradora. O código de segunda ordem ($r = 2$) é gerado utilizando todos os vetores da tabela anterior como as linhas da matriz geradora.

2.3. Modelo do Canal

Como foi dito anteriormente, o canal de comunicação é a conexão entre o transmissor e o receptor. Um problema presente na transmissão do sinal através de qualquer canal é a presença do ruído aditivo. Em geral o ruído aditivo é gerado internamente por componentes eletrônicos utilizados para implementar o sistema de comunicação, e algumas vezes é chamado de ruído térmico. Outras fontes de interferência podem ser externas ao sistema, como é o caso da interferência provocada por outros usuários do canal. Quando o ruído e a interferência ocupam a mesma faixa de frequência do sinal de interesse, seu efeito pode ser minimizado através de um projeto adequado do sinal a ser transmitido, e do seu demodulador no receptor. Outros tipos de degradação do sinal que podem ser encontrados na transmissão pelo canal são atenuação do sinal, distorção de amplitude e fase, e distorção por múltiplos percursos.

Os efeitos do ruído podem ser minimizados aumentando a potência do sinal transmitido. Entretanto, o equipamento e outros fatores limitam o nível da potência transmitida. Outra restrição básica é a largura de faixa disponível do canal, que normalmente se deve a limitações físicas do meio e de componentes utilizados na implementação do transmissor e do receptor.

No projeto de sistemas de comunicação para transmissão de informação através de canais físicos, é conveniente construir modelos matemáticos que reflitam as características mais importantes do meio de transmissão. Dessa forma, o modelo matemático do canal é utilizado no projeto do codificador de canal e do modulador no transmissor, e do decodificador de canal e demodulador no receptor.

No modelamento de um canal discreto no tempo e sem memória, podemos definir um alfabeto de entrada finito $X=\{x_0, x_1, \dots, x_{q-1}\}$, um alfabeto de saída Y que pode assumir qualquer valor real, i.e., $Y \in \{-\infty, +\infty\}$, e um conjunto de funções densidade de probabilidade condicional

$$\{ p(y/x=x_k) | y \in Y, x \in X, \}$$
(2.10)

2.3.1. Canal AWGN

Um dos modelos de canal mais importantes é o canal com ruído aditivo gaussiano e branco (AWGN), no qual

$$Y = X + N \quad (2.11)$$

onde N é uma variável aleatória gaussiana de média zero com variância σ^2 e $X = x_k$, $k=0,1,\dots,q-1$. Para um dado X , teremos Y como uma variável aleatória gaussiana de média x_k com variância σ^2 . Ou seja,

$$p(y | X = x_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(y - x_k)^2}{2\sigma^2}\right\}. \quad (2.12)$$

Para qualquer sequência de entrada X_i , $i=1,2,\dots,n$, existe uma sequência de saída correspondente

$$Y_i = X_i + N_i \quad i = 1, 2, \dots, n. \quad (2.13)$$

Supondo que o ruído possui densidade espectral de potência bilateral igual a $N_0/2$, cada N_i é gaussiana com $\sigma_i^2 = N_0/2$.

2.3.2 Canal com desvanecimento

Em um sistema de comunicação por satélite, ou num sistema de telefonia móvel o receptor raramente possui uma linha de visada direta com o transmissor. Dessa forma o sinal que chega ao receptor é o somatório de vários sinais que percorreram percursos distintos, sofrendo assim diferentes atenuações e com diferentes fases. É razoável supor que as fases dos sinais estão uniformemente distribuídas no intervalo de 0 a 2π , e que a amplitude e a fase são estatisticamente independentes uma da outra. Desse modo temos que num certo instante as ondas estarão em fase (interferência construtiva), e em outro estarão fora de fase (interferência destrutiva).

Devido à propagação por múltiplos percursos o sinal de rádio decresce rapidamente. O desvanecimento também ocorre devido a sombreamentos provocados por montanhas, prédios, túneis e outras obstruções. No caso do receptor ser um móvel, esse movimento provoca variações aleatórias do sinal, deteriorando a comunicação ainda mais. Temos assim, que prever de forma determinística o nível do sinal de rádio é uma tarefa impossível. Ao invés disso, um tratamento estatístico do sinal é utilizado para descrever os vários fenômenos.

O canal com desvanecimento está diretamente relacionado com três distribuições estatísticas: lognormal, Rayleigh e Rice. A distribuição lognormal descreve a envoltória do sinal recebido sombreado por obstruções como montanhas, prédios, etc. A distribuição de Rayleigh descreve a envoltória do sinal recebido resultante da propagação por múltiplos percursos. A distribuição de Rice considera a envoltória do sinal recebido com propagação por múltiplos percursos mais uma componente com visada direta.

Nesse trabalho estamos particularmente interessados no canal com desvanecimento caracterizado pela distribuição de Rayleigh, o qual foi analisado em [13].

Considere um sinal s com uma frequência ω_0 e com uma amplitude a descrito em forma exponencial

$$s = a \exp(j\omega_0 t) \quad 0 \leq t \leq T. \quad (2.14)$$

Sejam a_i e θ_i a amplitude e a fase da i -ésima onda espalhada, respectivamente. O sinal resultante s que chega no móvel é a soma das n ondas espalhadas:

$$s = \sum_{i=1}^n a_i \exp[j(\omega_0 t + \theta_i)]. \quad (2.15)$$

Equivalentemente,

$$s = \rho \exp[j(\omega t + \theta)] \quad (2.16)$$

onde,

$$\rho \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(j\theta_i). \quad (2.17)$$

Em [13] é mostrado que a densidade $p(\varrho)$ é dada por,

$$p(\varrho) = \begin{cases} \frac{\varrho}{\sigma_\varrho^2} \exp\left(-\frac{\varrho^2}{2\sigma_\varrho^2}\right) & r \geq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases}, \quad (2.18)$$

onde σ_ϱ^2 é a variância da amplitude do sinal.

A Equação (2.18) é a função densidade de probabilidade de Rayleigh. A sua distribuição $P(\varrho_0)$ é dada por

$$P(\varrho_0) = \text{prob}(\varrho \leq \varrho_0) = \int_0^{\varrho_0} p(\varrho) d\varrho = 1 - \exp\left(-\frac{\varrho_0^2}{2\sigma_\varrho^2}\right). \quad (2.19)$$

Supondo detecção coerente ideal, podemos caracterizar um canal com desvanecimento de Rayleigh (amostras do sinal no receptor) por

$$r_k = \varrho_k x_k + n_k \quad (2.20)$$

onde x_k é o k -ésimo elemento da sequência de símbolos $\mathbf{x}$ que foi transmitida, r_k é o k -ésimo elemento da sequência de símbolos $\mathbf{r}$ que foi recebida, ϱ_k é a amplitude do desvanecimento que perturba o símbolo x_k , tendo distribuição de Rayleigh dada pela Equação (2.18) e n_k é o ruído gaussiano branco bidimensional com densidade espectral de potência $N_0/2$. Além disso, considerando que a variância σ_ϱ^2 seja igual a 1/2, teremos

$$p(\varrho) = \begin{cases} 2\varrho \exp\{-\varrho^2\} & \varrho \geq 0 \\ 0 & \varrho < 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

onde a energia média por símbolo recebido é $E\{\varrho^2 \bar{E}_s\} = \bar{E}_s$.

2.4 Modulação Digital

Como foi dito anteriormente na Seção 2.1 , a modulação digital consiste em mapear a sequência binária de informação, proveniente do codificador de fonte, em sinais elétricos (formas de onda) que possam ser transmitidos através do canal.

Seja P a potência média dos sinais digitais transmitidos. Por simplicidade, consideraremos que não ocorre atenuação no canal, ou seja, na entrada do receptor também é observada uma potência média igual a P . Na prática entretanto, a perda por transmissão está sempre presente, devendo ser levada em consideração no projeto de um sistema, uma vez que o desempenho do receptor depende da sua potência de entrada.

Seja R_f a taxa, em bits/segundo na qual a fonte transmite dígitos binários e M o número de sinais possíveis no modulador com duração T . Então

$$R_f = \frac{\log_2 M}{T} , \quad (2.22)$$

onde $1/T$ é a taxa de sinalização, ou taxa de modulação.

Em [12], temos que, a potência média do sinal pode ser expressa como,

$$P = \frac{\overline{E_s}}{T} = \overline{E_s} \frac{R_f}{\log_2 M} = E_b R_f , \quad (2.23)$$

onde $\overline{E_s}$ é a energia média da constelação dos M sinais ($\mathbf{s}_i$),

$$\overline{E_s} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |\mathbf{s}_i|^2 \quad (2.24)$$

e E_b é a energia requerida para transmitir 1 bit,

$$E_b = \frac{\overline{E_s}}{\log_2 M} . \quad (2.25)$$

Sendo W a largura de faixa do sinal, temos como consequência,

$$\frac{P}{N_0 W} = \frac{E_b}{N_0} \frac{R_f}{W} \quad (2.26)$$

Essa expressão mostra que a relação potência sinal-ruído é o produto de dois fatores bastante significativos. A razão E_b/N_0 é a energia por bit transmitido dividido por duas vezes a densidade espectral do ruído. A razão R_f/W representa a eficiência espectral em bits/segundo/Hertz de um dado esquema de transmissão.

Baseado nesses dois fatores descritos acima, além de um outro que seria a probabilidade de erro de bit $P_b(e)$, pode-se avaliar o desempenho de um dado esquema de modulação. Na verdade existe um compromisso entre esses fatores, e os desafios na escolha de um esquema de modulação digital são:

- 1.Minimizar probabilidade de erro de bit ;
- 2.Minimizar a potência requerida ;
- 3.Maximizar a eficiência espectral ;
- 4.Minimizar a complexidade do equipamento.

2.4.1 Modulação M-PSK

Na modulação por chaveamento de fase (M-PSK), a sequência de símbolos contendo a informação é representada [12] por

$$v(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} \xi_k s(t - kT) e^{j2\pi f_0 t} \right\} , \quad 0 < t < KT \quad (2.27)$$

onde $\xi_k = e^{j\varphi_k}$, e φ_k assume valores no conjunto

$$\left\{ \frac{2\pi}{M}(i-1) + \Phi \right\}_{i=1}^M, \quad (2.28)$$

sendo Φ uma constante de fase arbitrária, e M o número de sinais que formam a constelação M-PSK. A função $s(t)$ é um pulso retangular com amplitude A , $s(t)=Au_T(t)$.

Dessa forma $v(t)$ pode ser escrito como,

$$v(t) = A \sum_{k=0}^{K-1} u_T(t - kT) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_k) = I(t) \cos 2\pi f_0 t - Q(t) \sin 2\pi f_0 t, \quad (2.29)$$

onde

$$I(t) = A \sum_{k=0}^{K-1} \cos \varphi_k u_T(t - kT), \quad (2.30)$$

$$Q(t) = A \sum_{k=0}^{K-1} \sin \varphi_k u_T(t - kT). \quad (2.31)$$

O transmissor utiliza assim, um conjunto de formas de onda com duração T e mesma energia $E = A^2 T/2$. A representação geométrica desses sinais é mostrada, para alguns casos, na Figura 2.2.

Com o aumento de M , ou seja do número de sinais da constelação, tem-se um aumento da eficiência espectral. Entretanto, considerando que a energia permaneça constante, os sinais se tornam mais próximos aumentando a probabilidade de erro. Fica estabelecido assim um compromisso entre eficiência espectral, energia da constelação e probabilidade de erro.

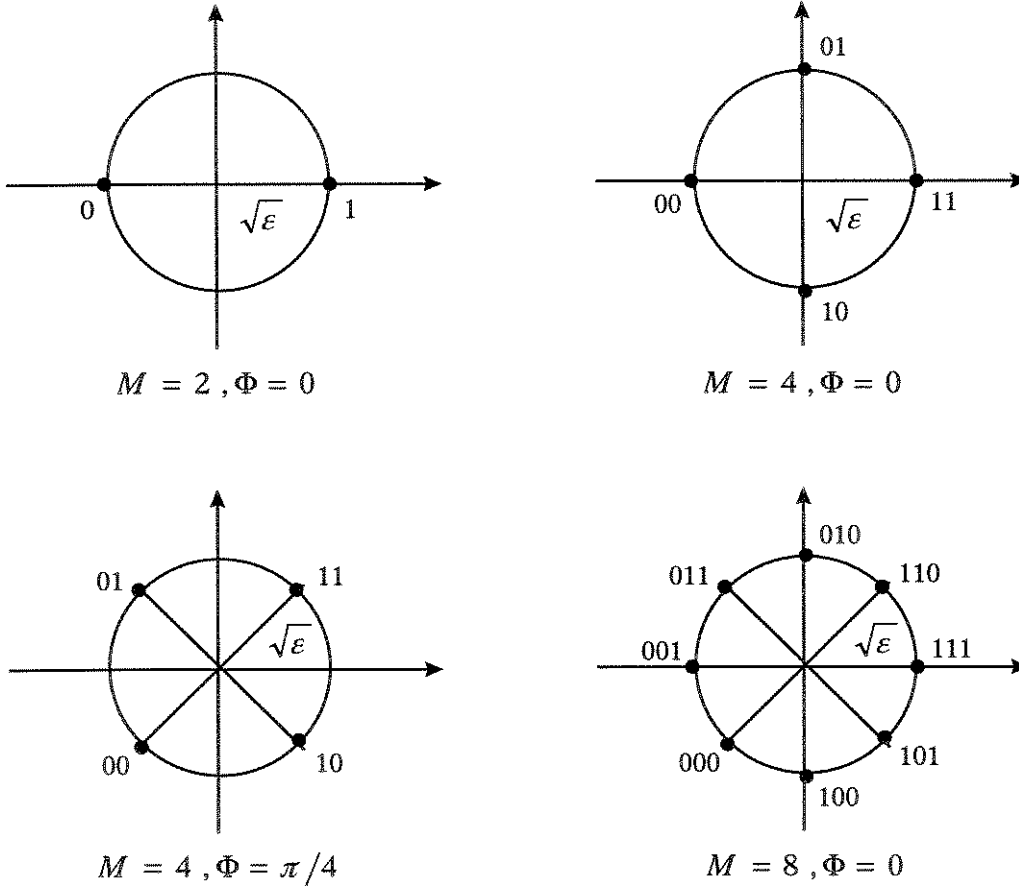


Figura 2.2- Representação geométrica de constelações PSK

2.5 Decodificação por Máxima Verossimilhança

Uma regra de decodificação é um procedimento utilizado para que, dado que foi transmitida uma palavra código $\mathbf{X}$, baseado na sequência recebida $\mathbf{r}$, o decodificador estime uma palavra código $\hat{\mathbf{X}}$. Um erro de decodificação ocorre quando $\mathbf{X} \neq \hat{\mathbf{X}}$.

Dado que a sequência $\mathbf{r}$ foi recebida, a probabilidade condicional de erro do decodificador é definida como [18],

$$P(E|\mathbf{r}) \equiv P(\mathbf{X} \neq \hat{\mathbf{X}}|\mathbf{r}) . \quad (2.32)$$

Dessa forma, a probabilidade de erro do decodificador é dada por,

$$P(E) = \sum_r P(E|r)P(r) . \quad (2.33)$$

Assim, uma regra de decodificação ótima , a qual minimiza a probabilidade de erro, deve minimizar $P(E|r) = P(X \neq \hat{X}|r)$ para todo r , pois a probabilidade de receber a sequência r , $P(r)$, é independente da regra de decodificação utilizada.

Minimizar $P(X \neq \hat{X}|r)$ é equivalente a maximizar $P(X = \hat{X}|r)$. A probabilidade $P(E|r)$ é minimizada para um dado r , escolhendo $\hat{X}$ como a palavra código X que maximiza

$$P(X|r) = \frac{P(r|X)P(X)}{P(r)} . \quad (2.34)$$

Suponha um código (N,K,d) onde todas as palavras código são enviadas com a mesma probabilidade. Assim, maximizar (2.34) é equivalente a maximizar $P(r|X)$.

Para um canal sem memória,

$$P(r|X) = \prod_i P(r_i|x_i) , \quad (2.35)$$

onde $1 \leq i \leq N$, pois cada símbolo recebido depende apenas do correspondente símbolo transmitido.

Na decodificação por máxima verossimilhança, ao receber uma sequência $\mathbf{r}$ o decodificador compara-a com todas as possíveis palavras do código, e decide por aquela que for mais próxima da sequência recebida. Isto minimiza a probabilidade de erro de decodificação. Qualquer métrica pode ser utilizada nessa comparação, tal como a de Hamming, ou a Euclidiana ou a produto.

No caso binário, por exemplo, o decodificador compara $\mathbf{r}$ com as 2^k sequências binárias distintas que formam o código. E conclui escolhendo a palavra código que diferir de

$\mathbf{r}$ no menor número de posições, ou seja que estiver mais próxima de $\mathbf{r}$ em termos de distância de Hamming.

No caso da modulação M-PSK não codificada, o objetivo do demodulador é obter uma estimativa $\hat{m}_k$ de cada símbolo transmitido x_k , a partir do sinal recebido $r(t)$. Visando um demodulador ótimo no sentido de que o valor de $P(e)$ seja mínimo, o receptor deverá utilizar decisão por máxima verossimilhança, fazendo uso do conceito de distância mínima.

Representando os sinais pela forma vetorial, seja $\mathbf{r}$ o vetor recebido, e $\mathbf{x}_j, j=1,2,...,M$, o vetor que representa os possíveis sinais transmitidos. A distância Euclidiana entre dois vetores $\mathbf{r}$ e $\mathbf{x}_i$ é definida como

$$d(\mathbf{r}, \mathbf{x}_i) \equiv \|\mathbf{r} - \mathbf{x}_i\|^2 \quad (2.36)$$

onde $\|\mathbf{y}\|$ representa a norma de $\mathbf{y}$. Desse modo, o demodulador ótimo escolhe o vetor sinal $\mathbf{x}_i$ como aquele que estiver mais próximo geometricamente do vetor recebido $\mathbf{r}$.

No caso de modulação M-PSK codificada o decodificador possuindo as distâncias Euclidianas, calcula uma métrica resultante para todas as palavras do código.

Embora seja um método simples, essa técnica se torna inviável quando o número de sequências a serem comparadas for muito grande, devido ao tempo necessário para o processamento.

2.6 Modulação Codificada

O termo modulação codificada se refere a esquemas de modulação e codificação que são otimizados conjuntamente. Foi visto que visando se aproximar do limite de Shannon da capacidade de canal, o modulador digital e o codificador do canal devem ser projetados conjuntamente com o objetivo de maximizar a taxa de informação para a largura de faixa utilizada, com uma determinada relação sinal ruído (RSR).

Existem basicamente duas abordagens para construção de esquemas de modulação codificada. A primeira seria a modulação codificada por treliça (TCM) que tem sua origem

com o trabalho de G. Ungerboeck [14]. A segunda abordagem teve sua origem com Imai e Hirakawa [5] , utilizando codificação multinível e decodificação multiestágio.

Nesse trabalho são utilizados códigos multiníveis, porém ficando ainda explícito a noção do particionamento da constelação multidimensional e seu respectivo rotulamento, analogamente ao que foi descrito em [7, p.224]. Nessas construções, ao invés de termos um mapeamento complicado entre os bits da fonte e sinais N-dimensionais, temos um mapeamento mais simples envolvendo sinais de dimensões menores.

2.6.1 Codificação Multinível

Uma das etapas principais da construção multinível trata do particionamento da constelação de sinais utilizada S . O principal objetivo do particionamento é o rotulamento dos pontos da constelação. Como exemplo, na Figura 2.3, seja S uma constelação 8-PSK.

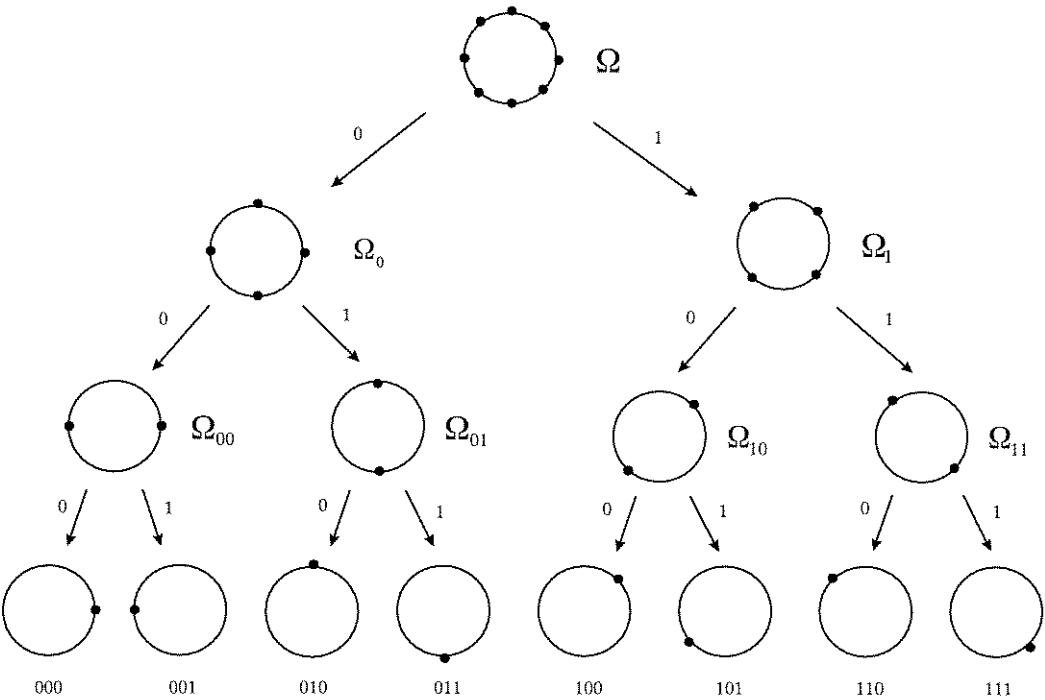


Figura 2.3. - Particionamento da constelação 8-PSK

A constelação original é o conjunto Ω com oito sinais. O primeiro nível da partição consiste em separar a constelação original em dois subconjuntos Ω_0 e Ω_1 de quatro pontos cada. O segundo nível da partição consiste em separar Ω_0 (Ω_1) em dois subconjuntos Ω_{00} e Ω_{01} (Ω_{10} e Ω_{11}) com dois pontos cada. O terceiro e último nível da partição consiste em separar Ω_{ij} ($i=0,1 ; j=0,1$) em dois subconjuntos Ω_{ij0} e Ω_{ij1} ($i=0,1 ; j=0,1$) com um ponto cada. O mapeamento dos sinais é feito da seguinte forma. Em todos os pontos que fazem parte de Ω_0 o bit b_1 é igual a 0, e em todos os pontos de Ω_1 , b_1 é igual a 1. Em todos os pontos de Ω_{00} e Ω_{10} , $b_2 = 0$, e em todos os pontos de Ω_{01} e Ω_{11} , $b_2=1$. E assim por diante. Desse modo é possível rotular todos os sinais da constelação.

A distância euclidiana mínima referente ao l -ésimo nível da partição δ_E^l , é igual a distância euclidiana mínima entre sinais dos subconjuntos resultantes daquele nível da partição. No exemplo descrito acima, considerando a constelação 8-PSK com energia unitária, tem-se que a distância euclidiana mínima referente ao primeiro nível do particionamento δ_E^1 é 0.765, no segundo nível δ_E^2 é igual a 1.41, e no terceiro nível δ_E^3 é igual a 2.00. Nesse exemplo temos assim que os bits b_3 estão mais protegidos que os bits b_2 e b_1 com relação ao particionamento. Porém, estando os bits b_2 ainda mais protegidos que os bits b_1 .

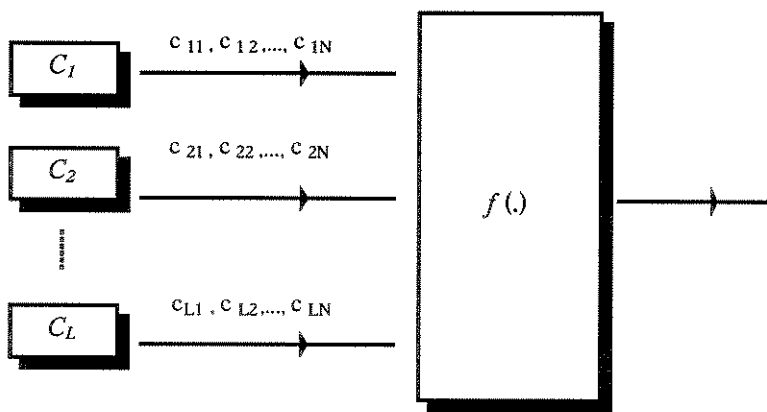


Figura 2.4 Esquema de um sistema de codificação multinível

A Figura 2.4 descreve a construção multinível. Temos inicialmente L codificadores correspondentes aos códigos binários $C_1, C_2, \dots, C_L$, onde $C_l = (N, K^l, d_H^l)$ é um código de comprimento N , K^l bits de informação e distância de Hamming mínima d_H^l . Os códigos C_l serão chamados de códigos componentes.

Construindo a matriz $L \times N$

$$V = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1N} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ c_{L1} & c_{L2} & \dots & c_{LN} \end{bmatrix}, \quad (2.37)$$

onde a l -ésima linha de V é uma palavra código arbitrária de C_l , é feito então o mapeamento, onde cada coluna de V representa um sinal da constelação de sinais S ,

$$s_k = f(c_{1k}, c_{2k}, \dots, c_{Lk}) . \quad (2.38)$$

Esse mapeamento é definido pelo sistema de partições com L níveis, e tem-se na saída do codificador multinível uma sequência $(s_1, s_2, \dots, s_N)$.

O conjunto de sinais S pode ser uma constelação bidimensional, ou uma constelação multidimensional formada pelo produto cartesiano de n constelações bidimensionais. Temos assim que a taxa do código multinível resultante em bits de informação por símbolo bidimensional é

$$R = \sum_{l=1}^L K_l / n \cdot N \quad (2.39)$$

O conjunto de sinais obtido com essa construção possui um número de dimensões igual a $N = N \cdot v$, onde v é a dimensão dos sinais elementares. O número total de sinais N -dimensionais é igual ao produto do número de palavras código de $C_1, \dots, C_L$. A distância euclidiana quadrática mínima desse código multinível satisfaz

$$(d_E)_{res}^2 \geq \min[(\delta_E^1)^2 d_H^1, (\delta_E^2)^2 d_H^2, \dots, (\delta_E^L)^2 d_H^L] \quad (2.40)$$

A distância de Hamming mínima do código resultante para cada nível, d_H^l , é limitada inferiormente pela distância de Hamming mínima do código componente multiplicada pela distância de Hamming mínima do nível na partição

$$(d_H^l)_{res} \geq \delta_H^l \cdot d_H^l \quad (2.41)$$

2.6.2 Decodificação Multiestágio

A decodificação por máxima verossimilhança é um método de decodificação ótimo, porém se torna muito complexo com o aumento dos bits de informação.

A decodificação multiestágio é uma técnica sub-ótima utilizada na decodificação de códigos multiníveis, a qual apresenta um excelente compromisso entre probabilidade de erro e complexidade de implementação. Essa técnica foi introduzida por Imai e Hirakawa [5] , e um novo algoritmo foi proposto por Seshadri e Sundberg [3] .

A idéia da decodificação multiestágio consiste em decodificar a palavra código recebida $\mathbf{R} = (\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_N)$ em L estágios, onde a informação obtida no i -ésimo nível ($i=1,2,\dots, L-1$) é utilizada nos níveis subsequentes. Nesse trabalho será utilizada a distância euclidiana, como métrica de decodificação, porém outras métricas podem ser utilizadas.

No primeiro estágio, para cada vetor recebido $\mathbf{r}_k$ ($k=1,2, \dots, N$) , o decodificador obtém os sinais M-PSK multidimensionais mais próximos nos subconjuntos Ω_0 e Ω_1 , os quais são $s(\Omega_0)$ e $s(\Omega_1)$ respectivamente e suas distâncias euclidianas ao quadrado $d^2(\mathbf{r}_k, s(\Omega_0))$, $d^2(\mathbf{r}_k, s(\Omega_1))$. Baseado nessa informação, o decodificador de C_1 escolhe a palavra código $\mathbf{c}_1 = (c_{11}, c_{12}, \dots, c_{1N})$ a qual minimiza $\sum_{k=1}^N d^2(\mathbf{r}_k, s(\Omega_{c_{1k}}))$. Essa palavra código é então passada para os decodificadores subsequentes.

No segundo estágio, para cada vetor recebido $\mathbf{r}_k$ ($k=1,2, \dots, N$), o decodificador de C_2 procura o sinal M-PSK multidimensional mais próximo pertencente aos subconjuntos $\Omega_{c_{1k},0}$ e $\Omega_{c_{1k},1}$, utilizando assim a informação obtida no estágio anterior, e calcula as distâncias euclidianas ao quadrado $d^2(\mathbf{r}_k, s(\Omega_{c_{1k},0}))$ e $d^2(\mathbf{r}_k, s(\Omega_{c_{1k},1}))$. Baseado nessa informação o

decodificador de C_2 escolhe a palavra código $\mathbf{c}_2 = (c_{21}, c_{22}, \dots, c_{2N})$ que minimiza $\sum_{k=1}^N d^2(\mathbf{r}_k, s(\Omega_{\mathbf{c}_{1k}, \mathbf{c}_{2k}}))$. Essa palavra código é então passada aos decodificadores seguintes.

Esse processo é repetido em todos os estágios subsequentes, sempre utilizando a informação dos estágios anteriores. Quando a palavra código $\mathbf{c}_L = (c_{L1}, c_{L2}, \dots, c_{LN})$ é estimada, a decodificação multiestágio está completa.

A decodificação multiestágio apresenta entretanto alguns problemas. O primeiro deles seria que na decodificação do código C_j não é utilizada nenhuma informação relativa aos codificadores subsequentes, o que acarreta uma perda no ganho de codificação. Um segundo caso, ocorre quando o critério de desempenho é a probabilidade de erro de bit, ao invés da probabilidade de erro de símbolo, um erro na decodificação de C_j pode acarretar vários erros na decodificação de C_{j+1} . Isso ocorre porque ao decodificar C_{j+1} assumimos que C_j tenha sido decodificado corretamente. Visando reduzir esses problemas foram propostas algumas técnicas em [3], como a realização de uma decodificação multiestágio iterativa.

2.7. Entrelaçamento

Um canal sem memória, onde os erros causados são estatisticamente independentes é condição ideal para a eficiência da maior parte dos códigos conhecidos. Entretanto, no canal com desvanecimento geralmente isso não ocorre. O sinal desvanecido muitas vezes sofre quedas abaixo do nível de ruído devido à propagação multi-percurso variante no tempo, resultando assim no aparecimento de um grande número de erros (surtos de erros). Um surto de erro de comprimento b é definido como uma sequência de b bits (símbolos), onde ocorreram erros pelo menos na primeira e na b -ésima posições.

O entrelaçamento é uma técnica utilizada para impedir esses surtos de erros, onde a ordem da sequência de dados codificada é rearranjada de maneira determinística, ou seja, os dados codificados serão manipulados de maneira tal que os surtos de erros sejam espalhados no tempo, e conseqüentemente tornem distantes os possíveis erros ocorridos nas palavras código.

No caso de serem utilizados códigos de bloco, o entrelaçador de bloco formata os dados codificados em uma matriz de m linhas e N colunas. Geralmente cada linha da matriz consiste em uma palavra código de comprimento N . Um entrelaçador de grau m consiste em uma matriz de m linhas (m palavras código) onde as colunas é que serão transmitidas pelo canal. No receptor o deentrelaçador armazena os dados no mesmo formato da matriz de transmissão lendo os mesmos pelas linhas, uma palavra código por intervalo de tempo. Como resultado dessa reordenação dos dados durante a transmissão, um surto de erros de comprimento $l = mb$ é quebrado em m surtos de comprimento b . Assim, um código (N,K) que corrige surtos de erros de comprimento $b \leq \lfloor (N - K) / 2 \rfloor$, pode ser combinado com um entrelaçador de grau m para criar um código (mN, mK) que pode corrigir surtos de comprimento mb .

Em um esquema de codificação e modulação convencional o bloco do entrelaçador se situa entre o codificador de canal e o modulador digital. Entretanto, em um esquema que utiliza codificação multinível, o codificador de canal e o modulador estão unidos em um só bloco. Assim, o entrelaçamento é feito a nível dos símbolos a serem transmitidos da palavra código resultante.

A utilização do entrelaçamento traz como desvantagem o aumento do tempo de atraso no processamento e transmissão da informação, o qual é muito importante em algumas aplicações. Existe assim um compromisso entre tempo de atraso e um entrelaçamento perfeito. Um modo de ajudar a solucionar esse problema é tentar utilizar códigos curtos, ou seja com o comprimento N da palavra código o menor possível.

2.8 Critérios de Desempenho

Em um esquema de modulação codificada, os parâmetros que influenciam o desempenho do sistema dependem do tipo de canal que é utilizado, seja um canal AWGN ou um canal com desvanecimento. Em [3] e [17] esses parâmetros são analisados, como também sua influência no cálculo da probabilidade de erro de bit, e por conseguinte na construção de esquemas de modulação codificada.

No desempenho de esquemas que utilizam modulação codificada para canais com desvanecimento o conceito de diversidade temporal é decisivo. Diversidade temporal com L ramos, pode ser obtida através da repetição de um símbolo em L intervalos distintos, os quais sofrem efeitos independentes do desvanecimento. Na codificação de canal isso pode ser visto como um código de repetição com distância de Hamming mínima igual a L . Assim, a distância de Hamming está diretamente relacionada com o grau de diversidade temporal obtido em um esquema de codificação e modulação. Utilizando entrelaçamento consegue-se que o efeito do desvanecimento nos diferentes símbolos de uma mesma palavra código sejam não correlacionados.

Considerando a transmissão de sinais M-PSK, seja $x_j = \sqrt{E_s} e^{j\varphi_j(X)}$ o sinal transmitido no intervalo j pertencente a uma sequência de símbolos transmitida $\mathbf{X}$. Suponha ainda que o sinal recebido seja dado pela Equação

$$r_j = \varrho_j x_j + n_j, \quad (2.21)$$

onde n_j é o ruído branco bidimensional com média zero e variância $N_0/2$. A quantidade ϱ_j é a amplitude do desvanecimento no intervalo de tempo j . A energia média por símbolo recebido é $E\{b_j^2 E_s\} = \bar{E}_s$ onde $E\{b_j^2\} = 1$ com distribuição de Rayleigh $p(b) = 2be^{-b^2}$.

O limitante superior da probabilidade de erro par a par, envolvendo duas sequências distintas de informação para o canal com desvanecimento de Rayleigh é dada em [3]. Assumindo o canal sem memória (conseguido através de um entrelaçamento perfeito), detecção coerente ideal e perfeita informação do estado do canal (o valor de ϱ_j é conhecido), a probabilidade que ocorra um erro envolvendo a sequência transmitida $\mathbf{X}$, e a sequência estimada na recepção $\hat{\mathbf{X}}$ é limitada por

$$\bar{P}_E(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \prod_{n=1}^L E \left\{ \exp \left[-\frac{E_s \varrho_n^2}{4N_0} d_e^2(x_n, \hat{x}_n) \right] \right\} \quad (2.42)$$

onde $d_e^2(x, \hat{x})$ é a distância euclidiana ao quadrado entre o símbolo x e o $\hat{x}$ (símbolos sobre o círculo de raio unitário), $E\{.\}$ é a esperança conjunta sobre a amplitude do desvanecimento ϱ_n e o ruído n_j , e L é o comprimento do evento de erro em símbolos. Assim,

$$\bar{P}_E(X, \hat{X}) \leq \prod_{n=1}^L \frac{1}{1 + \frac{\bar{E}_s d_e^2(x_n, \hat{x}_n)}{4N_0}} \quad (2.43)$$

Algumas das distâncias entre os símbolos $d_e^2 = d_e^2(x_n, \hat{x}_n)$ podem ser entretanto iguais a 0. O comprimento efetivo L' , é definido como o número de posições no vetor erro que são diferentes de zero. Trata-se assim da distância de Hamming $d_H = L'$ entre a sequência de símbolos transmitida e a sequência estimada na saída associada ao evento erro. Desse modo,

$$\bar{P}_E(X, \hat{X}) \leq \prod_{\substack{n=1 \\ d_e^2 \neq 0}}^L \frac{1}{1 + \frac{\bar{E}_s d_e^2(x_n, \hat{x}_n)}{4N_0}} \leq \prod_{\substack{n=1 \\ d_e^2 \neq 0}}^L \frac{1}{\frac{\bar{E}_s d_e^2(x_n, \hat{x}_n)}{4N_0}} \quad (2.44)$$

Assumindo que $\Gamma = \bar{E}_s / N_0$ seja sempre maior que 0 dB,

$$\bar{P}_E(X, \hat{X}) \leq \frac{1}{\Gamma^{L'}} \cdot \frac{1}{\prod_{\substack{n=1 \\ d_e^2 \neq 0}}^L \left(\frac{d_e^2(x_n, \hat{x}_n)}{4} \right)} \quad (2.45)$$

Introduzindo o parâmetro $d_0^2(X, \hat{X})$ em (2.45), temos

$$\bar{P}_E(X, \hat{X}) \leq \frac{1}{d_0^2(X, \hat{X})} \left(\frac{4}{\Gamma} \right)^{L'} \quad (2.46)$$

onde

$$d_0^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \prod_{\substack{n=1 \\ d_e^2 \neq 0}}^L d_e^2(x_n, \hat{x}_n). \quad (2.47)$$

Um limitante superior da probabilidade de erro média par a par (ou equivalentemente para a probabilidade de erro de bit) pode ser obtido utilizando o limitante da união sobre todos os diferentes eventos de erro. Assim,

$$P_E \leq \sum_{e=\{(L', d_0(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}))\}} \frac{A_e}{d_0^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \left(\frac{\Gamma}{4}\right)^{L'}}, \quad (2.48)$$

onde A_e é o número de vetores erro com L' posições diferentes de zero e distância $d_0^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$.

O somatório ocorre sobre todos os pares $(d_0(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}), L')$.

Considerando o termo dominante aquele com menor comprimento efetivo L' do vetor erro (termo com menor distância de Hamming $d_H(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$), a probabilidade de erro média pode ser aproximada por

$$P_E \approx \frac{A_e}{d_p(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \left(\frac{\bar{E}_s / N_0}{4}\right)^{d_H(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})}}, \quad (2.49)$$

onde A_e determinada para $e=(d_p, d_H)$ e $d_p(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ a distância produto definida como

$$d_p(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = d_0^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \prod_{\substack{n=1 \\ d_e^2 \neq 0}}^L d_e^2(x_n, \hat{x}_n), \quad (2.50)$$

onde $\mathbf{X}$ e $\hat{\mathbf{X}}$ possuem distância de Hamming mínima.

A probabilidade de erro de bit média pode ser limitada por

$$P_b \geq \frac{1}{k} \frac{A_e}{d_p(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \left(\frac{\bar{E}_s / N_0}{4} \right)^{d_H(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})}} \quad (2.51)$$

onde k é o número de bits de informação.

Pelas Equações (2.49) e (2.50) pode-se notar que para uma alta relação sinal ruído do canal, a distância de Hamming mínima é o parâmetro que mais influencia no desempenho do código. Para uma relação sinal ruído baixa não apenas a distância de Hamming mínima, como também a distância produto e o número de vizinhos são importantes.

As expressões da probabilidade de erro servem para mostrar os parâmetros que devem ser observados na construção de esquemas de modulação codificada para canais com desvanecimento de Rayleigh. Entretanto, visando comparar o desempenho de sistemas é necessário realizar simulações.

É interessante lembrar ainda que resultados similares podem ser obtidos para outros modelos de canal (ausência de informação do estado do canal, sinais M-DPSK, desvanecimento de Rice), quando a relação sinal ruído for suficientemente alta.

Capítulo 3

CODIFICAÇÃO DE VOZ

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

3.1 Introdução

Os sistemas celulares digitais estão rapidamente substituindo os sistemas analógicos existentes. Isso já era esperado uma vez que a transmissão digital possui uma maior capacidade de canal quando técnicas de compressão de informação são aplicadas.

Atualmente existe um grande número de técnicas de codificação para fontes analógicas de informação. A maior parte dessas técnicas tem sido aplicada na codificação de voz e de imagem.

Os métodos de codificação de fontes analógicas podem ser subdivididos em três classes [10]. No primeiro caso o codificador de fonte é projetado para representar de forma digital as características da forma de onda no domínio do tempo, é o caso dos chamados codificadores de forma de onda. Exemplos de métodos usados comumente seriam o Pulse Code Modulation (PCM), Differential Pulse Code Modulation (DPCM) e Delta Modulation (DM).

No segundo caso o codificador filtra o sinal na saída da fonte em várias bandas ou sub-bandas diferentes, e codifica o sinal separadamente em cada sub-banda. A codificação pode ser realizada no domínio do tempo, ou com a representação no domínio da frequência das formas de onda correspondentes em cada sub-banda.

O terceiro método possui uma abordagem bem diferente dos anteriores. A fonte é modelada como um sistema linear (filtro) que, se excitado por um sinal apropriado, gera na saída o sinal observado. Ao invés de transmitir amostras da forma de onda para o receptor, os parâmetros do sistema linear são transmitidos, juntamente com um sinal de entrada apropriado. Se o número de parâmetros é pequeno, temos que a informação é bastante comprimida.

Quando aplicados à codificação de voz, os métodos paramétricos baseados no modelo fonte-filtro são geralmente chamados de vocoders (voice coders). Apesar dos codificadores de forma de onda produzirem uma qualidade de voz muito boa, eles não possuem uma alta taxa de compressão e desse modo requerem uma alta taxa de bits. Vocoders podem reduzir de forma significativa a taxa de bits, entretanto em alguns casos a qualidade da voz é sintética. Surgiram então os códigos híbridos que combinam esses dois esquemas.

O método baseado no modelo fonte-filtro mais conhecido é codificação por predição linear (LPC). Nesse método, assume-se que a sequência amostrada, denotada por x_n , $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$, foi gerada por um filtro com a função transferência

$$H(z) = \frac{G}{1 - \sum_{k=1}^p a_k z^{-k}} \quad (3.1)$$

Algumas funções de entrada apropriadas seriam um impulso, uma sequência de impulsos, ou uma sequência de ruído branco com variância unitária. Em qualquer caso, suponha que a sequência de entrada é denotada por v_n , $n = 0, 1, 2, \dots$. Assim, a sequência de saída do filtro satisfaz a equação de diferenças

$$x_n = \sum_{k=1}^p a_k x_{n-k} + G v_n, \quad n = 0, 1, \dots \quad (3.2)$$

Em geral, a saída observada x_n , $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$, não satisfaz a Equação de diferenças (3.2). Se a entrada do modelo é uma sequência de ruído branco ou um impulso, podemos fazer uma estimativa (ou predição) de x_n por,

$$\hat{x}_n = \sum_{k=1}^p a_k x_{n-k}, \quad n > 0 \quad . \quad (3.3)$$

A diferença entre x_n e $\hat{x}_n$,

$$e_n = x_n - \hat{x}_n = x_n - \sum_{k=1}^p a_k x_{n-k} \quad (3.4)$$

representa o erro entre o valor observado x_n e o valor estimado $\hat{x}_n$. Os coeficientes do filtro $\{a_k\}$ podem ser seleccionados para minimizar o valor quadrático médio desse erro.

Além do vocoder LPC convencional, existe o RELP (residual excited LPC vocoder), predição linear por multipulso, e mais recentemente surgiram novas técnicas de códigos híbridos que utilizam quantização vetorial como o SELP (Stochastically Excited Linear Prediction), CELP (code-excited LPC vocoder), e VSEL (vector-sum-excited LPC vocoder). Essas novas técnicas se baseiam num modelo variável no tempo, utilizando princípios de codificação de forma de onda para calcular o sinal de excitação e fundamentos de vocoders para prever os coeficientes do filtro de síntese. As técnicas empregando quantizadores vetoriais vem recebendo recentemente muita atenção para codificação de voz e imagem.

3.2 Codificador VSEL

O VSEL utiliza uma técnica de quantização vetorial que mapeia uma sequência discreta de vetores em uma sequência digital para aplicações de compressão de dados.

Codificadores baseados em livros código geralmente requerem uma grande quantidade de cálculos computacionais devido à exaustiva procura que é necessária nos livros código. O VSELP utiliza um livro código determinístico, o qual propicia um modo ótimo para encontrar os vetores códigos para uma aplicação particular.

O VSELP possui assim as seguintes vantagens sobre os demais vocoders: um método eficiente de procura no livro código, poucos requisitos para armazenagem dos livros código, resistência a erros de canal, e acima de tudo, uma melhor qualidade da voz.

Entretanto, apesar do VSELP requerer menos cálculos computacionais comparado com outros vocoders, devido ao eficiente procedimento de procura e tamanho reduzido do livro código, um cálculo computacional extensivo ainda é necessário.

Na Figura 3.1 é mostrado uma diagrama de blocos do codificador VSELP descrito em [9].

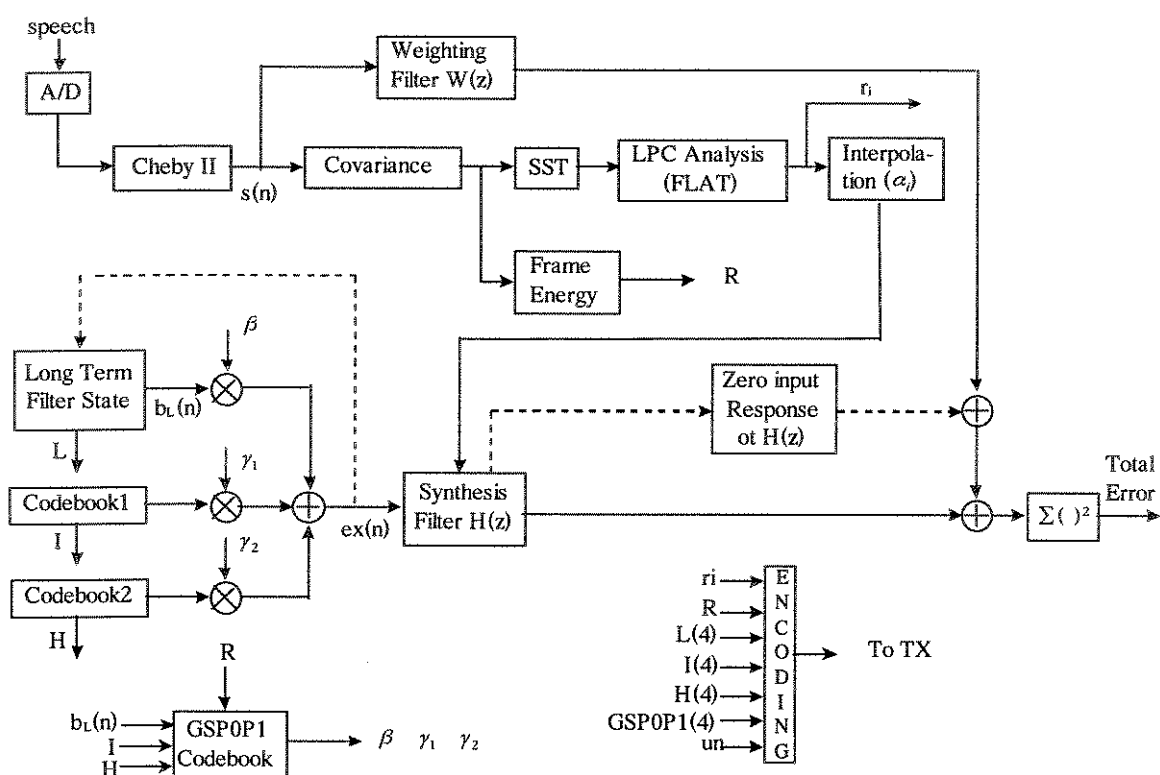


Figura 3.1 Diagrama de blocos do codificador VSELP.

O codificador VSELP possui uma taxa de amostragem igual a 8kHz, onde o comprimento de cada frame é de 160 amostras (20ms). A taxa de informação básica é de 7950 bps, ou seja, 159 bits por frame.

Na Tabela 5.1. é mostrado a distribuição dos parâmetros do codificador transmitidos por frame.

RO	5 bits	Frame energy
LPC1	6 bits	1st reflection coefficient
LPC2	5 bits	2nd reflection coefficient
LPC3	5 bits	3rd reflection coefficient
LPC4	4 bits	4th reflection coefficient
LPC5	4 bits	5th reflection coefficient
LPC6	3 bits	6th reflection coefficient
LPC7	3 bits	7th reflection coefficient
LPC8	3 bits	8th reflection coefficient
LPC9	3 bits	9th reflection coefficient
LPC10	2 bits	10th reflection coefficient
LAG1	7 bits	lag for first subframe
CODE1_1	7 bits	1st codebook code, I, for first subframe
CODE2_1	7 bits	2nd codebook code, H, for first subframe
GSP0_1	8 bits	{GS,P0,P1}code for first subframe
LAG2	7 bits	lag for second subframe
CODE1_2	7 bits	1st codebook code, I, for second subframe
CODE2_2	7 bits	2nd codebook code, H, for second subframe
GSP0_2	8 bits	{GS,P0,P1}code for second subframe
LAG3	7 bits	lag for third subframe
CODE1_3	7 bits	1st codebook code, I, for third subframe
CODE2_3	7 bits	2nd codebook code, H, for third subframe
GSP0_3	8 bits	{GS,P0,P1}code for third subframe
LAG4	7 bits	lag for fourth subframe
CODE1_4	7 bits	1st codebook code, I, for fourth subframe
CODE2_4	7 bits	2nd codebook code, H, for fourth subframe
GSP0_4	8 bits	{GS,P0,P1}code for fourth subframe

Tabela 5.1.

Nos codificadores de voz que utilizam predição linear (LPC) ou sub-banda (SBC) temos que existe uma diferença na sensibilidade a erro dos bits de informação [1], [2]. Em [1] é descrito um método onde se pode calcular a sensibilidade individual a erros de transmissão nos bits de um bloco de voz codificada. E a Relação Sinal Ruído Segmental é apresentada como uma medida objetiva da qualidade da voz na presença de ruído de transmissão e de quantização. No cálculo dessa relação temos como entrada um conjunto de parâmetros relativos a sensibilidade de erros, que são calculados para um codificador de voz particular, e também os valores das probabilidades de erro de canal para cada bit individualmente.

A seguir descreveremos o método utilizado. A medida objetiva da sensibilidade de erros da voz é calculada injetando erros em cada um dos bits do quadro da voz digitalizada, e medindo a distorção resultante daquele erro. Isso é feito em todos os quadros, e a distorção média é definida numa base segmental.

3.3 Análise da sensibilidade de erro.

Seja $x(t)$ a forma de onda do sinal de voz, que é dividido em J segmentos não sobrepostos de duração T_B segundos, e então codificada em N bits. Seja $q(t)$ a forma de onda do sinal de voz reconstituído no decodificador quando não há erros de transmissão. O atraso de processamento e transmissão é ignorado nessa representação matemática. Num sistema real porém, uma versão atrasada de $x(t)$ deve ser comparada a $q(t)$. O bloco de N bits é então codificado pelo codificador de canal em $N + N_R$ bits, modulado e transmitido pelo canal. No receptor, o sinal é demodulado e decodificado em uma das 2^N sequências binárias de informação possíveis. A diferença módulo 2 entre a sequência enviada e a sequência decodificada é a sequência de erro e . Seja $q_e(t)$ a versão reconstruída de $x(t)$ quando o padrão de erro e ocorre. O número de padrões de erro é 2^N e $e=0$ corresponde a uma transmissão correta. A potência do sinal de voz no bloco j é

$$p^{(j)} = \frac{1}{T_B} \int_{(j-1)T_B}^{jT_B} [x(t)]^2 dt. \quad (3.5)$$

E o valor esperado da potência do ruído é dado por,

$$n^{(j)} = \frac{1}{T_B} E \left\{ \int_{(j-1)T_B}^{jT_B} [x(t) - q_e(t)]^2 dt \right\}, \quad (3.6)$$

onde a esperança é calculada sobre todos os possíveis padrões de erro do canal, sendo P_e a probabilidade de ocorrer o padrão de erro e . Então a relação sinal ruído para o bloco j é $p^{(j)}/n^{(j)}$, e a relação sinal ruído segmental em dB é dada por

$$SEGSNR = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J 10 \log(p^{(j)} / n^{(j)}). \quad (3.7)$$

Nesse ponto, serão determinados os parâmetros necessários a serem calculados das amostras de voz, para avaliar o desempenho do codificador de voz na presença de erros de transmissão. Da Equação (3.6) temos que, para um determinado padrão de erro e , a contribuição do ruído pode ser rescrita como,

$$\int_{(j-1)T_B}^{jT_B} [x(t) - q_e(t)]^2 dt = \int_{(j-1)T_B}^{jT_B} [a^2(t) + b^2(t) + c(t)] dt \quad (3.8)$$

onde

$$a(t) = x(t) - q(t), \quad (3.9)$$

$$b(t) = q(t) - q_e(t), \quad (3.10)$$

$$c(t) = 2[x(t) - q(t)][q(t) - q_e(t)]. \quad (3.11)$$

O ruído de quantização é representado por $a(t)$; $b(t)$ representa a contribuição devido a erros de canal, e $c(t)$ é um termo mútuo. O segundo e o terceiro termos da integral de (3.8) são nulos caso não ocorram erros de transmissão. O valor esperado da potência do ruído total, assumindo a independência dos padrões de erro em cada frame, é então

$$n^{(j)} = \frac{1}{T_B} \int_{(j-1)T_B}^{jT_B} a(t)^2 dt + \sum_{e=1}^{2^N-1} \left\{ P_e \frac{1}{T_B} \int_{(j-1)T_B}^{jT_B} \{b^2(t) + c(t)\} dt \right\}, \quad (3.12)$$

onde P_e é a probabilidade que o padrão de erro de canal e ocorra.

A relação sinal ruído para o bloco j pode ser então convenientemente reescrita como

$$p^{(j)} / n^{(j)} = 1 / \left(Q^{(j)} + \sum_{e=1}^{2^N-1} P_e \alpha_e^{(j)} \right), \quad (3.13)$$

onde

$$Q^{(j)} = \frac{\int_{(j-1)T_B}^{jT_B} [x(t) - q(t)]^2 dt}{\int_{(j-1)T_B}^{jT_B} [x(t)]^2 dt} \quad (3.14)$$

é o ruído de quantização normalizado pela potência do sinal de voz, e

$$\alpha_e^{(j)} = \frac{\int_{(j-1)T_B}^{jT_B} \{[b(t)]^2 + c(t)\} dt}{\int_{(j-1)T_B}^{jT_B} [x(t)]^2 dt} \quad (3.15)$$

é definido como o fator α correspondente ao bloco j e ao padrão de erro e .

A Equação (3.13) requer o cálculo de 2^N parâmetros (2^N-1 fatores α e o ruído de quantização) para cada segmento de voz, e como N é normalmente maior que 100 bits, existem problemas computacionais. Entretanto, é possível fazer algumas simplificações assumindo que a proteção de erros do canal é forte o suficiente, para que os padrões de erro mais comumente encontrados sejam aqueles padrões de erro com peso de Hamming igual a um. Assim, para padrões de erro unitários e independentes temos

$$\sum_{e=1}^{2^N-1} P_e \alpha_e^{(j)} \approx \sum_{i=1}^N P_i \alpha_i^{(j)} \quad (3.16)$$

onde P_i é a probabilidade de erro do bit i , e onde α_i é o fator α associado àquele erro de bit. Desse modo, para proteção desigual de erros, a relação sinal ruído segmental pode ser aproximada por

$$SEGSNR = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J 10 \log \left[\frac{1}{Q^{(j)} + \sum_{i=1}^N P_i \alpha_i^{(j)}} \right] \quad (3.17)$$

Pela expressão acima, notamos que calculando os $(N+1)$ parâmetros (N fatores α e o ruído de quantização) para cada bloco de voz, a SEGSNR pode ser obtida para qualquer conjunto de probabilidade de erro de bits P_i , $i=1, \dots, N$.

A partir da Equação (3.17), podemos obter uma medida objetiva da sensibilidade média a erros unitários em diferentes bits, fazendo o ruído de quantização $Q^{(j)}$ igual a zero, e injetando um erro com probabilidade $P_i=1$ no bit i , e fazendo $P_j=0$ para $j \neq i$. Definimos assim para o bit i , a potência média normalizada do ruído causada por um erro nessa posição como

$$\frac{1}{J} \sum_{j=1}^J 10 \log \alpha_i^{(j)}, \quad (3.18)$$

sendo então esse valor uma medida objetiva da sensibilidade média de um bit em particular. Conhecendo esses valores da sensibilidade a erros dos bits, é interessante procurar um esquema de proteção desigual a erros do canal de modo que aqueles bits mais sensíveis tenham uma maior proteção a erros de transmissão do que aqueles menos sensíveis. Assim, depois de protegidos cada bit da voz poderá contribuir em média da mesma forma para o ruído devido a erros de transmissão.

3.4 Cálculo da sensibilidade a erro de bit

O método descrito acima será utilizado para analisar a sensibilidade média a erros de canal dos bits do codificador VSELP. Assim um erro é introduzido naquela posição em todos os blocos (frames) e a relação sinal ruído segmental resultante é determinada.

Como foi dito anteriormente, no codificador VSELP cada frame de 160 amostras (20 ms) é representado por 159 bits.

Utilizando um programa que simula um codificador VSELP, cedido pela pesquisadora Eliana De Martino (CPqD - Telebrás), fizemos o cálculo da sensibilidade média a erros dos bits de cada frame utilizando amostras de voz. Foram utilizadas 345 frames de 20 ms de voz masculina e o mesmo número com voz feminina no processo de cálculo da sensibilidade média.

Para avaliar o efeito de erros de canal, erros simples são adicionados módulo 2 à sequência binária que representa a saída do decodificador $q_e(t)$. Esses erros são inseridos em todos os quadros nos bits da posição i . São calculados então os valores dos parâmetros $\alpha_i^{(j)}$, e finalmente a expressão (3.18) é calculada representando a sensibilidade média a erros do i -ésimo bit do frame. No gráfico mostrado na Figura 3.2 temos o valor da sensibilidade média no eixo y e as posições dos bits no eixo x.

Um valor alto da sensibilidade a erro de bit indica que, a ocorrência de um erro naquela posição gera um efeito pior na qualidade da voz reconstituída do que se o erro ocorresse em um bit com sensibilidade mais baixa. Vale enfatizar ainda que, na codificação da energia, dos coeficientes de reflexão e dos outros parâmetros, os bits estão ordenados do mais significativo para o menos significativo.

Sensibilidade
a erro de bit

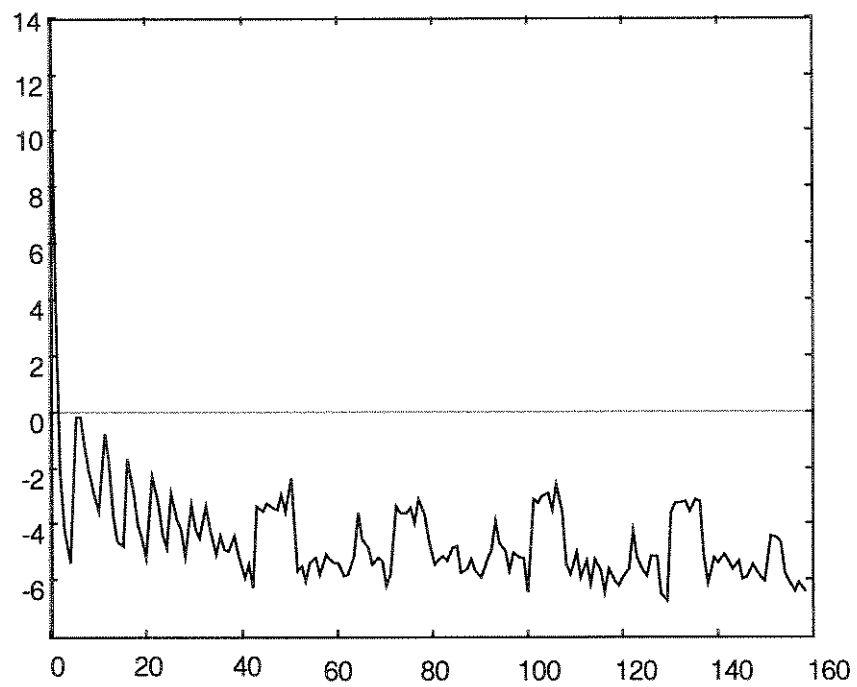


Fig.3.2 - SEGSNR (relação sinal ruído segmental)

Capítulo 4

PROTEÇÃO DESIGUAL A ERROS

4.1.Introdução

Em vários sistemas de comunicação digital com diferentes aplicações, uma característica desejável é que a codificação do canal possua a propriedade de proteção desigual a erros (UEP). Nessa situação estariam os sistemas de rádio-difusão para televisão digital com alta definição (HDTV), e os sistemas de telefonia móvel, sendo esses últimos de interesse do presente trabalho.

Essa necessidade ocorre devido ao fato de que, durante a transmissão do sinal codificado da fonte, que representa a voz ou imagem digitalizada, na presença de ruído de canal, erros no bloco de bits podem ter efeitos distintos (dependendo da posição dos bits que foram afetados pelos mesmos) na qualidade perceptível do sinal reconstituído no receptor, como mostrado no Capítulo 3. É interessante assim, que pelo menos parte da informação que chega ao receptor seja confiável, mantendo a comunicação mesmo em situações difíceis. Desse modo, para combater erros de canal, e fazer uso eficiente da

redundância do codificador, codificação de canal com proteção desigual de erros deve ser utilizada.

Em [4], é considerado o problema de rádio difusão, onde há um transmissor se comunicando com dois ou mais usuários em condições distintas, ou seja, através de canais com capacidades diferentes. Assim, para garantir a comunicação na maior área possível, devemos garantir que a informação mais importante chegue de forma confiável até aquele usuário na pior condição. Quando a informação menos importante é recebida sem erros, a melhor qualidade do sinal reconstituído é obtida. Ocorrendo erros na informação menos importante, a qualidade é degradada, mas o resultado final não é catastrófico.

Uma situação análoga pode ser observada em sistemas de telefonia celular, nos quais o usuário pode se locomover por toda a área de cobertura da célula. Uma situação desfavorável ocorre quando o usuário está próximo da borda da célula, tendo uma baixa relação C/I (carrier to interferer). Apesar de ser feito um ajuste de potência no uplink (enlace Estação Móvel-ERB) dependendo das condições na transmissão, atualmente, no downlink (enlace ERB-Estação Móvel) a potência transmitida pela ERB é sempre a mesma independente da posição do móvel.

Existem dois métodos básicos para obter UEP combinando esquemas de modulação e codificação. O primeiro método é conhecido como *time sharing* (ou divisão no tempo), e consiste na multiplexação de dois ou mais esquemas de codificação, onde cada um oferece um determinado nível de proteção a erros. O segundo método seria a utilização de códigos multiníveis fazendo uso de constelações de sinais não uniformes.

4.2. Time sharing

Time sharing, ou divisão no tempo, seria talvez uma maneira óbvia de conseguir UEP. Este método é mostrado em [15] e [16] para o canal AWGN. Em [16] a regra que determina a multiplexação das diferentes constelações de sinais no tempo também carrega

uma parcela de informação. Descrevendo de forma geral, nesse método são utilizados diferentes esquemas de codificação e modulação para classes de informação distintas. Podem ser utilizados diferentes codificadores e/ou diferentes constelações de sinais, as quais podem diferir no número de símbolos, ou na energia média por símbolo. Os sinais na saída do modulador são então multiplexados no domínio do tempo.

Em uma abordagem inicial, é definido no multiplexador o número de intervalos de sinalização t_i destinados às parcelas de informação mais importantes e as menos importantes. Sejam m_i e r_i respectivamente, os números de bits de informação e redundância referentes ao i -ésimo esquema de codificação, em cada intervalo de sinalização designado pelo multiplexador. Supondo o número de classes de informação igual a dois, a eficiência espectral do esquema de codificação e modulação como um todo, é então dada por $(m_1 t_1 + m_2 t_2)/(t_1 + t_2)$ bits por intervalo de sinalização, onde a parcela de informação importante é igual a $(m_1 t_1)/(m_1 t_1 + m_2 t_2)$.

Na segunda abordagem, uma parcela da informação pode ser transmitida através da regra de multiplexação no tempo dos esquemas de modulação. O que se segue é baseado em [16]. Utilizando constelações de sinais disjuntas, Ω_0 e Ω_1 , a distância euclidiana quadrática mínima

$$d^2(\Omega_0, \Omega_1) = \min_{\substack{x \in \Omega_0 \\ y \in \Omega_1}} \{d^2(x, y)\} \quad (4.1)$$

permite ao receptor distinguir sequências binárias ε_i representando diferentes sequências (Ω_{ε_i}) de constelações. Restringindo essas sequências às palavras de um código binário C com distância de Hamming d_H , a informação é transmitida pela escolha entre as constelações Ω_0 e Ω_1 , sendo mantida uma separação de $d_H \cdot d^2(\Omega_0, \Omega_1)$ entre diferentes sequências de constelações.

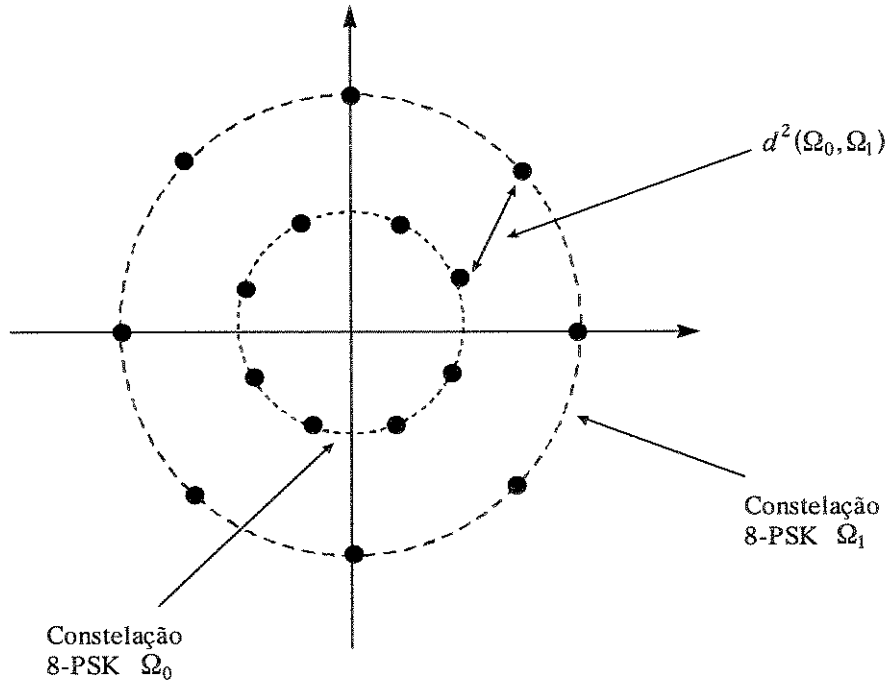


Figura 4.1 Constelação bidimensional sub-dividida em uma constelação interna Ω_0 e uma constelação externa Ω_1 .

Visando proteção a erros de canal, como exemplo, seria possível utilizar as constelações como as mostradas na Figura 4.1, onde Ω_0 e Ω_1 são constelações 8-PSK, porém com diferentes energias médias dos sinais, e defasadas entre si de $\pi/8$. Dessa forma, os sinais pertencentes à constelação Ω_1 estão mais espaçados, possuindo uma maior distância euclidiana quadrática mínima entre os sinais, do que os sinais da constelação Ω_0 .

Se P_i é a potência média de sinal da constelação Ω_i , então $P_1 > P_0$. No caso das palavras do código C usarem o símbolo da constelação ε com frequência f_ε , e os sinais da mesma constelação forem equiprováveis, então a potência média dos sinais P é dada por

$$P = f_0 P_0 + f_1 P_1$$

Como $P_1 > P_0$, a potência média dos sinais P é reduzida utilizando Ω_0 mais frequentemente do que Ω_1 . A maior separação entre símbolos da constelação Ω_1 protege melhor os bits mais importantes.

A informação binária pode ser dividida em três sequências de bits e codificada como uma sequência de sinais (y_i) como mostrado na Figura 4.2 . O código C_2 é um código binário, com taxa R_2 e distância de Hamming $d_H(C_2)$. A saída do código C_2 é uma sequência de constelações (a_i) ; se $a_i=0$ então o sinal $y_i \in \Omega_0$, e se $a_i=1$ então $y_i \in \Omega_1$. A segunda sequência de bits seleciona sinais da constelação externa Ω_1 utilizando um código C_1 com taxa R_1 , e distância euclidiana quadrática mínima igual a $d^2(C_1)$. A terceira sequência de bits seleciona sinais da constelação interna Ω_0 utilizando um código C_0 com taxa R_0 , e distância euclidiana quadrática mínima igual a $d^2(C_0)$.

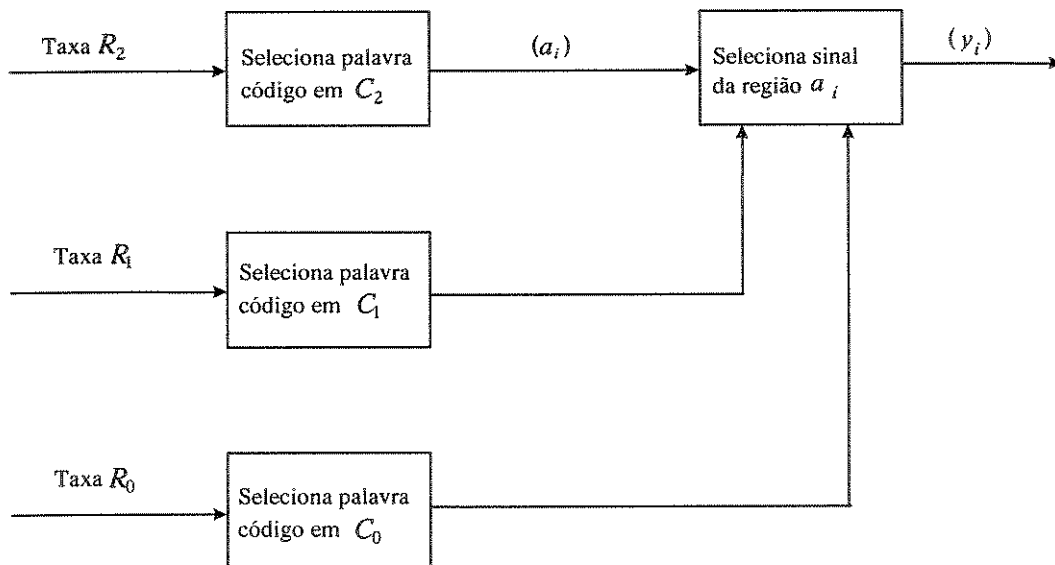


Figura 4.2 - Esquema de codificação com UEP

Os códigos C_2 e C_1 são utilizados, então, para transmitir as seqüências de informação mais importantes, e C_0 é usado para transmitir as seqüências de informação menos importantes. As distâncias euclidianas quadráticas mínimas entre seqüências de sinais distintas, representando cada uma das três classes de informação, são respetivamente, $d_H(C_2)$, $d^2(\Omega_0, \Omega_1)$, $d^2(C_1)$ e $d^2(C_0)$.

É importante notar, que em um esquema com divisão no tempo, pode ainda ser utilizada sempre a mesma constelação, multiplexando no tempo apenas os codificadores de canal, os quais ofereceriam proteção desigual à informação. Nesse caso não é possível passar nenhuma informação através da regra de multiplexação.

4.3 Constelações não uniformes

Em um esquema de codificação multinível visando proteção desigual a erros, é interessante que os primeiros níveis sejam mais bem protegidos em relação aos seguintes. Isso ocorre devido ao fato que, na decodificação multiestágio a informação resultante da decodificação de um nível é utilizada na decodificação do nível seguinte, e ocorrendo um erro nessa informação que é transmitida, esse erro pode se propagar para os estágios seguintes.

No particionamento de uma constelação uniforme, normalmente as distâncias euclidianas entre os subconjuntos crescem com o aumento do nível da partição. Dessa forma, mesmo utilizando nos primeiros níveis códigos componentes com uma distância de Hamming maior que os seguintes, a distância euclidiana, e por conseguinte a distância produto pode não ter o mesmo comportamento, acarretando uma perda no ganho do esquema de codificação. Surge então a necessidade de utilizar constelações não uniformes, onde é possível ter nos primeiros níveis uma distância euclidiana quadrática maior do que nos demais níveis.

A constelação não uniforme 32-QAM mostrada na Figura 4.3, foi proposta em [15], e será utilizada aqui para ilustrar um esquema de modulação codificada com proteção desigual do sinal, considerando duas classes de informação. Os 32 sinais estão

divididos em quatro grupos, e cada grupo consiste de oito sinais em cada um dos quadrantes. Por conveniência, os grupos serão referidos como super pontos. A distância entre dois subgrupos quaisquer é medida como a distância euclidiana mínima entre qualquer sinal de um super ponto e qualquer sinal de um outro super ponto. Na Figura 4.3 a distância mínima entre os quatro super pontos é d_1 , a qual é maior que a distância euclidiana mínima d_2 entre sinais da constelação 32 QAM. Note-se que d_2 é também a distância mínima entre sinais de um super ponto, a razão d_1/d_2 tem um papel importante em como queremos proteger as diferentes classes de informação.

Os quatro super pontos são tratados como uma constelação 4-PSK, e os oito sinais de cada super ponto podem ser considerados como pontos de uma constelação 8-QAM.

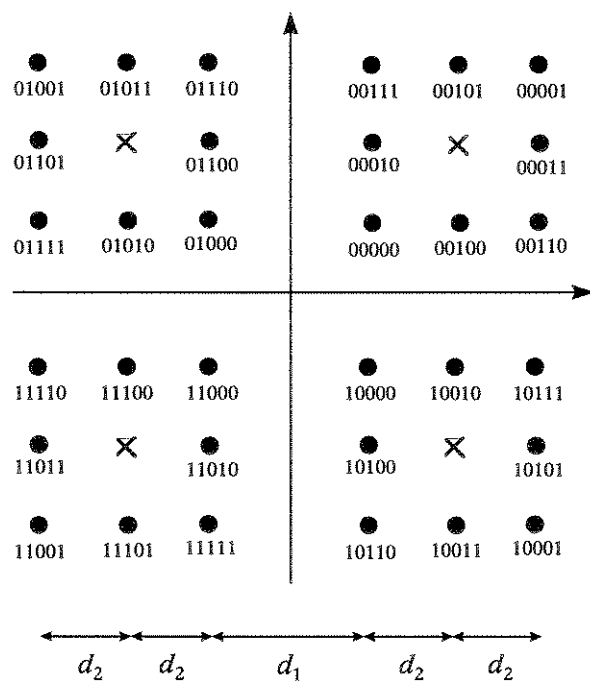


Figura 4.3 Constelação 32-QAM não uniforme

O esquema de modulação codificada com proteção desigual é mostrado na Figura 4.4. Primeiramente, um esquema de construção multinível convencional é aplicada à informação mais importante como se a constelação geral fosse a 4-PSK embutida, identificando dessa forma, em cada intervalo de sinalização, um super ponto do qual será escolhido um sinal para transmissão. Essa escolha é feita aplicando novamente um esquema de construção multinível convencional à informação menos importante, considerando como constelação geral, a constelação 8-QAM.

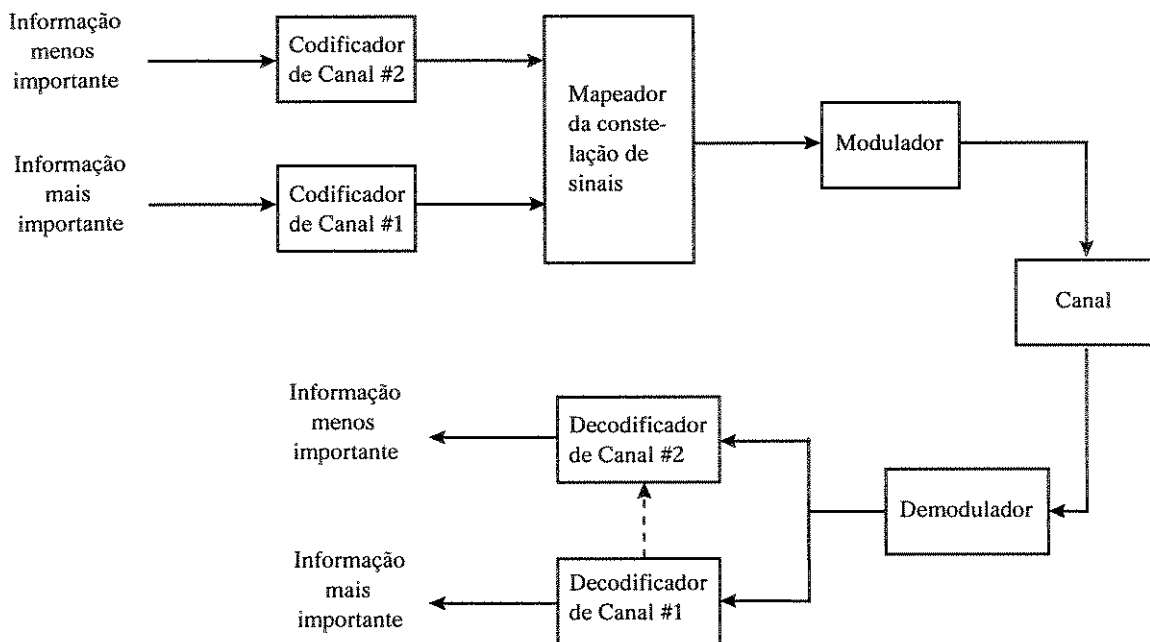


Figura 4.4 Esquema de modulação codificada com constelações não uniformes.

No receptor, utilizando decisão suave, para que o decodificador #1 recupere a informação importante a partir dos sinais recebidos, é necessário medir a distância euclidiana entre um sinal recebido e um super ponto. Essa distância não está claramente definida como em um esquema convencional, pois cada superponto pode ser transmitido como vários sinais. Dessa forma, para cada superponto deve ser escolhida adequadamente uma única posição para representá-lo. Na Figura 4.3 uma representação bastante razoável para os superpontos da constelação 32-QAM é mostrada pelas cruzes localizadas no centro destes. Entretanto, outras representações podem ser utilizadas sem afetar o desempenho do decodificador. Uma vez escolhida essa representação, o decodificador pode proceder normalmente, como se a constelação geral se resumisse apenas aos superpontos, no exemplo uma constelação 4-PSK.

Existem dois métodos que podem ser utilizados pelo decodificador de canal #2 para recuperar a informação menos importante. No primeiro método, o decodificador #2 processará o sinal recebido apenas depois que o decodificador #1 determinar a qual superponto pertence o sinal, o que acarreta um certo atraso. Em seguida, o decodificador #2 prossegue, considerando como constelação geral apenas aqueles sinais pertencentes ao superponto estimado por #1, no caso uma constelação 8-QAM.

No exemplo, o segundo método se aplica ao caso onde a distância euclidiana quadrática mínima do codificador de canal #2 obtida sobre a constelação 8-QAM for no máximo igual a d_1^2 , a distância euclidiana quadrática mínima entre superpontos da constelação 32-QAM. Por esse método, o decodificador #2 não espera o resultado do decodificador #1 para saber a qual superponto o sinal recebido pertence. O decodificador ao receber um sinal, imediatamente rotaciona este por múltiplos de 90° , de forma que o sinal resultante esteja sempre no primeiro quadrante. Prosseguindo então a decodificação como se toda a constelação fosse a 8-QAM mostrada no primeiro quadrante da Figura 4.3. Segundo Wei [15], obedecendo a condição citada acima, o desempenho dos dois métodos de codificação são basicamente os mesmos. Porém, no segundo método não existe um atraso adicional devido ao decodificador #1.

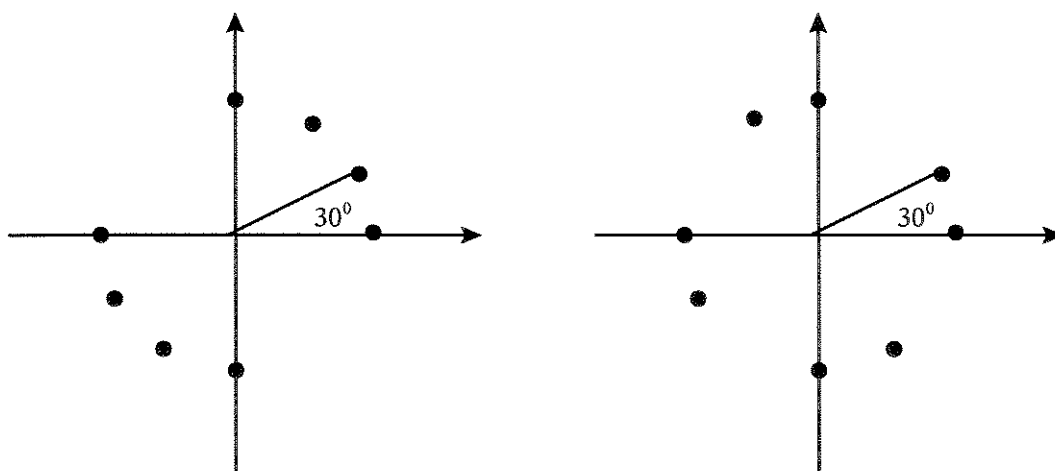


Figura 4.5 - Constelações 8-PSK

Neste trabalho, propomos construções multiníveis utilizando constelações não uniformes multi-dimensionais, formadas pelo produto cartesiano de constelações bidimensionais (8-PSK). São utilizadas constelações 8-PSK uniformes, e duas constelações não uniformes descritas em [4] e mostradas na Figura 4.5.

Constelações multidimensionais podem ser geradas facilmente, e trazem uma série de vantagens em relação às constelações unidimensionais e bidimensionais. Espaços com dimensões maiores podem alocar os sinais com uma maior distância euclidiana mínima, implicando assim num aumento da margem de ruído.

Em esquemas de modulação codificada unidimensionais e bidimensionais, para uma mesma probabilidade de erro, aumentando o tamanho da constelação ocorre um aumento da energia média de símbolo necessária. Utilizando constelações multidimensionais esse custo inerente é menor, ou seja, é menor o aumento da energia média necessária.

Visando proteção desigual do sinal, constelações multidimensionais possibilitam uma maior flexibilidade na obtenção das taxas de informação para as diferentes classes. Além disso, constelações multidimensionais não uniformes podem ser obtidas a partir de constelações bidimensionais uniformes, através de uma escolha adequada dos sinais pertencentes ao produto cartesiano.

Capítulo 5

ESQUEMAS PROPOSTOS

5.1.Introdução

No presente trabalho, propomos alguns esquemas utilizando construções multinível com a propriedade de proteção desigual do sinal para canais com desvanecimento de Rayleigh. Um esquema de construção multinível foi descrito na Seção 2.5.1. Como foi dito anteriormente, foram utilizadas constelações multi-dimensionais não uniformes, formadas pelo produto cartesiano de constelações bidimensionais 8-PSK não-uniformes, e subconjuntos do produto cartesiano de constelações uniformes. Em todos os casos consideraremos que os sinais possuem energia unitária.

As constelações utilizadas, com seus respectivos particionamentos, bem como os códigos propostos, serão descritas a seguir. Os resultados de simulação obtidos serão apresentados no final deste capítulo.

5.2. Constelações utilizadas

Exemplo 1. Constelação $(S_1)^2$.

No primeiro caso foi utilizado como constelação inicial $(S_1)^2$, o produto cartesiano de duas constelações 8-PSK não uniformes como mostrado na Figura 5.1..

Seja δ_H^l a distância de Hamming mínima entre sinais dos subconjuntos do l -ésimo nível, e δ_P^l a distância produto mínima.

O particionamento da constelação $(S_1)^2$ utilizado pode ser descrito por produtos cartesianos dos subconjuntos de S_1 . A seguir são mostrados esses produtos para os quatro primeiros níveis do particionamento, e as distâncias δ_H^l e δ_P^l associadas ao k -ésimo nível.

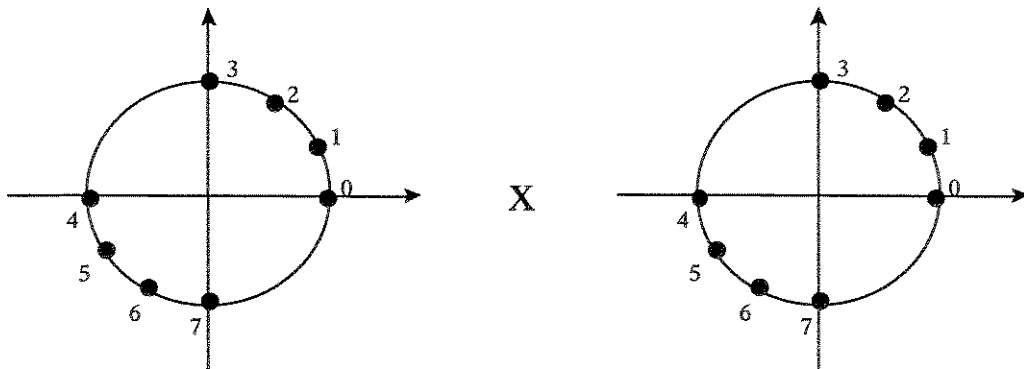


Figura 5.1. Constelação multidimensional $(S_1)^2$

Nível

1. $\Omega_0 = \{0,1,2,3\} \times \{0,1,\dots,7\}$ $\Omega_1 = \{4,5,6,7\} \times \{0,1,\dots,7\}$ $(\delta_H^1 = 1, \delta_P^1 = 2)$
2. $\Omega_{00} = \{0,1,2,3\} \times \{0,1,2,3\}$ $\Omega_{10} = \{4,5,6,7\} \times \{0,1,2,3\}$ $(\delta_H^2 = 1, \delta_P^2 = 2)$
 $\Omega_{01} = \{0,1,2,3\} \times \{4,5,6,7\}$ $\Omega_{11} = \{4,5,6,7\} \times \{4,5,6,7\}$
3. $\Omega_{000} = \{0,2\} \times \{0,1,2,3\}$ $\Omega_{100} = \{4,6\} \times \{0,1,2,3\}$ $(\delta_H^3 = 1, \delta_P^3 = 0,267)$
 $\Omega_{001} = \{1,3\} \times \{0,1,2,3\}$ $\Omega_{101} = \{5,7\} \times \{0,1,2,3\}$
 $\Omega_{010} = \{0,2\} \times \{4,5,6,7\}$ $\Omega_{110} = \{4,6\} \times \{4,5,6,7\}$
 $\Omega_{011} = \{1,3\} \times \{4,5,6,7\}$ $\Omega_{111} = \{5,7\} \times \{4,5,6,7\}$
4. $\Omega_{0000} = \{0,2\} \times \{0,2\}$ $\Omega_{1000} = \{4,6\} \times \{0,2\}$ $(\delta_H^4 = 1, \delta_P^4 = 0,267)$
 $\Omega_{0001} = \{0,2\} \times \{1,3\}$ $\Omega_{1001} = \{4,6\} \times \{1,3\}$
 $\Omega_{0010} = \{1,3\} \times \{0,2\}$ $\Omega_{1010} = \{5,7\} \times \{0,2\}$
 $\Omega_{0011} = \{1,3\} \times \{1,3\}$ $\Omega_{1011} = \{5,7\} \times \{1,3\}$
 $\Omega_{0100} = \{0,2\} \times \{4,6\}$ $\Omega_{1100} = \{4,6\} \times \{4,6\}$
 $\Omega_{0101} = \{0,2\} \times \{5,7\}$ $\Omega_{1101} = \{4,6\} \times \{5,7\}$
 $\Omega_{0110} = \{1,3\} \times \{4,6\}$ $\Omega_{1110} = \{5,7\} \times \{4,6\}$
 $\Omega_{0111} = \{1,3\} \times \{5,7\}$ $\Omega_{1111} = \{5,7\} \times \{5,7\}$

As distâncias dos níveis seguintes ,5 e 6, são $\delta_H^5 = \delta_P^5 = \delta_H^6 = \delta_P^6 = 1$.

Exemplo 2. Constelação $(S_2)^2$.

No segundo caso foi utilizado como constelação inicial o produto cartesiano de duas outras constelações 8-PSK não uniformes mostrado na Figura 5.2. O particionamento da constelação $(S_2)^2$ é mostrado a seguir para os quatro primeiros níveis, como também as distâncias de Hamming e produto mínimas entre símbolos das sub-constelações do k -ésimo nível.

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL
SEÇÃO CIRCULANTE

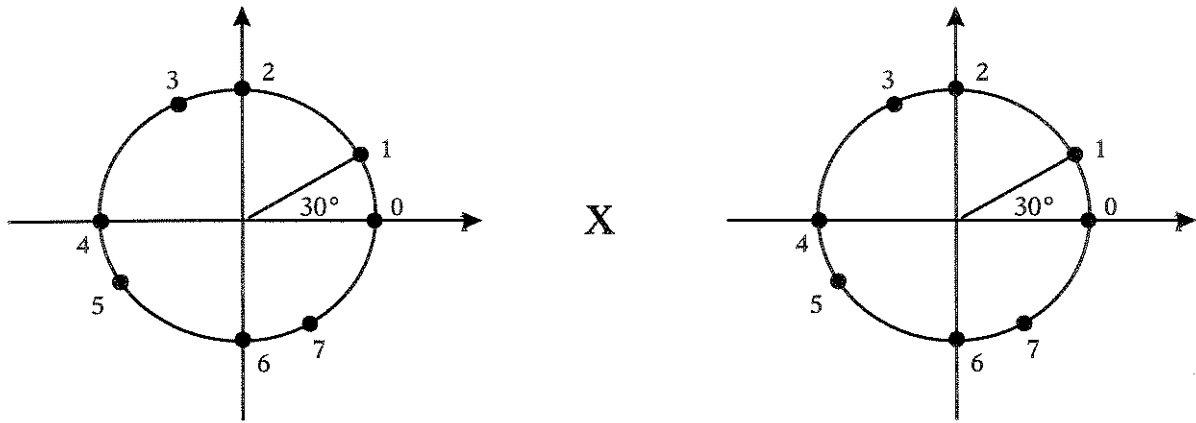


Figura 5.2. Constelação multidimensional $(S_2)^2$

Nível

- | | | | |
|----|---|---|---------------------------------------|
| 1. | $\Omega_0 = \{0,1,4,5\} \times \{0,1,\dots,7\}$ | $\Omega_1 = \{2,3,6,7\} \times \{0,1,\dots,7\}$ | $(\delta_H^1 = 1, \delta_P^1 = 1)$ |
| 2. | $\Omega_{00} = \{0,1,4,5\} \times \{0,1,4,5\}$ | $\Omega_{10} = \{2,3,6,7\} \times \{0,1,4,5\}$ | $(\delta_H^2 = 1, \delta_P^2 = 1)$ |
| | $\Omega_{01} = \{0,1,4,5\} \times \{2,3,6,7\}$ | $\Omega_{11} = \{2,3,6,7\} \times \{2,3,6,7\}$ | |
| 3. | $\Omega_{000} = \{0,1\} \times \{0,1,4,5\}$ | $\Omega_{100} = \{2,3\} \times \{0,1,4,5\}$ | $(\delta_H^3 = 1, \delta_P^3 = 3.73)$ |
| | $\Omega_{001} = \{4,5\} \times \{0,1,4,5\}$ | $\Omega_{101} = \{6,7\} \times \{0,1,4,5\}$ | |
| | $\Omega_{010} = \{0,1\} \times \{2,3,6,7\}$ | $\Omega_{110} = \{2,3\} \times \{2,3,6,7\}$ | |
| | $\Omega_{011} = \{4,5\} \times \{2,3,6,7\}$ | $\Omega_{111} = \{6,7\} \times \{2,3,6,7\}$ | |
| 4. | $\Omega_{0000} = \{0,1\} \times \{0,1\}$ | $\Omega_{1000} = \{2,3\} \times \{0,1\}$ | $(\delta_H^4 = 1, \delta_P^4 = 3.73)$ |
| | $\Omega_{0001} = \{0,1\} \times \{4,5\}$ | $\Omega_{1001} = \{2,3\} \times \{4,5\}$ | |
| | $\Omega_{0010} = \{4,5\} \times \{0,1\}$ | $\Omega_{1010} = \{6,7\} \times \{0,1\}$ | |
| | $\Omega_{0011} = \{4,5\} \times \{4,5\}$ | $\Omega_{1011} = \{6,7\} \times \{4,5\}$ | |
| | $\Omega_{0100} = \{0,1\} \times \{2,3\}$ | $\Omega_{1100} = \{2,3\} \times \{2,3\}$ | |
| | $\Omega_{0101} = \{0,1\} \times \{6,7\}$ | $\Omega_{1101} = \{2,3\} \times \{6,7\}$ | |
| | $\Omega_{0110} = \{4,5\} \times \{2,3\}$ | $\Omega_{1110} = \{6,7\} \times \{2,3\}$ | |
| | $\Omega_{0111} = \{4,5\} \times \{6,7\}$ | $\Omega_{1111} = \{6,7\} \times \{6,7\}$ | |

As distâncias dos níveis 5 e 6, são $\delta_H^5 = 1, \delta_P^5 = 0.26, \delta_H^6 = 1, \delta_P^6 = 0.26$.

Exemplo 3. Constelação S_3 .

A constelação inicial S_3 foi definida como um subconjunto do produto cartesiano de duas constelações uniformes 8-PSK, mostrado na Figura 5.3. Foram escolhidos 32 pontos visando conseguir uma constelação 4-dimensional não uniforme, com propriedades de proteção desigual de erros, como no caso das constelações bidimensionais não uniformes.

O conjunto dos 32 pontos selecionados é mostrado a seguir, bem como os quatro primeiros níveis do particionamento, com as respectivas distâncias δ_P^l e δ_H^l para cada nível.

01	10	21	30	41	50	61	70
03	12	23	32	43	52	63	72
05	14	25	34	45	54	65	74
07	16	27	36	47	56	67	76

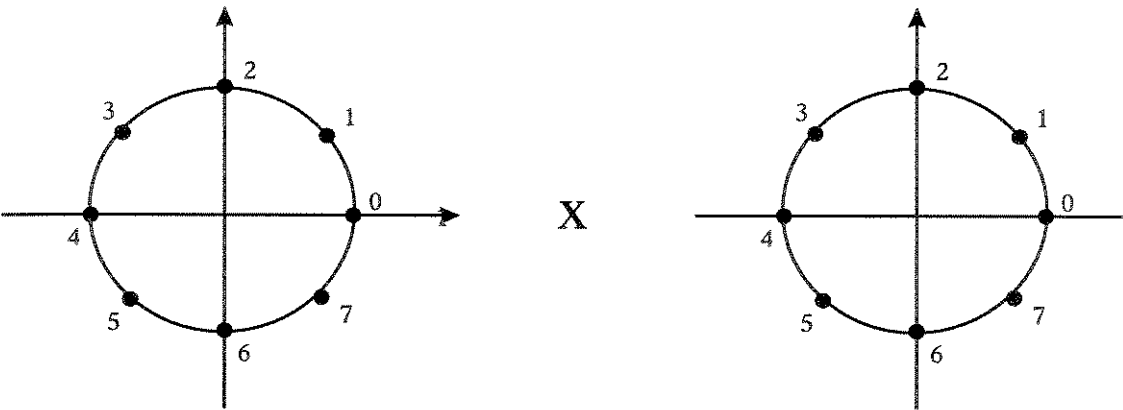


Figura 5.3. Produto cartesiano de duas constelações 8-PSK uniformes e rotulamento dos sinais.

Nível

1. $\Omega_0 = \begin{bmatrix} 01 & 12 & 23 & 34 & 45 & 56 & 67 & 70 \\ 05 & 16 & 27 & 30 & 41 & 52 & 63 & 74 \end{bmatrix}$ $(\delta_P^1=2.0 \text{ e } \delta_H^1=1)$
 $\Omega_1 = \begin{bmatrix} 03 & 14 & 21 & 32 & 43 & 54 & 61 & 72 \\ 07 & 10 & 25 & 36 & 47 & 50 & 65 & 76 \end{bmatrix}$
2. $\Omega_{00} = \begin{bmatrix} 01 & 12 & 23 & 34 & 45 & 56 & 67 & 70 \end{bmatrix}$ $(\delta_P^1=4 \text{ e } \delta_H^1=1)$
 $\Omega_{01} = \begin{bmatrix} 05 & 16 & 27 & 30 & 41 & 52 & 63 & 74 \end{bmatrix}$
 $\Omega_{10} = \begin{bmatrix} 03 & 14 & 25 & 36 & 47 & 50 & 61 & 72 \end{bmatrix}$
 $\Omega_{11} = \begin{bmatrix} 07 & 10 & 21 & 32 & 43 & 54 & 65 & 76 \end{bmatrix}$
3. $\Omega_{000} = \begin{bmatrix} 01 & 23 & 45 & 67 \end{bmatrix}$ $\Omega_{001} = \begin{bmatrix} 12 & 34 & 56 & 70 \end{bmatrix}$ $(\delta_P^1=0.336 \text{ e } \delta_H^1=2)$
 $\Omega_{010} = \begin{bmatrix} 05 & 27 & 41 & 63 \end{bmatrix}$ $\Omega_{011} = \begin{bmatrix} 16 & 30 & 52 & 74 \end{bmatrix}$
 $\Omega_{100} = \begin{bmatrix} 03 & 25 & 47 & 61 \end{bmatrix}$ $\Omega_{101} = \begin{bmatrix} 14 & 36 & 50 & 72 \end{bmatrix}$
 $\Omega_{110} = \begin{bmatrix} 07 & 21 & 43 & 65 \end{bmatrix}$ $\Omega_{111} = \begin{bmatrix} 10 & 32 & 54 & 76 \end{bmatrix}$
4. $\Omega_{0000} = \begin{bmatrix} 01 & 45 \end{bmatrix}$ $\Omega_{0001} = \begin{bmatrix} 23 & 67 \end{bmatrix}$ $(\delta_P^1=4 \text{ e } \delta_H^1=2)$
 $\Omega_{0010} = \begin{bmatrix} 12 & 56 \end{bmatrix}$ $\Omega_{0011} = \begin{bmatrix} 34 & 70 \end{bmatrix}$
 $\Omega_{0100} = \begin{bmatrix} 05 & 41 \end{bmatrix}$ $\Omega_{0101} = \begin{bmatrix} 27 & 63 \end{bmatrix}$
 $\Omega_{0110} = \begin{bmatrix} 16 & 52 \end{bmatrix}$ $\Omega_{0111} = \begin{bmatrix} 30 & 74 \end{bmatrix}$
 $\Omega_{1000} = \begin{bmatrix} 03 & 47 \end{bmatrix}$ $\Omega_{1001} = \begin{bmatrix} 25 & 61 \end{bmatrix}$
 $\Omega_{1010} = \begin{bmatrix} 14 & 50 \end{bmatrix}$ $\Omega_{1011} = \begin{bmatrix} 36 & 72 \end{bmatrix}$
 $\Omega_{1100} = \begin{bmatrix} 07 & 43 \end{bmatrix}$ $\Omega_{1101} = \begin{bmatrix} 21 & 65 \end{bmatrix}$
 $\Omega_{1110} = \begin{bmatrix} 10 & 54 \end{bmatrix}$ $\Omega_{1111} = \begin{bmatrix} 32 & 76 \end{bmatrix}$

O quinto e último nível do particionamento possui as seguintes distâncias $\delta_H^1 = 2$ e $\delta_P^1=16$.

Exemplo 4. Constelação S_4

Com o intuito de conseguir um perfil diferente das distâncias produto e de Hamming mínimas, determinamos um outro subconjunto formado por 32 sinais, dentre os sinais do produto cartesiano das duas constelações 8-PSK uniformes. Esse subconjunto forma a constelação inicial S_4 , sendo mostrado a seguir juntamente com o particionamento para os quatro primeiros níveis.

$$\begin{bmatrix} 17 & 27 & 31 & 41 & 57 & 67 & 71 & 01 \\ 10 & 20 & 32 & 42 & 50 & 60 & 72 & 02 \\ 13 & 23 & 35 & 45 & 53 & 63 & 75 & 05 \\ 14 & 24 & 36 & 46 & 54 & 64 & 76 & 06 \end{bmatrix}$$

Nível

1. $(\delta_p^1=3.41 \text{ e } \delta_H^1=1)$

$$\Omega_0 = \begin{bmatrix} 17 & 27 & 31 & 41 \\ 10 & 20 & 32 & 42 \\ 13 & 23 & 35 & 45 \\ 14 & 24 & 36 & 46 \end{bmatrix} \quad \Omega_1 = \begin{bmatrix} 57 & 67 & 71 & 01 \\ 50 & 60 & 72 & 02 \\ 53 & 63 & 75 & 05 \\ 54 & 64 & 76 & 06 \end{bmatrix}$$

2. $(\delta_p^2=3.41 \text{ e } \delta_H^2=1)$

$$\begin{aligned} \Omega_{00} &= \begin{bmatrix} 17 & 27 & 31 & 41 \\ 10 & 20 & 32 & 42 \end{bmatrix} & \Omega_{01} &= \begin{bmatrix} 13 & 23 & 35 & 45 \\ 14 & 24 & 36 & 46 \end{bmatrix} \\ \Omega_{10} &= \begin{bmatrix} 57 & 67 & 71 & 01 \\ 50 & 60 & 72 & 02 \end{bmatrix} & \Omega_{11} &= \begin{bmatrix} 53 & 63 & 75 & 05 \\ 54 & 64 & 76 & 06 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

3. ($\delta_P^3=2$ e $\delta_H^3=2$)

$$\begin{array}{ll} \Omega_{000} = \begin{bmatrix} 17 & 27 \\ 10 & 20 \end{bmatrix} & \Omega_{100} = \begin{bmatrix} 57 & 67 \\ 50 & 60 \end{bmatrix} \\ \Omega_{001} = \begin{bmatrix} 31 & 41 \\ 32 & 42 \end{bmatrix} & \Omega_{101} = \begin{bmatrix} 71 & 01 \\ 72 & 02 \end{bmatrix} \\ \Omega_{010} = \begin{bmatrix} 13 & 23 \\ 14 & 24 \end{bmatrix} & \Omega_{110} = \begin{bmatrix} 53 & 63 \\ 54 & 64 \end{bmatrix} \\ \Omega_{011} = \begin{bmatrix} 35 & 45 \\ 36 & 46 \end{bmatrix} & \Omega_{111} = \begin{bmatrix} 75 & 05 \\ 76 & 06 \end{bmatrix} \end{array}$$

4. ($\delta_P^4=0.58$ e $\delta_H^4=1$)

$$\begin{array}{ll} \Omega_{0000} = [17 & 20] & \Omega_{1000} = [57 & 60] \\ \Omega_{0001} = [10 & 27] & \Omega_{1001} = [50 & 67] \\ \Omega_{0010} = [31 & 42] & \Omega_{1010} = [71 & 02] \\ \Omega_{0011} = [32 & 41] & \Omega_{1011} = [72 & 01] \\ \Omega_{0100} = [13 & 24] & \Omega_{1100} = [53 & 64] \\ \Omega_{0101} = [14 & 23] & \Omega_{1101} = [54 & 63] \\ \Omega_{0110} = [35 & 46] & \Omega_{1110} = [75 & 06] \\ \Omega_{0111} = [36 & 45] & \Omega_{1111} = [76 & 05] \end{array}$$

O quinto e último nível do particionamento possui as seguintes distâncias, $\delta_P^4=(0.58)^2$ e $\delta_H^4=2$. É importante notar que, devido às características da constelação não uniforme, a distância de Hamming mínima δ_H' pode decrescer ao longo do particionamento.

5.3 Códigos propostos

Nos esquemas propostos foram utilizados como códigos componentes, códigos simples. A utilização de códigos curtos acarreta um menor atraso na transmissão do sinal, o que é um interessante no caso de transmissão de voz. A seguir serão descritos alguns códigos propostos.

Exemplo 1:

Considere a partição binária da constelação de sinais $(S_1)^2$, mostrada anteriormente. Para mapear os 64 sinais, seis códigos componentes devem ser utilizados na construção multinível. O primeiro e o segundo nível da partição são codificados por um código de verificação de paridade de comprimento dezesseis, $C_1 = C_2 = (16,15,2)$. Os demais níveis não são codificados, ou seja $C_3 = C_4 = C_5 = C_6 = (16,15,2)$. A taxa do código multinível B_1 é então 2.94 bits/símbolo. O perfil das distâncias de B_1 é dado na Tabela 5.1. A partir das distâncias, três níveis diferentes de proteção são esperados: os bits de informação de C_1 e C_2 devem possuir menor probabilidade de erro do que aqueles de C_5 e C_6 . E C_3 e C_4 devem ter um desempenho pior que C_5 e C_6 . Os bits de C_1 e C_2 representam uma parcela de 30% de informação importante.

Exemplo 2:

Considere a partição binária da constelação de sinais $(S_2)^2$ 4-dimensional mostrada anteriormente. Sejam os quatro primeiros níveis da partição codificados pelo código de Reed Muller, de comprimento oito, $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = (8,4,4)$. Os demais níveis não são codificados. A taxa do código multinível B_2 é então 2.0 bits/símbolo. O perfil das distâncias de B_2 é mostrado na Tabela 5.1. Nesse caso, também são esperados três níveis diferentes de proteção: os bits de informação de C_3 e C_4 devem possuir uma probabilidade de erro um pouco melhor que os bits de C_1 e C_2 , e bem melhor que os bits não codificados dos níveis 5 e 6. Os bits de informação de C_3 , C_4 , C_1 e C_2 representam uma parcela de 50% de informação mais importante.

Exemplo 3:

Considere a partição binária da constelação de sinais S_3 , 4-dimensional mostrada anteriormente. O primeiro e o segundo níveis da partição são codificados, onde $C_1=C_2=(8,4,4)$. Os demais níveis não são codificados, a taxa do código B_3 é então 2.0 bits/símbolo. O perfil das distâncias do código B_3 é dado na Tabela 5.1. Os bits de informação de C_1 e C_2 representam 25% dos bits de informação, e são os níveis mais bem protegidos. A partir do perfil das distâncias são esperados cinco níveis distintos de proteção.

Exemplo 4:

Nesse exemplo é considerado o particionamento binário da constelação de sinais 4-dimensional S_4 , mostrada anteriormente. O primeiro e o segundo níveis da partição são codificados, onde $C_1=C_2=(8,4,4)$. Os demais níveis não são codificados, e a taxa do código B_4 é novamente 2.0 bits/símbolo. O perfil das distâncias do código B_4 é dado na Tabela 5.1. Os bits de informação de C_1, C_2 e C_3 representam 50% dos bits de informação, e devem possuir uma menor probabilidade de erro do que os demais bits. Novamente são esperados três diferentes níveis de proteção.

Nível	B_1		B_2		B_3		B_4	
l	$(d'_H)_{res}$	d'_p	$(d'_H)_{res}$	d'_p	$(d'_H)_{res}$	d'_p	$(d'_H)_{res}$	d'_p
1	2	4	4	1	4	2.0^4	4	3.41^4
2	2	4	4	1	4	4^4	4	3.41^4
3	1	0.26	4	3.73^4	2x1	0.58^2	2x1	2
4	1	0.26	4	3.73^4	2x1	4	1	0.58
5	1	1	1	0.26	2x1	16	2x1	0.58^2
6	1	1	1	0.26	-	-	-	-

Tabela 5.1

5.4. Resultados das simulações

Foi simulado a transmissão de blocos de bits codificados pelos códigos multiníveis B_1 , B_2 , B_3 e B_4 descritos na seção anterior. Foi considerado um canal com desvanecimento Rayleigh, onde o fator de desvanecimento ρ_k variava para cada símbolo.

O decodificador possuía informação sobre o estado do canal (CSI), e foi realizada decodificação multi-estágio. É interessante notar que, para os códigos B_1 e B_2 , devido ao particionamento da constelação que foi adotado, a decodificação pode ser realizada simultaneamente para cada dois níveis. Como exemplo, no cálculo da métrica na decodificação do primeiro nível, é analisado apenas o primeiro símbolo do sinal 4-dimensional, sendo necessário transmitir a informação resultante apenas para o terceiro nível. Na decodificação do segundo nível é analisado apenas o segundo símbolo do sinal 4-dimensional, sendo a informação transmitida para o quarto nível.

Os ganhos de codificação são considerados sobre um sistema 4-PSK não codificado, para uma probabilidade de erro de bit igual a 10^{-3} .

Código B_1

A Figura 5.4 mostra os resultados de simulação para o código B_1 . Como esperado existem três níveis de proteção, onde os ganhos de codificação para o primeiro, segundo e terceiro níveis são aproximadamente 11dB, -3 dB e -7dB, respectivamente.

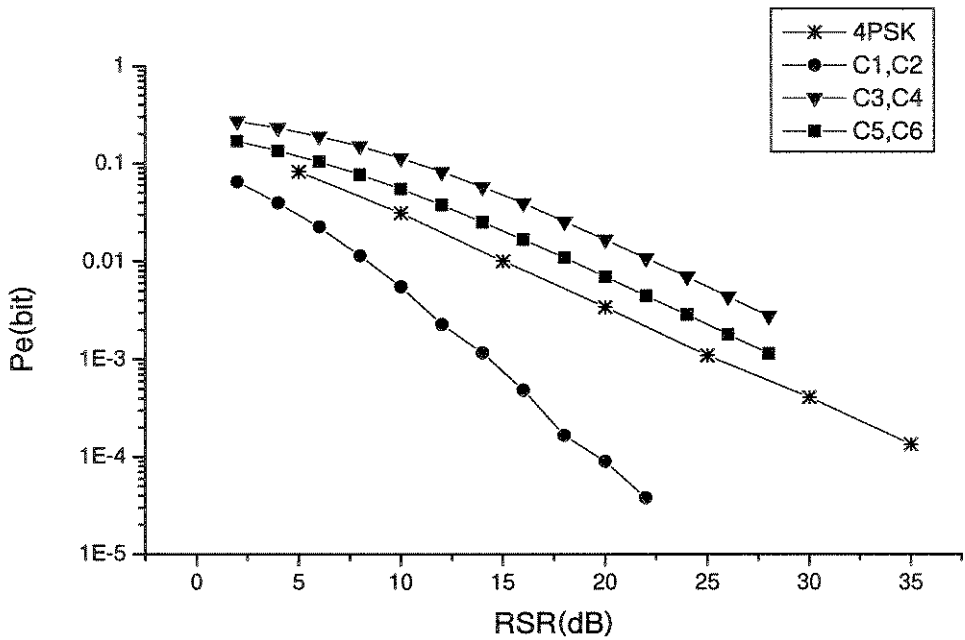


Figura 5.4 Desempenho do código B_1 .

Código B_2

A Figura 5.5 mostra os resultados da simulação para o código B_2 . Foram obtidos os níveis de proteção esperados, e os ganhos de codificação foram aproximadamente 17dB, 16dB e -8 dB, para o primeiro segundo e terceiro nível respectivamente.

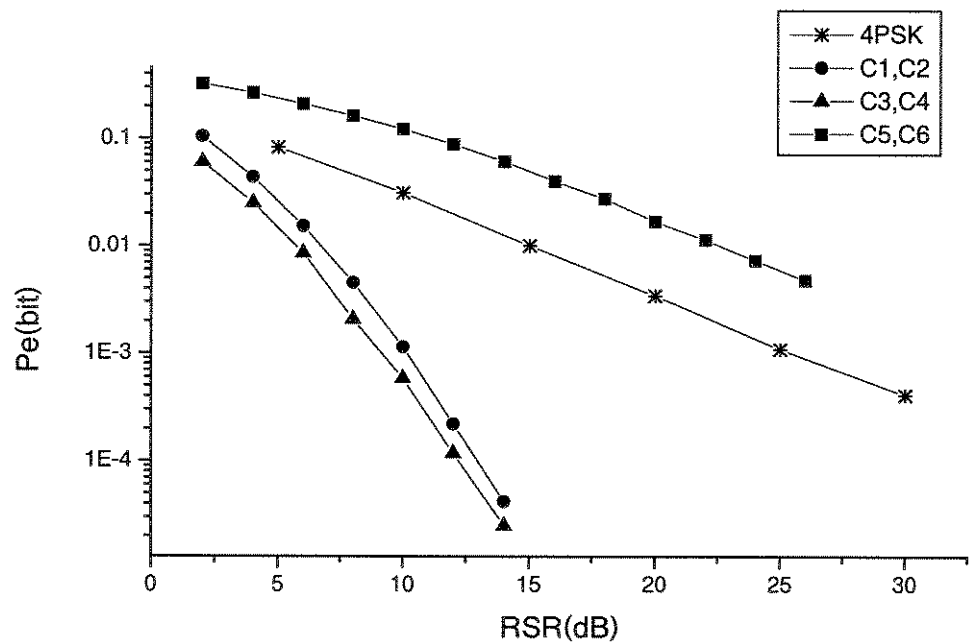


Figura 5.5 Desempenho do código B_2

Código B_3

A Figura 5.6 mostra os resultados de simulação para o código B_3 . Foram obtidos cinco níveis de proteção. Os ganhos de codificação para os bits de informação dos codificadores C_2 , C_1 , C_5 , C_4 e C_3 , foram aproximadamente 14dB, 13dB, 10dB, 8dB e 7dB, respectivamente.

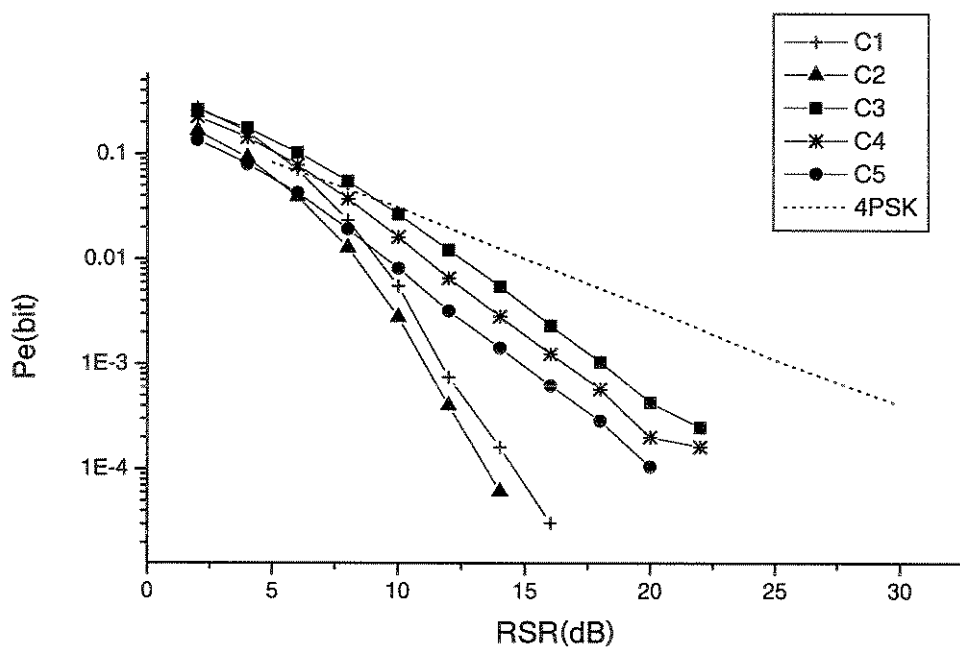


Figura 5.6 Desempenho do código B_3

Código B_4

A Figura 5.7 mostra os resultados de simulação para o código B_4 . Foram obtidos quatro níveis de proteção. Os bits de informação dos códigos componentes C_1 e C_2 formam o primeiro nível, os bits de informação de C_3 formam o segundo nível, os bits de C_5 o terceiro nível, e os bits de C_4 o quarto nível. Os ganhos de codificação são aproximadamente 19dB, 12dB, -4dB e -8dB, para o primeiro, segundo, terceiro e quarto níveis respectivamente.

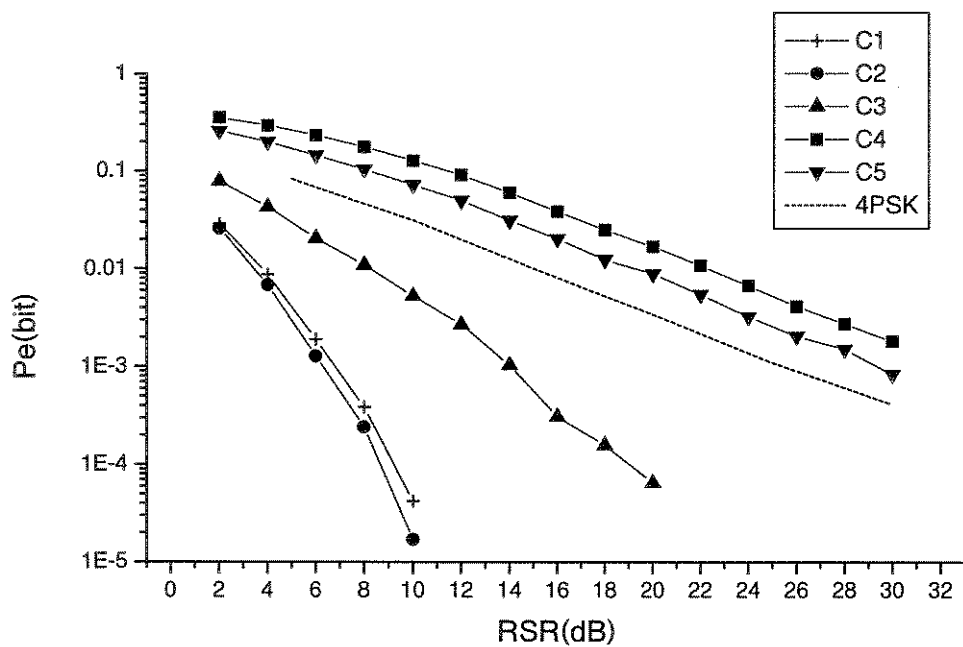


Figura 5.7 Desempenho do código B_4 .

É possível modificar os códigos dos exemplos acima, visando obter ganho para a informação menos importante, sacrificando a taxa de informação do código multinível, ou uma parcela do ganho da informação mais importante.

Relação Sinal Ruído Segmental

O desempenho de alguns dos códigos foi avaliado utilizando a relação sinal ruído segmental, SEGSNR (definida no Capítulo 3), como uma medida objetiva da qualidade da voz [1]. Probabilidades de erro de transmissão foram atribuídas para cada um dos 159 bits do bloco de informação do codificador VSELP, de acordo com os diferentes níveis e taxas de proteção obtidos anteriormente.

A Figura 5.8 mostra a SEGSNR como uma função de E_b/N_0 , para três diferentes sistemas. As curvas CS_4 , CS_2 e NC mostram o comportamento do codificador VSELP juntamente com os códigos B_4 , B_2 e com modulação 4-PSK não codificada, respectivamente. Para uma SEGSNR igual a 2.0 dB, o ganho de codificação do sistema CS_2 sobre NC é aproximadamente 14.0 dB. O sistema CS_4 possui ainda um ganho adicional de aproximadamente 2.0 dB.

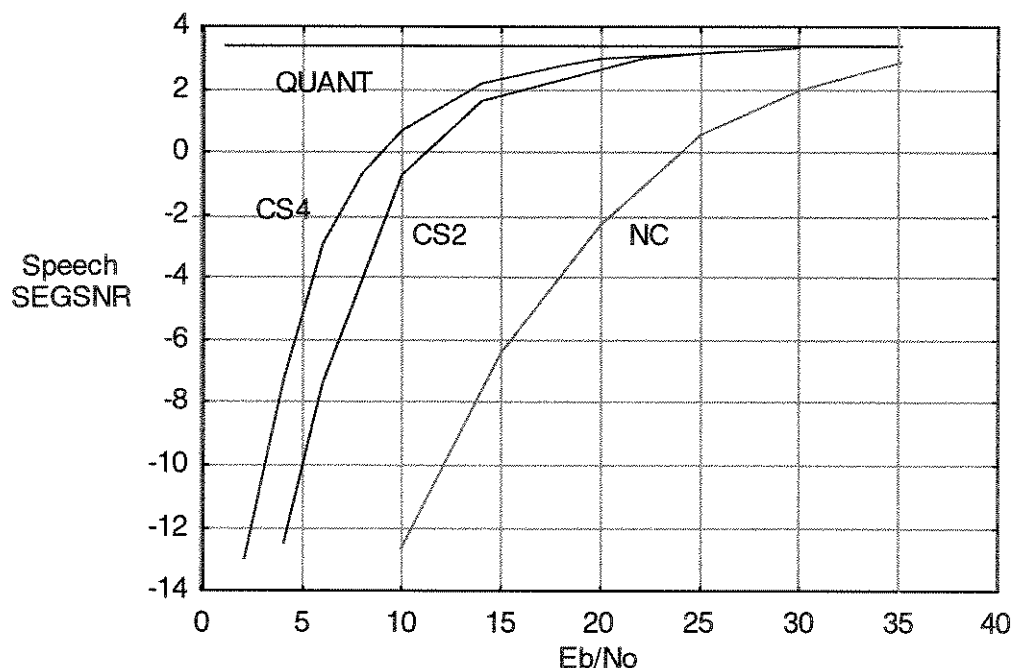


Fig. 5.8 - SEGSNR versus SNR do canal

Capítulo 6

CONCLUSÕES

Neste trabalho, foi descrita a construção de novos códigos de bloco multiníveis com proteção desigual de erros, utilizando modulação M-PSK multidimensional obtida de constelações 8-PSK uniformes e não uniformes.

Um dos códigos (Código B_4 descrito no Exemplo 4, p.62) possui quatro níveis de proteção, e quando utilizado conjuntamente com o codificador VSELP consegue um ganho de codificação de 16.0 dB (para uma SEGSNR igual a 2.0dB), em comparação a um sistema que utiliza modulação 4-PSK não codificada. É importante notar que esse ganho é obtido, ao custo da informação menos importante estar sob o efeito de uma probabilidade de erro de bit pior do que aquela da transmissão não codificada.

Um problema em aberto seria a modificação dos códigos obtidos de maneira que as parcelas de informação menos importantes apresentem um desempenho similar à de um sistema não-codificado, sem sacrificar a taxa do código nem os ganhos da parcela de informação mais importante. No caso das constelações 8-PSK uniformes, outros subconjuntos de sinais podem ser obtidos, com desempenho talvez melhor do que os atuais.

Uma próxima etapa seria, depois de selecionados alguns códigos através da SEGSNR, a obtenção de medidas subjetivas da qualidade da voz, onde se poderia avaliar a influência da probabilidade de erro de bloco.

Bibliografia

- [1] R. V. Cox, J. Hagenauer, N. Seshadri e C.-E. W. Sundberg, "Subband Speech Coding and Matched Convolutional Channel Coding for Mobile Radio Channels", IEEE Trans. on Signal Processing, vol.39, pp.1717-1731, Agosto,1991.
- [2] Hui Li e Peter Noll "Hybrid Phase Trellis-Coded Modulation for Coding with Unequal Error Protection", Int. Symposium on Signals, Systems and Eletronics, Book I, pp. 113-116, Paris, Setembro 1-4, 1992.
- [3] N. Seshadri e C.-E. W. Sundberg, "Multilevel Trellis Coded Modulations for the Rayleigh Fading Channel", IEEE Trans. Commun.,vol.41, pp.1300-1310, Setembro,1993.
- [4] N. Seshadri e C.-E. W. Sundberg, "Multilevel Block Coded Modulations with Unequal Error Protection for the Rayleigh Fading Channel", ETT, Vol.4, pp.325-334, Maio-Junho, 1993.
- [5] H. Imai e S. Hirakawa, "A new multilevel coding method using error-correcting codes", IEEE Trans. on Inform. Theory, vol.IT-23, pp.371-377, Maio, 1977.
- [6] J. Portugheis, "On block multidimensional M-PSK modulation codes", Proceedings 14th Symp. Inform. Theory and Applications, Ibusuki, Japan, pp.337-380, Dezembro,1991.
- [7] E. Biglieri, D. Divsalar, P. J. MacLane e M. K. Simon, "Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications", Macmillan, 1991.
- [8] EIA/TIA Project Number 2215: Cellular System - "Dual-Mode Mobile station - Base Station Compatibility Standard" - IS-54 - Dezembro, 1989.
- [9] M. H. Sunwoo e S. Park, "Principles of Vector-Sum Excited Linear Predictive (VSELP) Speech Coder and Its Implementation on the DSP56156", Motorola, Inc., Digital Signal Processor Operations, 1991.
- [10] J.G. Proakis, "Digital Communications", Third Edition, McGraw-Hill, 1995.
- [11] R.E. Blahut, "Theory and Practice of Error Control Codes", Addison-Wesley Publishing Company, 1983.

- [12] S.Benedetto, E. Biglieri e V. Castellani, "Digital Transmission Theory" , Prentice-Hall, 1987.
- [13] M. D. Yacoub, "Foundations of Mobile Radio Engineering", CRC, 1993.
- [14] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel phase signals", IEEE Trans. on Information Theory, Vol.IT-28, pp.55-67, Janeiro, 1982.
- [15] L-F. Wei, "Coded Modulation with Unequal Error Protection", IEEE Trans. on Communications, Vol.41, No. 10, pp.1439-1448, Outubro, 1993.
- [16] A.R.Calderbank, "Multilevel Codes for Unequal Error Protection", IEEE Transactions on Information Theory, Vol.39, No.4, pp.1234-1248, Julho, 1993.
- [17] C-E.W. Sundberg, N. Seshadri, "Coded Modulation for Fading Channels: An Overview", ETT, Vol.4,No.3,pp.309-323, Maio-Junho, 1993.
- [18] S. Lin, D.J. Costello, Jr. , "Error Control Coding: Fundamentals and Applications", Prentice-Hall, 1983.