



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES - DECOM

Modulação Codificada para Sistemas Móveis TDMA

Por

Luiz Carlos Faray de Aquino

**Tese submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica
da UNICAMP como parte dos requisitos exigidos para a
obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.**

Banca Examinadora :

Prof. Dr. Renato Baldini Filho (Orientador) - FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. César Kyn D'Ávila - USF/Itatiba
Prof. Dr. Dalton Soares Arantes - FEEC/UNICAMP

Campinas, Fevereiro de 2001.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

Aq56m

Aquino, Luiz Carlos Faray de
Modulação codificada para sistemas móveis TDMA /
Luiz Carlos Faray de Aquino.--Campinas, SP: [s.n.],
2001.

Orientador: Renato Baldini Filho.
Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de
Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de
Computação.

1. Sistemas de comunicação móvel. 2. Modulação
digital. 3. Telecomunicações - Codificação. I. Baldini
Filho, Renato. II. Universidade Estadual de Campinas.
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III.
Título.

Resumo

Neste trabalho, apresentamos um modelo alternativo para o esquema de codificação utilizado em sistemas móveis *TDMA* baseados na *IS-136*, empregando a modulação codificada. Primeiramente, estudamos o processo de codificação da *IS-136*, que utiliza um código convolucional combinado à um Código de Redundância Cíclica (*CRC*) para proteger os bits provenientes do codificador de fala, de forma desigual contra as perturbações do canal. Em seguida, um esquema *TCM* com uma codificação convolucional não-linear é apresentado, sendo perfeitamente casado com a característica de chaveamento da modulação $\pi/4$ -*DQPSK* utilizada pela *IS-136*. Denominamos o esquema de modulação codificada que faz o mapeamento dos bits de saída do codificador convolucional não-linear nos sinais da constelação 8-*PSK*, de $\pi/4$ -*TCM*. Algoritmos computacionais de busca aleatória para a obtenção de uma nova classe de códigos convolucionais não-lineares com 4, 8, 16 e 32 estados foram desenvolvidos. O desempenho do esquema de modulação codificada proposto é obtido para um canal com ruído gaussiano aditivo branco (*AWGN*) com e sem desvanecimento *Rayleigh*. Os resultados, apresentados em termos de curvas de taxa de erro de bit (*BER*) versus energia de bit por densidade espectral de potência de ruído ($\frac{E_b}{N_o}$), mostram uma melhor performance do esquema $\pi/4$ -*TCM* sobre o esquema de codificação/modulação da *IS-136*.

Abstract

In this work, a coded modulation scheme is presented as an alternative coding scheme to mobile systems *TDMA* based on *IS-136*. Firstly, the *IS-136* coding process that combines a convolutional code to a cyclic redundancy check providing unequal protection to the speech codec bits, was studied. Then, a trellis-coded scheme using a non-linear convolutional coding is designed to improve the Euclidian free distance of the original scheme. This coded modulation is named $\frac{\pi}{4}$ -*TCM*. Comparative results show that a $\frac{\pi}{4}$ -*TCM* has a 4 dB better performance than a *IS-136* scheme for the same *Bit Error Rate (BER)*.

Agradecimentos

- A Deus, por mais esta caminhada de sucesso em minha vida. Sua presença me confortou e me deu força nas horas difíceis deste trabalho.
- A minha namorada Paola, pelo seu amor, carinho e compreensão nos momentos de ausência em que tive que me dedicar ao trabalho. E também a sua família pelo apoio que me deram.
- Aos meus pais, Luiz Carlos e Márcia e minha irmã Glenda pela força e pelo incentivo que me deram para superar todos os obstáculos e poder realizar mais esta etapa em minha vida.
- Ao professor Renato Baldini Filho, pela dedicação e paciência desprendidas ao meu trabalho nestes últimos anos.
- Aos Profs. Dalton Soares Arantes - FEEC/UNICAMP e César Kyn D'Ávila - USF/Itatiba, membros da Banca Examinadora.
- Aos amigos de Graduação Carlos Henrique, Rivaél e Magno, que contribuíram muito para a realização deste trabalho.
- Aos amigos José Pistilli e Mário Pinto, da Alcatel Telecomunicações, pelas palavras de incentivo e motivação fundamentais para a conclusão deste trabalho.
- Aos funcionários da secretaria de Pós-graduação, pelo apoio e dedicação.
- Aos colegas e funcionários da FEEC, pela amizade e companheirismo, que tornou agradável minha estadia em Campinas.
- A CAPES pelo apoio financeiro através da bolsa de estudo.

Conteúdo

1	Introdução	1
1.1	Caracterização do Estudo	1
1.2	Esquema Proposto	3
1.3	Organização da Tese	4
2	IS-136 TDMA	5
2.1	Introdução	5
2.2	Fundamentos de um sistema celular móvel <i>IS-136</i>	6
2.3	Canal de Tráfego Digital	7
2.3.1	Taxa Plena	9
2.3.2	Meia Taxa	10
2.4	Estrutura de Quadro <i>TDMA</i>	10
2.4.1	Formato do <i>slot</i> de dados direto	11
2.4.2	Formato do <i>slot</i> de dados reverso	12
2.4.3	Formato de <i>slot</i> de dados FACCH	13
2.5	Transmissão	14
2.5.1	Processamento do sinal de voz	14
2.5.2	Codificação de Canal	18
2.5.3	Modulação	23
2.6	Recepção	27
2.6.1	Demodulação $\frac{\pi}{4}$ - <i>DQPSK</i>	28
2.6.2	Desentrelaçamento	29
2.6.3	Decodificação Convolutacional	29
2.6.4	Verificação de Redundância Cíclica (<i>CRC</i>)	30
2.6.5	Mascaramento de Quadro Ruim	31

3	Modulação Codificada para <i>IS</i>-136	33
3.1	Introdução	33
3.1.1	Distância Euclidiana	35
3.1.2	Ganho de Codificação	35
3.2	Conceito $\frac{\pi}{4}$ -TCM	36
3.2.1	Mapeamento não-linear	38
3.2.2	Determinação do Codificador Convolutacional	42
3.2.3	Algoritmo para determinação de códigos com 8, 16 e 32 estados . . .	44
3.3	Modelo de Canal	49
3.4	Transmissão	50
3.4.1	Entrelaçamento dos Bits classe 1	51
3.4.2	Codificação com Redundância Cíclica (<i>CRC</i>)	52
3.4.3	Modulação Codificada	52
3.5	Recepção	54
3.5.1	Decodificação $\frac{\pi}{4}$ -TCM	54
3.5.2	Desentrelaçamento	55
3.5.3	Decodificação <i>CRC</i>	55
4	Análise dos Resultados e Conclusões	56
4.1	Introdução	56
4.2	Resultados das Simulações	56
4.2.1	Canal <i>AWGN</i>	56
4.2.2	Canal <i>AWGN</i> com desvanecimento <i>Rayleigh</i>	57
4.3	Conclusões	59
4.4	Sugestões para trabalhos futuros	60
A	Aspectos de Simulação das Variáveis Aleatórias	61
A.1	Geração das Variáveis Aleatórias Rayleigh e Gaussiana a partir da Variável Aleatória Uniforme	61
A.2	Ajuste da Variância do Ruído Gaussiano	63

Lista de Figuras

2.1	Múltiplo acesso por divisão de tempo.	5
2.2	Evolução da especificação IS-136.	6
2.3	Estrutura do Canal de Tráfego Digital (<i>DTC</i>).	8
2.4	<i>Time offset</i>	9
2.5	Quadro <i>TDMA</i> em taxa plena.	9
2.6	Quadro <i>TDMA</i> em meia taxa.	10
2.7	Estrutura de Quadro <i>TDMA</i>	10
2.8	Formato de Slot da Estação Base para a Estação Móvel.	11
2.9	Formato de Slot Normal Reverso.	13
2.10	Formato de <i>slot</i> de surto encurtado reverso.	14
2.11	Processamento do sinal de voz.	15
2.12	Decodificador de Fala.	16
2.13	Estrutura de proteção desigual contra erros de canal da <i>IS-136</i>	18
2.14	Arranjo de bits na entrada do codificador convolucional.	21
2.15	Codificador convolucional de taxa $\frac{1}{2}$ e $m = 5$	21
2.16	Constelação $\frac{\pi}{4}$ - <i>DQPSK</i>	24
2.17	Conversor serial-paralelo e codificador diferencial.	25
2.18	Geração do sinal de transmitido.	26
2.19	Processo de recepção baseado na <i>IS-136</i>	27
2.20	Demodulação $\frac{\pi}{4}$ - <i>DQPSK</i>	29
3.1	Subconjuntos pares e ímpares associados à treliça.	37
3.2	Modelo geral para TCM.	38
3.3	Diagrama de bloco para o $\frac{\pi}{4}$ - <i>TCM</i>	39
3.4	Mapeamento do subconjunto par e ímpar.	39
3.5	Sinais da constelação $\frac{\pi}{4}$ - <i>QPSK</i>	40

3.6	Treliça de 4 estados com código ótimo.	41
3.7	Codificador Convolutacional não-linear de 4 estados.	43
3.8	Algoritmo exaustivo para obtenção do código convolutacional não-linear de 8 estados.	44
3.9	Treliça do código convolutacional não-linear de 8 estados.	45
3.10	Algoritmo de busca aleatória utilizado para obtenção dos códigos com 16 e 32 estados.	46
3.11	Treliça do código convolutacional não-linear de 16 estados.	47
3.12	Treliça com o código convolutacional não-linear de 32 estados.	48
3.13	Modelo de canal de comunicação simulado	50
3.14	Modelo alternativo para a proteção dos bits Classe 1.	51
3.15	Entrelaçamento dos bits classe 1 antes da codificação.	51
3.16	Diagrama de transmissão $\frac{\pi}{4}$ -TCM.	53
3.17	Mapeamento dos pontos da constelação.	53
3.18	Estrutura de recepção $\frac{\pi}{4}$ -TCM.	54
3.19	Processo de desentrelaçamento dos bits classe 1.	55
4.1	Curvas da Taxa de erro de bit <i>versus</i> E_b/N_o para sistema $\frac{\pi}{4}$ -TCM em canais AWGN.	57
4.2	Curvas da Taxa de erro de bit <i>versus</i> E_b/N_o para sistema $\frac{\pi}{4}$ -TCM em canais AWGN com desvanecimento <i>Rayleigh</i>	58
A.1	Função de distribuição de probabilidade da variável aleatória Rayleigh.	62
A.2	Representação das variáveis aleatórias Rayleigh e Gaussiana.	63

Glossário

AGC	<i>Automatic Gain Control.</i>
AM	<i>Amplitude Modulada.</i>
AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System.</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise.</i>
BER	<i>Bit Error Rate.</i>
CDL	<i>Localizador de Canal de Controle Codificado.</i>
CRC	<i>Código de Redundância Cíclica.</i>
CDVCC	<i>Código de Cores de Verificação Digital Codificado.</i>
CELP	<i>Codificação Preditiva Linear de Código de Excitação.</i>
DCCH	<i>Digital Control Channel.</i>
DQPSK	<i>Differentially Quadrature Phase Shift Keying.</i>
DTC	<i>Digital Traffic Channel.</i>
DVCC	<i>Código de Cores de Verificação Digital.</i>
EIA	<i>Electronic Industry Association.</i>
FACCH	<i>Fast Associated Control Channel.</i>
PCS	<i>Personal Communications Services.</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying.</i>
RF	<i>Radio Frequency.</i>
SACCH	<i>Slow Associated Control Channel.</i>
SAT	<i>Supervisory Audio Tone.</i>
TCM	<i>Trellis Coded Modulation.</i>
TDD	<i>Time Division Duplex.</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access.</i>
VSELP	<i>Codificação Preditiva Linear de Soma de Vetores de Excitação.</i>

Capítulo 1

Introdução

1.1 Caracterização do Estudo

Desde o surgimento, em 1991, do primeiro sistema móvel comercial baseado na tecnologia *TDMA*, **Acesso Múltiplo por Divisão Temporal** (*Time Division Multiple Access*), no mercado, a demanda por esquemas e serviços que utilizam esta técnica de acesso múltiplo tem crescido cerca de 60% ao ano [Harte98]. Hoje, início de 2001, temos 640 milhões de celulares com serviços de comunicação pessoal no mundo sendo que 88% com capacidade de transmissão digital [Harte98]. A especificação do padrão *IS-136 TDMA*, registrada na *EIA* (*Electronic Industry Association*), que combina a tecnologia digital *TDMA* e analógica *AMPS* (*Advanced Mobile Phone System*) foi utilizada pela primeira vez em 1990 na América do Norte. Hoje mais de 36 países usam o sistema celular padrão *IS-136* [Harte98].

O antigo sistema analógico *AMPS* vem sendo substituído gradativamente por novas tecnologias digitais sendo parte delas *TDMA*. De fato, o crescimento vertiginoso do mercado de telecomunicações nos últimos anos fez com que essa mudança de analógico para digital fosse inevitável, na medida em que novos serviços, sejam eles de voz ou dados, são implementados. Nos sistemas digitais, técnicas de compressão do sinal de voz e codificação são usadas para prover uma maior eficiência na utilização do espectro e assim acomodar mais serviços e/ou usuários.

As vantagens dos sistemas digitais sobre os analógicos são inúmeras, dentre as quais destacamos : padronização do sinal transmitido ; possibilidade de utilização de códigos para

correção de erro provendo maior confiabilidade ao sistema ; número maior de serviços oferecidos e maior imunidade ao ruído.

A limitação do espectro disponível e o crescimento do mercado de telecomunicações fizeram com que surgissem diversos estudos que possibilitassem um melhor aproveitamento das bandas de frequência disponíveis.

Esquemas digitais de comunicações móveis baseados na tecnologia *TDMA*, utilizam um método de divisão temporal de um canal de voz analógico, com largura de faixa de 30 *kHz*, por vários usuários (geralmente 3 ou 6 ligações simultâneas). Apesar do aumento da eficiência de utilização de canal do sistema *TDMA* sobre o sistema *AMPS*, na concepção deste esquema digital os sinais de controle e redundâncias inseridas na codificação de controle de erro parecem não ter sido otimizadas. Sendo assim, reduzir o número ou comprimento dos sinais de controle e as redundâncias, gerados pelo codificador de voz, pode levar a um aumento do número de usuários por canal analógico de 30 *kHz*.

Concentramos nosso estudo sobre o quadro de bits gerados na saída do codificador de fala de um sistema móvel *TDMA*, padrão *IS-136*, que é dividido em duas classes [IS-136.2] :

Classe 1 : Possui 77 bits que são protegidos contra erros de transmissão por um código convolucional de taxa $\frac{1}{2}$ e de um *CRC* (código de redundância cíclica) que proporciona uma proteção adicional aos 12 bits perceptualmente mais significativos nesta classe ; e

Classe 2 : Possui 82 bits sem proteção contra erros de transmissão.

É importante notar que os bits que compõem a sequência binária de saída do codificador de fala sofrem proteção desigual contra erros introduzidos pelo canal de comunicações.

Focalizamos nossa atenção apenas no canal de tráfego digital, mais especificamente nos bits que sofrem um processo de codificação (proteção) contra erros de transmissão classe 1 que compõem o mesmo. Como os bits classe 2 são menos significativos para o codificador de fala, isto é, os erros que por ventura venham a ocorrer nesses bits são considerados irrelevantes à percepção humana, não se justifica, *a priori*, qualquer estratégia de proteção.

1.2 Esquema Proposto

O presente estudo visa substituir o atual sistema de codificação/modulação da *IS-136* por um esquema de modulação codificada, denominado de $\frac{\pi}{4}$ -*TCM*, com melhor desempenho em termos de eficiência espectral e que, portanto, reduz o número de bits de redundância introduzidos.

Podemos visualizar a constelação $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK*, usada na *IS-136*, como sendo composta por duas sub-constelações *4-PSK* que são mapeadas alternadamente. Portanto, tal característica não nos possibilitou a utilização dos códigos convolucionais ótimos encontrados na literatura [Unger82], fazendo-se necessária a busca por códigos que implementassem este mapeamento alternado dos sinais da constelação. Dessa forma, foi obtida uma nova classe de códigos convolucionais de característica não-linear.

O conceito de modulação codificada foi introduzido em 1982 por *Ungerboeck* [Unger82] e, desde então, uma grande quantidade de trabalhos de pesquisa foram desenvolvidos nessa área. Essa técnica consiste em combinar a escolha de um conjunto de sinais de modulação de mais alta ordem com um esquema de codificação adequado. No receptor, as operações de demodulação e decodificação são realizadas em conjunto. Como resultado, temos uma melhora no desempenho em termos da taxa de erro de bit - *BER* (*Bit Error Rate*) - sem sacrificar a largura de faixa e sem aumentar a potência transmitida. Portanto, essa eficiência de potência sem expansão de banda é a grande vantagem desse esquema sobre aqueles que utilizam modulação convencional associada a um código corretor de erro.

Neste trabalho, o canal de comunicação foi modelado como sendo *AWGN* com desvanecimento *Rayleigh* [ver Apêndice A] lento do sinal transmitido. Vale ressaltar que o esquema de modulação codificada proposto apresenta uma proteção desigual nos bits de saída do codificador de fala.

1.3 Organização da Tese

Este trabalho utiliza um esquema de modulação codificada, com uma nova classe de códigos convolucionais, de mapeamento não-linear, aplicados ao esquema *IS-136*, buscando, com isso, uma melhor eficiência na utilização do canal de tráfego digital. A tese foi organizada em 4 capítulos sendo que o primeiro introduz os objetivos e o esquema alternativo proposto no trabalho de pesquisa realizado.

No **Capítulo 2**, introduzimos o sistema *TDMA*, suas características gerais, descrevemos parte do esquema *IS-136* onde o estudo foi concentrado : a estratégia de proteção contra erros de transmissão, Cifragem, Entrelaçador e a Modulação.

No **Capítulo 3**, apresentamos os conceitos básicos da modulação codificada, mostramos a característica não-linear do mapeamento proposto, descrevemos o processo de obtenção de códigos ótimos ou mesmo sub-ótimos, apresentamos as treliças dos códigos convolucionais não-lineares para 4, 8, 16 e 32 estados e, por fim, apresentamos a proposta alternativa onde descrevemos o novo esquema de transmissão e recepção a ser adaptado à *IS-136*.

O **Capítulo 4**, mostra os resultados das simulações realizadas para canais puramente *AWGN* e canais *AWGN* com desvanecimento *Rayleigh*. Descrevemos aspectos relacionados às simulações, analisamos os resultados de forma comparativa e apresentamos as conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

Ao fim desta tese temos o Apêndice A, onde aspectos sobre a geração das variáveis aleatórias utilizadas são tratados, bem como um tópico sobre o ajuste da variância do ruído gaussiano.

Capítulo 2

IS-136 TDMA

2.1 Introdução

TDMA é uma técnica de múltiplo acesso onde os usuários são associados a uma mesma portadora em diferentes intervalos de tempo (*time slots*).

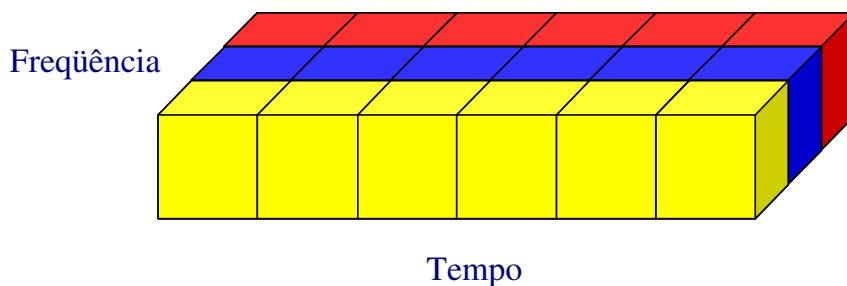


Figura 2.1: Múltiplo acesso por divisão de tempo.

Nesta tecnologia de acesso múltiplo por divisão temporal, *TDMA*, para telefonia móvel digital, os usuários ou serviços são multiplexados em intervalos de tempo (*time slots*), de duração igual a 6.67 ms . Além disso, dois canais de comunicações de 30 kHz , um direto - da estação base para a móvel - e um reverso, na direção contrária, são separados em intervalos de tempo distintos de forma que a estação móvel não transmita e receba simultaneamente como mostra Figura 2.1. A crescente utilização desse esquema devido à expansão do mercado de telecomunicações, trouxe a necessidade de uma padronização que permitisse a interconexão/compatibilidade dos diversos sistemas. A Figura 2.2 mostra a evolução da especificação de um sistema celular digital parte do padrão *EIA-533*, *AMPS*, seguido da *IS-54B*, onde um sistema *TDMA* básico é estabelecido, e termina com a introdução de um canal de controle

digital, *DCCH* (*Digital Control Channel*), formando a especificação *IS-136*.

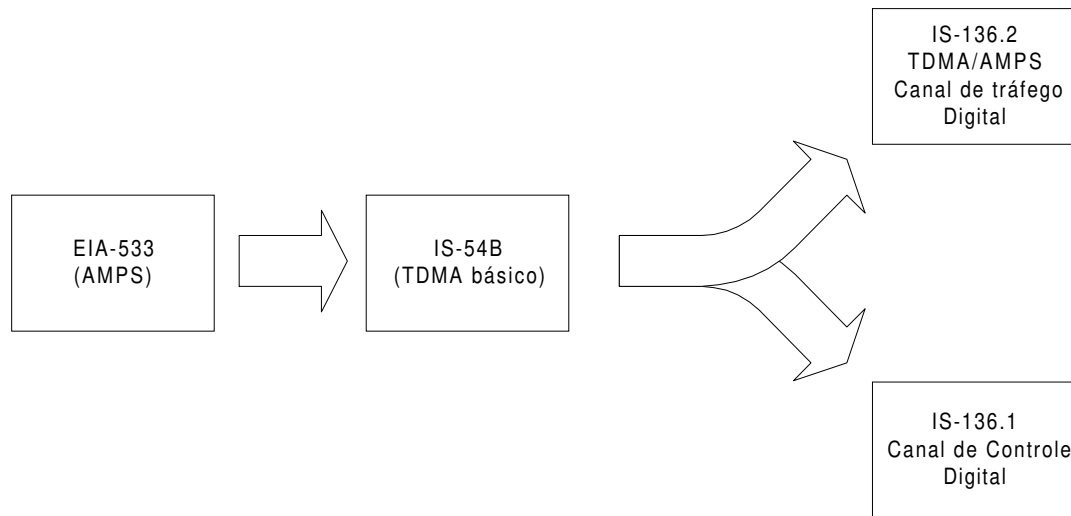


Figura 2.2: Evolução da especificação IS-136.

O padrão *IS-136* apresenta em sua documentação uma grande quantidade de especificações técnicas de forma a garantir a compatibilidade entre sistemas de comunicações móveis baseados em *TDMA*, na faixa de 800 *MHz*, e serviços de comunicação pessoal, *PCS* (*Personal Communications Services*), na faixa de 1900 *MHz*. São estabelecidas normas que propiciam, à empresa operadora, a prestação serviços de voz e dados garantindo que a estação móvel tenha acesso a qualquer sistema celular desenvolvido de acordo com essas especificações. Vale ressaltar que esta padronização não estabelece performance para equipamentos e procedimentos de medição, ou seja, a qualidade do serviço é papel da empresa operadora.

2.2 Fundamentos de um sistema celular móvel *IS-136*

A principal evolução do padrão *IS-136* de Múltiplo Acesso por Divisão Temporal em relação ao padrão anterior *IS-54B* (padrão ANSI TIA/EIA 627) é a introdução de um canal de controle digital, o *DCCH* (*Digital Control Channel*). O canal de controle digital é uma coleção de canais lógicos transmitidos por canais de rádio usando modulação $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK* e têm a finalidade de transmitir informação de controle e mensagem de dados curtas entre as estações base e móvel. Esta modificação faz da especificação *IS-136* uma poderosa tecnologia

de comunicação pessoal capaz de prover uma grande quantidade de serviços operando tanto na frequência de 800 *MHz* quanto na de 1.900 *MHz*.

As principais vantagens da introdução do *DCCH* são [Harte98] :

- Maior duração da bateria através do processo chamado *sleep mode* ;
- Suporte para múltiplos *vocoders* (Codificadores de Voz), podendo acompanhar a evolução tecnológica ;
- Possibilidade de transmissão de dados e aplicativos de e para o aparelho celular móvel (Identificadores de chamada, por exemplo) ;
- Uma hierarquia macrocélula-microcélula fornecendo um suporte para operação microcelular ;
- Habilidade para rapidamente incorporar serviços avançados satisfazendo as necessidades dos consumidores.

Outra característica primária da especificação *IS-136* é a coexistência com os sistemas *AMPS* existentes. Os canais de rádio *IS-136* mantêm a mesma largura de faixa de 30 *kHz* do sistema *AMPS* e ambos os serviços são oferecidos em um mesmo sistema e células. Para conseguir tal compatibilidade muitas características da primeira geração *TDMA* (*IS-54B*) foram mantidas na *IS-136* tais como a estrutura do *slot*, a modulação, processamento de uma ligação e a utilização da mesma codificação de canal tanto para o *DCCH* como para o canal de tráfego digital *DTC* (*Digital Traffic Channel*). Isso faz com o que a migração *AMPS* $\rightarrow$ *TDMA* seja feita de forma gradativa sem que prejuízos sejam causados aos usuários do sistema analógico.

2.3 Canal de Tráfego Digital

O canal de tráfego digital (*DTC*, *Digital Traffic Channel*) é utilizado para transportar informação do usuário ou sinalização da estação móvel para e estação base e vice-versa, correspondendo ao canal reverso e ao canal direto, respectivamente. A Figura 2.3 ilustra a utilização do canal de tráfego *IS-136*.

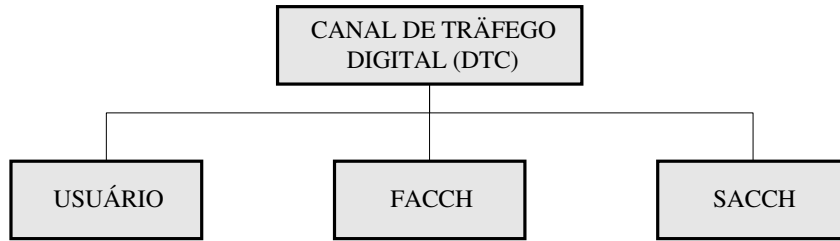


Figura 2.3: Estrutura do Canal de Tráfego Digital (*DTC*).

O fundamento de um sistema *TDMA* consiste na utilização dos canais de rádio, no caso de 30 *KHz*, de forma compartilhada para que vários usuários possam acessar aos serviços na mesma faixa de frequência sendo separados no tempo.

No sistema *IS-136*, os canais digitais são *duplex* em frequência, ou seja, o processo de transmissão e recepção é realizado em frequências distintas, diminuindo os efeitos de interferência. Além disso, estas frequências de transmissão e recepção são divididas em intervalos de tempo (*time slots*) caracterizando uma operação *duplex* temporal (*TDD*, *Time Division Duplex*).

No sistema celular, os canais direto e reverso usados em uma ligação telefônica são separados por 45 *MHz*, sendo que a faixa de 869 – 894 *MHz* é dedicada à transmissão base → móvel e a faixa de 824 – 849 *MHz* para a transmissão móvel → base. Para determinar a frequência central f , em *MHz*, dado o conhecimento do número do canal N , pode-se utilizar as equações (2.1) e (2.2).

$$\text{Canal Reverso : } \begin{cases} 0.03N + 825 & 1 \leq N \leq 799 \\ 0.03(N - 1023) + 825 & 990 \leq N \leq 1023 \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{Canal Direto : } \begin{cases} 0.03N + 870 & 1 \leq N \leq 799 \\ 0.03(N - 1023) + 870 & 990 \leq N \leq 1023 \end{cases} \quad (2.2)$$

Além da separação em frequência dos canais direto e reverso, existe também uma separação temporal entre os sinais transmitidos e recebidos de modo a evitar que ocorra interferência entre os mesmos. Esta separação, denominada de *time offset*, simplifica o projeto de

transmissores e receptores e tem a duração de 45 períodos de símbolo. A Figura 2.4 ilustra este tempo de separação entre os canais direto e reverso.

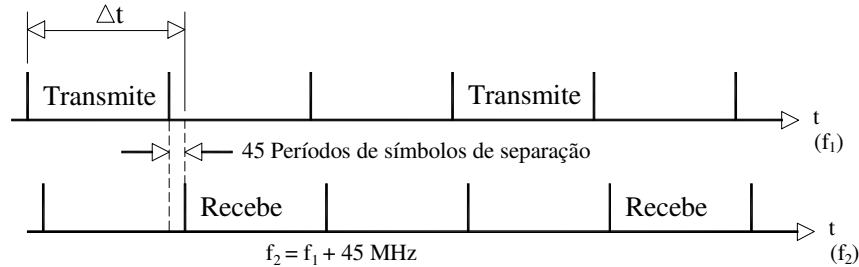


Figura 2.4: *Time offset*.

A utilização dos canais IS-136 pode ser feita de duas formas denominadas **taxa plena** e **meia taxa**.

2.3.1 Taxa Plena

A utilização do quadro *TDMA* em taxa plena faz com o que até 3 assinantes por canal tenham acesso ao sistema. A Figura 2.5 [Harte98] mostra como os canais de rádio frequência *TDMA* são divididos no tempo. Essa configuração para a transmissão em taxa plena proporciona uma taxa de dados de 13 *kbps* [Harte98].

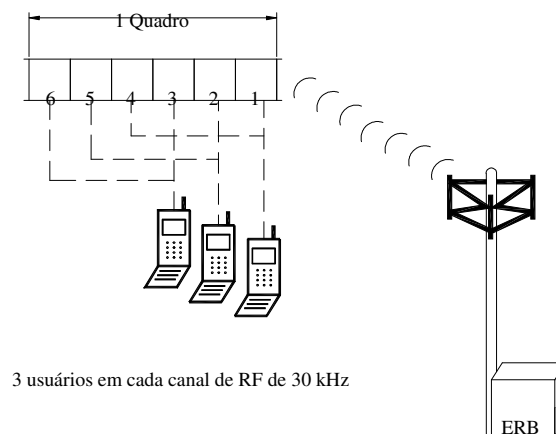


Figura 2.5: Quadro *TDMA* em taxa plena.

2.3.2 Meia Taxa

Neste caso a capacidade dos canais de *RF* é duplicada com a utilização de um *time slot* por usuário conforme mostra a Figura 2.6. Até 6 usuários podem compartilhar um canal de *RF* na transmissão em meia taxa.

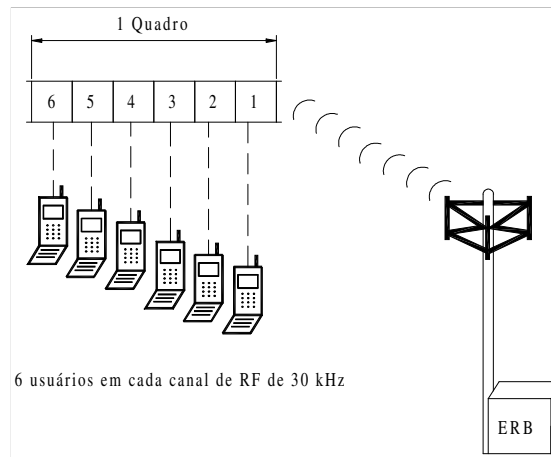


Figura 2.6: Quadro *TDMA* em meia taxa.

2.4 Estrutura de Quadro *TDMA*

Cada um dos canais digitais *IS-136* são multiplexados em quadros de duração igual a 40 *ms* com 1944 bits ou 972 símbolos da modulação $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK*. Estes quadros são subdivididos em 6 *time slots* de 6.67 *ms*, onde cada *time slot* é composto de 324 bits ou 162 símbolos de acordo com a Figura 2.7.

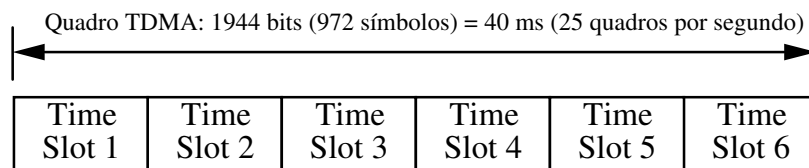


Figura 2.7: Estrutura de Quadro *TDMA*.

Esses *time slots* são utilizados pelo móvel de modo que os mesmos podem estar ativos (transmissão ou recepção) ou inativos (ociosos).

2.4.1 Formato do *slot* de dados direto

O *slot* de dados direto é usado para transferir bits de dados ou voz da estação base para o telefone móvel. Este *slot* contém 324 bits sendo 260 dedicados ao assinante. Os bits são divididos de acordo com a Figura 2.8 e numerados de 1 a 324, onde o primeiro bit transmitido do campo **SYNC** corresponde à posição de bit 1 e o último bit transmitido do campo **CDL** é o 324.

SYNC	SACCH	DATA	CDVCC	DATA	RSVD	CDL
28	12	130	12	130	1	11

SYNC : Sincronização e Treinamento

SACCH : Canal de Controle Associado Lento

CDVCC : Código de Cores de Verificação Digital Codificado

DATA : Informação do Usuário

CDL : Localizador de Canal de Controle Digital Codificado

RSVD : Reservado

Figura 2.8: Formato de Slot da Estação Base para a Estação Móvel.

Os 28 bits iniciais (**SYNC**) são utilizados para sincronização de *slot*, treinamento do equalizador e identificação do *slot* temporal. A palavra de sincronismo apresenta boas propriedades de autocorrelação para facilitar a sincronização e treinamento.

No campo seguinte, 12 bits são utilizados para informação de controle **SACCH** - *Slow Associated Control Channel* - que são transmitidos a uma taxa de 300 bps. É importante notar que na medida em que temos um campo reservado para as mensagens **SACCH**, o campo de fala não é alterado.

O campo **DATA** de 260 bits (dois campos de 130 bits) carrega a informação de voz do usuário ou sinalização de controle a altas taxas **FACCH** - *Fast Associated Control Channel* - que é transmitido a uma taxa de 3.25 *kbps*.

CDVCC é um campo constituído de 12 bits, sendo 8 de informação e 4 bits de verificação de paridade, que possibilitam 255 valores distintos de Códigos de Cores de Verificação Digital Codificado. O mesmo **CDVCC** pode ser utilizado para todas as transmissões da base e do móvel na mesma célula ou setor. A função deste código é similar à função do *SAT*, *Supervisory Audio Tone*, para o sistema *AMPS*, onde cada célula é referenciada por um único identificador. O Código de Cores de Verificação Digital - **DVCC** é uma palavra de 8 bits que é codificada por um código de *Hamming* (15, 11) encurtado para (12, 8) para formar o **CDVCC**.

Todo *slot* de canal de tráfego direto da IS-136 tem um Localizador de Canal de Controle Codificado - **CDL**. Este campo de 12 bits fornece informação que pode ser utilizada pela estação móvel para ajudar na localização de um Canal de Controle Digital (*DCCH*) durante a busca inicial. Um valor **DL** decodificado corretamente indica que um canal de controle digital pode ser encontrado no número de canal de *RF* na faixa $[8DL + 1, 8DL + 8]$, desde que o número de canal de *RF*, *N*, seja válido. Um dos bits do campo **CDL** é ajustado para 0 no processo de codificação e não é transmitido como parte do mesmo.

2.4.2 Formato do *slot* de dados reverso

Este *slot* é utilizado para a transferência de dados ou voz da estação móvel para a base tendo dois possíveis formatos : Normal e encurtado.

Normal

Poucas são as diferenças entre este formato de *time slot* reverso e o direto. Basicamente, a adição de campos para tempo de guarda (**G**) e de rampa (**R**) além de um preâmbulo (**PREAM**). A Figura 2.9 apresenta o formato do *time slot* reverso.

O campo **G** tem duração de $125 \mu s$, ou seja, correspondente a 3 símbolos (6 bits) e protege o sistema de possíveis problemas de sobreposição de *time slots* adjacentes transmitidos no sentido móvel→base. Durante este tempo, o transmissor da estação móvel está na condição desligado.

G	R	PREAM	SYNC	DATA	SACCH	CDVCC	DATA
6	6	16	28	122	12	12	122

G : Tempo de Guarda

R : Tempo de Rampa

PREAM : Préâmbulo

Figura 2.9: Formato de Slot Normal Reverso.

O campo **R** representa a rampa de subida de potência com duração de 3 símbolos (6 bits). Durante o tempo de rampa, o transmissor é ativado, progressivamente, para evitar interferências.

O campo **PREAM** composto de 16 bits (8 símbolos) permite à estação base realizar um controle automático de ganho (**AGC**), que é usado para a sincronização de símbolo e treinamento.

Surto Encurtado

Este tipo de estrutura de *slot* é utilizado quando o aparelho móvel está operando em células de grande área de cobertura ou logo após uma operação de *hand-off* entre células de diâmetros diferentes. Nestes casos, o móvel envia surtos encurtados até que se adquira um sincronismo com o sistema evitando, dessa forma, uma superposição de surtos devido à atrasos de propagação dos sinais de rádio no sentido móvel→base. Esta estrutura está apresentada na Figura 2.10.

É importante notar a presença de vários campos de sincronização facilitando o alinhamento temporal do *slot*.

2.4.3 Formato de *slot* de dados FACCH

Em certas situações como processos de *hand-off*, mensagens urgentes de controle se fazem necessárias. Nesses casos, informações de controle são enviadas nos campos **DATA** (260 bits) que eram dedicados aos dados de fala. Esta estrutura denominada Canal de Controle

G ₁	R	Sync	D	Sync	D	V	Sync	D	W	Sync	D	X	Sync	D	Y	Sync	G ₂
6	6	28	12	28	12	4	28	12	8	28	12	12	28	12	16	28	22

G₁ : Tempo de guarda de 6 bits

R : Tempo de rampa de 6 bits

Sync : Palavra de sincronismo de 28 bits

D : CDVCC de 12 bits

V : 0000

W : 00000000

X : 000000000000

Y : 0000000000000000

G₂ : Tempo de guarda adicional de 22 bits

Figura 2.10: Formato de *slot* de surto encurtado reverso.

Associado Rápido (**FACCH**) é identificada pela utilização de um código de correção de erro diferente.

Ao ser recebido, o *slot* é sempre decodificado como sendo sinal de fala. Quando uma sinalização **FACCH** ocorrer o código de detecção de erro falhará fazendo com o que o decodificador identifique que se trata de uma sinalização de controle. Este procedimento faz com o que não seja necessário a adição extra de bits para a identificação do conteúdo do *slot*.

O *slot* de dados **FACCH** é idêntico ao *slot* de fala apenas a informação contida no campo **DATA** é adequada a cada situação.

2.5 Transmissão

2.5.1 Processamento do sinal de voz

O primeiro passo no processamento do sinal de um sistema móvel digital é a conversão de um sinal de voz analógico em um sinal digital. Esse processo se inicia na captação do sinal de voz (fonte analógica) por um microfone. Este sinal elétrico de áudio gerado pelo microfone é muito complexo tendo componentes de altas e baixas frequências, muitas delas são imperceptíveis ao ouvido humano e que portanto não precisam ser transmitidas. Assim,

uma filtragem deste sinal é feita eliminando-se as frequências abaixo de 300 Hz e acima de 3400 Hz . Este sinal limitado em frequência é então amostrado à uma taxa de 8000 amostras/segundo e em seguida é quantizado vetorialmente sendo cada amostra representada por 8 bits. O sinal de áudio digital tem, conseqüentemente, uma taxa de transmissão de 64 kbps .

Para um melhor aproveitamento espectral, este sinal de 64 kbps passa por um processo de compressão. Na especificação IS-136, um codificador de fala é utilizado para realizar esta tarefa. Esta codificação resulta em um sinal que preserva todas as características fundamentais da voz humana sem perda na sua qualidade e inteligibilidade. Na recepção, um decodificador é utilizado para reconstruir o sinal de fala original.

Neste processo de compressão, o codificador de fala do esquema IS-136 analisa o sinal digital de 64 kbps e o caracteriza por *pitch* (período), volume e outros parâmetros. Após esta caracterização do sinal de fala, um algoritmo de codificação busca em tabelas de código, denominadas de *codebooks*, o código que mais precisamente representa o sinal de entrada. Todo este processamento, ilustrado na Figura ??, resulta em uma compressão 8 : 1. Logo, a taxa do sinal original de 64 kbps é comprimida para uma taxa de 7950 bps .

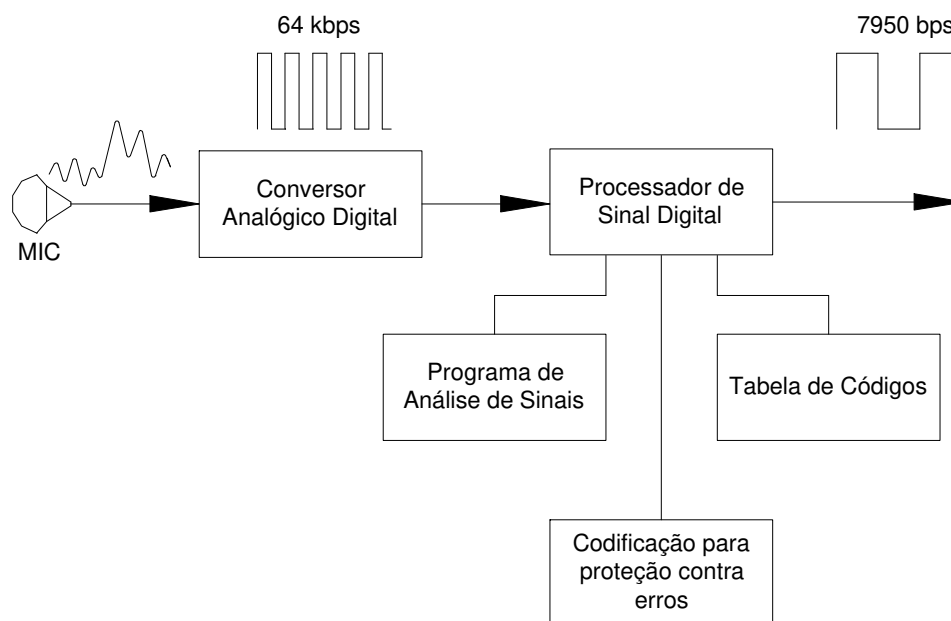


Figura 2.11: Processamento do sinal de voz.

O algoritmo de codificação de fala é um membro da classe de *codecs* de fala conhecido como *CELP* (Codificação Preditiva Linear de Código de Excitação). Esta técnica faz uso de *codebooks* para quantizar vetorialmente o sinal de excitação. O algoritmo adotado na especificação IS-136 é uma variação do *CELP*, denominado de *Codificação Preditiva Linear de Soma de Vetores de Excitação* (*VSELP*), que utiliza um *codebook* com uma estrutura pré-definida de tal forma que, os cálculos necessários para que o processo de busca do código apropriado seja significativamente reduzido.

Para que a voz seja sintetizada no decodificador de fala, diversos parâmetros devem transmitidos ou mesmo pré-definidos para o decodificador. O decodificador de fala utiliza dois *codebooks* de excitação *VSELP*, cada qual com seu respectivo ganho. Estas excitações são somadas resultando em uma excitação de *codebook* combinada. A Figura 2.12 ilustra o processo de decodificação bem como os parâmetros envolvidos.

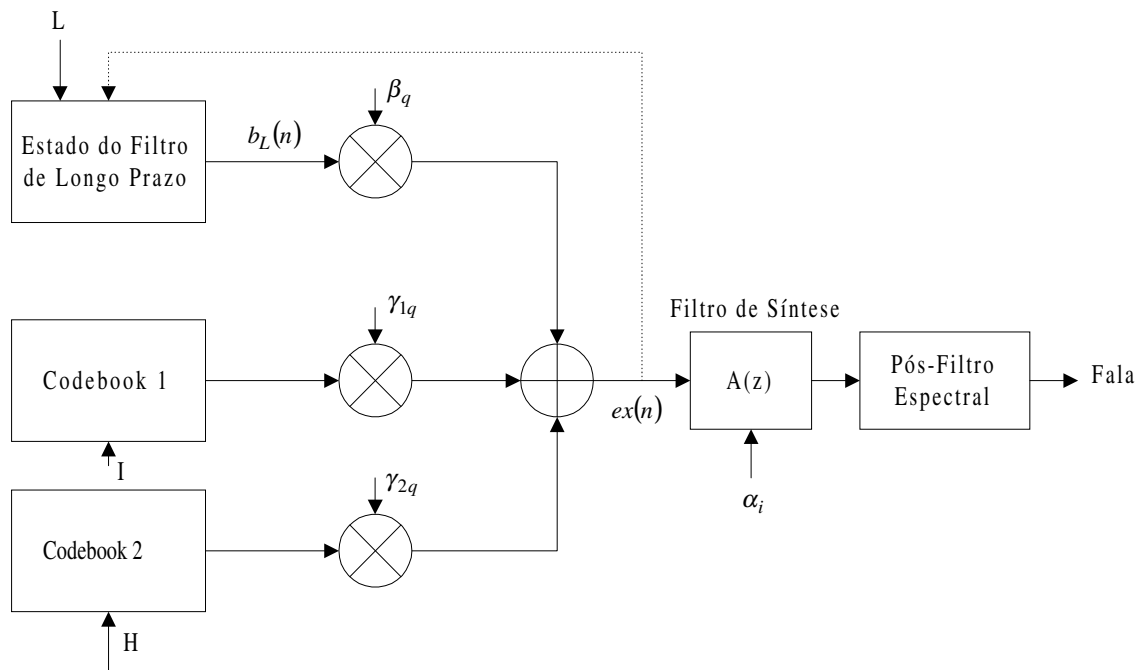


Figura 2.12: Decodificador de Fala.

Uma vez que a taxa de dados na saída do *codec* de fala é 7950 *bps*, teremos 159 *bits* por quadro de fala já que o mesmo tem duração de 20 *ms*. Estes 159 *bits* são distribuídos de acordo com a Tabela 2.1.

Descrição	bits/quadro
Coefficientes do filtro, α_i 's	38
Energia de quadro, $R(0)$	5
Lag (retardo), L	28
Palavras código, I e H	56
Ganhos, β , γ_1 e γ_2	32

Tabela 2.1: Distribuição dos bits no quadro TDMA.

- Os parâmetros α_i 's, correspondem aos coeficientes do filtro de predição de curto prazo que são calculados a partir da fala de entrada. Este filtro é equivalente ao filtro de síntese apresentado na Figura 2.12. A função de transferência, $A(z)$, pode ser expressa da seguinte forma :

$$A(z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^{N_p} \alpha_i z^{-i}} \quad (2.3)$$

onde N_p é a ordem do preditor de curto prazo.

- O parâmetro $R(0)$, energia de quadro, reflete a potência média do sinal de fala na entrada, dentro de 20 ms de intervalo. O mesmo pode ser calculado como segue :

$$R(0) = \frac{\phi(0,0) + \phi(N_p, N_p)}{2(N_A - N_p)} = \frac{\phi(0,0) + \phi(10,10)}{320} \quad (2.4)$$

onde : $\phi(i, k)$ é a matriz covariância (autocorrelação) da fala de entrada

$$N_A = N_F + N_p = 170 \text{ amostras}$$

- N_F é o comprimento do quadro (20 ms) = 160 amostras
- Processamento de Subquadro : O quadro de fala de 20 ms é subdividido em 4 subquadros de 5 ms. Para cada subquadro, o *codec* de fala deve determinar e codificar o atraso de predição de longo prazo L , as duas palavras códigos I e H e os ganhos β , γ_1 e γ_2 . O retardo L é sempre usado como atraso para as primeiras L amostras do subquadro.

2.5.2 Codificação de Canal

O controle de erro de canal para os bits gerados no codificador de fala do sistema *IS-136* emprega três mecanismos (Codificação *CRC*, Codificação Convolutacional e Entrelaçamento) para combater os erros que por ventura possam ocorrer devido ao ruído *AWGN* presente no canal além do desvanecimento do sinal transmitido que chega ao receptor por múltiplos percursos.

O primeiro passo no processo de codificação consiste na separação dos 159 bits de informação do quadro de fala codificado em duas classes de bits : classe 1 formada por 77 bits e classe 2 por 82 bits. Os 12 bits perceptualmente mais significativos do conjunto de bits classe 1 são aplicados à um Codificador de Redundância Cíclica (*CRC*) onde são adicionados 7 bits de redundância com o propósito de detecção de erro. Assim, os 84 bits resultantes na classe 1 entram num codificador convolutacional de taxa $\frac{1}{2}$. Os bits resultantes da codificação podem sofrer um processo de cifragem, se necessário, para em seguida serem entrelaçados.

Os bits classe 2 são transmitidos sem proteção contra erros inseridos no canal. A Figura 2.13 ilustra todo o processo de proteção contra erros do sistema *IS-136*.

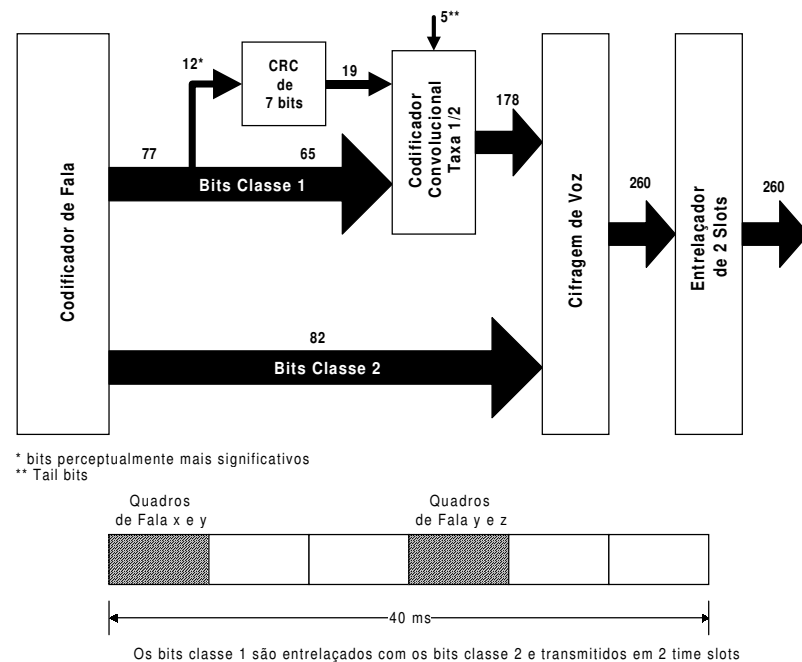


Figura 2.13: Estrutura de proteção desigual contra erros de canal da *IS-136*.

Código de Redundância Cíclica (CRC)

O código de redundância cíclica acrescenta 7 bits aos 12 bits mais significativos do quadro de fala classe 1 caracterizando um código de bloco $(n, k) = (19, 12)$. O polinômio gerador do CRC para o esquema IS-136 é dado por :

$$g_{CRC}(X) = 1 + X + X^2 + X^4 + X^5 + X^7 \quad (2.5)$$

Representando os doze bits na entrada do CRC na forma polinomial teremos :

$$a(X) = a_{11}X^{11} + a_{10}X^{10} + a_9X^9 + \dots + a_0X^0 \quad (2.6)$$

Dessa forma o polinômio de paridade $b(X)$ é dado por

$$\frac{a(X) \cdot X^7}{1 + X + X^2 + X^4 + X^5 + X^7} = q(X) + \frac{b(X)}{1 + X + X^2 + X^4 + X^5 + X^7} \quad (2.7)$$

ou

$$a(X) \cdot X^7 + b(X) = q(X) \cdot (1 + X + X^2 + X^4 + X^5 + X^7) \quad (2.8)$$

onde $q(X)$ é o quociente da divisão na equação (2.7) e $b(X)$, o resto. No processo de codificação apenas o polinômio $b(X)$ é relevante, sendo o polinômio $q(X)$ descartado.

A forma do polinômio de paridade $b(X)$ é :

$$b(X) = b_6X^6 + b_5X^5 + \dots + b_0X^0$$

Para um melhor entendimento deste processo de codificação analisaremos o mesmo através de um exemplo quantitativo. Suponha que os 12 bits classe 1 mais significativos do quadro de fala sejam :

$$\{a_{11}, a_{10}, \dots, a_0\} = \{0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 1\}$$

Na representação polinomial teríamos :

$$a(X) = X^5 + X^4 + X^3 + X^2 + X + 1$$

Portanto, de acordo com a equação (2.7), o polinômio de paridade gerado seria :

$$\underbrace{(X^5 + X^4 + X^3 + X^2 + X + 1)}_{a(X)} \cdot X^7 + b(X) = q(X) \cdot g_{CRC}(X)$$

$$a(X) \cdot X^7 = X^{12} + X^{11} + X^{10} + X^9 + X^8 + X^7 \quad (2.9)$$

O resto da divisão da equação (2.9) pela equação (2.5) temos :

$$b(X) = X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + X + 1$$

Logo os 7 bits adicionais de paridade gerados pelo *CRC* são $\{1, 1, 1, 1, 0, 1, 1\}$.

Codificação Convolutional

Observando-se a Figura 2.13 vemos que existem 89 bits na entrada do codificador convolutional, 84 proveniente do codificador de fala + CRC e 5 bits adicionais denominados *tail* bits. Como o codificador convolutional possui 5 unidades de memória, os *tail* bits (todos zeros) são necessários para que o decodificador de Viterbi na recepção possa decodificar corretamente os últimos bits de informação. Antes de ser realizada a codificação desses bits, os mesmos são colocados em um arranjo de forma que os 77 bits classe 1 do codificador de fala são posicionados de 4 até 80. As posições que vão de 0 até 3 e 81 até 83 são reservadas para

Entrelaçador

A maioria dos códigos desenvolvidos para transmissão digital apresentam melhor performance quando os erros inseridos no canal de comunicação são estatisticamente independentes entre si. Este é o caso do canal *AWGN*. Entretanto, para um sistema de comunicação sem fio, o canal é caracterizado por múltiplos percursos e desvanecimento do sinal transmitido. O desvanecimento devido à propagação multipercurso variante com o tempo pode fazer com o que o nível do sinal caia abaixo do nível de ruído, podendo provocar uma sequência longa de erros. Este surto (*burst*) de erros torna ineficaz a codificação convencional para canais com erros descorrelacionados.

Uma maneira eficiente para descorrelacionar os erros em canais multipercurso é entrelaçar os dados codificados transformando este canal com erros independentes. Dessa forma, pode-se utilizar codificador convencional neste tipo de canal multipercurso.

No entrelaçamento, os dados são ordenados de uma forma diferente e, em seguida, são transmitidos sobre o canal. Na recepção, estes dados são reordenados na sua forma original e entregues ao decodificador. Como resultado, os erros são espalhados no tempo de modo que em uma palavra código podem ser considerados independentes.

Na recomendação *IS-136* os dados de fala são entrelaçados utilizando metade do conteúdo de cada dois *slots* de tempo de quadros de fala adjacentes (x e y). Ou seja, cada *slot* de tempo contém informação de dois quadros do *codec* de fala. Os 260 bits que formam o quadro de fala são arranjados em uma matriz de dimensão (26×10) da seguinte forma :

$$\begin{bmatrix}
 0x & 26x & 52x & 78x & 104x & 130x & 156x & 182x & 208x & 234x \\
 1y & 27y & 53y & 79y & 105y & 131y & 157y & 183y & 209y & 135y \\
 2x & 28x & 54x & 80x & 106x & 132x & 158x & 184x & 210x & 136x \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 12x & 38x & 64x & 90x & 116x & 142x & 168x & 194x & 220x & 258x \\
 13y & 39y & 65y & 91y & 117y & 143y & 169y & 195y & 221y & 259y \\
 \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\
 24x & 50x & 76x & 102x & 128x & 154x & 180x & 206x & 232x & 258x \\
 25y & 51y & 77y & 103y & 129y & 155y & 181y & 207y & 233y & 259y
 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Os dados entram coluna-a-coluna e são transmitidos linha-a-linha. Na matriz anterior, x faz referência ao quadro de fala anterior enquanto que y ao quadro atual. Os dados são colocados na matriz de modo a haver um entrelaçamento entre os bits classe 2 do *codec* de fala e os bits classe 1 codificados convolucionalmente. Os bits classe 2 são seqüencialmente colocados na matriz nas seguintes posições :

0, 26, 52, 78

93 a 129

130, 156, 182, 208

223 a 259

As posições remanescentes são ocupadas, seqüencialmente, pelos bits classe 1.

2.5.3 Modulação

O padrão *IS-136* utiliza-se de um esquema de modulação em fase onde os bits de informação (voz ou dados) são convertidos em deslocamentos de fase do sinal de rádio frequência (RF). Essa modulação, conhecida como $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK* (*Differential Quadrature Phase Shift Keying*) deslocado, codifica diferencialmente a informação sendo os símbolos transmitidos com mudanças de fase ao invés de fases absolutas. Desde que diferentes padrões de bits

na entrada do modulador provocam específicos deslocamentos de fase nos sinais transmitidos, esses bits podem ser recuperados bastando para isso que os sinais RF recebidos sejam amostrados, para transições de fase e amplitude, em específicos períodos de tempo. Nota-se, do diagrama de fase da modulação $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK, na Figura 2.16, que apenas quatro possíveis deslocamentos de fase podem ocorrer $\{+\frac{\pi}{4}, -\frac{\pi}{4}, +\frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}\}$, a partir de uma dada fase. O demodulador procura através da observação do sinal recebido no período atual e anterior, estimar o padrão de bits transmitido. Observa-se que um conhecimento absoluto da fase dos sinais recebidos não se faz necessário já que a informação está contida na diferença de fase entre os sinais atual e anterior.

O estímulo gerado por dois bits na entrada do modulador tem como resposta um deslocamento de fase do sinal modulado sendo que o período de transição entre os pontos da constelação é de $41.15 \mu s$ resultado em um período de símbolo de $\frac{1}{41.15 \mu s} \approx 24.3 \text{ kbps}$. Como cada símbolo corresponde a 2 bits, a taxa de dados na entrada do modulador é 48.6 kbps .

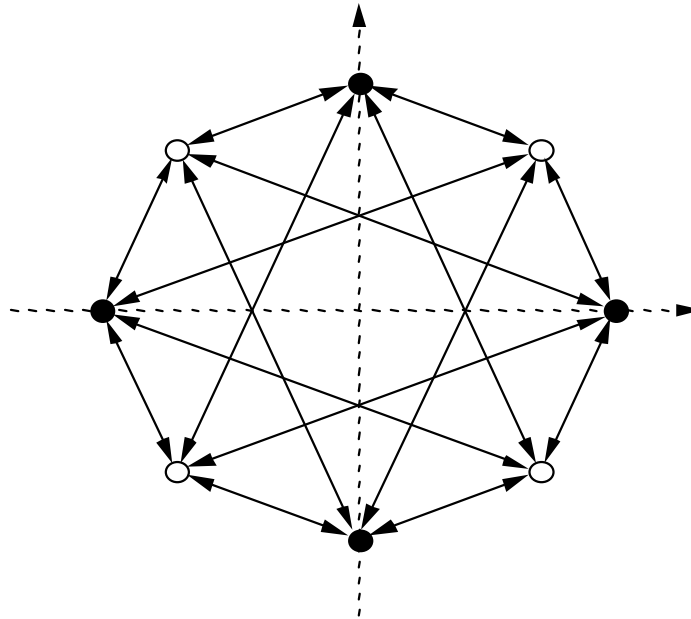


Figura 2.16: Constelação $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK.

É importante destacar que os sinais da constelação são mapeados de acordo com o código Gray onde os di-bits, conjunto formado por dois bits adjacentes, diferem de apenas uma

posição. Da Figura 2.16, vemos que o diagrama pode ser dividido em dois sub-conjuntos formados pelos sinais ímpares $\{1, 3, 5, 7\}$ sendo representados pelo símbolo $\circ$ e os sinais pares $\{0, 2, 4, 6\}$ representados pelo símbolo $\bullet$.

O processo de modulação se inicia com a conversão série-paralelo da sequência de bits de dados b_m em duas outras X_k e Y_k de acordo com a Figura 2.17. Nessa conversão, os bits b_m são numerados a partir de 1, assim os bits ímpares são associados à sequência X_k e os pares à sequência Y_k . Por exemplo, para $b_m = \{0, 1, 0, 1, 0, 1\}$, teríamos $X_k = \{0, 0, 0\}$ e $Y_k = \{1, 1, 1\}$.

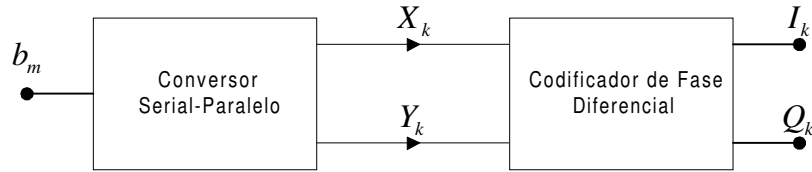


Figura 2.17: Conversor serial-paralelo e codificador diferencial.

Os dados digitais X_k e Y_k são convertidos em I_k e Q_k de acordo com as seguintes equações [IS-136.2] :

$$I_k = I_{k-1} \cos [\Delta \Phi (X_k, Y_k)] - Q_{k-1} \sin [\Delta \Phi (X_k, Y_k)] \quad (2.13)$$

$$Q_k = I_{k-1} \sin [\Delta \Phi (X_k, Y_k)] + Q_{k-1} \cos [\Delta \Phi (X_k, Y_k)] \quad (2.14)$$

onde I_{k-1} e Q_{k-1} são os sinais gerados no período anterior. O parâmetro de mudança de fase $\Delta \Phi$ é determinado de acordo com a Tabela 2.2.

X_k	Y_k	$\Delta \Phi [rad/s]$
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

Tabela 2.2: Determinação do deslocamento de fase da modulação *DQPSK*.

É importante notar que os sinais I_k e Q_k na saída do codificador de fase diferencial podem

assumir um dos cinco valores do conjunto $\left\{0, \pm 1, \pm \frac{1}{\sqrt{2}}\right\}$, resultando na constelação da Figura 2.16.

Como exemplo, suponha que os sinais I_{k-1} e Q_{k-1} sejam 1 e 0, respectivamente, e que na entrada do Codificador de fase diferencial da Figura 2.17 tenhamos $X_k = 1$ e $Y_k = 0$. Dessa forma, de acordo com a tabela anterior, teremos um deslocamento de fase de $\Delta\Phi = -\frac{\pi}{4}$. Aplicando este resultado nas equações (2.13) e (2.14) teremos na saída do codificador de fase diferencial os sinais $(I_k, Q_k) = \left(-\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}}\right)$.

Os sinais gerados pelo codificador de fase diferencial entram nos filtros passa-faixa que possuem resposta de fase linear e função de transferência sendo dada pela raiz quadrada do cosseno levantado, isto é,

$$|H(f)| = \begin{cases} 1 & 0 \leq f \leq \frac{(1-\alpha)}{2T} \\ \sqrt{\frac{1}{2} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{\pi(2fT-1)}{2\alpha} \right] \right\}} & \frac{(1-\alpha)}{2T} \leq f \leq \frac{(1+\alpha)}{2T} \\ 0 & f > \frac{(1+\alpha)}{2T} \end{cases} \quad (2.15)$$

onde T é o período de símbolo, f é a frequência e α é o fator de *roll-off* que determina o excesso de largura da banda de transmissão. Para o sistema IS-136, assume-se que $\alpha = 0.35$.

Para criar o sinal modulado $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK, dois sinais de amplitude modulada (AM) defasados de 90° são combinados dando origem ao sinal $s(t)$ de acordo com a Figura 2.18.

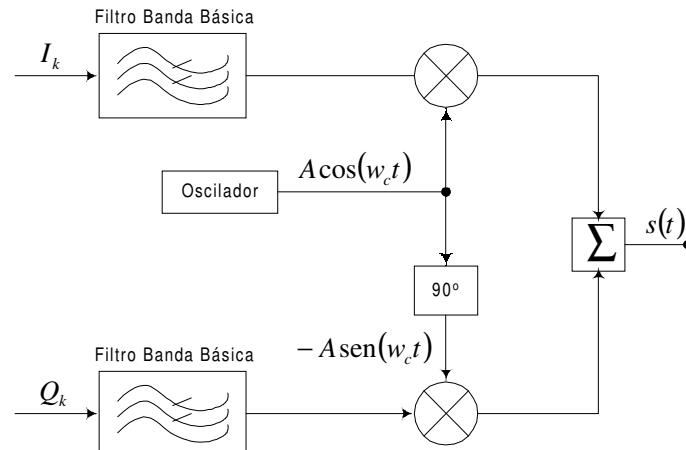


Figura 2.18: Geração do sinal de transmitido.

O sinal $s(t)$ é dado por [IS-136.2] :

$$s(t) = \sum_n g(t - nT) \cos(\Phi_n) \cos(\omega_c t) - \sum_n g(t - nT) \sin(\Phi_n) \sin(\omega_c t) \quad (2.16)$$

onde $g(t)$ é a função formatadora do pulso, ω_c é a frequência angular da portadora em radianos e Φ_n é a fase absoluta correspondente ao intervalo de símbolo. Esta fase resulta da codificação diferencial que é dada por [IS-136.2] :

$$\Phi_n = \Phi_{n-1} + \Delta\Phi_n \quad (2.17)$$

2.6 Recepção

A Figura 2.19 ilustra o processo de recepção de acordo com a norma IS-136. A descrição de cada estágio é feita nas subseções seguintes.

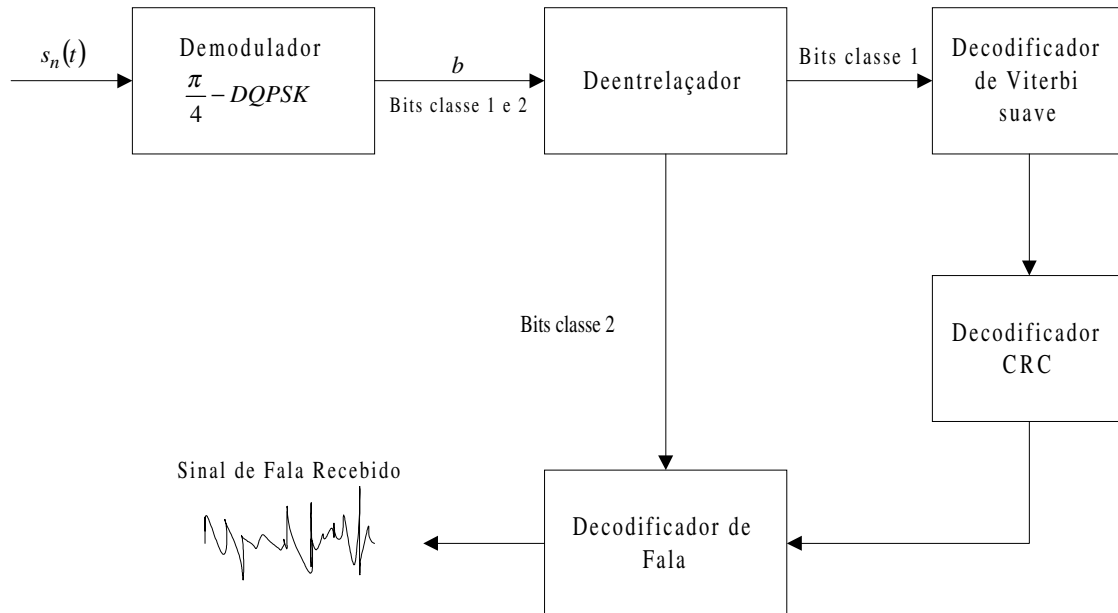


Figura 2.19: Processo de recepção baseado na IS-136.

2.6.1 Demodulação $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK

Considere o sinal recebido como sendo da seguinte forma :

$$s_n(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi_n) \quad (2.18)$$

Efetuando a multiplicação de $s_n(t)$ pela sua versão no intervalo de símbolo anterior $s_{n-1}(t)$ teremos :

$$s_n(t) \cdot s_{n-1}(t) = A^2 \cos(2\pi f_c t + \phi_n) \cos(2\pi f_c t + \phi_{n-1}) \quad (2.19)$$

Integrando a equação (2.19) sobre o período T temos :

$$\frac{1}{T} \int_0^T s_n(t) \cdot s_{n-1}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T A^2 \cos(2\pi f_c t + \phi_n) \cos(2\pi f_c t + \phi_{n-1}) dt \quad (2.20)$$

Sabendo que $\cos A \cos B = \frac{1}{2} \cos(A + B) + \cos(A - B)$ e substituindo em (2.20) obtemos :

$$\frac{1}{T} \int_0^T s_n(t) \cdot s_{n-1}(t) dt = \frac{A^2}{2T} \int_0^T [\cos(4\pi f_c t + \phi_n + \phi_{n-1}) + \cos(\phi_n - \phi_{n-1})] dt \quad (2.21)$$

Como o cosseno é periódico, o primeiro termo da integral da equação (2.21) é igual a 0. A integral do segundo termo será $T \cos(\phi_n - \phi_{n-1})$ e portanto o resultado da integral será :

$$\frac{1}{T} \int_0^T s_n(t) \cdot s_{n-1}(t) dt = \frac{A^2}{2} \cos(\phi_n - \phi_{n-1}) \quad (2.22)$$

Da (2.17), sabe-se que $\phi_n - \phi_{n-1} = \Delta\phi_n$ que pode assumir os valores descritos na Tabela 2.2. Portanto $\cos(\Delta\phi_n) = \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$. Dessa forma a componente em fase do sinal transmitido é extraída da variável de decisão.

Do mesmo modo, os mesmo cálculos são realizados para os sinais $s_n(t)$ e $s_{n-1}(t - \frac{\pi}{2})$ resultando em um valor proporcional a $\sin(\Delta\phi_n) = \pm \frac{1}{\sqrt{2}}$. Dessa forma extraímos a compo-

nente em quadratura do sinal transmitido. Na Figura 2.20, ilustramos todo o processo de demodulação $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK.

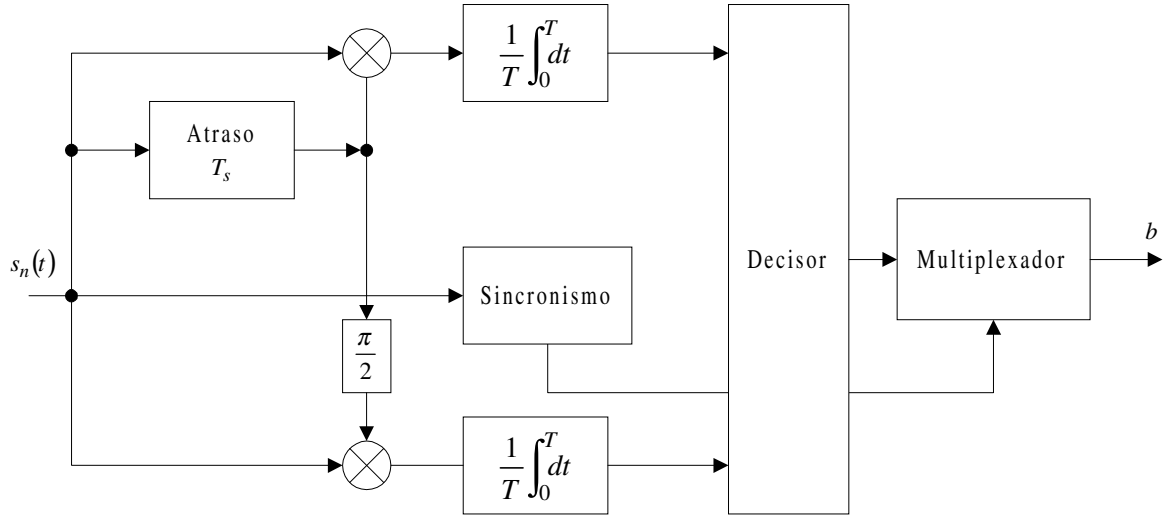


Figura 2.20: Demodulação $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK

2.6.2 Desentrelaçamento

Após a demodulação, os símbolos detectados são desentrelaçados. Sabe-se, previamente, que cada *slot* de tempo contém a informação entrelaçada da metade do conteúdo de dois quadros do codificador de fala.

Diferentemente do entrelaçador, o quadro x é o quadro do *codec* de fala presente e o quadro y será o próximo quadro. Os dados recebidos da demodulação são alocados linha-a-linha em um arranjo 26×10 de desentrelaçamento mostrado em (2.12).

Os dados são então lidos coluna-a-coluna e uma vez que todos os dados do quadro x (atual) estarão disponíveis poderemos proceder com a decodificação do mesmo.

2.6.3 Decodificação Convolutional

O decodificador de Viterbi pode ser adaptado para determinar a sequência de sinal codificada mais próxima da sequência de sinal recebida, então, a decodificação por decisão suave, implementada pela IS-136, é feita em dois passos :

Passo I : *Decodificação do Subconjunto - Dentro de cada subconjunto de sinais assinalados*

à transições paralelas, o sinal mais perto do sinal recebido é determinado. Estes sinais são armazenados juntos com suas respectivas distâncias dos sinais recebidos.

Passo II : O algoritmo de Viterbi é utilizado para encontrar o caminho de sinais através da treliça com a soma mínima das distâncias Euclidianas ao quadrado da sequência recebida, corrompida pelo ruído AWGN.

Com esse processo, a decodificação por máxima verossimilhança é implementada.

2.6.4 Verificação de Redundância Cíclica (CRC)

Após a decodificação dos bits classe 1, os 12 bits mais significativos são verificados através dos 7 bits de redundância introduzidos pelo codificador *CRC* no transmissor.

Para realizar a detecção de erro, um segundo polinômio *CRC* de teste de paridade ($b'(X)$) é gerado a partir dos 12 bits mais significativos e comparado ao polinômio *CRC* recebido ($b'_{rec}(X)$).

O segundo polinômio é gerado utilizando-se a informação recebida e o polinômio gerador *CRC* :

$$g_{CRC}(X) = 1 + X + X^2 + X^4 + X^5 + X^7 \quad (2.23)$$

Os 12 bits mais significativos decodificados do quadro formam o polinômio de entrada do codificador *CRC* :

$$a'(X) = a'_{11}X^{11} + a'_{10}X^{10} + \dots + a'_1X + a'_0 \quad (2.24)$$

onde a'_i são os bits classe 1 decodificados.

Com o polinômio recebido $a'(X)$ e o polinômio gerador $g_{CRC}(X)$ obtemos um polinômio de teste de paridade $b'(X)$ da seguinte forma :

$$\frac{a'(X) \cdot X^7}{g_{CRC}(X)} = q'(X) + \frac{b'(X)}{g_{CRC}(X)} \quad (2.25)$$

ou

$$a'(X) \cdot X^7 + b'(X) = q'(X) \cdot g_{CRC}(X) \quad (2.26)$$

O polinômio de paridade recebido $b'_{rec}(X)$ é extraído dos bits adicionais classe 1 decodificados no estágio anterior. Teríamos a seguinte expressão :

$$b'_{rec}(X) = b'_{r6}X^6 + b'_{r5}X^5 + \dots + b'_{r1}X + b'_{r0}$$

O polinômio recebido $b'_{rec}(X)$ é então comparado ao polinômio $b'(X)$ gerado no receptor. Em caso de diferença, um erro foi detectado nos 12 bits perceptualmente mais significativos do quadro. Quando isto ocorre, o procedimento a seguir é realizado.

2.6.5 Mascaramento de Quadro Ruim

Um erro nos bits classe 1 perceptualmente mais significativos podem ocorrer devido ao canal de comunicação ou pelo envio da mensagem de controle **FACCH** no lugar dos dados de fala. Uma vez que o uso de dados corrompidos por ruído pode causar uma severa degradação na qualidade do sinal de fala gerado no receptor, uma estratégia de mascaramento de quadro é empregada.

Neste sistema, uma máquina de 6 estados é utilizada onde uma mudança de estado corresponde a uma falha na decodificação do *CRC*. A contagem de estados indica quantos quadros consecutivos tiveram falha na verificação de paridade do *CRC*.

A seguir os procedimentos tomados pelo decodificador de fala em cada estado são descritos :

Estado 0 : Não é detectado erro. Os dados de fala recebidos são utilizados normalmente. O sistema permanece no estado 0 a menos que seja detectado um erro pelo *CRC*.

Estado 1 : Um erro foi detectado no quadro. Os parâmetros de voz $R(0)$, energia do quadro, e *LPC*, coeficientes de predição linear do filtro de síntese do codec de fala, são

trocados pelos valores do último quadro que estava no estado 0. Os demais bits não são modificados.

Estado 2 : É tomado o mesmo procedimento do estado 1.

Estado 3 : Do mesmo modo que nos estados 1 e 2, uma repetição de quadro é feita no entanto, o parâmetro $R(0)$ é atenuado 4 dB.

Estado 4 : Repetição do quadro anterior com nova atenuação de 4 dB do parâmetro $R(0)$.

Estado 5 : Mesmo procedimento que o estado 4.

Estado 6 : O quadro é repetido mas, desta vez, $R(0)$ é zerado tornando completamente muda a saída de fala. Alternativamente, um ruído de conforto pode ser inserido no lugar do sinal de fala.

Na ocorrência de uma verificação de paridade correta, a máquina retorna para o estado inicial (estado 0), com exceção do estado 6 que requer duas decodificações corretas para retornar ao estado 0. Isto fornece uma proteção adicional durante intervalos prolongados de condições de canal ruins que poderiam indicar, erradamente, dados válidos de fala.

Capítulo 3

Modulação Codificada para *IS-136*

3.1 Introdução

Neste capítulo, um novo esquema de codificação baseado no conceito de modulação codificada é apresentado como uma alternativa ao utilizado pelos sistemas *IS-136*.

No capítulo anterior, apresentamos o esquema de transmissão e recepção utilizados pelos esquemas *TDMA* baseados na norma *IS-136*. Uma atenção especial foi dada ao bloco de codificação, onde uma estrutura de proteção desigual é adotada para os bits classe 1 combinando um código *CRC* (19, 12) com um codificador convolucional de 32 estados e taxa $\frac{1}{2}$.

A proposta aqui apresentada substitui este esquema de codificação (código convolucional) por um esquema de modulação codificada onde os sinais são mapeados sobre uma constelação $\frac{\pi}{4}$ -*QPSK*. A partir de então, a busca por códigos ótimos, ou mesmo sub-ótimos, que implementam este mapeamento tornou-se o foco de nossas pesquisas. Tendo em mãos um problema de otimização, desenvolvemos algoritmos computacionais que obtivessem códigos com melhor distância Euclidiana livre (d_{free}), parâmetro este utilizado como medida de desempenho para sistema de modulação codificada.

O algoritmo implementado determina quais são os sinais a serem mapeados a cada ramo da treliça. A partir disso, criamos tabelas de entrada e saída para que, fazendo uso de técnicas para a eliminação de redundâncias (Mapas de *Karnaugh*), minimizamos as expressões que implementam as saídas.

Determinamos, assim, um conjunto de códigos convolucionais de taxa $\frac{1}{2}$ com número de estados igual a 4, 8, 16 e 32. Com isso, desenvolvemos simuladores para sistemas de comunicações móveis com canal *AWGN* e desvanecimento *Rayleigh* e comparamos o desempenho do esquema proposto com a *IS-136*, traçando curvas de taxa de erro de bit versus E_b/N_o .

Denominamos nosso esquema de modulação codificada de $\frac{\pi}{4}$ -TCM e a partir de agora utilizaremos esta terminologia para referenciá-lo.

Embora a idéia de se combinar modulação e codificação em uma única entidade tenha surgido no começo da teoria de informação, somente em 1974, Massey [Massey74] mostrou que um considerável aumento em desempenho poderia ser obtido usando tal esquema.

Em 1982, Ungerboeck [Unger82] descreveu uma técnica que permitia a obtenção de ganhos significativos de codificação sem o comprometimento da taxa de informação e faixa de passagem. A sua proposta consistia em transmitir a mesma taxa de informação R utilizando um modulador com um alfabeto de tamanho $m > 2^R$ sinais de canal e explorar a redundância produzida a nível de símbolo de canal para acomodar um código binário corretor de erro. O processo de codificação deve, portanto, maximizar a métrica a nível de símbolos de canal ao invés de bits. O mapeamento de seqüências binárias codificadas em símbolos de canal é conhecido como "mapeamento por partição de conjuntos". O mérito do trabalho de Ungerboeck foi a associação de um esquema binário de codificação com um processo de mapeamento que relacionou as distâncias de Hamming da seqüência binária com a distância Euclidiana entre os símbolos de canal.

Todo o desenvolvimento do trabalho de tese baseou-se na proposta de Ungerboeck, entretanto, dada a característica própria das restrições impostas pelo nosso problema (mapeamento dos sinais da modulação $\frac{\pi}{4}$ -QPSK) uma nova estrutura de codificação é apresentada tendo como princípio um mapeamento alternado do grupo de símbolos de canal.

Algumas definições prévias se fazem necessárias para que as terminologias utilizadas estejam bem estabelecidas.

3.1.1 Distância Euclidiana

Enquanto a codificação tradicional tenta maximizar a distância de *Hamming* entre seqüências binárias, o processo de codificação utilizado na modulação codificada tenta maximizar a distância entre as seqüências de canal. Por isso é interessante utilizar uma métrica baseada em distância euclidiana ao invés de distância de *Hamming*.

Em nossa proposta procuramos códigos que possuíssem a maior distância euclidiana quadrática mínima definida por :

$$\begin{aligned} d_{free}^2 &= \min_{a_i \neq a_j} \sum_{r=1}^n |a_{ir} - a_{jr}|^2 \\ &= \min_{a_i \neq a_j} \sum_{r=1}^n D_E^2(a_{ir}, a_{jr}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

onde a_{ir} e a_{jr} são duas seqüências pertencentes ao código.

3.1.2 Ganho de Codificação

O ganho de codificação é dado pela diferença entre o valor da razão $E_b/N_o[dB]$ de um esquema de modulação não-codificada e do esquema de modulação codificada usado para atingir a mesma taxa de erro de bit (*BER*). Podemos definir o ganho de codificação, $g(dB)$, da seguinte forma :

$$g = \left. \frac{E_b}{N_o} \right|_{uncoded} - \left. \frac{E_b}{N_o} \right|_{coded} \quad (3.2)$$

Ao mesmo tempo, podemos definir o **ganho assintótico** fazendo E_b/N_o tender a infinito. Dessa forma obtemos :

$$\begin{aligned} g_\infty &= g(E_b/N_o \rightarrow \infty) \\ &= 10 \log \left(\frac{\log M_c}{\log M_u} R \frac{D_{Ec}^2}{D_{Eu}^2} \right) \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde,

- M_c e M_u são as cardinalidades dos alfabetos da modulação codificada e não codificada, respectivamente;
- D_{Ec}^2 e D_{Eu}^2 são as distâncias mínimas para modulação codificada e não-codificada, respectivamente;
- R é a taxa de codificação.

3.2 Conceito $\frac{\pi}{4}$ -TCM

Vimos que o sistema de codificação de canal empregado na IS-136 utiliza um código convolucional combinado a um CRC caracterizando uma proteção maior dos bits perceptualmente mais significativos. Uma vez que o código convolucional é de taxa $R = \frac{1}{2}$, podemos concluir de forma geral que 1 bit de informação é convertido em 2 bits que são modulados nos sinais de duas constelações 4-PSK deslocadas de $\frac{\pi}{4}$.

Uma forma de melhorar a performance de um sistema genérico é fazer com o que os sinais mapeados deixem de ser independentes. Isso é feito pela codificação ao inserir restrições ao espaço de sinais Ω' , escolhendo seqüências M' de um subconjunto Ω'^K . Agora, fazendo isso, a taxa de transmissão será reduzida. Para evitar esta redução indesejada, podemos aumentar Ω' para um subconjunto Ω de tal forma que $\Omega \supset \Omega'$ e M' para M , sendo $M > M'$, e selecionando M'^K do subconjunto Ω^K , poderemos ter seqüências menos empacotadas e, portanto, com uma maior distância mínima entre elas [Biglieri91].

Como conclusão, esta metodologia gera uma distância mínima, d_{free} , entre duas possíveis seqüências, maior que a distância mínima, d_{min} , entre os sinais de Ω' . Utilizando uma detecção de seqüência de máxima verossimilhança temos um ganho em distância de d_{free}^2/d_{min}^2 .

Por outro lado, uma vez que expandimos a constelação de Ω' para Ω , aumentamos a energia média de E' para E . Portanto temos uma "perda de energia" representada por E/E' . Dessa forma, podemos definir o ganho assintótico para este esquema como sendo [Biglieri91] :

$$\gamma = \frac{d_{free}^2/E}{d_{min}^2/E'} \quad (3.4)$$

onde E' e E são as energias médias gastas para transmitir os símbolos do esquema não-codificado e codificado, respectivamente.

A introdução de interdependências entre os sinais e a expansão do conjunto de sinais são duas idéias básicas da **Modulação Codificada por Treliça, TCM** (*Trellis-Coded Modulation*). Uma vez estabelecida a terminologia empregada, bem como os fundamentos de *TCM*, partiremos para a apresentação do esquema de modulação codificada $\frac{\pi}{4}$ -*TCM*. O fundamento do nosso trabalho consiste em substituir o esquema utilizado na *IS-136* (Codificação Convolutiva + Modulação $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK*) por um esquema *TCM*. Estabelecemos, inicialmente uma restrição para que a comparação entre o esquema proposto e a *IS-136* fosse possível. Dessa forma, a codificação deve seguir a seguinte regra :

- O mapeamento dos sinais da constelação deve respeitar a modulação $\frac{\pi}{4}$ -*QPSK* apresentada na Figura 2.16. Isto significa que os sinais associados a cada ramo da treliça devem pertencer ora ao subconjunto par $\{0, 2, 4, 6\}$ ora ao subconjunto ímpar $\{1, 3, 5, 7\}$ conforme ilustrado na Figura 3.1.

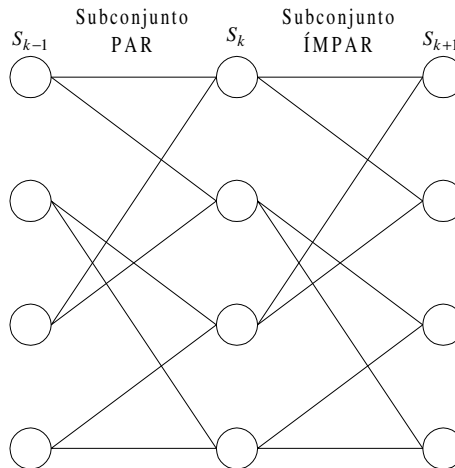


Figura 3.1: Subconjuntos pares e ímpares associados à treliça.

Assumimos, no modelo *TCM* proposto, que o sinal x_n transmitido em um tempo discreto

n depende não somente dos símbolos da fonte a_n mais também de um número finito de símbolos da fonte prévios. De uma forma geral temos :

$$x_n = f(a_n, \sigma_n) \quad (3.5)$$

onde σ_n corresponde à parte de memória definida pelos símbolos anteriores. Ao mesmo tempo,

$$\sigma_{n+1} = g(a_n, \sigma_n) \quad (3.6)$$

representa o estado futuro do nosso codificador.

As equações (3.5) e (3.6) podem ser interpretadas da seguinte forma : A função $f(\cdot, \cdot)$ descreve o fato de que o símbolo de canal depende não somente do símbolo da fonte correspondente mais também do parâmetro σ_n . Em outras palavras, a cada instante o símbolo transmitido é escolhido da constelação selecionada pelo valor de σ_n . A função $g(\cdot, \cdot)$ descreve a parte de memória do codificador e mostra a evolução de estado do modulador. Em nossa proposta, as funções f e g são invariantes no tempo.

Na Figura 3.2 é mostrado uma representação geral do modelo *TCM* [Biglieri91].

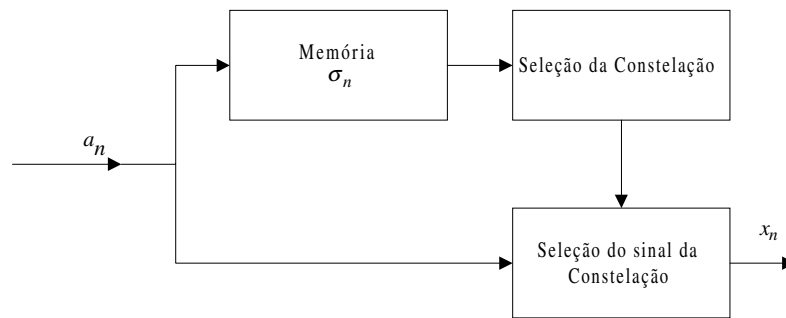


Figura 3.2: Modelo geral para TCM.

Fazendo uso de uma constelação padrão 8-*PSK* e um código convolucional não-linear é possível atender à restrição imposta pelo problema inicial, emulando os deslocamentos de fase do $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK*. Dessa forma, construímos o esquema $\frac{\pi}{4}$ -*TCM*.

3.2.1 Mapeamento não-linear

O diagrama de blocos do esquema $\frac{\pi}{4}$ -TCM é mostrada na Figura 3.3.

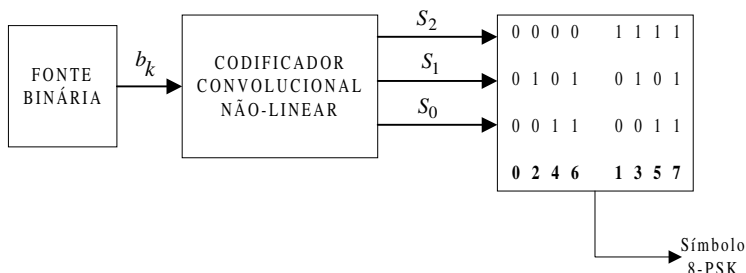


Figura 3.3: Diagrama de bloco para o $\frac{\pi}{4}$ -TCM.

Observe que o primeiro bit do codificador convolucional (S_2) é utilizado para selecionar um dos subconjuntos de sinais 4-PSK. Quando $S_2 = 0$, o subconjunto par $\{0, 2, 4, 6\}$ será o grupo de sinais selecionado para transmissão no ramo da treliça. Do mesmo modo, quando $S_2 = 1$, é selecionado o subconjunto ímpar $\{1, 3, 5, 7\}$. É importante notar que este bit se alterna entre 0 e 1 a cada saída do codificador. A Figura 3.4 ilustra o mapeamento dos subconjuntos na constelação 8-PSK.

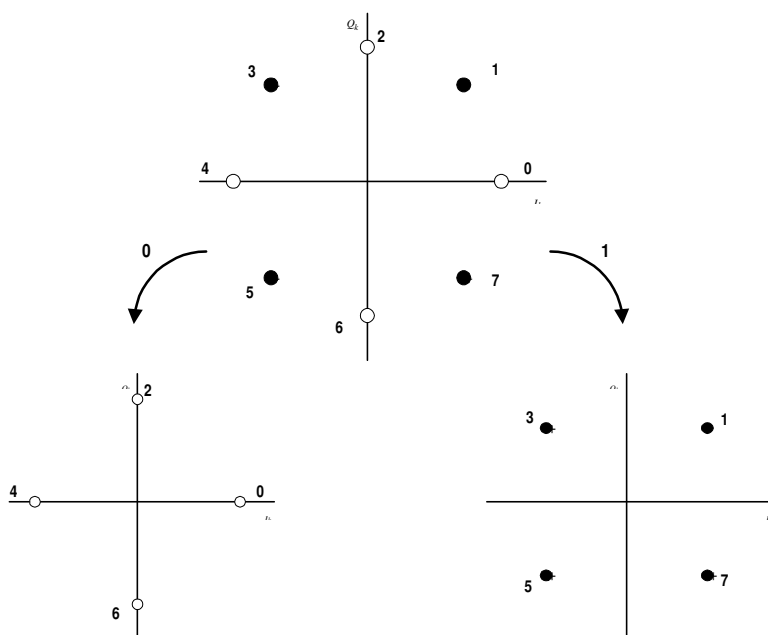


Figura 3.4: Mapeamento do subconjunto par e ímpar.

Os dois bits (S_0 e S_1) remanescentes da saída do codificador convolucional da Figura 3.3

compõem a informação e a redundância inerente da codificação. Os mesmos são utilizados para mapear o sinal dentro da constelação selecionada. A codificação convolucional é utilizada para introduzir certa dependência entre os pontos sucessivos, de tal forma que somente certos padrões ou seqüências de pontos são permitidos.

Essa restrição imposta ao mapeamento dos pontos da constelação é que garante um ganho de codificação. Uma vez que, as seqüências de pontos podem ser modeladas em uma estrutura de treliça, esses códigos muitas vezes são referenciados como **códigos de treliça**.

Este mapeamento realiza o chaveamento entre as constelações par e ímpar, assim, as transições entre símbolos de modulação emulam as da modulação $\frac{\pi}{4}$ -QPSK. Esse chaveamento caracteriza a não-linearidade da nossa codificação. Na Figura 3.5, os sinais de 0 a 7 estão rotulados pela palavra $(S_2)S_1S_0$ correspondente.

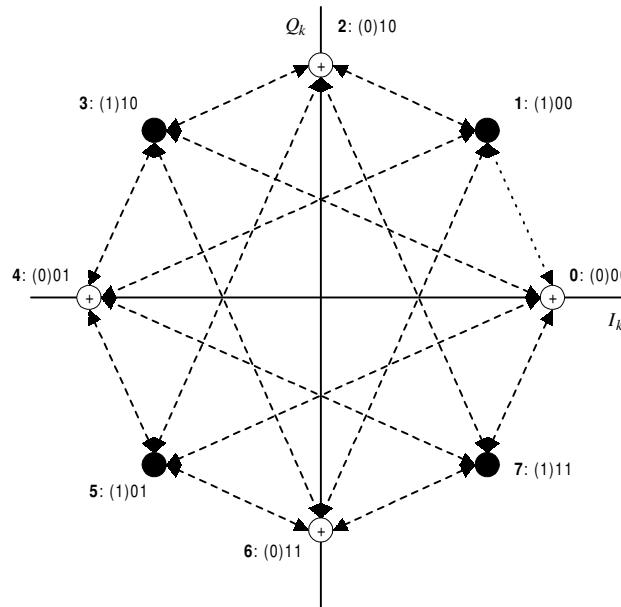


Figura 3.5: Sinais da constelação $\frac{\pi}{4}$ -QPSK.

A seqüência formada por este mapeamento não-linear é tal que a distância euclidiana livre (d_{free}) obtida seja máxima, o que proporciona uma melhora no desempenho deste sistema em canais *AWGN*.

A partir de uma treliça padrão ilustrada na Figura 3.1, associamos os sinais de cada subconjunto aos ramos da treliça de modo a obter um código ótimo no que diz respeito à

d_{free} . As transições em um intervalo de codificação são rotuladas pelos símbolos da modulação do mesmo subconjunto. Para o caso de 4 estados, a Figura 3.6 mostra a treliça $\frac{\pi}{4}$ -TCM obtida através de um processo de busca e otimização computacional.

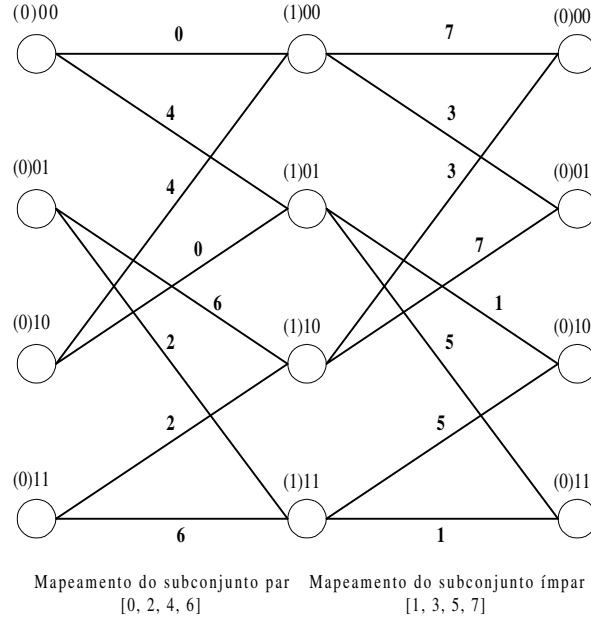


Figura 3.6: Treliça de 4 estados com código ótimo.

Para este código, d_{free}^2 é dado por :

$$\begin{aligned}
 d_{free}^2 &= d^2(0, 4) + d^2(1, 7) + d^2(4, 0) \\
 &= 4 + 2 + 4 \\
 &= 10
 \end{aligned}$$

Em relação à um sistema 4-PSK com mesma energia teremos um ganho assintótico, de acordo com a equação 3.4, dado por

$$\begin{aligned}
 \gamma &= \frac{10}{4} \\
 &= 2,5
 \end{aligned}$$

o que corresponde a 3.98 dB.

3.2.2 Determinação do Codificador Convolutacional

Uma vez determinado os sinais que rotulam cada ramo da treliça através de um processo de otimização baseado em uma figura de mérito dada pela distância livre (d_{free}), implementamos o codificador.

Para tanto, criamos uma tabela-verdade que expressa o comportamento do codificador. Na Tabela 3.1 mostramos a saída ($S_2S_1S_0$) e o estado próximo ($M_2^{k+1}M_1^{k+1}M_0^{k+1}$) em função da entrada (b_k) e do estado ($M_2^kM_1^kM_0^k$) atual do codificador convolutacional não-linear.

Tabela 3.1 : Tabela-verdade para o codificador convolutacional de 4 estados.

b_k	M_2^k	M_1^k	M_0^k	M_2^{k+1}	M_1^{k+1}	M_0^{k+1}	S_2	S_1	S_0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	1	0	0	1
0	0	0	1	1	1	0	0	1	1
1	0	0	1	1	1	1	0	1	0
0	0	1	0	1	0	0	0	0	1
1	0	1	0	1	0	1	0	0	0
0	0	1	1	1	1	0	0	1	0
1	0	1	1	1	1	1	0	1	1
0	1	0	0	0	0	0	1	1	1
1	1	0	0	0	0	1	1	1	0
0	1	0	1	0	1	0	1	0	0
1	1	0	1	0	1	1	1	0	1
0	1	1	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	0	0	0	1	1	1	1
0	1	1	1	0	1	0	1	0	1
1	1	1	1	0	1	1	1	0	0

A partir da Tabela-verdade, identificamos os minitermos que compõem cada saída e,

Para o caso do codificador convolucional de 4 estados, a determinação dos sinais que rotulam os ramos da treliça pode ser feita por tentativa até a obtenção de um código com maior distância livre mínima. Entretanto, para códigos com número maior de estados, o processo de maximização da distância livre mínima não é trivial. Dessa forma, o desenvolvimento de programas de otimização com o objetivo de determinar códigos com 8, 16 e 32 estados foi imprescindível.

3.2.3 Algoritmo para determinação de códigos com 8, 16 e 32 estados

No caso do codificador convolucional de 8 estados em que o espaço de soluções é ainda reduzido, podemos utilizar o algoritmo de busca exaustiva. Na Figura 3.8, mostramos o diagrama de implementação deste algoritmo.

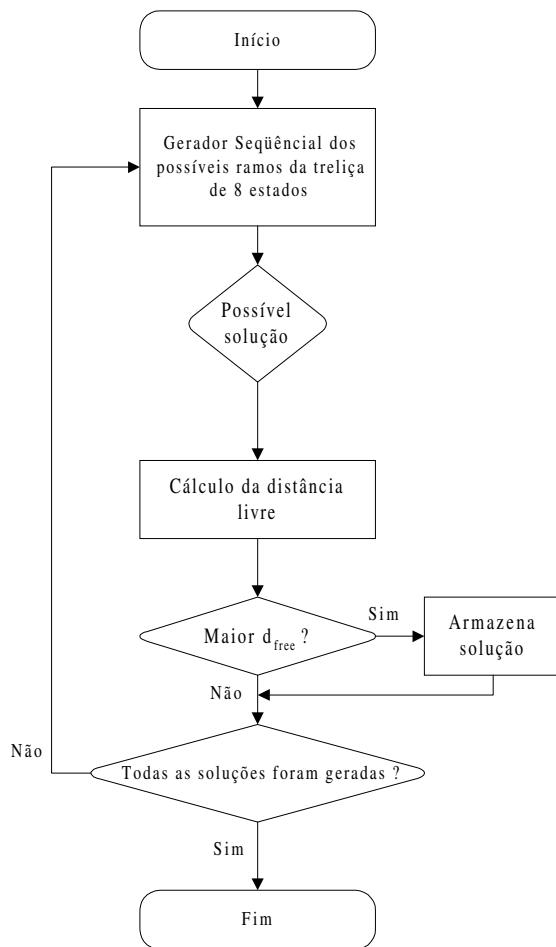


Figura 3.8: Algoritmo exaustivo para obtenção do código convolucional não-linear de 8 estados.

Baseado neste processo, o código convolucional não-linear de 8 estados foi determinado. A distância livre obtida para este código é $d_{free}^2 = 12$, sendo o número de palavras do código com esta distância livre igual a $N_{free} = 1$. A Figura 3.9 mostra a treliça do código convolucional de 8 estados obtido.

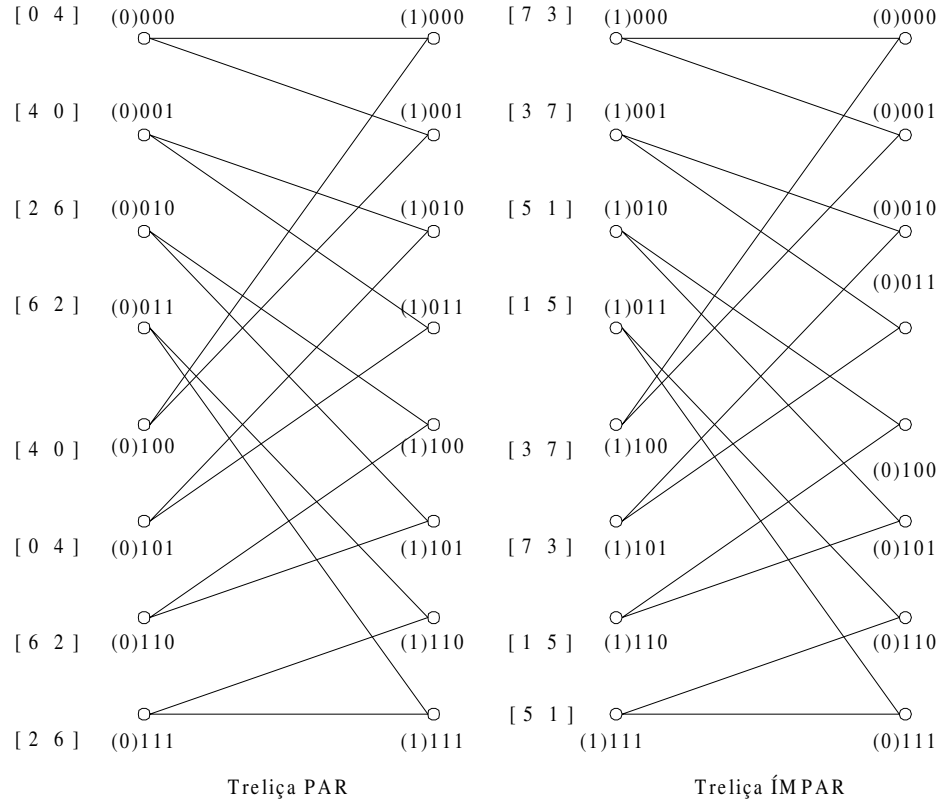


Figura 3.9: Treliça do código convolucional não-linear de 8 estados.

Na Figura 3.9, duas treliças são apresentadas, cada uma correspondendo a um estado do nosso codificador sendo o primeiro bit responsável pela definição do grupo de símbolos de canal a ser usado no mapeamento.

A determinação dos códigos com 16 e 32 estados necessita de um método de busca mais eficaz do que o exaustivo, visto que, o espaço a ser pesquisado cresce exponencialmente.

Nesse caso, o uso de algoritmos de busca aleatória pode ser uma alternativa interessante mesmo que este não garanta que a solução encontrada seja um máximo global da função. Para este algoritmo, a definição do número de soluções a serem geradas (iterações) faz com

o que tenhamos controle sobre o esforço computacional.

A Figura 3.10 apresenta o fluxograma do algoritmo de busca aleatória utilizado para a determinação de códigos convolucionais não lineares de 16 e 32 estados.

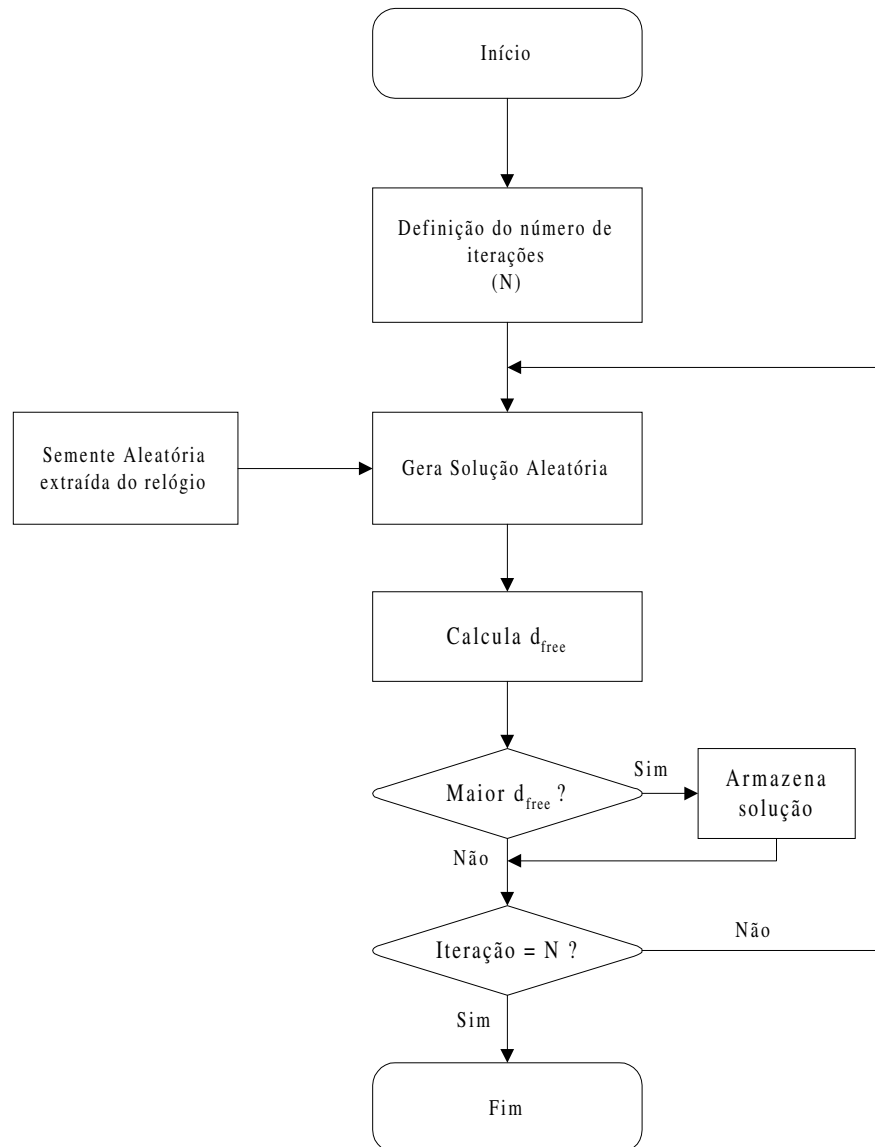


Figura 3.10: Algoritmo de busca aleatória utilizado para obtenção dos códigos com 16 e 32 estados.

Inicialmente, determinamos o número de soluções N a serem geradas. A partir disso, uma semente aleatória é aplicada no gerador de soluções para iniciá-lo e então N soluções são geradas e suas distâncias livres calculadas. A solução com maior distância livre mínima é armazenada.

Com isso, o código convolucional de 16 estados foi determinado e sua treliça está apresentada na Figura 3.11.

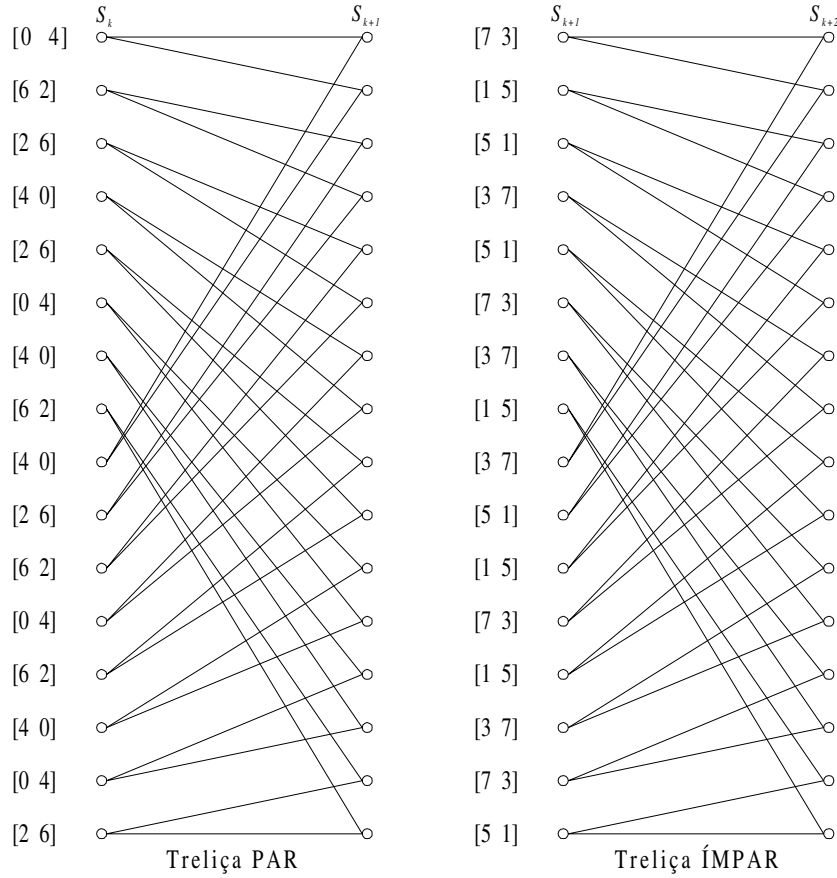


Figura 3.11: Treliça do código convolucional não-linear de 16 estados.

Para este código, a distância livre sub-ótima obtida foi igual a 14 e o número N_{free} de seqüências do código com distância igual a d_{free}^2 é 3.

A treliça para o código de 32 estados é apresentada na Figura 3.12. Neste caso, $d_{free}^2 = 16$ e $N_{free} = 7$.

Em todos os casos apresentados, o cálculo da distância livre era um fator determinante na escolha ou não de um determinado código. Para códigos convolucionais lineares, a distância livre pode ser determinada pela menor distância Euclidiana em relação a seqüência toda nula. Entretanto, esta característica não é válida para códigos não-lineares.

Para calcularmos a distância livre, para códigos não-lineares, realizamos o seguinte pro-

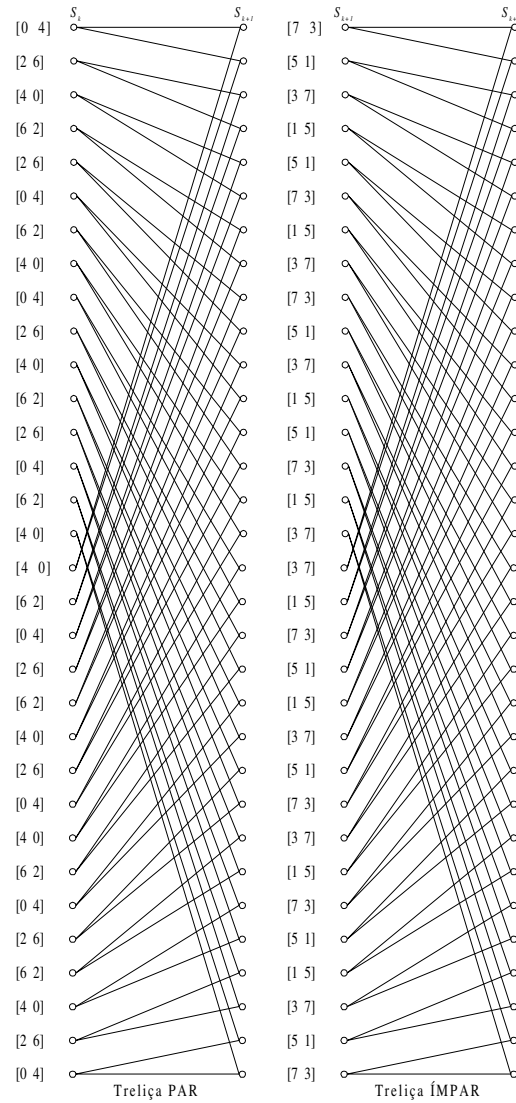


Figura 3.12: Treliça com o código convolucional não-linear de 32 estados.

cedimento :

Passo I : Escolher um estado S_k .

Passo II : Determinar todas as seqüências que têm origem e retornam para este estado.

Passo III : Calcular todas as distâncias Euclidianas e selecionar a menor.

Passo IV : Fazer $S_k = S_k + 1$ e repetir o processo até que todos os estados sejam testados.

Dessa forma, todas as seqüências são testadas e obtemos a d_{free} do código.

Na Tabela 3.2 é apresentado um resumo dos resultados obtidos :

Tabela 3.2 : Tabela com um sumário dos resultados obtidos.

Código	Estados	d_{free}^2	N_{free}
I	4	10	1
II	8	12	1
III	16	14	3
IV	32	16	7

A partir dos códigos obtidos, simulações foram realizadas para a quantificação da performance dos mesmos em canais *AWGN* com desvanecimento *Rayleigh* da amplitude do sinal.

3.3 Modelo de Canal

O modelo de canal adotado nas simulações é apresentado nesta seção. Tal modelo tem sido muito utilizado para a caracterização do ambiente de propagação móvel celular.

O sinal recebido para o caso multipercurso pode ser representado por

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) \cdot e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \quad (3.9)$$

$$= \sum_n \alpha_n(t) \cdot e^{-j\theta_n(t)} \quad , \quad (3.10)$$

onde $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ e $\tau_n(t)$ são atrasos associados aos diferentes caminhos. Assim, o sinal recebido é constituído de uma somatória de um número de fasores de amplitudes $\alpha_n(t)$ e fases $\theta_n(t)$ variantes no tempo. Pode-se notar que são necessárias grandes mudanças no meio para que $\alpha_n(t)$ mude suficientemente de tal maneira que possa causar uma mudança significativa no sinal recebido. Por outro lado $\theta_n(t)$ varia de 2π radianos toda vez que $\tau_n(t)$ for alterado de $\frac{1}{f_c}$. Porém, $\frac{1}{f_c}$ é um número pequeno e então, $\theta_n(t)$ pode sofrer uma variação de 2π radianos devido à mudanças relativamente pequenas no meio [Pro95].

Os atrasos $\tau_n(t)$ associados aos diferentes caminhos do sinal variam aleatoriamente. Isto implica que o sinal recebido $r(t)$ na equação (3.10) pode ser modelado como um processo aleatório. Para um número grande de percursos do sinal transmitido, o teorema central do

limite pode ser aplicado, isto é, $r(t)$ pode ser considerado como sendo um processo aleatório gaussiano complexo. Assim, as variações de amplitude no sinal recebido, denominado desvanecimento do sinal, são devidas as características multipercurso variantes no tempo do canal.

Uma vez que, no canal celular móvel, o terminal recebe o sinal transmitido através de multipercursos, sem linha de visada com as antenas, o processo gaussiano complexo têm média zero e a envoltória possui distribuição *Rayleigh*. Nesse caso, o canal é denominado de canal com desvanecimento *Rayleigh*.

A Figura 3.13 ilustra o modelo de canal adotado nas simulações realizadas. O parâmetro $N(t)$ consiste em um processo gaussiano branco que emula o ruído térmico gerado na recepção. O método de geração da variável aleatória *Rayleigh* utilizada para representar o efeito multipercurso do sinal é apresentado no Apêndice A.

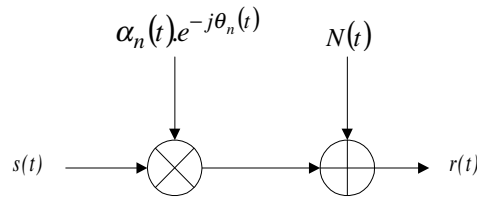


Figura 3.13: Modelo de canal de comunicação simulado

3.4 Transmissão

No Capítulo 2, foi descrito o esquema de transmissão adotado pela IS-136 onde uma maior ênfase foi dada na codificação de canal empregada. Nesta seção, o esquema alternativo usando um método de modulação codificada, denominado de $\frac{\pi}{4}$ -TCM, é apresentado. Neste esquema é feita a substituição da codificação de canal da IS-136 (Convolutacional de 32 estados) pela modulação codificada. Para tanto, algumas adaptações foram feitas de modo que pudéssemos utilizar esta nova estrutura.

Um vez que os bits classe 2, da saída do codificador de voz, não sofrem um processo de proteção através do Codificador Convolutacional e do CRC, os mesmos não serão considerados

em nossa análise.

Na Figura 3.14, o diagrama de bloco do modelo alternativo proposto é mostrado.

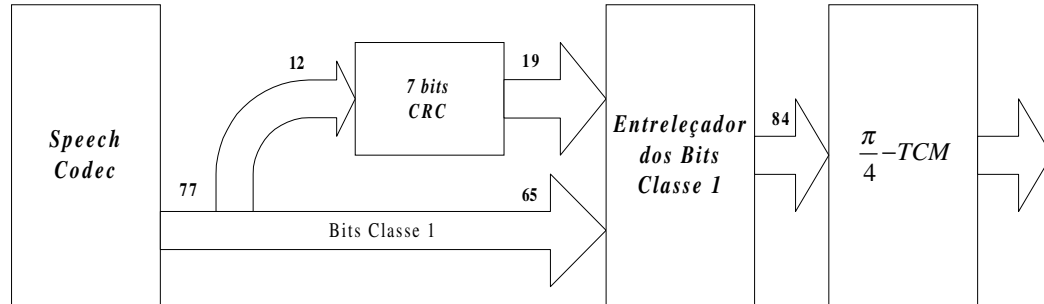


Figura 3.14: Modelo alternativo para a proteção dos bits Classe 1.

Na saída do codificador-modulador $\frac{\pi}{4}$ -TCM, teremos a sequência de sinais mapeados em função dos bits de entrada. Os códigos obtidos através do processo de otimização mostrado anteriormente são utilizados no mapeamento das sequências de saída. Uma diferença fundamental entre este modelo e o utilizado na IS-136 é o entrelaçamento dos bits classe 1 que apresentaremos a seguir.

3.4.1 Entrelaçamento dos Bits classe 1

No sistema de transmissão contido na IS-136, os bits classe 1 e 2 são entrelaçados entre si após o processo de codificação e então são modulados de acordo com a constelação $\frac{\pi}{4}$ -DQPSK.

Em um esquema de modulação codificada, onde o processo de modulação e codificação é feito em conjunto, não faz sentido o entrelaçamento dos bits após a codificação. Tal procedimento, modificaria o mapeamento dos sinais da constelação, descaracterizando a modulação codificada. A alternativa encontrada para esta restrição consiste em entrelaçar os bits classe 1 antes de efetuar a codificação convolucional como mostra a Figura 3.15.

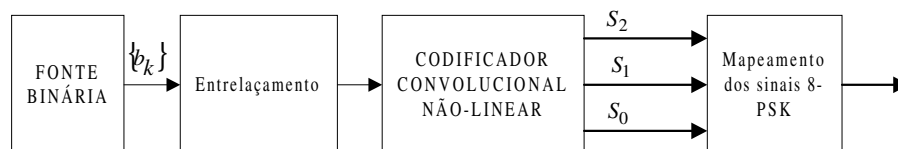


Figura 3.15: Entrelaçamento dos bits classe 1 antes da codificação.

Dessa forma, a matriz de entrelaçamento será dada por :

$$\begin{bmatrix} 0x & 7y & 14x & 21y & 28x & 35y & 42x & 49y & 56x & 63y & 70x & 77y \\ 1y & 8x & 15y & 22x & 29y & 36x & 43y & 50x & 57y & 64x & 71y & 78x \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 5y & 12x & 19y & 26x & 33y & 40x & 47y & 54x & 61y & 68x & 75y & 82x \\ 6x & 13y & 20x & 27y & 34x & 41y & 48x & 55y & 62x & 69y & 76x & 83y \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Esta nova matriz criada para entrelaçar os bits classe 1, têm 7 linhas e 12 colunas em um total de 84 posições. O parâmetro x corresponde ao bit classe 1 do quadro anterior e o y ao quadro atual.

Na matriz de entrelaçamento mostrada, os bits classe 1 do *codec* de fala, são alocados coluna a coluna e enviados, linha a linha, para o codificador convolucional não-linear.

3.4.2 Codificação com Redundância Cíclica (*CRC*)

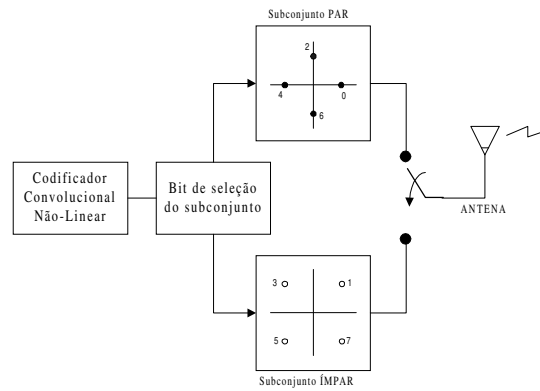
A estrutura de codificação com redundância cíclica adotada pela *IS-136* é mantida na proposta $\frac{\pi}{4}$ -*TCM*. Portanto sua descrição já foi realizada no capítulo anterior.

3.4.3 Modulação Codificada

Após o entrelaçamento dos 84 bits classe 1, é efetuada a modulação codificada $\frac{\pi}{4}$ -*TCM* da sequência de bits. Na Figura 3.16, é apresentado um diagrama ilustrativo para $\frac{\pi}{4}$ -*TCM*.

Para ilustrar o processo de transmissão $\frac{\pi}{4}$ -*TCM*, utilizaremos o exemplo a seguir.

Exemplo : Considere que o codificador convolucional de 4 estados da Figura 3.7 é utilizado em um esquema $\frac{\pi}{4}$ -*TCM*. Suponha que a seguinte sequência está na entrada do codificador :

Figura 3.16: Diagrama de transmissão $\pi/4$ -TCM.

$$b = [0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \quad 1 \quad 0] \quad (3.12)$$

Na saída do codificador convolucional teremos a seguinte sequência de símbolos :

$$s = [000 \quad 110 \quad 010 \quad 101 \quad 000 \quad 100] \quad (3.13)$$

Dessa forma, os sinais mapeados pela sequência de símbolos na equação (3.13) serão :

$$s(t) = \{0 \quad 3 \quad 2 \quad 5 \quad 0 \quad 1\} \quad (3.14)$$

Na constelação, teremos o mapeamento mostrado na Figura 3.17 :

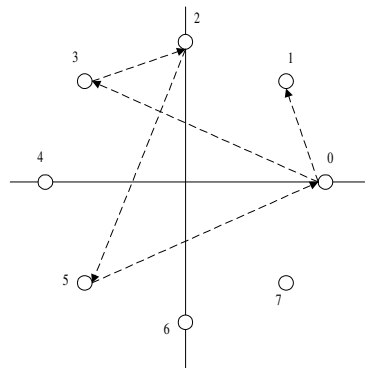


Figura 3.17: Mapeamento dos pontos da constelação.

3.5 Recepção

Na entrada do receptor, os sinais transmitidos através do canal podem ser expressos da seguinte forma :

$$r(t) = \alpha.s(t) + \eta(t) \quad (3.15)$$

onde α é uma variável aleatória *Rayleigh* e $\eta(t)$ é uma variável aleatória gaussiana de média 0 e variância σ_n^2 , representando o ruído *AWGN*.

A Figura 3.18 mostra a estrutura de recepção do esquema alternativo.

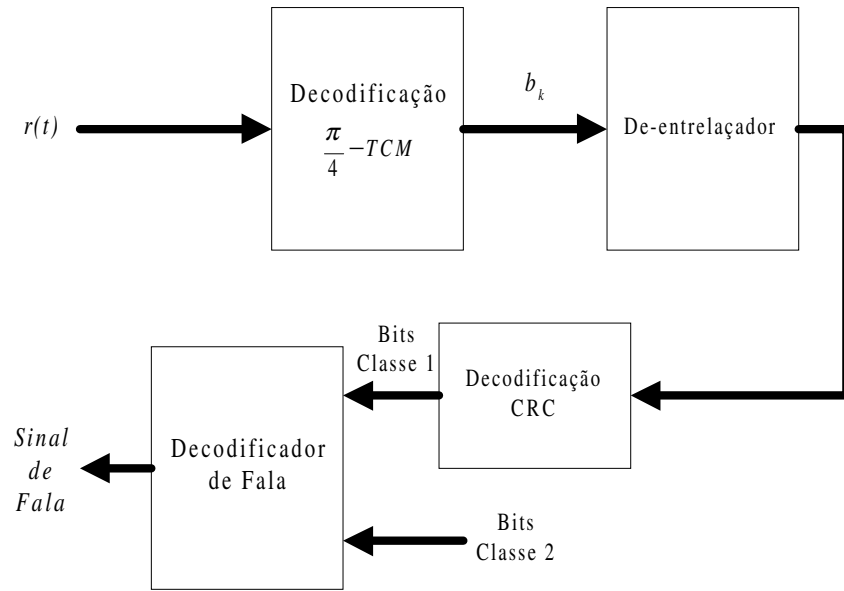


Figura 3.18: Estrutura de recepção $\pi/4$ -TCM.

3.5.1 Decodificação $\pi/4$ -TCM

A decodificação $\pi/4$ -TCM é baseada no Algoritmo de Viterbi com decisão suave. Para tanto o codificador convolucional não-linear desenvolvido é utilizado para a geração das seqüências de sinais associados aos ramos da treliça.

Com base na seqüência recebida, a métrica de cada ramo da treliça é baseada na distância Euclidiana cumulativa. O percurso sobrevivente será aquele com menor distância Euclidiana.

A partir da sequência de sinais de menor distância Euclidiana cumulativa, em relação ao sinal recebido, os bits de informação transmitidos são, então, estimados.

3.5.2 Desentrelaçamento

No desentrelaçamento, os bits classe 1 são alocados linha a linha na matriz de entrelaçamento mostrada aqui. Em seguida, os bits são lidos coluna a coluna restaurando, dessa forma, a ordem original de saída da fonte. A Figura 3.19 mostra o processo de desentrelaçamento dos bits classe 1.

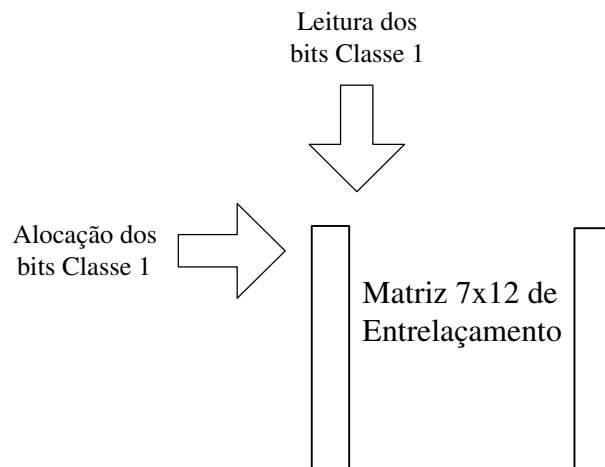


Figura 3.19: Processo de desentrelaçamento dos bits classe 1.

3.5.3 Decodificação CRC

A decodificação é realizada da mesma forma como foi descrita no capítulo anterior.

Capítulo 4

Análise dos Resultados e Conclusões

4.1 Introdução

Neste Capítulo, são apresentados os resultados das simulações realizadas, as conclusões e sugestões para trabalhos futuros. Os códigos convolucionais não-lineares desenvolvidos e apresentados no capítulo anterior, são inseridos no módulo de codificação de canal do sistema *IS-136* e simulados em canais de comunicação *AWGN*, com e sem desvanecimento *Rayleigh* do sinal recebido. A partir dos resultados obtidos, curvas de taxa de erro de bit (*BER*) versus relação E_b/N_o , energia de bit por densidade espectral de potência de ruído, foram traçadas para a análise do desempenho dos codificadores obtidos.

4.2 Resultados das Simulações

A simulações forma realizadas em computadores PC com processador de 400 *MHz*, em ambiente Windows-NT. Os programas foram desenvolvidos em linguagem *C++* sendo compilados pelo *software Borland C++ versão 5.0*.

A estimativa das probabilidades de erro de bit em função de E_b/N_o foi realizada através de simulação de Monte Carlo. Vale ressaltar que, para efeito de comparação, as simulações foram realizadas somente sobre os bits classe 1.

4.2.1 Canal *AWGN*

As curvas $BER \times E_b/N_o$ obtidas para canal *AWGN* são apresentadas na Figura 4.1. A variável aleatória gaussiana foi gerada e teve sua variância ajustada conforme mostrado no

Apêndice A.

Os resultados mostram um desempenho superior do esquema $\frac{\pi}{4}$ -TCM em relação ao utilizado na IS-136. Para uma taxa de 10^{-3} , vemos que a performance do esquema $\frac{\pi}{4}$ -TCM é, aproximadamente, 1 dB melhor, para um codificador de 4 estados, e cerca de 2 dB melhor, para um codificador de 32 estados, comparado ao esquema de codificação da IS-136.

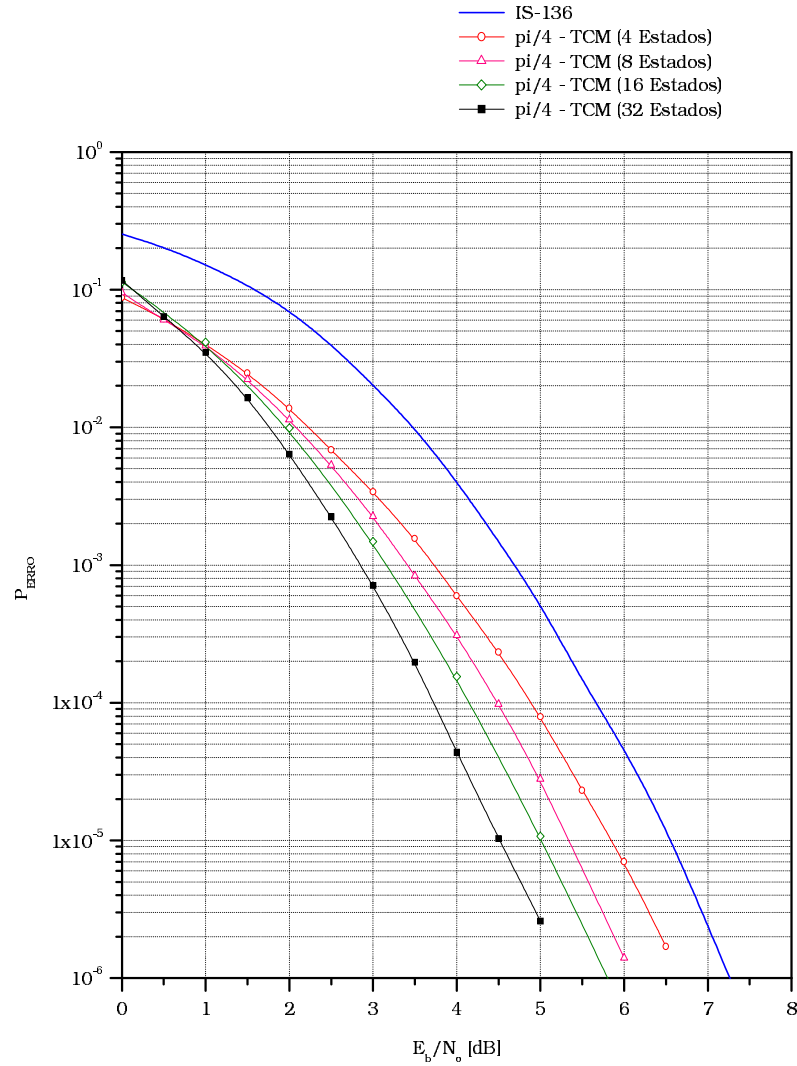


Figura 4.1: Curvas da Taxa de erro de bit *versus* E_b/N_o para sistema $\frac{\pi}{4}$ -TCM em canais AWGN.

4.2.2 Canal AWGN com desvanecimento Rayleigh

Na Figura 4.2, apresentamos as curvas de taxa de erro de bit *versus* E_b/N_o para os sistemas $\frac{\pi}{4}$ -TCM e para a IS-136, em um canal AWGN com desvanecimento Rayleigh.

Vemos que, para uma taxa de erro de 10^{-5} , por exemplo, o codificador de 32 estados do esquema $\frac{\pi}{4}$ -TCM tem um desempenho 4 dB superior ao esquema adotado pela recomendação IS-136. Um melhor desempenho também é constatado para os codificadores não-lineares de 8 e 16 estados.

Vale ressaltar que, para o caso do codificador de 4 estados, vemos que o mesmo apresenta melhor desempenho apenas para uma baixa relação E_b/N_o .

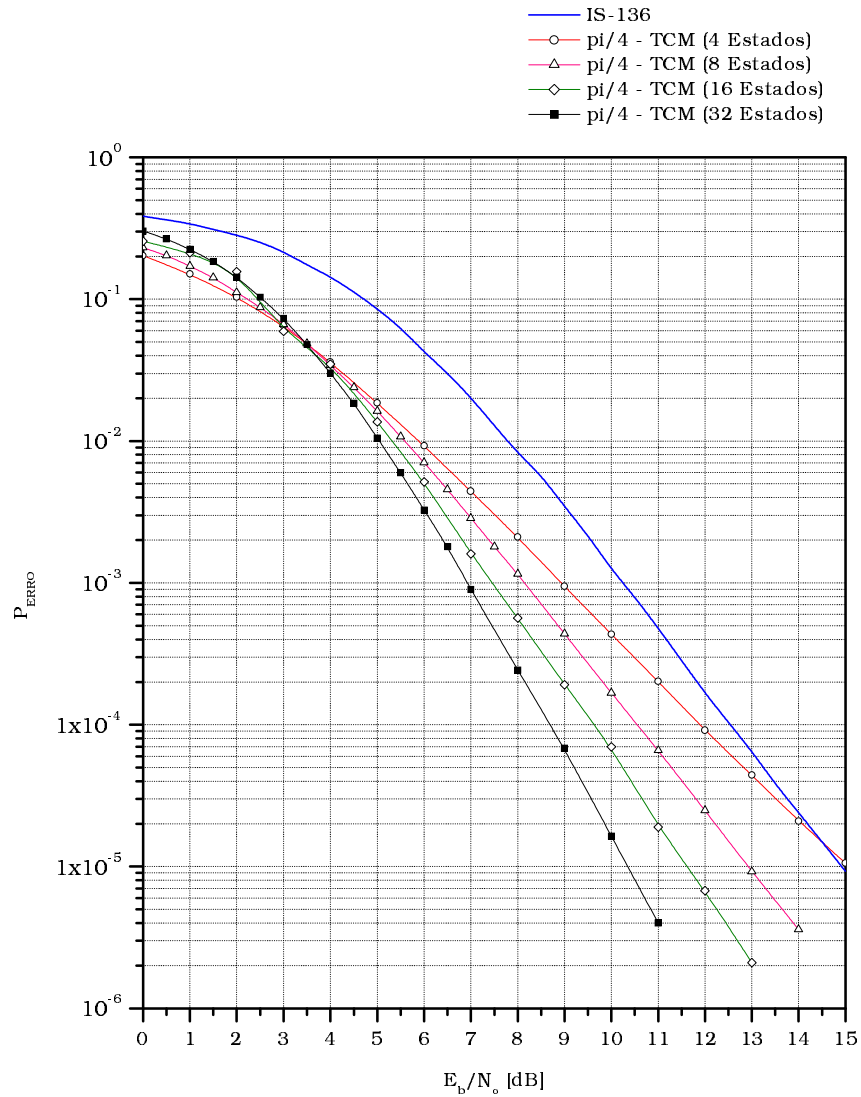


Figura 4.2: Curvas da Taxa de erro de bit *versus* E_b/N_o para sistema $\frac{\pi}{4}$ -TCM em canais AWGN com desvanecimento Rayleigh.

4.3 Conclusões

Vimos que a codificação de canal utilizada na *IS-136* faz uso de um codificador convolucional de taxa $R = \frac{1}{2}$ para proteger os bits classe 1 provenientes do codificador de fala, caracterizando uma proteção desigual. Com o objetivo de desenvolver um esquema com melhor desempenho que o apresentado pela *IS-136*, este trabalho fez uso de técnicas de modulação codificada onde obtivemos uma nova classe de códigos convolucionais de mapeamento não-linear. Este esquema alternativo denominamos $\frac{\pi}{4}$ -*TCM*.

A partir dos resultados obtidos, representados através das curvas em 4.1 e 4.2, chegou-se às seguintes conclusões :

- O sistema proposto, com 32 estados, apresentou um desempenho de cerca de 2 *dB* melhor que o utilizado pela *IS-136* quando simulado em canal *AWGN*.
- No sistema de comunicação com canal modelado com desvanecimento *Rayleigh*, o desempenho do esquema $\frac{\pi}{4}$ -*TCM* mostrou-se 4 *dB* superior ao esquema *IS-136*.
- O melhor desempenho do esquema $\frac{\pi}{4}$ -*TCM* pode ser degradado inserindo-se mais bits de informação de modo que, para uma mesma probabilidade de erro, o sistema proposto apresentaria uma melhor eficiência espectral em relação ao *TDMA* da [IS-136.2].
- O esquema proposto conserva a mesma estrutura de proteção desigual dos bits classe 1 do esquema da *IS-136*.
- O modelo alternativo tornou a recepção mais complexa devido a necessidade de conhecimento da fase do sinal transmitido.
- Vimos, também, a necessidade de geração de códigos invariantes a rotação de fase sendo esta, uma proposta para trabalhos futuros.
- Comprovamos, nas curvas obtidas das simulações, uma melhor performance dos esquemas $\frac{\pi}{4}$ -*TCM* em relação a *IS-136* atingindo, dessa forma, um dos objetivos que motivaram esse trabalho.
- No esquema proposto a codificação diferencial não é realizada sendo, portanto, necessá-

rio o conhecimento de fase do sinal recebido. Entretanto, como no esquema *TDMA* a transmissão e recepção é realizada em surto, é possível utilizar a sequência de sincronismo do preâmbulo para determinar a fase correta e, assim, garantir o ganho de codificação.

- Caso o sincronismo de fase não possa ser extraído do preâmbulo, o ganho de codificação será bastante reduzido quando a codificação diferencial for introduzida. É importante ressaltar que, de um modo geral, não é trivial realizar a codificação diferencial em esquemas de modulação codificada.

4.4 Sugestões para trabalhos futuros

Apresentamos as seguintes sugestões para trabalhos futuros :

- Análise de desempenho do esquema $\frac{\pi}{4}$ -*TCM* com a geração de códigos invariantes à rotação de fase.
- Uso de esquemas de proteção que fazem uso de códigos não-binários (Ex. : Reed-Solomon).
- Utilização de algoritmos de busca e otimização evolutiva para a determinação de melhores códigos convolucionais não-lineares. (Ex. : Algoritmo Genético)

Apêndice A

Aspectos de Simulação das Variáveis Aleatórias

A.1 Geração das Variáveis Aleatórias Rayleigh e Gaussiana a partir da Variável Aleatória Uniforme

A função de densidade de probabilidade, pdf (*probability density function*) de uma variável aleatória *Rayleigh* é dada por :

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), r \geq 0 \quad (\text{A.1})$$

Sua função de distribuição de probabilidade, fdp (*probability distribution function*) é dada por :

$$P(R) = \text{prob}(r \leq R) \quad (\text{A.2})$$

$$= \int_0^R p(r) dr \quad (\text{A.3})$$

$$= \int_0^R \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) dr \quad (\text{A.4})$$

Aplicando o método de substituição da variável e fazendo $u = -\frac{r^2}{2\sigma^2}$, implica que $\frac{du}{dr} = -\frac{2r}{2\sigma^2} = -\frac{r}{\sigma^2}$ e portanto $dr = -\frac{\sigma^2 du}{r}$. Os novos limites da integral são : se $r = 0 \Rightarrow u = -\frac{0^2}{2\sigma^2} = 0$ e se $r = R \Rightarrow u = -\frac{R^2}{2\sigma^2}$. Substituindo dr e os limites inferior e superior da integral

em A.2, tem-se :

$$P(R) = \int_0^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} \cdot \frac{r}{\sigma^2} \exp(u) \left(-\frac{\sigma^2 du}{r}\right) \quad (\text{A.5})$$

$$= \int_0^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}} -\exp(u) du \quad (\text{A.6})$$

$$= 1 - \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{A.7})$$

$$1 - P(R) = \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{A.8})$$

Aplicando $\ln(\cdot)$ nos dois membros da expressão A.8, tem-se :

$$\ln[1 - P(R)] = -\frac{R^2}{2\sigma^2} \quad (\text{A.9})$$

Aplicando o método da inversão de domínio, visto em [Papoulis91], no eixo y do gráfico A.1 da função de distribuição de probabilidade da variável aleatória *Rayleigh* vê-se uma distribuição uniforme entre 0 e 1. Assim pode-se chamar $P(R)$ de U , onde U é uma variável aleatória uniforme. Aplicando esta definição em A.9 tem-se :

$$\ln(1 - U) = -\frac{R^2}{2\sigma^2} \Rightarrow R^2 = -2\sigma^2 \cdot \ln(1 - U) \Rightarrow R = \sqrt{-2\sigma^2 \cdot \ln(1 - U)} \quad (\text{A.10})$$

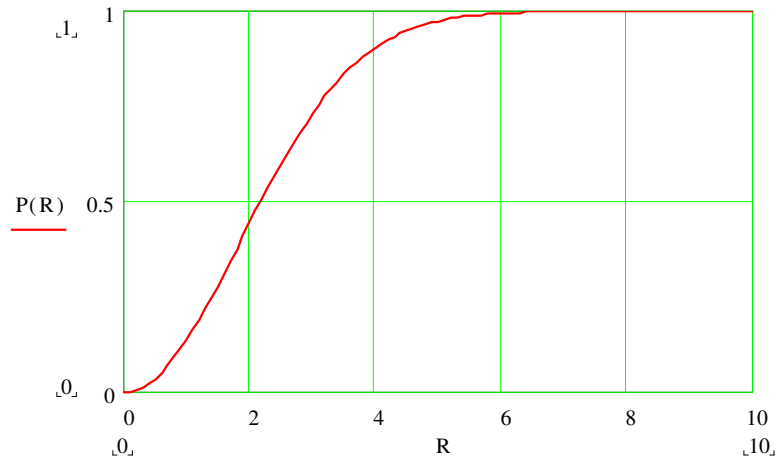


Figura A.1: Função de distribuição de probabilidade da variável aleatória Rayleigh.

E finalmente tem-se a variável aleatória *Rayleigh* em função da variável aleatória uniforme :

$$R = \sigma \sqrt{-2 \cdot \ln(1 - U)} \quad (\text{A.11})$$

De [Pro95]

$$R^2 = G_x^2 + G_y^2 \quad (\text{A.12})$$

que é obtida pelo Teorema de Pitágoras para Triângulos Retângulos como pode ser visto na figura A.2, onde G_x é a variável aleatória Gaussiana em fase e G_y é a variável aleatória Gaussiana em quadratura, uma vez que a modulação do sistema *TDMA* é a $\frac{\pi}{4}$ -*DQPSK*.

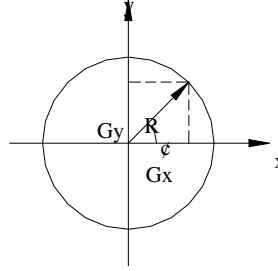


Figura A.2: Representação das variáveis aleatórias Rayleigh e Gaussiana.

E portanto, pelo Teorema de Pitágoras

$$G_x = R \cos(2\pi \cdot U_1) \quad (\text{A.13})$$

$$G_y = R \sin(2\pi \cdot U_2) \quad (\text{A.14})$$

onde U_1 e U_2 são variáveis aleatórias uniformes geradas em instantes diferentes.

A.2 Ajuste da Variância do Ruído Gaussiano

Do modelo de canal adotado temos que :

$$r(t) = \alpha \cdot s(t) + N(t) \quad (\text{A.15})$$

onde α é uma variável aleatória *Rayleigh* com variância $2\sigma^2$ e $N(t)$ é uma variável aleatória Gaussiana.

Para uma modulação usando n bits por símbolo de modulação :

$$\frac{Es}{N_0} = n \cdot 2\sigma^2 \frac{Eb}{N_0} \quad (\text{A.16})$$

Para um sistema com modulação usando n bits por símbolo de modulação e codificado a uma taxa Rc :

$$\frac{Es}{N_0} = n \cdot 2\sigma^2 \cdot \frac{Eb}{N_0} \cdot Rc \quad (\text{A.17})$$

No canal *AWGN*, o sinal é corrompido pelo ruído aditivo $N(t)$, que tem densidade espectral bilateral de potência $\frac{N_0}{2} [\frac{Watts}{Hz}]$. A variância σ_n^2 deste ruído é igual a $\frac{N_0}{2}$. Normalizando a energia por símbolo $Es = 1$ e fazendo $2\sigma^2 = 1$, então $\frac{Es}{N_0} = \frac{1}{2\sigma_n^2}$. Substituindo este valor em A.17 :

$$\frac{1}{2\sigma_n^2} = n \cdot \frac{Eb}{N_0} \cdot Rc \quad (\text{A.18})$$

Portanto :

$$2\sigma_n^2 = \frac{1}{n \cdot \frac{Eb}{N_0} \cdot Rc} \Rightarrow \sigma_n^2 = \frac{1}{2 \cdot n \cdot \frac{Eb}{N_0} \cdot Rc} \Rightarrow \sigma_n = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot n \cdot \frac{Eb}{N_0} \cdot Rc}} \quad (\text{A.19})$$

Para poder atribuir valores a $\frac{Eb}{N_0}$ em dB :

$$\sigma_n = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2 \cdot n \cdot Rc \cdot 10^{\left(\frac{Eb}{N_0}\right)}}}} \quad (\text{A.20})$$

Observa-se que normalizamos a variável aleatória *Rayleigh* gerada fazendo $2\sigma^2 = 1$, sendo, dessa forma, seu parâmetro dado por :

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (\text{A.21})$$

Bibliografia

- [Baldini98] Baldini Filho, Renato, *Contribuição ao Desenvolvimento de Sistemas de Modulação Codificada*, Tese de livre docência, Unicamp, 1998.
- [Baldini94] Baldini F., B., Farrell, P.G., *Coded Modulation based on rings of integers modulo- q . Part 1 : Block Codes*, IEE Proc. Commun., 1994, 141, (3), pp. 129-136.
- [Baldini941] Baldini F., B., Farrell, P.G., *Coded Modulation based on rings of integers modulo- q . Part 2 : Convolutional Codes*, IEE Proc. Commun., 1994, 141, (3), pp. 137-142.
- [Benedeto] Benedeto, S., Marsan, M. A., Albertengo, G., Giachin, E., *Combined Coding and Modulation : Theory and Applivations*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 34, no 2 , pp. 223-235, March 1988.
- [Biglieri91] Biglieri, E., Divsalar D., McLane, P. J., Simon, M. K., *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*, Macmillan Publishing Company, 1991.
- [Costello83] Shu, L. & Costello Jr., D. J., *Error Control Coding : Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, 1983.
- [Harte98] Harte, L., Smith, A. D., Jacobs, C. A., *IS-136 TDMA Technology, Economics and Services*, Artech House Publishers, 1998.
- [IS-136.1] *TIA/EIA Interim Standard IS-136.1 : 800 MHz TDMA Cellular - Radio Interface - Mobile Station Compatibility - Digital Control Channel*, December 1994.

- [IS-136.2] TIA/EIA *Interim Standard IS-136.1 : 800 MHz TDMA Cellular - Radio Interface - Mobile Station Compatibility - Traffic Channels and FSK Control Channel*, December 1994.
- [Massey74] Massey, J., L., *Coding and Modulation in Digital Communication*, Proc. 1974 International Zürich Seminar on Digital Communications, Zürich, Switzerland, pp. E2(1) - E2(4), Março 1974.
- [Papoulis91] Papoulis, Athanasios *Probability, random variables, and stochastic processes*. New York : McGraw-Hill, 1991.
- [Pro95] Proakis, J.G. *Digital Communications*. Nova Iorque : McGraw-Hill, 3^{ed.}, 1995.
- [Unger82] Ungerboeck, G., *Channel Coding with Multilevel/Phase Signals*, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 28, no 1 , pp. 55-67, January 1987.