UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE COMUNICAÇÕES

" A CODIFICAÇÃO COMO PROTEÇÃO CONTRA A INTERFERÊNCIA INTENCIONAL EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÕES USANDO A TÉCNICA DE ESPALHAMENTO ESPECTRAL DO TIPO SEQÜÊNCIA DIRETA "

AUTOR : *Diogo Ferreira Lima Filho*
ORIENTADOR : Prof. Dr. REGINALDO PALAZZO JR.

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica , da Universidade Estadual de Campinas , UNICAMP , como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título *MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA*

ABRIL 1991

" *A minha mãe D. Elza pela sua fibra e aos meus filhos: Vinicius e Patricia* "

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Reginaldo Palazzo Jr., meu orientador, pelas contribuições e organização das idéias deste trabalho , cujo espírito crítico e sentimento de confiança foram fundamentais para que pudesse completá-lo.

Aos Profs. dos Departamentos de Telemática e Comunicações , pelos seus ensinamentos durante o período de curso das disciplinas que foram a base teórica deste trabalho.

Ao meu ex-Professor no Instituto Militar de Engenharia Cel Eng Mil Com Roberto Miscow Filho , MC ,IME pelo apoio nas publicações de partes deste trabalho na Revista Militar de Ciência e Técnologia.

A Indústria de Material Bélico - IMBEL / FMCE ,nas pessoas dos Cel Eng Mil Com Aldayr Pereira -IME (ex- superintendente) , Cel Eng Mil Com Jose Marcos Granato -IME (Diretor do Departamento de Engenharia) e Eng.º Alexandre Cezar Motta Sousa -Gama Filho (pelas idéias e contribuições).

Ao Cap Eng Mil Elo Alcides Rodrigues Cintra -IME pelo auxílio nos programas computacionais usados na simulação deste trabalho.

Ao CNPq , pelo apoio financeiro , durante a realização deste trabalho.

Ao Prof. Dr.Reginaldo Palazzo Jr. , Prof. Dr Michel Daoud Yacoub e Dr. Edson Benedicto R. Feris , que compuseram a banca examinadora deste trabalho.

A todos os companheiros do Curso de Mestrado , pela amizade e convivência afetiva.

Enfim , a todas as pessoas que , de uma forma direta ou indireta, contribuiram para que chegássemos até aqui.

R E S U M O

A combinação das técnicas de espalhamento espectral, entrelaçamento e correção de erros provê aos sistemas de comunicações efetivos ganhos de processamento quando estes mesmos sistemas estão sujeitos à interferência intencional.

Fundamentado nesta premissa , este trabalho apresenta a partir do modelo de um sistema de comunicações sob interferência intencional um pacote computacional para a realização de simulações e consequentemente possibilitando efetuar análises de desempenho e comparações das diferentes estratégias de combate à interferência intencional. Em particular serão analisados os efeitos da interferência intencional do tipo pulsada no sistema de comunicações usando a técnica de seqüência direta com relação ao espalhamento espectral , um entrelaçador do tipo bloco e um código cíclico.

f N D I C E

CAPíTULO 1 - Introdução..... 7

CAPíTULO 2 - Considerações sobre espalhamento espectral e interferência 10

2.0 - Introdução 11
2.1 - Tipos clássicos de interferências.....23
2.2 - Técnicas de espalhamento espectral do tipo seqüência direta.....30
2.3 - Modelamento do canal.....46
2.4 - Técnicas de entrelaçamento e desentrelaçamento...49
2.5 - Conclusões 53
2.6 - Referências 54

CAPíTULO 3 - Considerações sobre codificação 55

3.0 - Introdução aos códigos de treliça 56
3.1 - Códigos de árvore.....57
3.2 - Códigos de treliça 58
3.3 - Códigos convolucionais 60
3.4 - Geração de códigos convolucionais.....65
3.5 - Propriedades estruturais.....70
3.6 - Desempenho de códigos convolucionais.....78
3.7 - Implementação do algorítimo de codificação..83
3.8 - Configuração esquemática do codificador convolucional 86
3.9 - Códigos cíclicos.....90
3.9.1- Descrição dos códigos cíclicos.....90
3.9.2- Processo de codificação dos códigos cíclicos....97
3.10 - Referências.....100

CAPÍTULO 4 - Considrações sobre decodificação.....101

4.0 - Introdução.....102
4.1 - Decodificação por máxima verossimilhança.....102
4.2 - Decodificação dos códigos cíclicos.....121
4.3 - Deteção de erros dos códigos cíclicos.....121
4.4 - Decodificação por lógica majoritária.....124
4.5 - Algorítmo de decodificação de lógica majoritária135
4.6 - Referências.....146

CAPÍTULO 5 - Desempenho.....147

5.0 - Introdução.....148
5.1 - Desempenho da simulação 156
5.2 - Análise comparativa 160
5.3 - Conclusões 166

CAPÍTULO 6 - Conclusões e sugestões para futuros trabalhos.168

6.0 - Conclusões 168
6.0 - Contribuições 169
6.1 - Sugestões para futuros trabalhos 169

APÊNDICE 1 - Fluxograma e resultados computacionais

APÊNDICE 2 - Análise da correção e decisão

C A P Í T U L O 1

INTRODUÇÃO

Neste trabalho será apresentado um estudo da transmissão de dados em canais discretos sem memória sob a influência intencional de sinais interferêntes . Para tal , será utilizada a analogia com um jogo onde o sistema de comunicações e o interferente serão os adversários diretos .

Mediante este enfoque , iremos empregar neste trabalho os conceitos de Teoria dos Jogos na análise comparativa das diferentes estratégias a serem utilizadas , tanto pelo sistema de comunicações como pelo interferente .

A estratégia do jogo baseia-se fundamentalmente na alocação das energias Es e Ej , do sistema de comunicações e do interferente , respectivamente , nos Ks enlaces do transmissor (Ks ≤ k com k sendo o número de coordenadas do espaço de sinais).

O pacote computacional desenvolvido está baseado no modelo de um sistema de comunicações convencional acrescido do bloco interferente , como mostrado na Fig 2.3.2 .

Dessa forma , o sistema de comunicações a ser estudado , utiliza a técnica de espalhamento espectral do tipo seqüência direta (direct-sequence - DS) , podendo ainda serem incluidas as técnicas de salto em freqüência (frequency-hop - FH) e métodos híbridos, todos como estratégias de combate às interferências intencionais dos tipos faixa larga, faixa limitada, tom de CW (carrier wave) , multitons e pulsada.

Como será utilizada a interferência intencional do tipo faixa limitada ,o canal resultantante é do tipo discreto, porém, com memória .

Com o objetivo de aumentar o ganho de processamento do sistema de comunicações é que a estratégia de utilização de código corretor de erros do tipo FEC (forward error correction) será empregada . Em particular utilizaremos um código cíclico.

O processo de decodificação a ser empregado é o da lógica majoritária em virtude do fato de ser de fácil implementação e razoavelmente eficiente em termos de

decodificação.

A simulação do sistema de comunicações aqui abordado , é realizada utilizando-se a linguagem de programação "C".

Em linhas gerais , o desenvolvimento do trabalho é apresentado da seguinte forma :

Capítulo 2 - Apresentação de tópicos de teoria dos jogos , espalhamento e interferência , modelo do canal usado, bem como a técnica de embaralhamento e desembaralhamento.

Capítulo 3 - Revisão de conceitos sobre códigos convolucionais e códigos cíclicos , que servirão de base para a implementação da simulação deste trabalho.

Capítulo 4 - Revisão de conceitos sobre decodificação dos códigos convolucionais usando o algorítimo de Viterbi, bem como os conceitos de decodificação dos códigos cíclicos usando lógica majoritária.

Capítulo 5 - Apresentação do modelo simulado e resultados obtidos, discutindo-os e procurando responder as questões levantadas neste trabalho.

Capítulo 6 - Contribuições e sugestões para futuros trabalhos a serem desenvolvidos nesta área.

Apêndice 1 - Listagens apresentando os casos estudados.

Apêndice 2 - Resultado de uma correlação entre uma seqüência resultante no canal e a seqüência correspondente a um bit .

C A P Í T U L O 2

CONSIDERAÇÕES SOBRE ESPALHAMENTO ESPECTRAL E INTERFERÊNCIA

2 INTRODUÇÃO

A técnica de espalhamento espectral pode ser vista como uma alternativa de solução ao problema existente em teoria de comunicações relacionado ao combate das interferências intencionais .

Partindo-se desta premissa , então , fica relativamente fácil de se associar este problema àquele comumente encontrado em teoria dos jogos e teoria de decisão denominado " jogo de 2 pessoas ". No caso em questão o " transmissor de informação " e o " interferente " , são os participantes ou " jogadores " envolvidos , cada qual atuando segundo um objetivo específico.

Antes , porém , de apresentarmos as considerações a respeito desta técnica , iremos fundamentar esta associação através dos elementos básicos de teoria dos jogos .

A forma normal de um jogo de 2 pessoas de soma nula , que para facilidade notacional denominaremos jogo , consiste de tres elementos básicos :

- Um conjunto não vazio "φ" de possíveis estados, algumas vezes denominado espaço de parâmetros;
- Um conjunto não vazio "α" de possíveis ações ;
- Uma função perda $L(\varphi_i, \alpha_i)$, que asume valores reais e é definida em $[\varphi \times \alpha]$.

Desse modo , matematicamente um jogo nada mais é do que a tripla (φ, α, L) com a seguinte interpretação : quando um valor $\varphi_i \in \varphi$ é escolhido , um valor $\alpha_i \in \alpha$ tambem é escolhido sem que esta escolha tenha qualquer informação ou conexão à respeito do valor φ_i . Como consequência desta escolha o jogador α perderá a quantia $L(\varphi_i, \alpha_i)$. Embora tão simples quanto possa parecer esta interpretação de um jogo , (φ, α, L) , seu escopo é substancialmente amplo como pode ser deduzido de exemplos como os jogos par-impar , de xadrez , de cartas , etc .

Embora a conceituação da forma normal de um jogo possa ser aplicada em teoria dos jogos e teoria de decisão , certas diferenças entre estas duas teorias são reais. A primeira , está relacionada basicamente com o fato de que enquanto em um jogo de 2 pessoas os dois jogadores estão tentando maximizar seus ganhos , ou minimizar suas perdas , em teoria de decisão um dos jogadores escolhe uma ação ou um estado sem a conotação de ganho ou perda . A segunda está relacionada com a hipótese de que a partir da escolha de um dos jogadores por um valor $\varphi_i \in \varphi$, e mantido ao longo do jogo , o outro pode obter informações sobre esta escolha através da realização de amostragens.

Note que o processo de obtenção de informação apenas colocado necessita de uma estrutura matemática que possa dar consistência às decisões decorrentes da aplicação do mesmo. Neste sentido , iremos supor que um dos jogadores possa realizar um experimento no qual observará os valores assumidos por uma variável aleatória X cuja distribuição estatística depende do estado φ_i.

Vamos supor que χ é o espaço amostral , isto é, um subconjunto de Borel de um espaço Euclidiano de dimensão finita , e as distribuições de probabilidades de X são definidas nos subconjuntos de Borel $\beta \in \chi$. Deste modo , fica estabelecido uma unidade de probabilidade $P\varphi_i \in \beta$, para $\varphi_i \in \varphi$, e uma função de distribuição $F_X(x/\varphi_i)$.

Assim , um problema de decisão estatística ou um jogo estatístico é um jogo (φ, α, L) juntamente com um experimento envolvendo uma variável aleatória X cuja caracterização estatística , $P\varphi_i$, depende do valor $\varphi_i \in \varphi$ escolhido .

Uma vez realizado o experimento com um dos jogadores observando o valor de $x \in X$, $X = x$, então o outro jogador escolherá uma ação $d(x) \in \alpha$. Note que a função $d(.)$ realiza o mapeamento do espaço amostral em α , isto é ,

$$d : \chi \longrightarrow \alpha$$

com isso a função d(.) pode ser caracterizada como uma estratégia elementar do jogador α.

Em virtude de X ser uma variável aleatória , a ação d(x) também será. Consequentemente, $L(\varphi_i, d(X))$ também será uma variável aleatória .

A função risco, $R(\varphi_i,d)$, é definida matematicamente como

$$R(\varphi_i,d) = E_{\varphi}(L(\varphi_i, d(X)) \qquad (2.1)$$

onde $E_{\varphi}(.)$ é a esperança matemática condicional.

Note que $R(\varphi_i,d)$ é o valor médio da perda do jogador α quando o jogador φ escolhe o valor φ_i e o mantem ao longo de todo o jogo. Note tambem que o valor esperado $E_{\varphi}(.)$ não foi especificado, pois dependerá do comportamento da função $L(\varphi_i,d(x))$ para cada $\varphi_i \in \varphi$, significando que $L(.,.)$ será integrável segundo Lebesque ou Rieman - Stieltjes , se a mesma é continua em todo intervalo , porém , com medida zero nos intervalos de descontinuidade para o primeiro caso.

Com isso , notamos que o jogo original (φ,α,L) passa a ser visto como um novo jogo $(\varphi,\mathbb{D},\mathbb{R})$ onde o espaço $\mathbb{D}$ é formado pela classe de todas as regras de decisão não aleatórias ($d : \chi \longrightarrow \alpha$, α determinístico), e a função $\mathbb{R}$ depende de L e da distribuição de X . Como exemplo deste novo jogo temos : 1) o teste de hipóteses quando α consiste somente de 2 pontos; 2) o problema de múltiplas decisões quando α possui mais do que 2 pontos; e 3) o problema de estimação de um parâmetro real quando α é a reta real . No caso em que existe uma medida P associada a α então diz-se que $d : \chi \longrightarrow \alpha$ é uma regra de decisão aleatória . Desse modo , se Z é uma variável aleatória assumindo valores em α e se μ for sua distribuição então o valor esperado da função perda é dado por

$$L(\varphi,\mu) = E(L(\varphi,Z)) \qquad (2.2)$$

Por outro lado se existir uma medida γ sobre $\mathbb{D}$ então o valor esperado da função risco será dado por

$$R(\varphi,\gamma) = E(R(\varphi,Z)) \qquad (2.3)$$

onde Z é uma variável aleatória assumindo valores em $\mathbb{D}$ com distribuição γ.

Dessa forma , a função risco total será dada por

$$\tilde{R}(\varphi,\gamma) = E_{\varphi}(L(\varphi,\gamma(z))) \qquad (2.4)$$

onde $L(\varphi,\gamma(z)) = E[L(\varphi,Z)]$

e $\gamma(z)$ é a regra de decisão aleatória .

Estes conceitos básicos apresentados até aqui são importantes para o estabelecimento do teorema fundamental da Teoria dos Jogos , isto é , o Teorema do Minimax .

Antes porém , de apresentarmos este teorema se faz necessário elucidar o princípio do minimax.

Este princípio é essencialmente uma forma de ordenação das regras de decisão de acordo com a situação de pior caso relativo ao jogador "α" , isto é , se $\gamma 1$ e $\gamma 2$ são regras de decisões disponíveis para o jogador "α" então diz-se que $\gamma 1$ é preferível em relação à $\gamma 2$ se

$$\sup_{\varphi} R(\varphi,\gamma 1) < \sup_{\varphi} R(\varphi,\gamma 2) .$$

onde sup significa o supremo

Teorema do Minimax :

$$\sup_{\varphi \in \Phi} \inf_{\gamma \in \mathbb{D}} R(\varphi,\gamma) = \inf_{\gamma \in \mathbb{D}} \sup_{\varphi \in \Phi} R(\varphi,\gamma) \qquad (2.5)$$

onde inf significa ínfimo .

A interpretação decorrente de ambos os lados desta igualdade é como se segue . Primeiramente, o lado esquerdo desta igualdade representa o mesmo valor do jogo ou o maximin. Se o objetivo do jogador φ é vencer o jogador α, então a estratégia a ser utilizada é a de empregar a distribuição menos favorável de tal modo a garantir que a perda incorrida pelo adversário seja pelo menos o menor valor , independentemente da regra de decisão utilizada pelo jogador α .

O lado direito da igualdade representa o maior valor do jogo ou o minimax . Desse modo, o jogador α dispõe de uma regra de decisão que lhe assegurará que a perda incorrida não será maior do que qualquer número , fixado a priori , do que aquele alcançado pelo maior valor , independentemente da distribuição que o jogador φ escolha .

Em essencia, estas estratégias são utilizadas em problemas de espalhamento espectral com interferência intencional para minimizar os efeitos danosos causados por esta interferência ao sistema de comunicações .

Como exemplo considere o cenário mostrado na Figura 2.1 .

Este cenário mostra um sistema de comunicações em presença de um sistema interferidor.

O sistema de comunicações consiste de um transmissor que espalha de maneira síncrona, a informação em

K-coordenadas do espaço de sinais e um receptor casado que recupera cada parcela da informação de modo síncrono com o transmissor.

Iremos assumir que cada parcela do sinal transmitido possui uma banda passante Wss , necessária para transmissão de um símbolo com duração Ts segundos .

Considerando-se uma transmissão coerente e o sinal com as características acima , então a dimensão do espaço que contem integralmente este sinal é dada por

$$N = 2\ Ts\ Wss \qquad (2.6)$$

Como a informação efetiva esta contida em K coordenadas, então a dimensão do subespaço contendo esta informação será

$$D = 2\ Ts\ Wss\ /\ K \qquad (2.7)$$

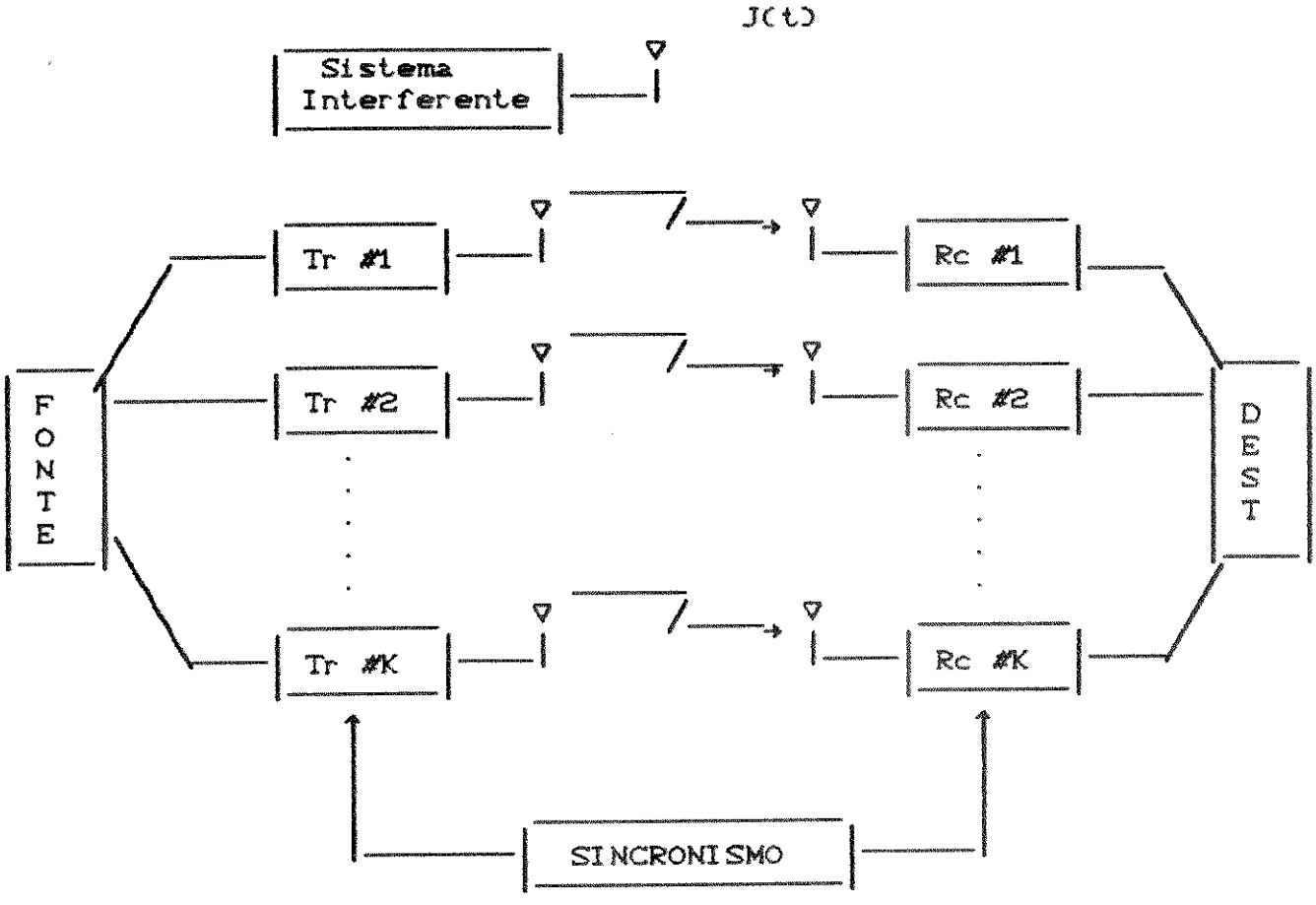


Fig. 2.1 - Cenário do jogo entre o sistema interferente e o sistema de comunicações

A estratégia do jogo a ser considerado consistirá do estabelecimento das regras de alocação das energias Es e Ej do sistema de comunicações e do sistema interferidor , respectivamente, nos Ks enlaces do transmissor onde $Ks \leq K$.

A estratégia do sistema de comunicações consiste em selecionar Ks enlaces aleatoriamente e distribuir uniformemente a energia Es , isto é, cada enlace disporá de Es/Ks , sendo que os demais enlaces não serão utilizados . Esta estratégia é relativamente simples e razoavelmente eficaz no

combate à interferências intencionais não inteligentes , por se tratar da técnica de inserção de sinais em subespaços K-dimensionais de um espaço N-dimensional onde N >> K de tal modo que a relação "interferência - sinal" seja pequena, desse modo possibilitando estimar-se a informação transmitida.

A estratégia do interferidor, por sua vez, é selecionar Kj receptores onde será aplicada Ej/Kj da parcela de energia interferente em cada um dos Kj receptores enquanto que os demais nada sofrerão.

Esta estratégia admite como hipótese o desconhecimento por parte do interferidor, do subespaço onde o sinal está inserido . Assim, uma das estratégias eficazes a ser utilizada pelo interferidor será a distribuição uniforme da potência disponível em todo o espaço N-dimensional, enquanto que outra será a de selecionar um subespaço de dimensão J e distribuir uniformemente toda a potência disponível. Neste caso, a distribuição é do tipo hipergeométrica resultando em pequena probabilidade de alocação de potência no subespaço de sinais.

Como as estratégias acima contam com aleatoriedade na sua aplicação , o interferidor terá que considerá-las igualmente prováveis . Já o receptor do sistema de comunições sendo o único conhecedor da estratégia usada pelo transmissor irá coletar a energia transmitida Es nas coordenadas de sinais correspondentes , (Teorema Minimax).

Assim , a parcela de energia do interferidor a ser coletada por Ks receptores é uma variável aleatória determinada pelo coeficiente binomial $\binom{K}{Kj}$. Então, a probabilidade da estratégia do interferidor interceptar n dos Ks receptores é dada por

$$Pr(n) = \begin{cases} \binom{Ks}{n}\binom{K-Ks}{Kj-n} \Big/ \binom{K}{Kj} & , N_{min} \leq n < N_{max} \\ 0 \ , \text{ outros casos} \end{cases}$$

$$\text{onde} \quad N_{min} = \max(0, Kj + Ks - K)$$

$$N_{max} = \min(Ks, Kj) \qquad (2.8)$$

Temos ainda que o valor esperado efetivo de energia interferente Ej_{eff} recebida pelos Ks receptores é dada por

$$Ej_{eff} = Ej / Kj \quad E\{n\} \qquad (2.9)$$

onde $E(.)$ é o valor esperado .

Considerando-se que o número n esperado de receptores interferidos seja dado por

$$E(n) = Kj \quad Ks / K \qquad (2.10)$$

então , substituindo-se (2.10) em (2.9), temos

$$Ej_{eff} = Ej \ . \quad Ks / K \qquad (2.11)$$

De (2.11) notamos que o sistema de comunicações pode precaver-se se reduzir a quantidade de energia efetiva interferente uma vez que atue no fator Ks/K ,de tal forma a utilizar o mínimo possível de coordenadas de sinais (Ks ≈ 1) e ao mesmo tempo aumentando ao máximo a dimensão do espaço de sinais (K >>1).

Outros parâmetros a serem considerados na estratégia do jogo são :

- Ganho de energia (GE)
- Ganho de processamento (GP)
- Potência do sinal de informação (S)
- Potência do sinal interferente (J)

O ganho de energia (GE) é definido como sendo a relação entre a energia despreendida pelo interferidor (Ej) e a energia efetivamente alocada sobre o espaço de sinais (KsD), esperado pelo sistema de recepção . Assim,

$$GE = Ej / Ej_{eff} = K / Ks = 2\ Ts\ Wss / Ks\ D \qquad (2.12)$$

Por outro lado, o ganho de processamento (GP) é definido como

$$GP = Wss / Rb \qquad (2.13)$$

onde Rb é a taxa de transmissão de dados em bits/seg , ou seja

$$Rb = Ks\ D / 2\ Ts \quad [\ bits/seg] \qquad (2.14)$$

É fácil notar que para o caso binário ortogonal, D=2

e Ks=1 o ganho de processamento e ganho de energia coincidem.

Os parâmetros utilizados no sistema de espalhamento espectral aqui abordados e suas relações são de amplo conhecimento na literatura específica , porém , para facilidade de entendimento e notacional , faremos uma descrição sucinta.

Ao parâmetro Wss (largura de faixa espalhada) estão associados dois tipos de faixas : a limitada e a larga. Rb é a taxa de transmissão da informação no sistema de espalhamento e independe do uso de códigos corretores de erros. A potência do sinal de informação S e a potência do ruído interferente J , estão relacionados pela razão

$$J / S = \text{Relação interferência - sinal} \quad [dB] \qquad (2.15)$$

Além destes parâmetros , alguns outros são muito usados na análise de sistemas de espalhamento espectral. Dentre eles podemos mencionar o ganho de processamento GP, (2.13) , bem como a relação energia de bit , Eb , e a potência do ruído interferente , Nj , definido por

$$Eb / Nj = (Wss / Rb) \cdot (S / J) = (Wss / Rb).(1 / J / S) \qquad (2.16)$$

A relação Eb / Nj em dB pode ser escrita como

$$Eb / Nj \ (dB) = [PG]_{dB} - [J/S]_{dB} \qquad (2.17)$$

onde

$$[PG]_{dB} = 10 \log_{10} \left(Wss / Rb \right)$$

$$[J/S]_{dB} = 10 \log_{10} \left(J / S \right) \qquad (2.18)$$

O propósito da definição dos parâmetros acima está relacionado com seu emprego na comparação da eficiência (probabilidade de erro de bit) dos diferentes sistemas independente do tipo de espalhamento bem como independente do tipo de código corretor de erros utilizado. Iremos tambem considerar que a potência do ruido interferente é bem maior do que a potência do ruido gaussiano branco e aditivo - (AWGN) ou seja, Nj >> No. Note que esta medida de eficiência é a função perda do jogo (φ, α, L).

O interferidor será caracterizado como um agente inteligente de pertubação. Desse modo, para combatê-lo iremos utilizar os mesmos conceitos da teoria clássica de decisão , quando o interferidor é o ruido gaussiano branco e aditivo. A análise de desempenho de sistemas de espalhamento espectral assumindo que o canal é do tipo aditivo e o ruido é uma amostra de um processo gaussiano e branco , mostra que o sinal sendo transmitido pode conviver com este tipo de pertubação de modo que as componentes do ruido não sejam eficazes em algumas coordenadas do sinal.

Para os sinais com banda passante W e duração T pode-se mostrar que o número de funções ortogonais e portanto o número de coordenadas que o sinal será decomposto é dado por

$$\begin{matrix} 2WT & - & \text{sinais coerentes} \\ WT & - & \text{sinais não coerentes} \end{matrix} \qquad (2.19)$$

Como uma das estratégias para se combater o efeito interferente consiste em aumentar o número de coordenadas do sinal,então isto pode ser obtido fixando-se T e aumentando-se W através de umas das técnicas de espalhamento espectral, a saber

- Sequência Direta (DS)
- Salto em Freqüência (FH)
- Métodos Híbridos

Se assumirmos que o interferidor desconhece o subconjunto das possíveis coordenadas do sinal controladas por seqências pseudo-aleatórias (PN) sincronizadas no transmissor e receptor, poderá ocorrer a chance de se trafegar com a informação num ambiente saturado por sinais pertubadores sem que a mesma venha sofrer degradações substanciais .

2.1 TIPOS CLÁSSICOS DE INTERFERÊNCIAS

Iremos analisar nesta seção o bloco interferidor através da consideração das formas básicas destes mesmos sinais , conforme mostra a Fig. 2.1.1 .

i) Interferência do tipo faixa larga e do tipo faixa parcial :

A interferência do tipo faixa larga, Fig. 2.1.1.a , é caracterizada pela distribuição da potência J em toda a faixa Wss disponível para o sinal. Este tipo de interferência é conhecida como ruido de barragem .

A relação entre a faixa de espalhamento do ruido Wj e a faixa de espalhamento do sinal Wss em faixa larga é dada por

$$\rho = Wj / Wss \leq 1 \qquad (2.1.1)$$

A interferência intencional poderá ser mais eficiente se toda a potência do ruído for transmitida numa faixa limitada . O interferidor que usa esta estratégia é dito ser do tipo faixa limitada como mostra a Figura 2.1.1.b. A fração da faixa do espectro perturbada pela interferência intencional é dada por

$$\rho = Wj / Wss < 1 \qquad (2.1.2)$$

Este tipo de interferência intencional é efetiva contra sistemas de espalhamento espectral do tipo salto em freqüência pois parcela das coordenadas do sinal submergirá à esta interferência . Assim, dependendo da fração da faixa atingida, a informação poderá ficar seriamente degradada.

Nesta direção , considere a situação em que o sistema de comunicações está isento da interferência intencional , porém , sujeito ao ruido gaussiano branco e aditivo. Considere também que o sistema de comunicações utilize o BPSK (binary phase-shif keying) como modulação digital. Sob esta hipótese a probabilidade de erro de bit é facilmente calculada e é dada por

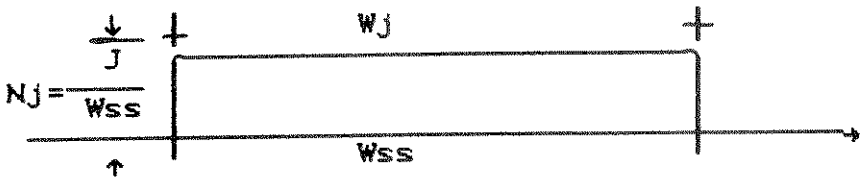
$$Pb = Q\left[\sqrt{2\,Eb / No}\right] \qquad (2.1.3)$$

Agora, considere a situação em que o sistema de comunicações , além do ruido gaussiano branco e aditivo, esteja sujeito à interferência intencional do tipo ruído gaussiano colorido e aditivo com densidade espectral $Nj = J / Wss$, onde J é a potência da interferência e Wss é a faixa espalhada. Assumiremos também que esta interferência intencional é do tipo pulsada com parâmetro ρ , $0 < \rho \leq 1$. Assim, com probabilidade ρ a interferência atua aditivamente ao sinal e o ruído gaussiano branco. Sob esta hipótese a variância deste processo estocástico é dada por $(No + Nj / \rho)$. Com probabilidade $(1-\rho)$ a interferência não atua junto ao sinal e o ruído gaussiano branco. Sob esta hipótese a variância deste processo é dada por No.

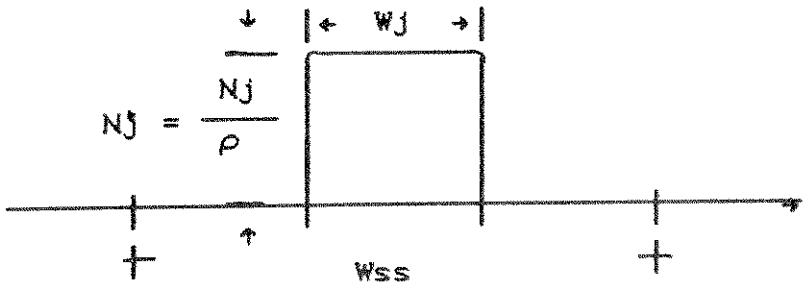
Consequentemente , a média da probabilidade de erro de bit será

$$\overline{Pb} = (1-\rho)\ Q\left[\sqrt{2\,Eb / No}\right] + \rho\ Q\left[\sqrt{2\,Eb / (No + Nj / \rho)}\right] \qquad (2.1.4)$$

a) Faixa larga



b) Faixa limitada



c) Simples tom (CW)

d) Multitom

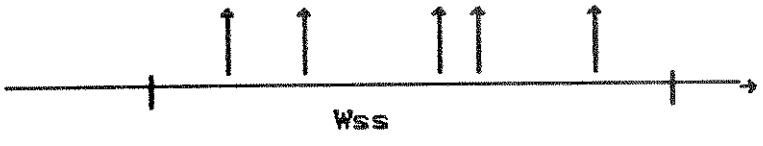


Fig 2.1.1 - Distribuição do ruido interferente, no espectro

Como em geral Nj >> No, então uma boa aproximação da equação (2.1.4) será

$$\overline{Pb} \approx \rho \; Q\left[\sqrt{2\, Eb\, \rho \,/\, Nj}\right] \qquad (2.1.5)$$

Como a função Q(x) é limitada superiormente por $\frac{1}{\sqrt{2\pi x}}\, e^{-x^2/2}$, então (2.1.5) pode ser escrita como

$$\overline{Pb} \leq \frac{\rho}{\sqrt{4\pi\, Eb\, \rho \,/\, Nj}}\; e^{-Eb\,\rho\,/\,Nj} \qquad (2.1.6)$$

Maximizando-se (2.1.6) em relação a "ρ", ou seja,

$$\frac{\partial\, \overline{Pb}}{\partial\, \rho} = 0$$

temos que $\rho = Nj / 2\,Eb$, e consequentemente

$$\overline{Pb,max} = \frac{1}{\sqrt{2\,\pi\,e}} \quad \frac{1}{2\,Eb/Nj} \qquad (2.1.7)$$

Como $\rho \leq 1$, (2.1.7) é válida somente para $Eb/Nj \geq 1/2$. Para $Eb/Nj < 1/2$, $\overline{Pb}$ é dada pela equação (2.1.5) com $\rho = 1$.

Quando a estratégia utilizada pelo interferidor é tal que parcela considerável da energia atinge grande parte da informação, a função perda associada ao sistema de comunicações é dada pela equação (2.1.7). A Fig. 2.1.2 esboça com precisão esta situação bem como aquela proveniente da equação (2.1.3). Note que a degradação imposta é de 31.5 dB para um valor de $Pb = 10^{-5}$.

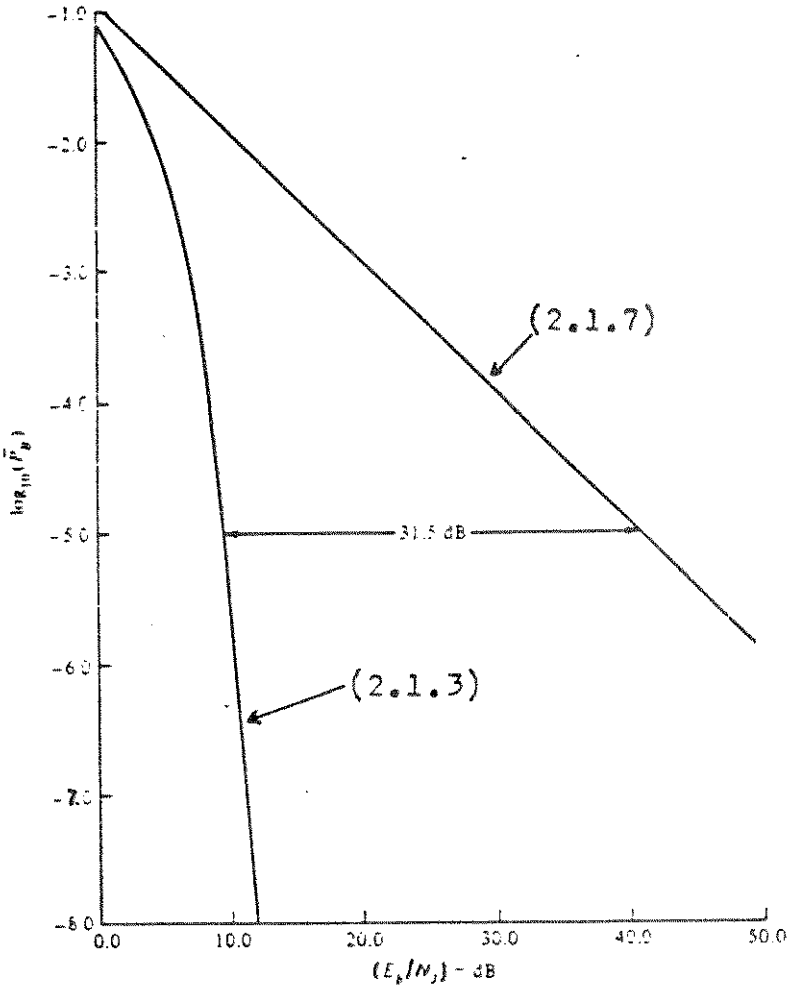


Figura 2.1.2 - Curva $\overline{Pb}$ x Eb/Nj onde mostra o pior caso da interferência pulsada (2.1.7) a Pb do sinal submetido somente ao ruido Gaussiano branco (2.1.3)

Com o objetivo de diminuir a perda ocorrida no sistema de comunicações em situações de pior caso temos que, uma alternativa eficaz é utilizar a estratégia de combinar técnicas de espalhamento espectral e código corretor de erros do tipo FEC.

O efeito decorrente do emprego de técnicas de espalhamento espectral advem dos seguintes fatos : 1)alteração do valor da abicissa da Fig. 2.1.2 de Eb / Nj para λ Eb / Nj , onde "λ" é uma constante igual a W/R , e R é a taxa de espalhamento do sistema; 2) Com relação ao código corretor de erros estes são usados para aproximar a curva dada pela equação (2.1.7) para a curva dada pela equação (2.1.3).

ii) Interferidor tipo tom de CW e multitom

O interferidor tipo tom de CW emite uma portadora não modulada com potência J em algum lugar da faixa espalhada mostrada pela Fig. 2.1.1.c .

O interferidor tipo tom de CW tem sua importancia devido a facilidade de geração , e ser efetivo contra sitemas de seqüência direta.

Análises deste tipo de estratégia utilizada em sistemas coerentes de espalhamento espectral mostram um máximo rendimento quando está centrado em relação a faixa de espalhamento do sinal de informação. Por outro lado, este tipo de estratégia pode ser combatida através do uso da técnica de salto em frequência (FH) em sistemas com alto ganho de processamento ,onde a probabilidade de interceptação sobre um dos saltos é baixa.

Contra sistemas do tipo FH a melhor estratégia na emissão de tons é a interferência do tipo multitons, cuja densidade espectral está mostrada na Fig. 2.1.1.d .Aqui , toda a potência de um simples tom é distribuida em vários tons com a probabilidade de perturbar vários saltos.

A forma do sinal do tom de CW é do tipo

$$J(t) = \sqrt{2J}\ \cos[\ wt + \varphi\ ] \qquad (2.1.8)$$

enquanto que a interferência multitom, com potências dos tons distribuídos e iguais a N_t , pode ser escrita como

$$J(t) = \sum_{i=1}^{N_t} \sqrt{2J / N_t}\ \cos[\ w_i t + \varphi_i\ ] \qquad (2.1.9)$$

iii) Uso combinado de interferências

Outras estratégias que podem ser utilizadas pelo interferidor, são em geral, variações das estratégias apresentadas anteriormente.

A interferência pulsada usa o principio da interferência tipo faixa limitada e multitom , isto é , assume que durante o intervalo de emissão τ , ruido de faixa limitada ou multitons são emitidos com potência media J , enquanto que durante $(1 - \tau)$ do tempo , um silêncio de emissão é verificado.

iv) Interferência refletida

Este tipo de interferência tem como objetivo retransmitir um sinal de informação recebido e espalhado no espectro através da inserção de distorção e aumento da potência .

2.2 TÉCNICAS DE ESPALHAMENTO ESPECTRAL DO TIPO SEQÜÊNCIA DIRETA

Um dos métodos de espalhamento espectral de uma seqüência de informação, d(t) , é subdividir cada bit da informação em N_c pulsos cada , com duração T_b segundos através de uma seqüência pseudo-aleatória (PN) como mostrado na

Fig. 2.2.1. Esta operação pode ser vista como uma "modulação", cujo efeito será o de realizar o espalhamento no espectro da informação a ser transmitida no canal . Tão simples quanto possa parecer, é esta a idéia básica da técnica denominada Sequência Direta (DS)

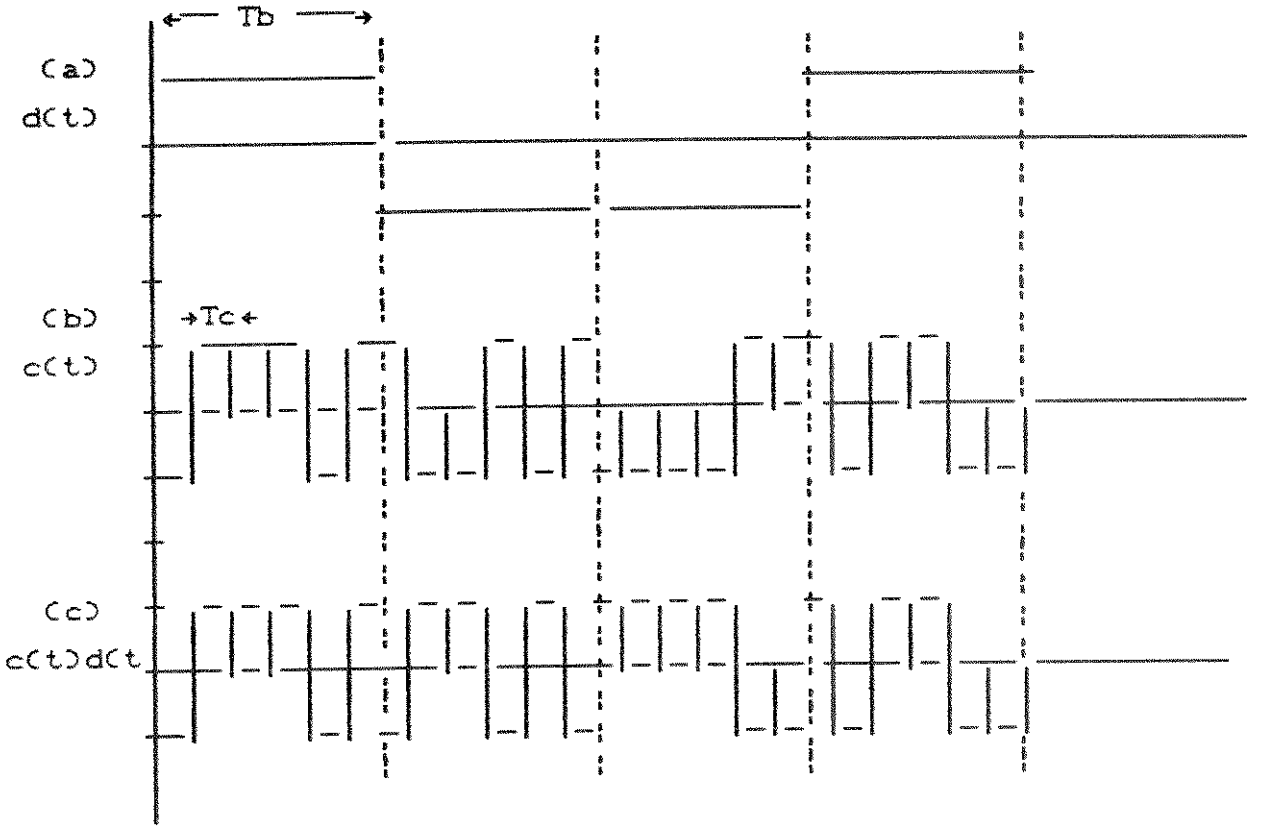


Figura 2.2.1 - Sinal DS/BPSK onde ilustra d(t), c(t) c(t) ⊕ d(t) com N_c = 6

Seja T_b a duração de cada bit da seqüência de informação d(t). Como cada pulso ou "chip" da seqüência PN tem duração Tc então N_c é dado por

$$N_c = T_b / T_c \qquad (2.2.1)$$

Note que Nc representa o número de "chips" por bit de informação, não ocorrendo qualquer processo de codificação.

Por outro lado, se existir um processo de codificação então, o valor de N_c é obtido através do seguinte argumento :

Seja C um código de bloco linear (n,k) . O tempo necessário para a transmissão dos n-bits codificados é igual a kT_b segundos. O número de chips que ocorrerão neste intervalo de tempo é igual a $N_c k$. Como o comprimento do bloco codificado vale n então $n = N_c k$. Este mesmo argumento pode ser utilizado para o caso em que se deseja empregar um codificador convolucional de taxa k/n .

A forma mais simples de abordarmos analiticamente a técnica de espalhamento espectral empregando a seqüência direta é considerarmos a modulação BPSK.

Um sinal BPSK é descrito matematicamente por

$$s(t) = \sqrt{2P} \cos [\omega_o t + \phi_d(t)] \qquad (2.2.2)$$

onde P é a potência do sinal , ω_o é a freqüência da portadora e $\phi_d(t)$ é a fase modulada a partir da seqüência de dados (+1,-1) . O espalhamento do sinal BPSK ocorrerá quando da multiplicação de s(t) pela função c(t) representando a seqüência PN cuja taxa é N_c vezes maior do que a taxa de transmissão dos dados de informação.

Seja x(t) o sinal BPSK espalhado , isto é

$$x(t) = s(t)\, c(t)$$

$$x(t) = \sqrt{2P}\; c(t) \cos\left[w_o t + \phi_d(t) \right] \qquad (2.2.3)$$

Como o sinal x(t) resultante é ainda um sinal BPSK exceto que sua taxa é N_c vezes mais rápida, então o ganho de processamento será dado por

$$GP = Wss / Rb = N_c \qquad (2.2.4)$$

A Fig. 2.2.2 mostra esquematicamente o modelo do sistema de espalhamento espectral usando a técnica DS.

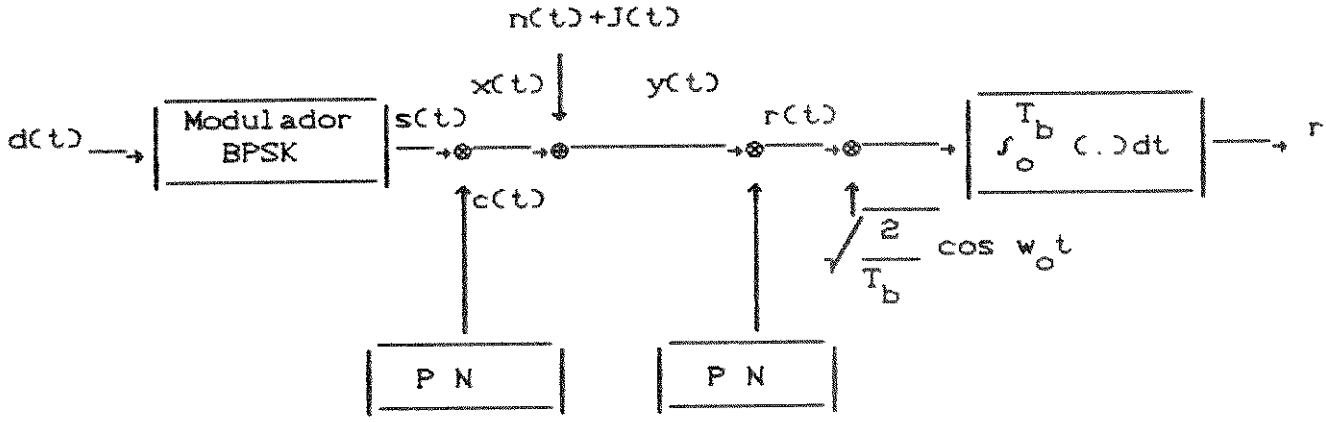


Figura 2.2.2 - Configuração do sistema DS/BPSK sem codificação

O sinal x(t) é então transmitido através do canal contendo além do ruído gaussiano branco aditivo , n(t), a presença de um sinal interferente inteligente, J(t), também aditivo.

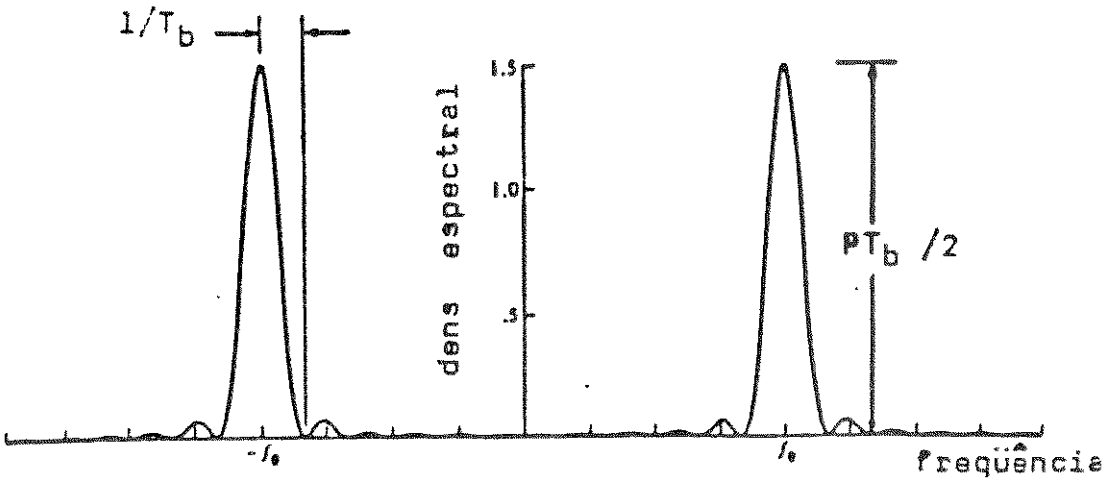
Para um melhor entendimento do processamento de sinal a ser realizado no receptor é que iremos a seguir ilustrar através da densidade espectral os efeitos provocados pela interferência intencional e ruido gaussiano sôbre o sinal x(t) , segundo o modelo do sistema de comunicações mostrado na Fig 2.2.2 .

A densidade espectral do sinal s(t), saida do modulador BPSK, é caracterizada matemàticamente por

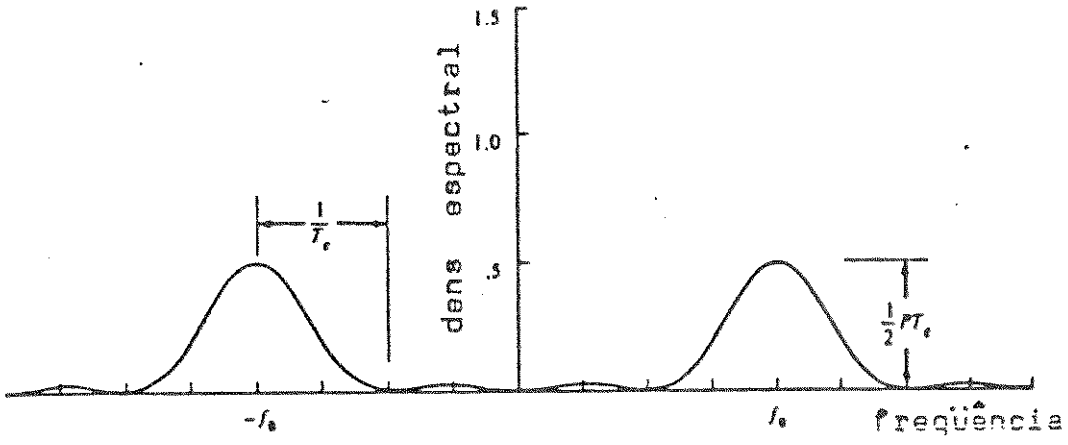
$$Ss(f) = (P\ T_b / 2) \left\{ \text{sinc}^2 [(f-f_o)\ T_b] + \text{sinc}^2 [(f+f_o)\ T_b] \right\} \qquad (2.2.5)$$

Note que o primeiro nulo desta função ocorre em $1 / T_b$, como ilustra a Fig 2.2.3.a .

A densidade espectral do sinal x(t) , saida do gerador de seqüência PN , onde consideramos $T_c = T_b / 3$ é ilustrada na Fig 2.2.3.b.



(a) Densidade espectral do sinal s(t)



(b) Densidade espectral do sinal x(t) com $T_c = T_b/3$

Figura 2.2.3 - Densidade espectral

Observe que os efeitos do espalhamento no sinal modulado, mostrado na fig 2.2.3.b , foi aumentar a faixa de um fator igual a 3, e diminuir a amplitude da densidade espectral de um fator também igual a 3.

Uma das vantagens da técnica de espalhamento espectral é a rejeição do ruído n(t) e da interferência J(t) sobreposta ao sinal quando da aplicação da operação reversa do espalhamento (desespalhamento).

Seja y(t) o sinal na saída do canal , isto é ,

$$y(t) = x(t) + n(t) + J(t)$$

Iremos considerar que a interferência J(t) é do tipo tom de CW e que existe um atraso de Tr segundos imposto pelo canal ao sinal x(t) . Assim sendo, y(t) é caracterizado matematicamente por

$$y(t) = \sqrt{2P}\; d(t - T_r)\, c(t - T_r) \cos(\omega_o t + \phi) + n(t) + \sqrt{2J} \cos(\omega_o t + \phi') \qquad (2.2.6)$$

onde ϕ e ϕ' são as fases do sinal e interferência contendo o termo ωo Tr.

A densidade espectral deste sinal pode ser mostrada por

$$S_y(f) \approx (P T_c/2) \left\{ \text{sinc}^2 (f-f_o) T_c + \text{sinc}^2 (f+f_o) T_c \right\} + (J/2) \left\{ \delta(f-f_o) + \delta(f+f_o) \right\} \qquad (2.2.7)$$

Agora, seja r(t) o sinal resultante da correlação cruzada entre y(t) e c(t) , isto é ,

$$r(t) = \sqrt{2P}\; d(t-T_r)\; \cos(\omega_o t + \phi) + \sqrt{2J}\; c(t-T_r)\; \cos(\omega_o t+\phi') \qquad (2.2.8)$$

A densidade espectral de r(t) pode ser mostrada por

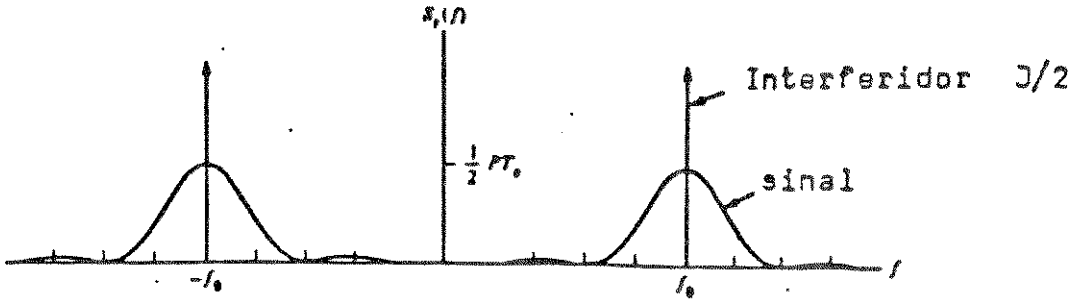
$$S_r(f) = (P\,T_b/2)\left\{ \mathrm{sinc}^2[(f-f_o)\,T_b] + \mathrm{sinc}^2[(f+f_o)\,T_b]\right\} + (J\,T_c/2)\left\{\mathrm{sinc}^2[(f-f_o)\,T_c] + \mathrm{sinc}^2[(f+f_o)\,T_c]\right\} \qquad (2.2.9)$$

De (2.2.9) temos que o sinal de informação ,primeira parcela do lado direito da igualdade , passa a apresentar o primeiro nulo em $1/T_b$ sobre f_o , enquanto que a interferência , segunda parcela do lado direito da igualdade, apresenta seu primeiro nulo em $1/T_c$ sobre f_o . Esta observação está ilustrada na Fig 2.2.4.

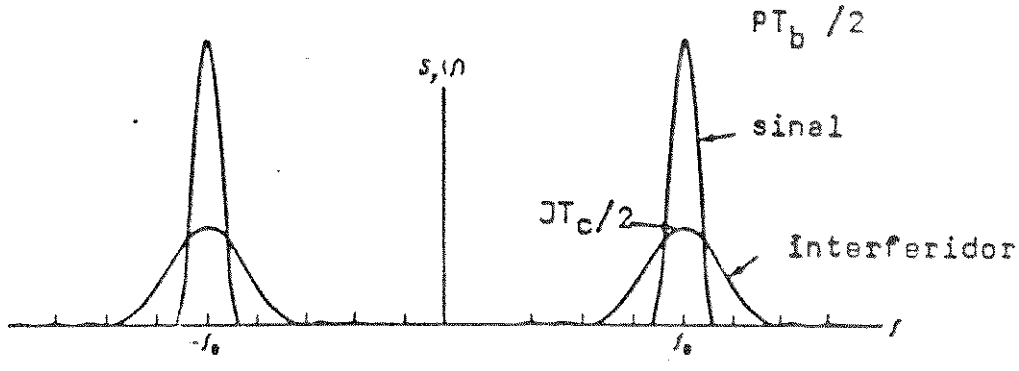
O ganho de processamento GP do sistema descrito é dado pela relação

$$GP = T_b / T_c = N_c \qquad (2.2.10)$$

onde N_c é o número de chips por T_b segundos .



(a) Antes do desespalhamento



(b) Após o desespalhamento

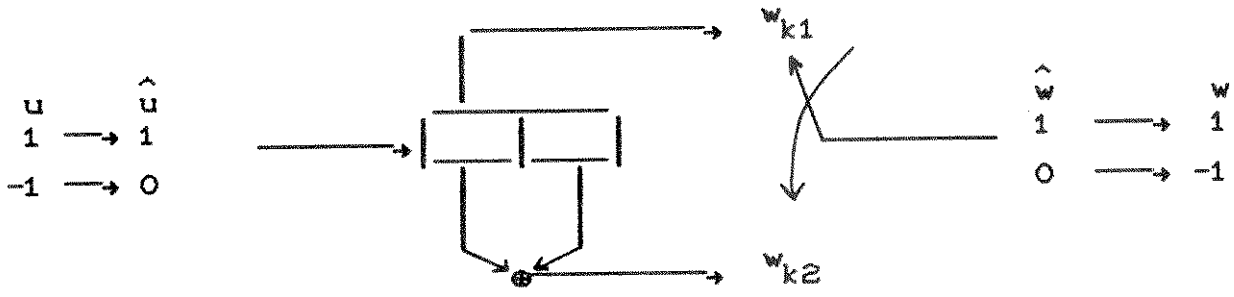
Figura - 2.2.4 - Espectro do sinal submetido à interferência do tipo tom de CW

Além dos recursos inerentes à técnica de espalhamento espectral no combate às interferências intencionais o uso de codificação combinada com a técnica de embaralhamento se apresenta como um "reforço" necessário em situações de pior caso , isto é , esta nova estratégia força o pior caso do interferidor, do tipo pulsado a ter que espalhar a potência interferente, tornando-se assim um caso de interferência do tipo faixa larga.

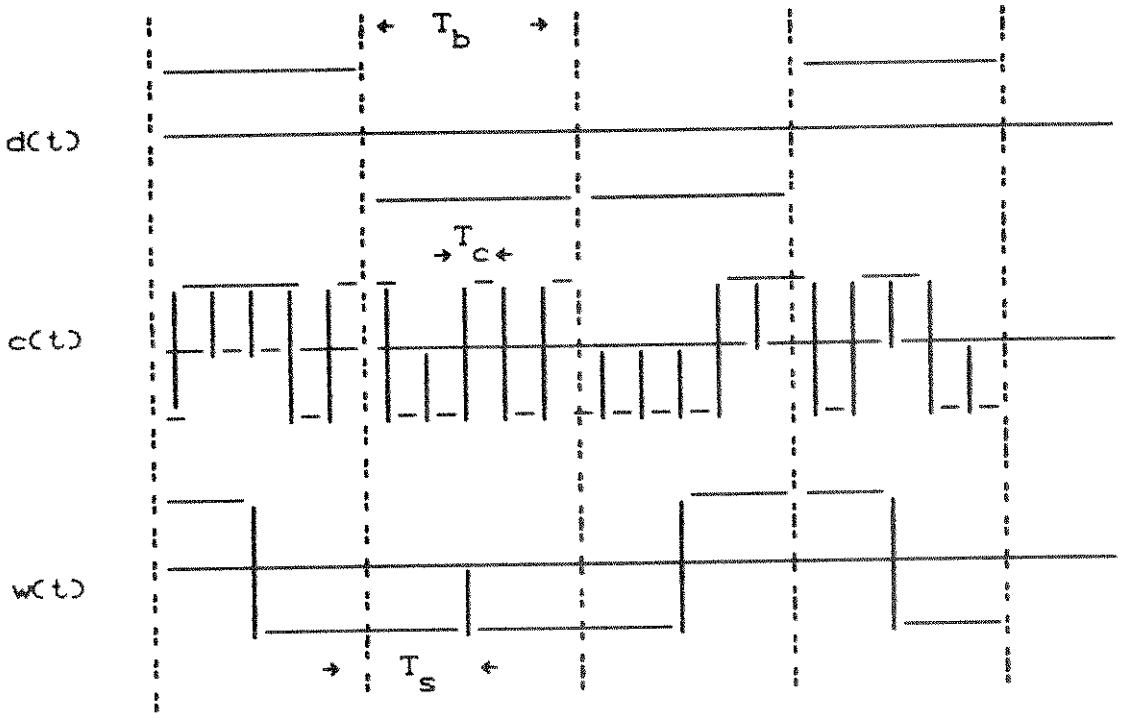
Como exemplo podemos citar que para uma Pb = 10^{-6} o ganho alcançado, com o uso de codificação, quando o sinal está sujeito à uma interferência do tipo pulsada, chega a ser da ordem de 40 dB.

Entretanto, uma das inconveniências do uso de código corretor de erros é a possível alteração da faixa de transmissão por um fator n / k , onde n é o comprimento da palavra código e k o comprimento dos bits de informação. No caso em estudo esta inconveniência não se aplica . Para tal ilustraremos este fato através de um exemplo. Considere um codificador convolucional (n,k,m) = (2,1,1) com taxa R=1/2 e memória m=1 . Assim, para cada bit de informação o codificador gera palavra código ramo de comprimento 2.

A Figura 2.2.5.a ilustra um codificador convolucional de taxa R = 1/2 e memória m = 1 . Note que no instante de tempo k , u_k é o bit de informação a ser codificado e $w_k = (w_{k1}, w_{k2})$ é a correspondente palavra código ramo.



(a) Codificador convolucional (2,1,1)



(b) Sinais antes do espalhamento

Figura 2.2.5 - Esboço do codificador e dos sinais de dados d(t) seqência PN c(t) e dados codificados w(t) antes de sofrer espalhamento

Seja T_b a duração do bit de informação . Como o codificador utilizado possui taxa 1/2 , então cada dígito da palavra código ramo deve ter duração $T_s = T_b/2$ segundos.

Entretanto , podemos notar através da Fig 2.2.6 que tanto c(t)d(t) como c(t)w(t) apresentam a mesma duração em segundos uma vez que o número de "chips" de ambos sinais é o mesmo.

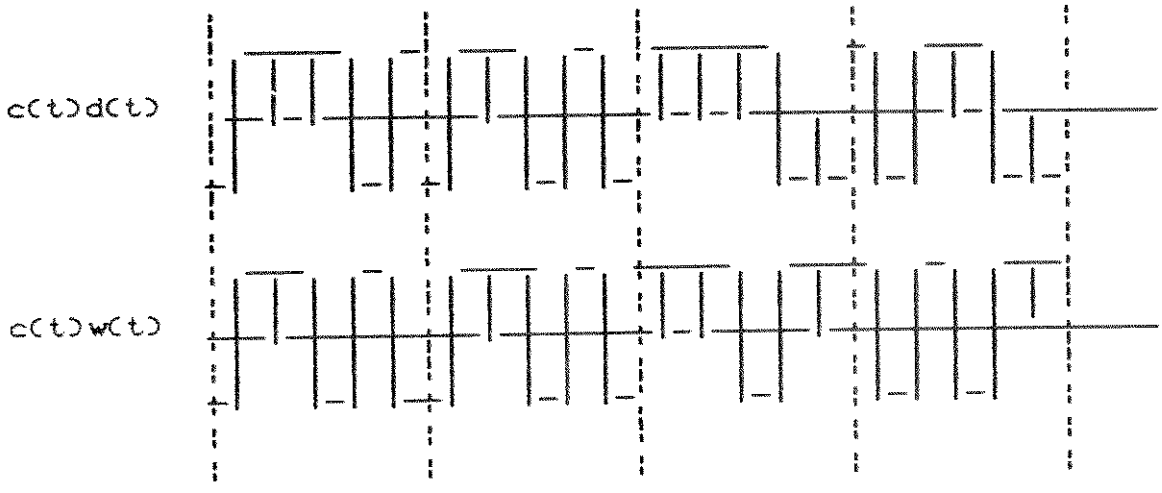


Figura 2.2.6 - Esboço dos sinais não codificados c(t)d(t) e codificados c(t)w(t) após sofrer espalhamento

O diagrama esquemático de um sistema DS/BPSK usando um simples código de repetição é mostrado na Fig 2.2.7.

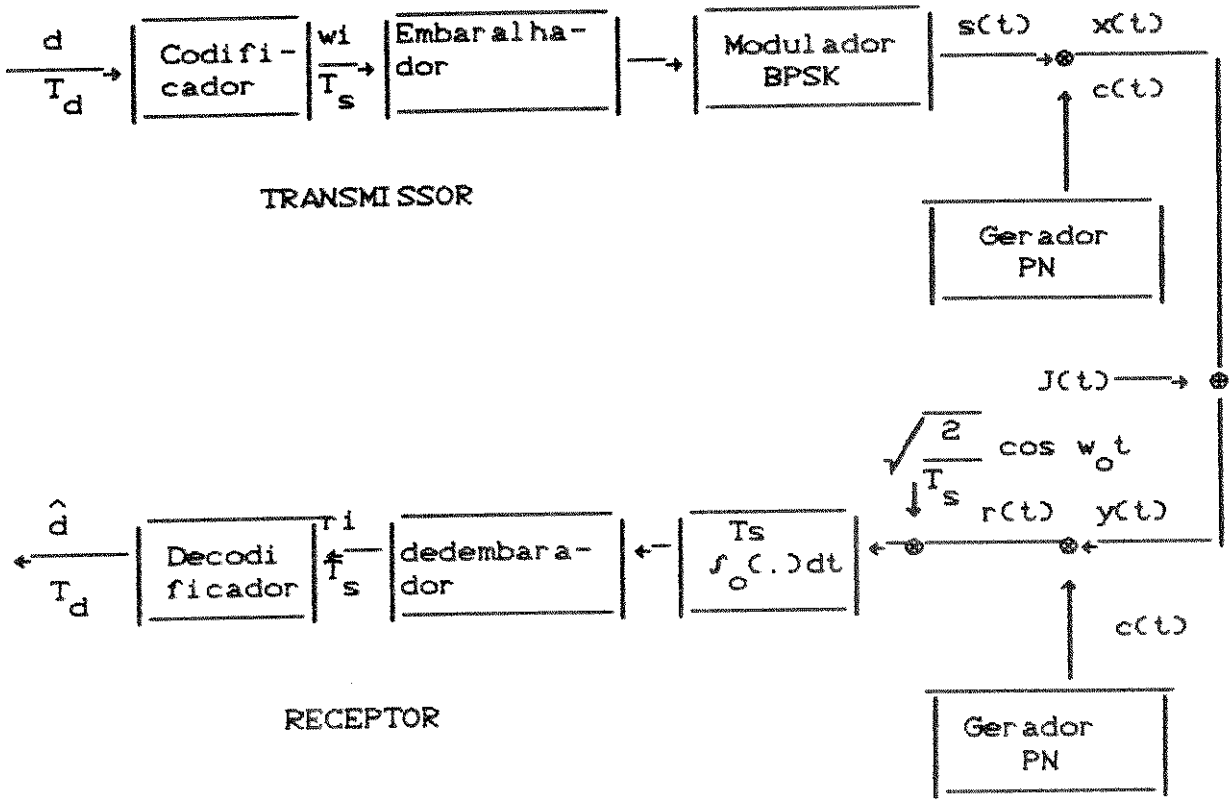


Figura 2.2.7- Sistema DS/BPSK usando um código de repetição

Os blocos demarcados: codificador e decodificador, serão vistos com mais detalhes nos Capítulos 3 e 4 . As técnicas de codificação e decodificação que iremos utilizar nas simulações deste trabalho serão ai apresentadas . Com o objetivo de ilustrar a utilização da técnica de correção de erros num sistema de espalhamento espectral iremos considerar a seguir os códigos de repetição .

De modo a diminuir a degradação imposta pelo uso da estratégia de interferência pulsada por parte do interferidor é que os bits codificados serão embaralhados (aleatoriamente) por uma técnica de embaralhamento de tal forma a torná-los

estatisticamente independentes.

Iremos considerar nas simulações a interferência pulsada cuja característica é do tipo faixa limitada com $\rho < 1$ conforme mostra a equação (2.1.2) .

O desempenho do sistema DS/BPSK codificado sem levar em consideração a técnica de embaralhamento , pode ser dado por

$$Pb = \rho \; Q\left[\sqrt{\frac{2\,Eb}{Nj}}\;\rho\right] \qquad (2.2.11)$$

Note que a eq. (2.2.11) é identica à equação (2.1.5) quando o sistema DS/BPSK não inclue codificação.

Assim , podemos concluir que não existe diferença no desempenho, medido pela Pb, entre o sistema não codificado e o sistema codificado usando o código do tipo repetição.

Em geral as técnicas de codificação são ineficientes sem o binômio embaralhador - desembaralhador .

Devido às especificidades apresentadas pelos canais onde os erros são do tipo "surto" o emprego de códigos corretores de erros fica bastante dependente do modelamento adotado . isto implica no fato de que um bom código corretor de erros tipo "surto" para um dado modelamento do canal não necessariamente será um bom código para um outro modelamento, contrário com o que ocorre no caso de canais sem memória .

De modo a tornar transparente o efeito dos erros tipo "surto" é que as técnicas de embaralhamento e desembaralhamento são incorporadas ao modelo do sistema de comunicações . No caso em consideração , estas técnicas são utilizadas de modo que o efeito da interferência pulsada passa a ser caracterizada como estatisticamente independente entre cada palavra - código. Assim utilizando-se o embaralhador - desembaralhador ideal teremos que a informação na saída do canal corresponde a uma sequência de

variáveis aleatórias estatisticamente independentes.

A probabilidade de erro de bit para o sistema em consideração usando decodificação abrupta pode ser dada por

$$Pb = \rho \; Q \left[\sqrt{\frac{2\,Eb}{m\,Nj}} \quad \rho \right] \qquad (2.2.12)$$

Note que de (2.2.12), aumentando o valor de "m" (número de repetições) podemos combater efetivamente a interferência pulsada .

Em [2] é mostrado que o sistema de espalhamento espectral com decisão abrupta apresenta uma melhor eficiência no combate à interferência pulsada do que aquele usando decisão suave .

Nas Figuras 2.2.8 a 2.2.11 , [2] são comparadas desempenhos de um sistema DS/BPSK não codificado com um codificado , utilizando um código de repetição .

Note que quanto maior for o valor de " m " , maior será a eficiência no combate à interferência.

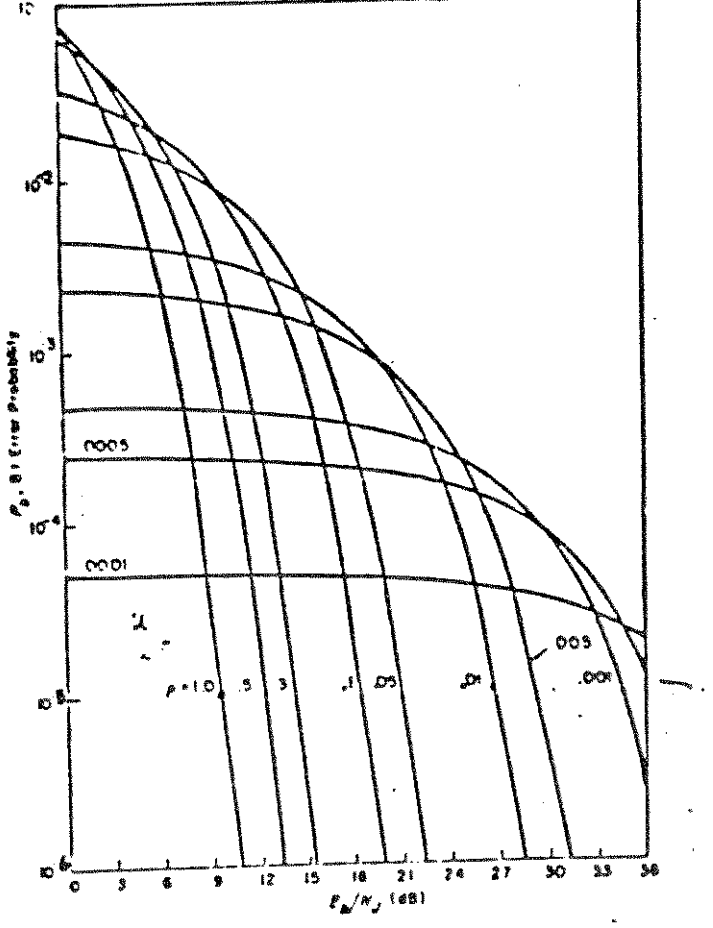


Fig 2.2.8-DS/BPSK não codificado com interferência pulsada

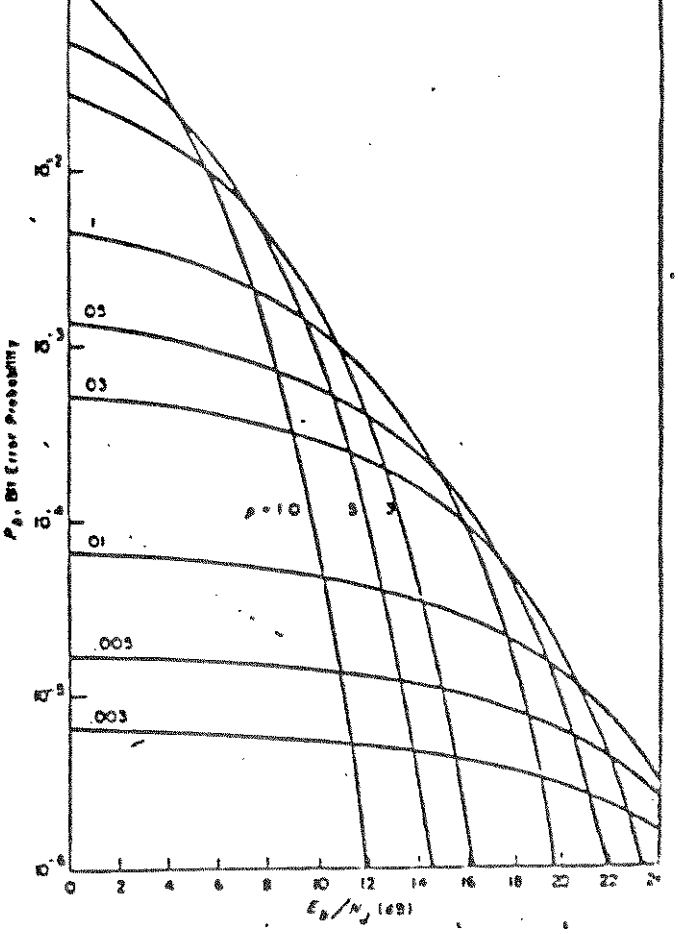


Fig 2.2.9- DS/BPSK , código de repetição com m=3

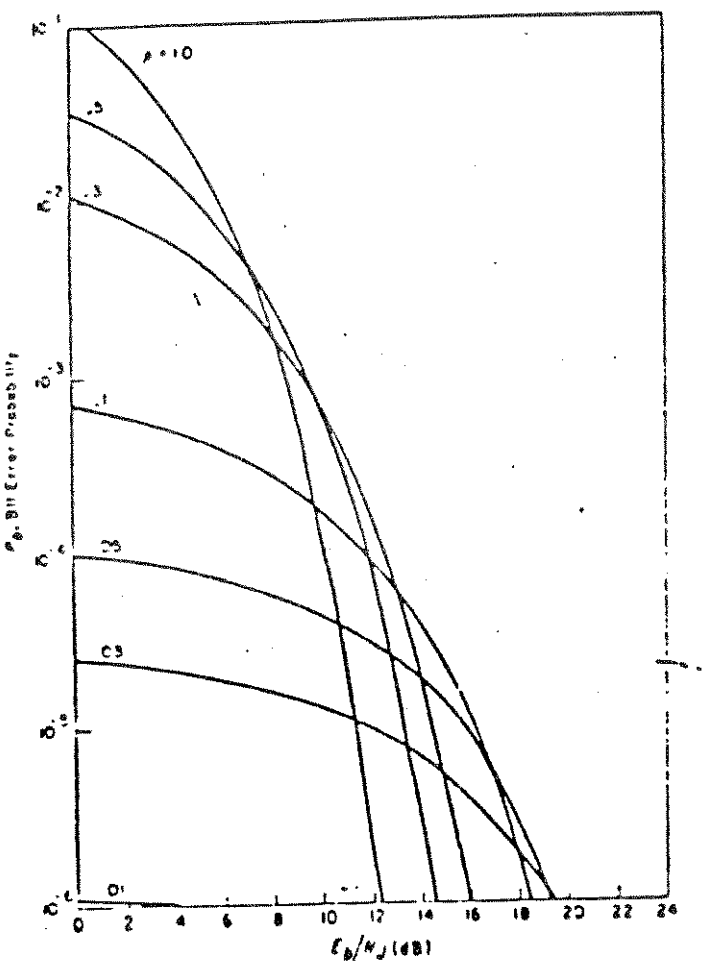


Fig 2.2.10-DS/BPSK, código de repetição m=5

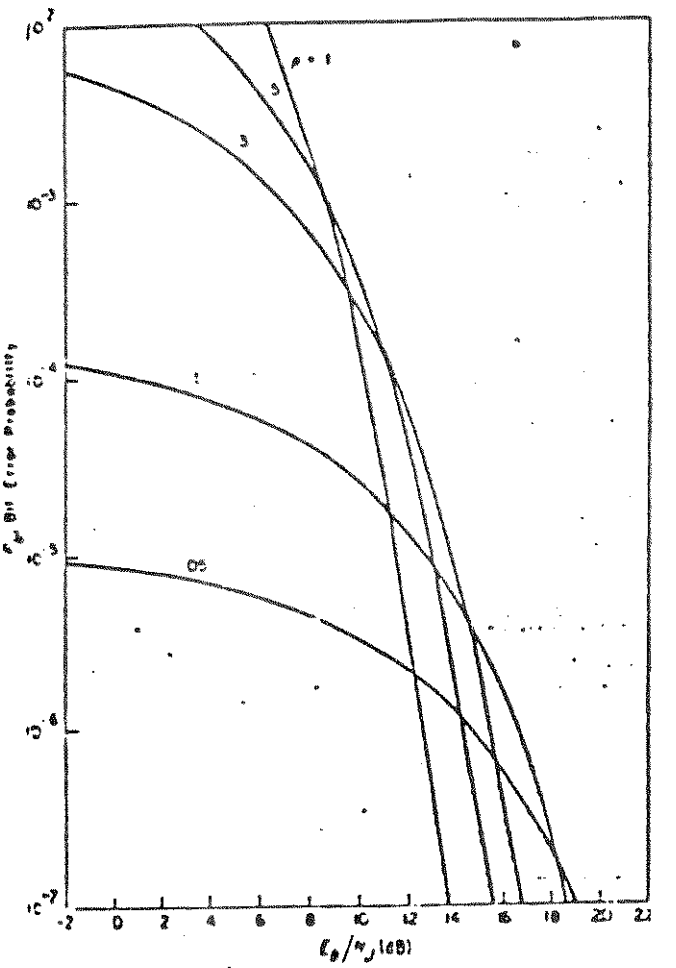


Fig 2.2.11-DS/BPSK, código de repetição m=9

2.3 MODELAMENTO DO CANAL

Como já nos referimos anteriormente, o uso de código corretor de erros do tipo FEC contribui efetivamente para o ganho de processamento do sistema de comunicações em consideração , desde que combinado com o par embaralhador - desembaralhador.

Como a interferência a ser empregada é do tipo pulsada , implica que o canal resultante seja do tipo discreto com memória . A técnica de embaralhamento viabilizará um modelamento do canal mais adequado à uma análise matemática do problema em questão . A contribuição efetiva desta técnica será a de tornar o canal discreto sem memória . para os nossos propósitos o canal resultante será binário simétrico sem memória - BSC (Binary Simetric Channel), como ilustra a Fig 2.3.1 .

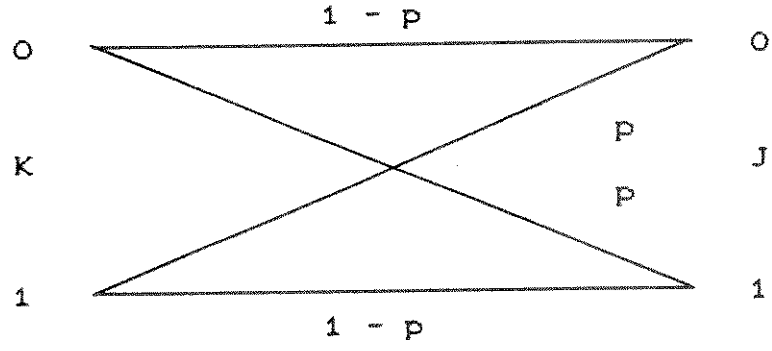


Figura 2.3.1 - Canal binário simétrico

O canal BSC é especificado pela probabilidade de transição P(J/K), isto é, a probabilidade de receber J dado que K foi enviado .

Como o canal é sem memória , cada dígito da seqüência de saída do canal depende somente do correspondente

dígito na entrada e a probabilidade da seqüência de saída $\vec{y} = (y_1, \ldots , y_N)$ dado uma seqüência de entrada $\vec{x} = (x_1, \ldots x_1, \ldots x_N)$ é dada por

$$P_N (\vec{y}/\vec{x}) = \prod_{n=1}^{N} P (y_n/x_n) \qquad (2.3.1)$$

O teorema da codificação de canal afirma que : "se a taxa, de transmissão, R for menor que a capacidade do canal, C , então a probabilidade de erro Pe pode ser reduzida a um nível desejado desde que se use um esquema de codificação e decodificação adequado ".

O modelo de sistema de comunicações que iremos nos referir neste trabalho está mostrado na Figura 2.3.2 .

A informação $\vec{u}$ aqui considerada já foi discretizada . No caso da voz vamos considerar que tenha passado por um processo de modulação delta , por exemplo. O sinal discreto resultante será apresentado ao bloco codificador , valendo o mesmo para as informações geradas digitalmente como no caso do código Baudot usado na telegrafia automática ou no caso do código ASCII para transmissão de dados . A seqüência $\vec{w}$ gerada pelo bloco codificador possui uma estrutura que será interpretada pelo bloco decodificador de modo a obter $\hat{\vec{u}}$.

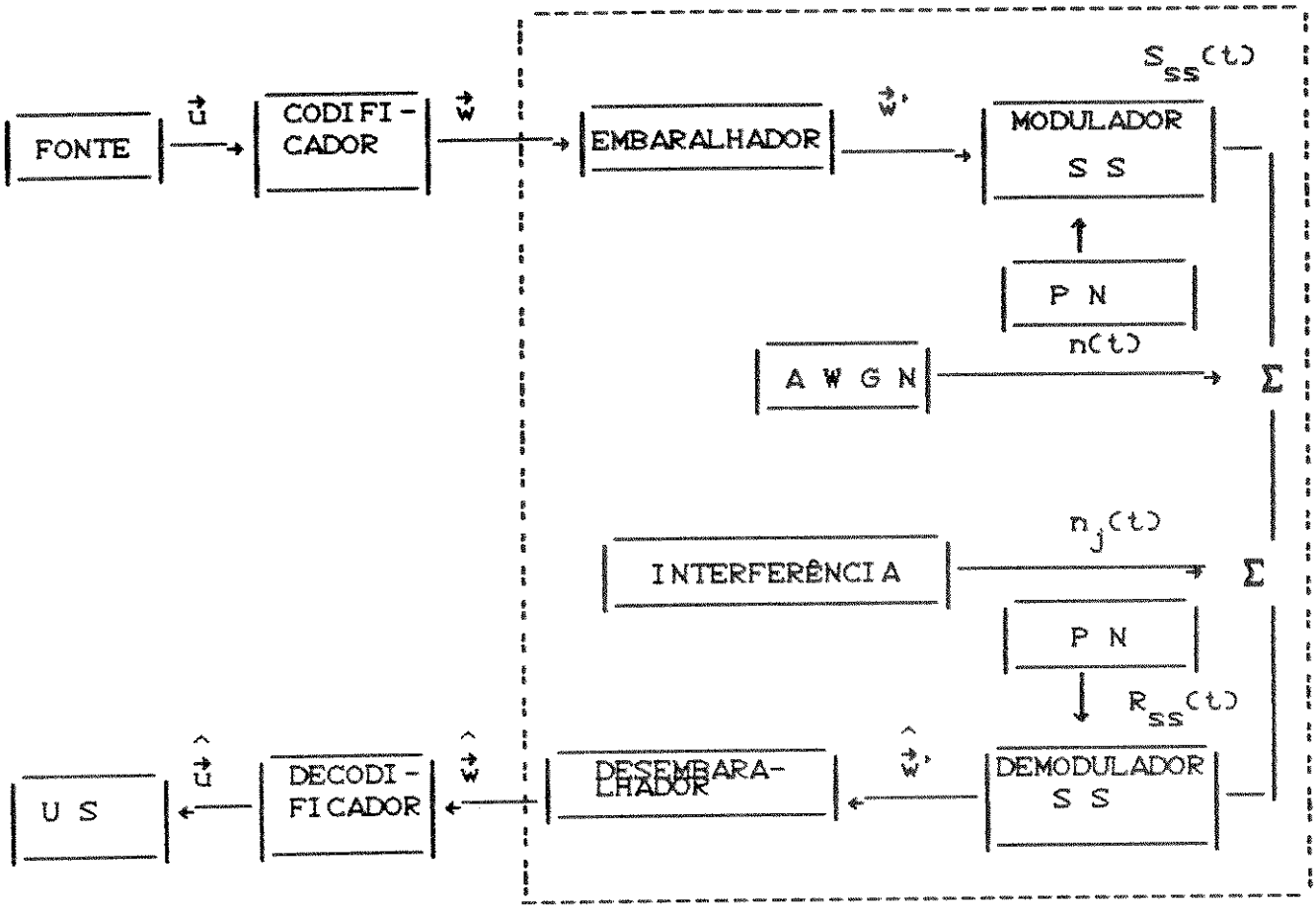


Figura 2.3.2 - Modelo de um sistema de comunicações com espalhamento de espectro - SS (Spread Spectrum).

2.4 TÉCNICAS DE EMBARALHAMENTO E DESEMBARALHAMENTO

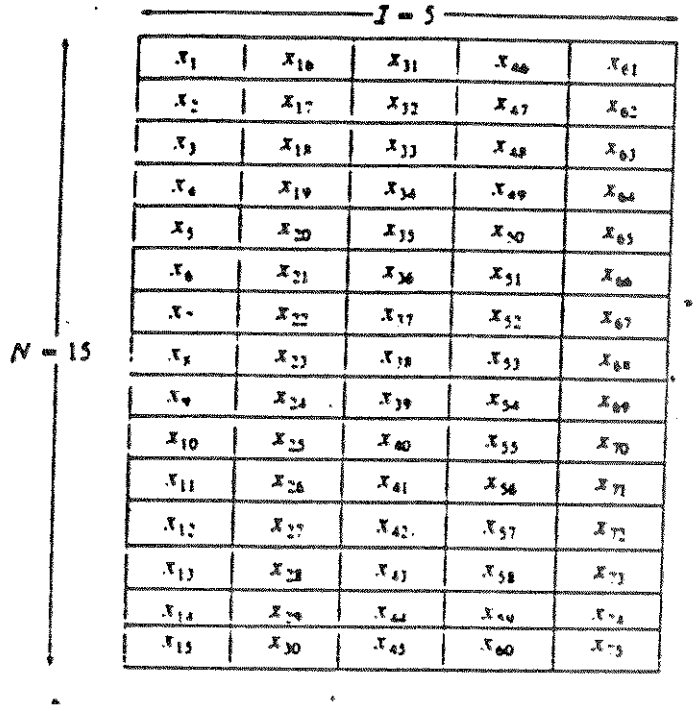
Sob o ponto de vista do interferidor, uma das estratégias que se tem mostrado mais efetiva é aquela empregando interferência do tipo pulsada ou faixa limitada. Como consequência deste fato teremos na saida do bloco DEMODULADOR SS , Figura 2.3.2 , a ocorrência de surtos de erros .

O propósito da técnica de embaralhamento é o de proporcionar um arranjo ou uma distribuição sistemática dos bits das seqüências a serem transmitidas de tal modo que os efeitos dos erros introduzidos pelo canal sejam distribuidos nas seqüências , "diluindo" assim a concentração dos erros .

Note que a efetividade desta técnica esta diretamente associada ao uso de código corretor de erros do tipo aleatório , dispensando deste modo a busca de códigos complexos.

Nesta seção iremos descrever dois tipos de embaralhadores, a saber, o embaralhador do tipo bloco e o embaralhador convolucional.

A Figura 2.4.1 mostra o embaralhador do tipo bloco (I,N) onde I = 5 , tamanho do bloco da palavra a ser enviada e N = 15 , comprimento da seqüência de informação codificada.



Seqüência de entrada : $x_1, x_2, x_3, \ldots\ldots$

Seqüência de saída : $x_1, x_{16}, x_{31}, \ldots\ldots$

Figura 2.4.1 - Exemplo do embaralhador do tipo bloco

Seja $x_1, x_2, x_3, x_4, \ldots\ldots$ uma seqüência de símbolos a serem transmitidos . Como mostrado na Figura 2.4.1 esta sequência alimenta o embaralhador do tipo bloco através das colunas de comprimento 15 . A leitura , ou saída , destes blocos se dão através das linhas . Assim teremos como saida a seqüência $x_1, x_{16}, x_{31}, x_{46}, x_{61}, x_2, x_{17}, \ldots\ldots\ldots$.

Estes símbolos são convenientemente processados e transmitidos através do canal.

No receptor , o bloco desembaralhador simplesmente realiza a operação inversa , ou seja, alimenta o bloco por linhas e realiza a leitura pelas colunas. Note que se o comprimento da interferência pulsada for "b" , onde $b \leq I$,após o bloco desembaralhador, resultarão simples erros separados a cada N símbolos . A área de memória exigida por este processo em princípio, é igual a $I \times N$, porém , se levarmos em consideração o fato de que existe um atraso no bloco desembaralhador durante o rearranjo do processo , existirá a necessidade de termos uma área $I \times N$ para armazenar os bits que estão chegando em tempo real e uma outra área equivalente para realizar o desembaralhamento , implicando numa área total utilizada igual a $2 I N$.

O outro tipo de embaralhador comumente utilizado em situações de surto de erros é do tipo convolucional. Este embaralhador foi proposto por Ramsey, veja [2] , cuja estrutura esquemática é ilustrada na Fig 2.4.2.

Neste arranjo a seqüência codificada dá entrada no banco de registradores de deslocamento através de chaveamento síncrono.

Nesta configuração temos que x_1 não passa por nenhum registrador de deslocamento e é transmitido imediatamente enquanto que os símbolos restantes sofrem um atraso nos registradores de deslocamento dispostos conforme a Figura 2.4.2 . Assim, se os símbolos, que dão entrada nesta configuração, são [x_1 , x_2, x_3 ....] , então os correspondentes símbolos na saída do embaralhador serão [x_1 ---------- x_6 ---------- x_{11} ---------- $x_{16}x_2$ ---------- $x_{61}x_{47}x_{33}x_{19}x_5$ -------] .

O desembaralhador convolucional realiza o processo inverso, porém , dependente de um perfeito sincronismo . Note que se o surto de erro tiver comprimento " b ", onde $b \leq I$, então os erros serão distribuidos à cada N bits . A vantagem desta configuração é que a mesma necessita apenas $IN/2$ de área de memória .

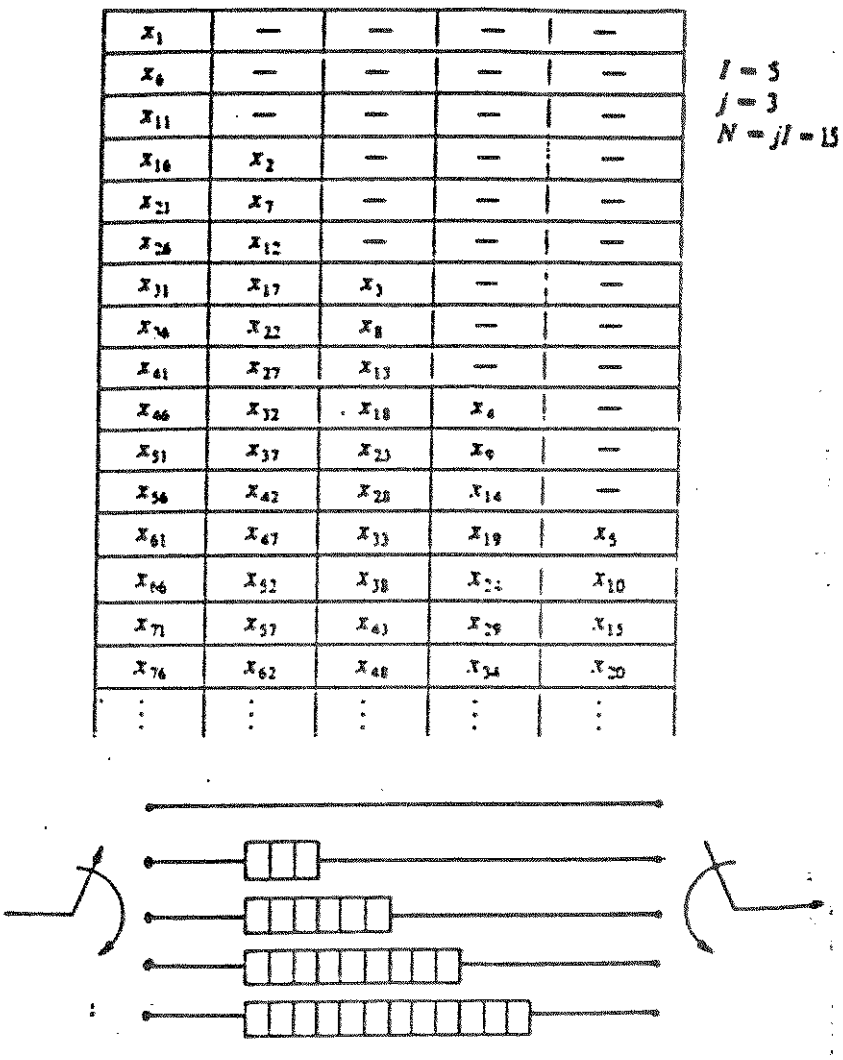


Figura 2.4.2 - Exemplo do embaralhador convolucional

2.5 CONCLUSÕES

Neste Capítulo procuramos apresentar sucintamente os conceitos e princípios referentes à técnica de espalhamento espectral. Foram abordados aspéctos da técnica de tipo seqüência direta, tipos clássicos de interferência intencional, o modelo do canal utilizado , técnicas de embaralhamento e desembaralhamento , de modo a propiciar o embasamento teórico do objetivo deste trabalho.

2.6 REFERÊNCIAS

[1] R. Duncan Luce and Howard Raiffa , " GAMES AND DECISIONS ", A study of Behavioral Models Project , Bureau of Applied Social Research , Columbia University.

[2] Marvin K. Simon , Jim K. Omura , Robert A. Scholtz and Barry K. Levitt ," SPREAD SPECTRUM COMUNICATIONS", Computer Science Press , 1985 .

[3] Robert C. Dixon , " SPREAD SPECTRUM SYSTEMS ", John Wiley & Sons , 1984 .

C A P Í T U L O 3

CONSIDERAÇÕES SOBRE CODIFICAÇÃO

3. INTRODUÇÃO AOS CÓDIGOS DE TRELIÇA

Elias [1] em 1955 propos uma nova classe de códigos , denominada convolucional , com o objetivo de explorar a característica de "memoria" inerente a este processo, de tal forma que significativos ganhos de codificação fossem alcançados quando comparados com os ganhos propiciados pela classe dos códigos de bloco . Este fato deu origem à duas " escolas " de teóricos em codificação , ou seja , os algebristas e os probabilísticos. A primeira está fortemente fundamentada nas estruturas algébricas de grupo , anéis e espaços vetorias para geração e decodificação das classes de códigos de bloco. A segunda por sua vez , se recente de uma estrutura matemática bem definida , isto é , tanto o processo de geração quanto o processo de decodificação utilizam ferramentas matemáticas distintas. As propriedades estruturais e de geração fazem uso da Teoria de Automatas Finitos e Fluxo em Redes [7] respectivamente , enquanto que o processo de decodificação é probabilístico .
Entretanto , o fator preponderante que despertou interesse na aplicação de tais códigos em sistemas de comunicações foi o estabelecimento do modelo proposto por Viterbi [3]. Desde então, os códigos convolucionais tem sido utilizados na maioria dos sistemas de comunicações .

Tentaremos aqui situar o conceito já amplamente conhecido dos códigos convolucionais, dentro das classes dos códigos de árvore e códigos de treliça.

Nas seções 3.1 a 3.3 estaremos usando a abordagem feita por Massey [2] a respeito dos códigos de treliça . Na seção 3.4 mostraremos as técnicas de geração e codificação dos códigos convolucionais. Na seção 3.5 mostraremos as propriedades estruturais , analizando os códigos convolucionais como uma máquina de estados finitos e sob o aspecto de Fluxo em redes. Na seção 3.6 analizamos o desempenho dos códigos convolucionais com emprego em sistemas de comunicações . Na seção 3.7 apresentamos um algorítimo para implementação de código convolucional usando a técnica da convolução, cujo objetivo é a

utilização em tempo real . Finalmente , na seção 3.8 uma configuração em hardware de um codificador concolucional operando com um relógio de até 36 Mhz é mostrada.

3.1 CÓDIGOS DE ÁRVORE

Os códigos de árvore como o próprio nome especifica, usa um grafo bastante sugestivo, onde formalmente definiremos Ar = (L,T) m-aria , como sendo uma árvore tal que : m ramos divergem de cada vértice até uma profundidade L do vértice inicial; e que somente um ramo diverge de cada vértice com profundidade maior ou igual a L, porem, menor ou igual a L+T , com L, T e m inteiros tal que L>1, T>0 e m≥2, conforme mostra a Fig 3.1.1 .

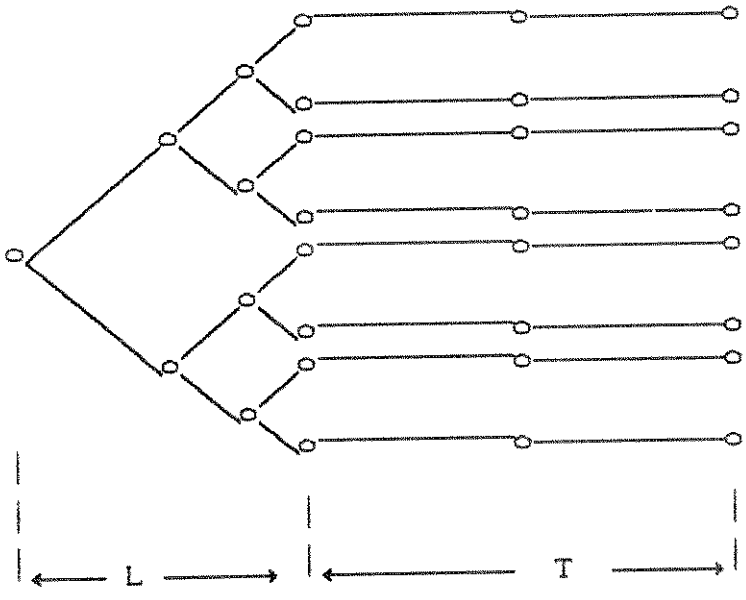


Fig 3.1.1 - Árvore binária com L=3 e T=2.

Notamos que uma árvore (L,T)m-ária possue m^L vértices terminais com profundidade L+T , e que a cada transição está associada uma "palavra ramo" com N símbolos do alfabeto de entrada de um canal discreto sem memoria, e que sendo $\bar{R}$ a taxa do código de árvore (L,T)m-ária, então $m=2^{N\bar{R}}$ é o número de ramos que divergem de cada vértice até uma profundidade L.

Assim, um código de árvore (N,R,L,T) é um tipo especial de código de bloco (n,k) para um DMC , com m^L palavras códigos de comprimento N(L+T) e taxa R dada por :

$$R = \frac{k}{n} \simeq \frac{\log m^L}{(L+T)N} = \frac{L \log 2^{N\bar{R}}}{(L+T)N} = \frac{L}{(L+T)} \cdot \bar{R} \qquad (3.1.1)$$

como em geral L>>T , teremos que $R \underset{\sim}{\sim} \bar{R}$.

3.2 CÓDIGOS DE TRELIÇA

Adotando-se um procedimento de codificação para o código de árvore oriundo do estabelecimento de uma dependência entre os símbolos da fonte , verificamos que a classe dos códigos de treliça é um caso particular dos códigos de árvores.

A estratégia adotada é associar à cada símbolo emitido pela fonte, um ramo que diverge de cada vértice na árvore bem como "rotular" cada vértice com uma sequência de símbolos associado a um caminho percorrido na árvore.

Através da "rotulação" estamos introduzindo uma "memória" M ao código de árvore. Considere o arranjo da Fig 3.2.1, onde para facilidade de exposição L >> 1. Podemos notar que existem caminhos na árvore, como por exemplo os caminhos (1,1,0,a1,a2,...) e (0,1,0,b1,b2,...), apresentando a mesma sequência codificada, de modo que a partir de uma profundidade M + 1 da árvore os caminhos oriundos de um mesmo vértice fornecerão a mesma sequência codificada para

uma mesma sequência de informação , com isto poderemos sobrepor as diferentes transições que levam à um mesmo estado,a partir da profundidade M + 1 . Isto significa dizer que a árvore tem memória . A Fig. 3.2.2 mostra este fato.

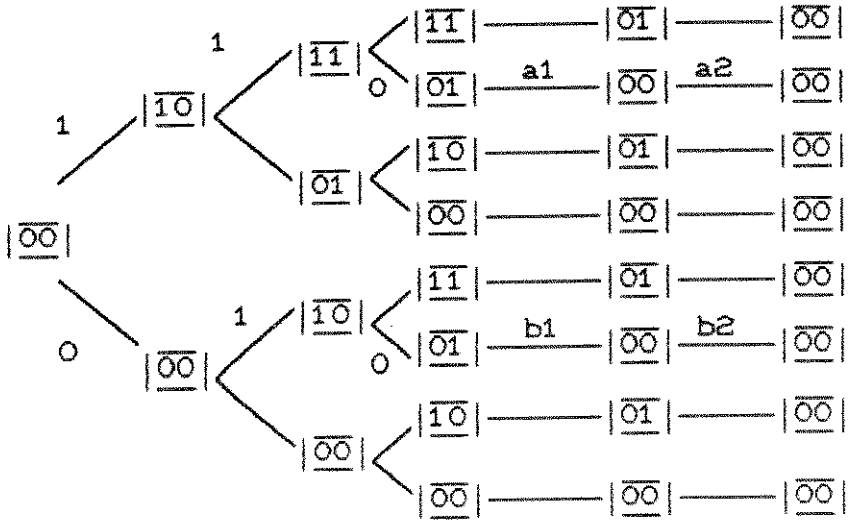


Fig 3.2.1 - Arranjo da árvore binária L=3, T=2 , M=2

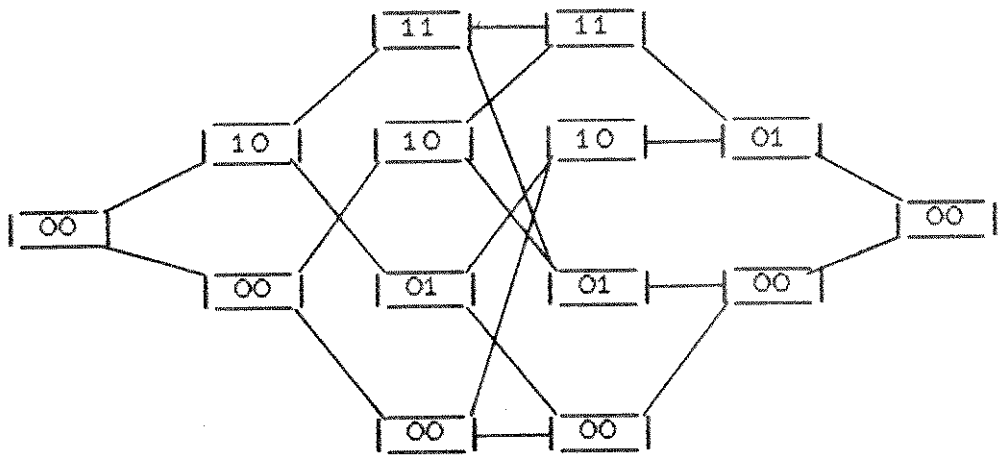


Fig 3.2.2 - Treliça binária L=3,T=2,M=2

Assim, definiremos um código de treliça Tr=(N,R,L,T,M) para um DMC onde à cada transição nesta treliça está associada uma "palavra ramo" consistindo de N símbolos do alfabeto de entrada do canal com m^{MT} nós terminais.

Pode- se observar que um código de treliça Tr=(N,R,L,T,M) para um DMC é um caso particular do código de árvore Ar=(N,R,L,T). É interessante também notar que podemos pensar no código de árvore Ar=(N,R,L,T) como um caso particular do código de treliça Tr=(N,R,L,T,M=L+T) desde que M=L+T , a treliça recompõe-se numa árvore com $m^{MT} = m^{L}$ nós terminais.

O termo "treliça" foi introduzido por Forney para se referir ao grafo da Fig 3.2.2 .

3.3 CÓDIGOS CONVOLUCIONAIS

Como o " ensemble" dos códigos de árvore Ar=(N,R,L,T) para um DMC coincide com o " ensemble " dos códigos de treliça Tr = (N,R,L,T,M=L+T), passaremos a considerar os códigos de treliça sem perda de generalidades.

Seja $\langle u_0, u_1, \ldots u_{L-1} \rangle$ a sequência de dígitos de informação a ser codificada onde u_i está associado a um ramo da treliça. Seja $\langle w_0, w_1, \ldots w_{L+T-1} \rangle$ a correspondente sequência codificada. Como o processo de codificação pode ser visto como uma função aplicada à uma sequência de entrada , isto é ,

$$w_i = f_i (u_i , u_{i-1} , \ldots , u_{i-M})$$

onde M é a memória , ou M + 1 número de registros , então podemos associar a esta aplicação um esquema genérico de um codificador de treliça como mostrado na Fig 3.3.1 .

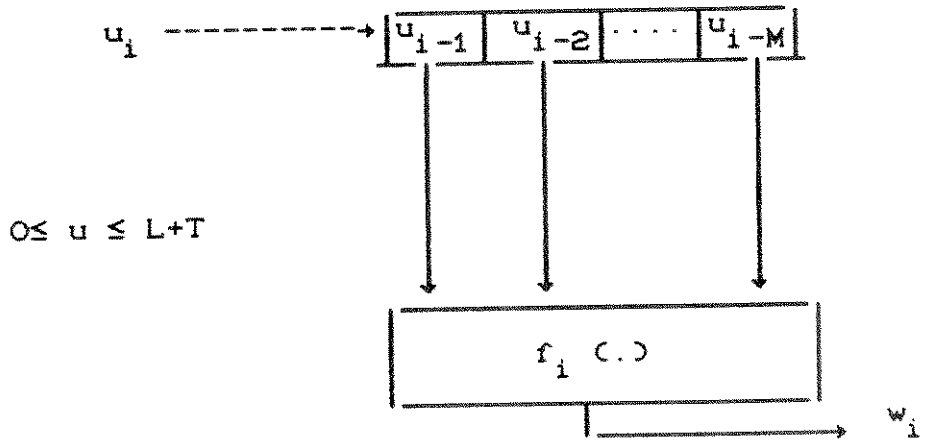


Fig 3.3.1- Esquema genérico do codificador de treliça Tr=(N,R,L,T,M)

O esquema da Fig 3.3.1 mostra a informação u_i sendo deslocada com um atraso unitário e ao mesmo tempo processada por uma função $f_i(.)$. Note que $f_i(.)$ é uma função do tempo .

Quando $f_i(.)$ for constante para todo i ,(0<= i <=L+T), isto é, $f_i(.) = f(.)$ o codificador é dito invariante no tempo. Caso contrário , o codificador é dito variante no tempo.

Como $f_i(.)$ é arbitraria implica que a mesma pode ser uma função linear como não linear.

O código de treliça Tr=(N,R,L,T,M) q-ária com $w_i = f(u_i, u_{i-1},..,u_{i-M})$ e f(.) linear forma a classe dos códigos convolucionais tal que os símbolos de entrada de um DMC pertencem ao corpo de Galois com q elementos , GF(q), onde q é um número primo ou uma potência de um número primo.

Suponha que $m=q^k$, tal que u ϵ k-upla sobre GF(q), teremos :

i) Taxa do código $R= (\log m)/N = (k/N) \log q$ (3.3.1)

ii) O codificador convolucional (N,R,L,T,M) com $w_i = f(u_i, u_{i-1}, \ldots, u_{i-M})$ é tal que

$$u_i \in GF(q)^k$$

e

$$w_i \in GF(q)^N$$

e $f_i(.)$, $0 \leq i < L+T$ é função linear com domínio $GF(q)^{(M+1)k}$ e contradomínio $\longrightarrow GF(q)$.

iii) $f_i(.)$ pode ser representada por

$$w_i = u_i\, g_0(i) + u_{i-1}\, g_1(i) + \ldots + u_{i-M}\, g_M(i) \qquad (3.3.2)$$

onde $g_j(i)$ são matrizes kxN sobre GF(q).

iv) Para $f_i(.) = f(.)$ (invariante no tempo) então a eq (3.3.2) pode ser vista como

$$w_i = u_i g_0 + u_{i-1} g_1 + \ldots + u_{i-M}\, g_M \qquad (3.3.3)$$

com g_j matrizes kxN sobre GF(q). Dai o nome "CODIFICADOR CONVOLUCIONAL", devido a (3.3.3) apresentar a sequência codificada como a convolução da sequência de informação $\vec{u} = (u_i, u_{i-1}, \ldots, u_{i-M})$ e a seqüência $\vec{G}j = (g_0, g_1, \ldots, g_M)$.

v) A equação de codificação pode ser representada então por

$$\vec{w} = \vec{u} * \vec{G}_j \qquad (3.3.4)$$

servindo assim de suporte quando se deseja implementar um algoritmo onde o codificador será usado em situações de tempo real.

vi) Como o objetivo é propor uma estrutura algébrica a esta classe de códigos , é conveniente abordar os códigos convolucionais da mesma forma que os códigos de bloco, isto é, através da representação matricial , para a geração bem como para a decodificação . A diferença fundamental nesta abordagem advém do fato de que enquanto nos códigos de bloco as matrizes geradoras e de paridade são finitas as mesmas matrizes para os códigos convolucionais são semi-infinitas. Sejam $w_{[i,j)}$ e $u_{[i,j)}$ definidas como as sequências truncadas tais que

$$w_{[i,j)} = (w_i , w_{i+1} , \ldots , w_{j-1})$$

$$u_{[i,j)} = (u_i , u_{i-1} , \ldots , u_{j-1})$$

De (3.3.2) , temos que

$$w_{[0,L+T)} = u_{[0,L)} \begin{vmatrix} g_0(0) & g_1(1) & \ldots & g_M(M) & & \\ & g_0(1) & \ldots & g_{M-1}(M) & g_M(M+1) & \\ & & & \vdots & & \\ & & & & g_0(M) & g_1(M+1) \\ & & & & g_0(L-1) & \ldots g_T(L-1) \end{vmatrix} \qquad (3.3.5)$$

Onde os claros da matriz devem ser completados com zeros. Desta forma a matriz de (3.3.5) é denominada matriz geradora, $\vec{G}_j$ do código convolucional (N,R,L,T,M). Para o caso especial do codificador convolucional invariante no tempo , temos

$$\vec{G}_j = \begin{vmatrix} g0 & g1 & \cdots & gM & & & \\ & g0 & \cdots & gM-1 & gM & & \\ & & \ddots & & & & \\ & & & g0 & g1 & & \\ & & & & g0 & g1 \ldots & gT \end{vmatrix} \qquad (3.3.6)$$

Onde Gj é uma matriz sobre GF(q) .

iv) Forney [4] também demonstrou que a operação de codificação envolvendo códigos convolucionais pode ser mais convenientemente tratada através do uso da transformada D. Como um codificador convolucional pode ser visto como um sistema linear, a sequência codificada resulta da convolução da matriz geradora com a sequência de informação . Através da transformada D a sequência codificada passa ser o resultado do produto da transformada D da sequência de informação pela transformada D da matriz geradora . Assim tanto a sequência de informação como a codificada podem ser representadas pelos coeficientes dos respectivos polinômios .

A eq (3.3.5) , pode ser expressa como

$$\vec{W}(D) = \vec{U}(D)\ \vec{G}_j(D) \qquad (3.3.7)$$

onde $W(D) \triangleq [w_1(D), w_2(D), \ldots, w_N(D)]$ é uma N-upla, seqüência

codificada e $U(D) \triangleq [u_1(D), u_2(D), \ldots, u_k(D)]$ é a k-upla, sequência de informação .

$\vec{G}_j(D)$ pode ser representada pela matriz k x N, dada por

$$\vec{G}_j(D) = \begin{vmatrix} g_1^{(1)}(D) & g_1^{(2)}(D) & \ldots & g_1^{(N)}(D) \\ g_2^{(1)}(D) & g_2^{(2)}(D) & \ldots & g_2^{(N)}(D) \\ . & & & \\ . & & & \\ . & & & \\ g_k^{(1)}(D) & g_k^{(2)}(D) & \ldots & g_k^{(N)}(D) \end{vmatrix} \qquad (3.3.8)$$

Após ocorrer a multiplexação final , a palavra código será

$$\vec{W}(D) = \vec{W}_1(D^n) + D\vec{W}_2(D^n) + \ldots + D^{n-1}\vec{W}_N(D^n) \qquad (3.3.9)$$

3.4 GERAÇÃO DE CÓDIGOS CONVOLUCIONAIS

O objetivo desta seção é apresentar o processo de geração e codificação de códigos convolucionais . Ao invés de apresentarmos formalmente , iremos fazer uso de exemplos.

Vamos considerar a configuração de um código com memória M=2 e taxa R=1/2. Este codificador consiste de 3 registros de memória, de dois OU-exclusivos e um multiplexador para serialização da saída codificada. A implementação deste codificador como uma máquina de estados finito tipo Mealey ou como uma máquina de Moore estão caracterizadas nas Figs 3.4.1.a e 3.4.1.b , respectivamente .

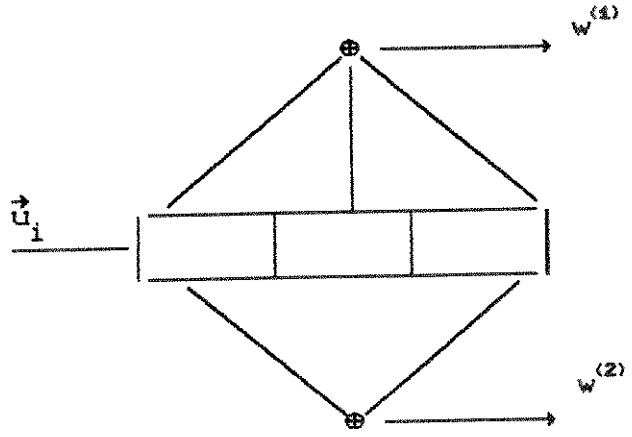


Fig 3.4.1.a - Máquina de Mealey

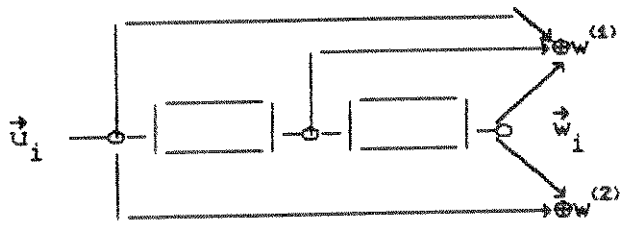


Fig 3.4.1.b - Máquina de Moore

O código convolucional em consideração será representado pela tripla (n,k,m+1) ou (n',k,m) , onde n é o comprimento da palavra código ramo , k é o comprimento dos dígitos de informação e (m+1) registros ou m memórias.
Assim para este caso teremos (2,1,3) ou (2,1,2) segundo as máquinas de Mealey ou Moore, respectivamente.

A seguir iremos apresentar 3 formas distintas de geração da palavra código correspondente a uma dada sequência de informação .

i) Sistemas lineares - o processo de codificação então consiste em convoluir a sequência de informação $\vec{u}_i$ com as funções geradoras g1 e g2 (vetores) caracterizando as conexões dos registros ou não com OU-exclusivos , isto é,

$g1=(1\ 1\ 1)$ e $g2=(1\ 0\ 1)$

Seja $\vec{u}_i=(10101)$ a sequência de informação, então $w^{(1)}$ e $w^{(2)}$ são dados por

$$w^{(1)}=(1\ 0\ 1\ 0\ 1)*(1\ 1\ 1)=(1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1)$$

$$w^{(2)}=(1\ 0\ 1\ 0\ 1)*(1\ 0\ 1)=(1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1)$$

A palavra código resultante advém da serialização de $w^{(1)}$ e $w^{(2)}$ resultando em

$$\vec{w}_i=(1\ 1,\ 1\ 0,\ 0\ 0,\ 1\ 0,\ 0\ 0,\ 1\ 0,\ 1\ 1)$$

ii)Forma matricial - façamos agora o arranjo da matriz geradora $\vec{G}_j$ como em (3.3.6). Se as funções geradoras g1 e g2 forem interlaçadas e arranjadas segundo o critério de justapor-se os elementos de g1 e g2 par-a-par, isto é,

teremos a seguinte matriz,

$$Gj = \begin{vmatrix} 1\ 1 & 1\ 0 & 1\ 1 & & & \\ & 1\ 1 & 1\ 0 & 1\ 1 & & \\ & & 1\ 1 & 1\ 0 & 1\ 1 & \\ & & & 1\ 1 & 1\ 0 & 1\ 1 \end{vmatrix}$$

onde o número de linhas de Gj depende do tamanho da informação . Seja $\vec{u}_i$ = (1 0 1 0 1) , então $\vec{w}_i = \vec{u}_i \cdot \vec{G}j$ ou

$$\vec{w}_i = (1\ 1\ \ 1\ 0\ \ 0\ 0\ \ 1\ 0\ \ 0\ 0\ \ 1\ 0\ \ 1\ 1)$$

iii) Transformada D - este caso utiliza o recurso de transformadas de tal forma que a operação de convolução no domínio do tempo se caracterize como uma multiplicação no domínio D . Assim , as funções geradoras

$$g1 = (1\ 1\ 1) \qquad e \qquad g2 = (1\ 0\ 1)$$

passam a ser representadas por

$$g1(D) = 1 + D + D^2 \qquad e \qquad g2(D) = 1 + D^2 \ .$$

Consequentemente ,

$$\vec{G}j(D) = [\ 1 + D + D^2 \quad 1 + D^2\ ] \ .$$

Da mesma forma , a sequência de informação $\vec{u}_i$ = (1 0 1 0 1) passa a ser representada por

$$\vec{U}(D) = 1 + D^2 + D^4 .$$

As saídas $\vec{W}_1(D)$ e $\vec{W}_2(D)$ serão dadas por

$$\vec{W}_1(D) = (1 + D^2 + D^4)(1 + D + D^2)$$

$$\vec{W}_2(D) = (1 + D^2 + D^4)(1 + D^2)$$

Pelas eq (3.3.7),(3.3.8) e (3.3.9), a palavra código $\vec{W}(D)$, após uma pequena manipulação algébrica ficará

$$\vec{W}(D) = \sum_{i=1}^{k} \vec{U}_i(D^n)\,\vec{G}_j(D) \qquad (3.4.1)$$

onde

$$\vec{G}_j(D) \triangleq g_1(D^n) + Dg_2(D^n) + \ldots + D^{n-1}g_N(D^n) \qquad (3.4.2)$$

é a equação geradora polinomial. Assim,

$$\vec{G}_j(D) = g_1(D^2) + Dg_2(D^2) = 1 + D + D^2 + D^4 + D^5$$

$$\vec{W}(D) = \vec{U}(D^2)\vec{G}_j(D) = (1 + D^4 + D^8)(1 + D + D^2 + D^4 + D^5)$$
$$= 1 + D + D^2 + D^6 + D^{10} + D^{12} + D^{13}$$

O que corresponde aos resultados obtidos anteriormente , bastando substituir os coeficientes do polinômio $\vec{W}(D)$ adequadamente.

3.5 PROPRIEDADES ESTRUTURAIS

i) Os códigos convolucionais sendo vistos como uma máquina de estados finitos podem ser descritos através de diagrama de estados.

Defina S_k e $\vec{w}$ como estado e saída da máquina de estados finitos , isto é,

$$S_k = (u_{k-1}, u_{k-2})$$

$$w_i(k) = f_i(S_k, u_k) \qquad (3.5.1)$$

$$\vec{w} = (w_1(k), w_2(k))$$

À cada novo u_k resulta na transição do estado S_k para um novo estado S_{k+1}, com a correspondente saída $w_i(k)$. Para o codificador considerado, o diagrama de estado é como mostra na Fig 3.5.1

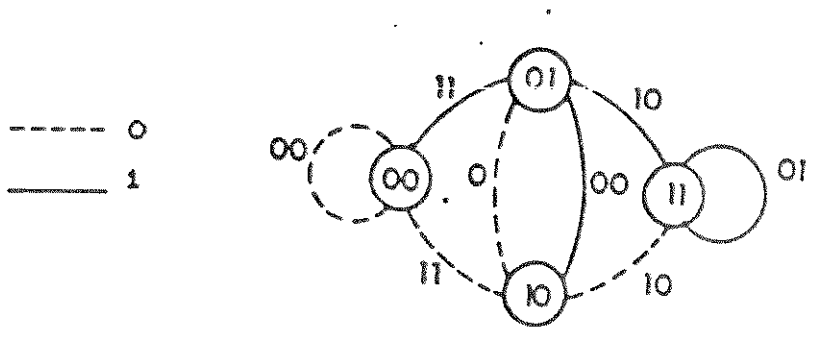


Fig 3.5.1- Diagrama de estado do código convolucional M=2 e R=1/2

ii)Como os códigos convolucionais formam um grupo , o diagrama de estado pode ser modificado de tal forma a fornecer uma descrição completa dos pesos de Hamming de todas as palavras códigos não nulas.

Vejamos como esta modificação pode ser realizada. Inicialmente o codificador da Fig 3.5.1 está no estado (00). A palavra-código correspondente a qualquer sequência de informação $\vec{u}_i$ pode ser obtida simplesmente caminhando através do diagrama de estado segundo a sequência de informação pré-estabelecida e coletando os valores correspondentes às respectivas transições . Após o último bloco não nulo da sequência de informação , "M" blocos nulos serão adicionados, de tal forma que o codificador retorne ao estado (00). Por exemplo, se $\vec{u}_i$ = (1 0 1 0 1) a palavra-código correspondente será $\vec{w}_i$ = (1 1 0 1 0 0 0 1 0 0), se $\vec{u}_i$ = (0 0 0... 0),o codificador ficará no estado zero todo o tempo. O peso de Hamming da sequência codificada será zero e desta forma a malha fechada ao redor do estado (00) pode ser particionada em um estado inicial e final . Cada transição tem uma função de transferência da forma D^{ω} , onde ω é o peso de Hamming da respectiva transição.

Cada caminho conectando o estado inicial e final (00) representa uma palavra-código não nula. O valor total de cada um desses caminhos é obtido através da multiplicação das funções de transferência de cada transição. O diagrama de estado modificado está mostrado na Fig 3.5.2

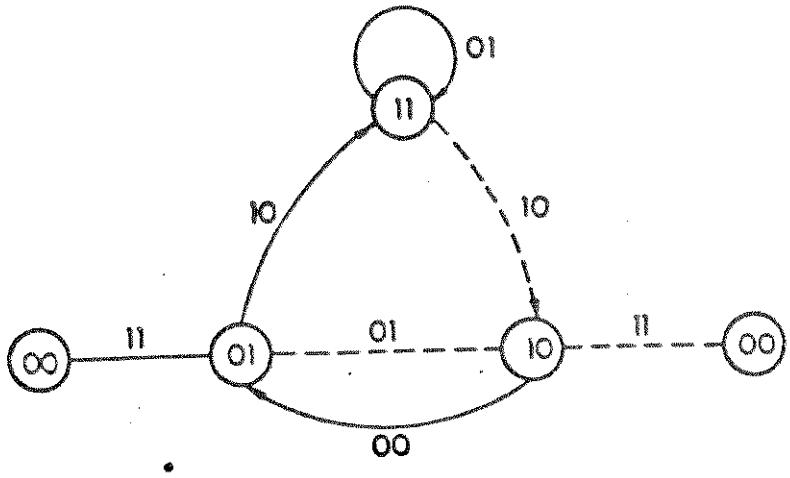


Fig 3.5.2 - Diagrama de Estado Modificado

Pelo diagrama de fluxo mostrado na Fig 3.5.2 pode-se

verificar que este código apresenta a maior das menores distância de Hamming das palavras códigos , portanto sendo denominado um código ótimo. Assim, o caminho que fornece a maior das menores distâncias de Hamming é dado pelas transições de estados 00 ⟶ 01 ⟶ 10 ⟶ 00 . O valor desta distância é 5 . A configuração do codificador considerado, isto é , g1=(1 1 1) e g2=(1 0 1) apresenta uma distribuição equilibrada dos pesos de Hamming para cada nó, ou seja , em cada nó a somatória dos pesos de Hamming dos ramos que entram é igual à somatória dos pesos de Hamming dos ramos que saem. A Fig. 3.5.3 ilustra o que acabamos de mencionar.

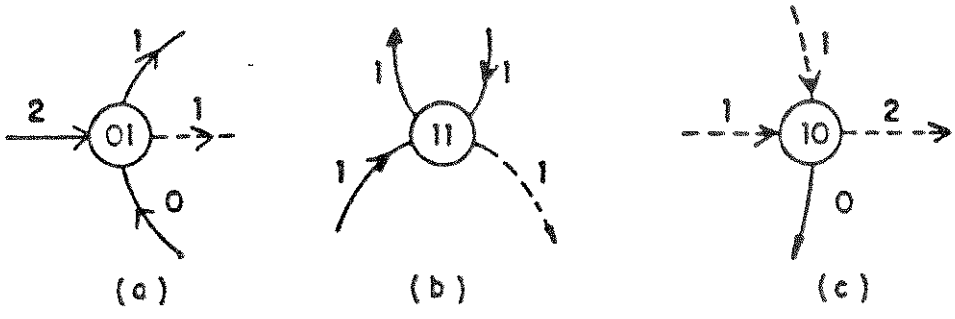


Fig 3.5.3 - Nós do diagrama modificado

Temos então uma configuração em regime de máxima distribuição de fluxo. (Veja [7] para detalhes) .

iii) O polinômio que especifica o espectro de peso das palavras-código de um código convolucional pode ser obtido a partir do diagrama de estado modificado. Este diagrama de estado modificado pode ser visto como um sistema linear dinâmico discreto.

Assim, as equações de estado e saída para o codificador da Fig 3.5.1 são dadas por

$$E(i+1) = A(i) \cdot E(i) + B(i)$$
$$T(i) = H(i) \cdot E(i) \qquad (3.5.2)$$

respectivamente, onde E(i) é a matriz de estados 3 x 1 e especifica os valores das transições do estado inicial para os estados intermediários no instante t=i , A(i) é uma matriz de transição 3 x 3 onde seus elementos são os valores das transições entre os estados intermediários , H(i) é uma matriz de saída que especifica os valores das transições dos estados intermediários para o estado final e B(i) é a matriz inicial 3 x 1 que especifica os valores das transições do estado inicial para os estados intermediários.

Para o exemplo considerado as seguintes matrizes explicam os elementos de (3.5.2) , isto é

$$E(i) = |\xi i1 \ , \ \xi i2 \ , \ \xi i3| \quad ; \quad H(i) = |0 \quad D^2 \quad 0|$$

$$B(i) = |D \quad 0 \quad 0| \quad ; \quad A(i) = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ D & 0 & D \\ D & 0 & D \end{vmatrix} \qquad (3.5.3)$$

Substituindo-se (3.5.3) em (3.5.2) e resolvendo-se o sistema de equações chegamos a

$$T(D) = D^5 / 1 - 2D = D^5 + 2D^6 + 4D^7 + \ldots \qquad (3.5.4)$$

iv) O desempenho dos códigos convolucionais está diretamente relacionado com o algoritmo de decodificação e com as propriedades de distância do código. Vejamos então as diferentes medidas de distâncias mais utilizadas , a saber, a mínima distância livre ,d_{free},função distância de coluna, d_i e distância mínima ,d_{min}.

Dentre estas medidas de distância, a mínima distância livre, d_{free}, é a mais importante, e a mesma é definida como

$$d_{free} \triangleq \min_{\vec{u}' \neq \vec{u}'' \in U} \{ d(\vec{w}', \vec{w}'') : \vec{u}' \neq \vec{u}'' \} \qquad (3.5.7)$$

onde $\vec{w}'$ e $\vec{w}''$ são as sequências codificadas correspondentes às sequências de informação $\vec{u}'$ e $\vec{u}''$ respectivamente. Desse modo, d_{free} é a distância mínima entre quaisquer sequências $\vec{w}'$ e $\vec{w}''$.

Como os códigos convolucionais são lineares ,temos então que

$$d_{free} = \min \{ \omega (\vec{w}' \oplus \vec{w}'') : \vec{u}' \neq \vec{u}'' \}$$

$$= \min \{ \omega (\vec{w}) : \vec{u} \neq 0 \}$$

$$= \min \{ w (\vec{u}.\vec{G}) : \vec{u} \neq 0 \}$$

onde $\vec{w}$ é a sequência codificada correspondente a sequência de informação $\vec{u}$.

Dessa forma , d_{free} corresponde ao peso mínimo da sequência codificada de qualquer comprimento resultante da sequência de informação não nula . Consequentemente, d_{free} corresponde ao peso mínimo dentre todos os possíveis caminhos na treliça que divergem do estado (00) e convergem para o estado (00).

Também podemos obter a d_{free} de um código a partir do seu

espectro de peso, (3.5.4) ou (3.5.6), como sendo a menor potência de D . O caso considerado conduz à menor potência de D com o valor 5 e seu coeficiente unitário indica que somente existe um caminho de peso 5.

Para valores de M relativamente grandes ocorre uma explosão do número de estados no diagrama uma vez que este número varia exponencialmente com M , isto é, 2^M . Com isto as técnicas mostradas aqui não seriam eficientes no tratamento deste problema continuando assim como um assunto em aberto.

Com relação a função distância de coluna , seja $[\vec{w}_i]$ a sequência codificada truncada , isto é ,

$$[\vec{w}_i] = (w_o^{(1)} w_o^{(2)} \ldots w_o^{(n)}, w_1^{(1)} w_1^{(2)} \ldots w_1^{(n)}, \ldots, w_i^{(1)} w_i^{(2)} \ldots w_i^{(n)})$$

e $[\vec{u}_i]$ a correspondente sequência de informação também truncada,isto é,

$$[\vec{u}_i] = (u_o^{(1)} u_o^{(2)} \ldots u_o^{(k)}, u_1^{(1)} u_1^{(2)} \ldots u_1^{(k)}, \ldots, u_i^{(1)} u_i^{(2)} \ldots u_i^{(k)})$$

A função distância de coluna de ordem "i", d_i, é definida como

$$d_i \triangleq \min \{ d([\vec{w}']_i, [\vec{w}'']_i, : [\vec{u}']_o \neq [\vec{u}'']_o \}$$

$$= \min \{ \omega [\vec{w}]_i : [\vec{u}]_o \neq \vec{0} \} \qquad (3.5.8)$$

Assim, d_i é o peso mínimo da sequência codificada de comprimento $(i+1)$ cujo bloco inicial de informação é diferente de zero. Por outro lado, se levarmos em consideração a matriz geradora do código, teremos

$$[\vec{w}]_i = [\vec{u}\,]_i \, [\vec{G}]_i$$

onde $[\vec{G}\,]_i$ é a submatriz de ordem $k(i+1) \times n(i+1)$ de $\vec{G}$ com a seguinte forma

$$[G]_i = \begin{vmatrix} G_0 & G_1 & \cdots & G_i \\ & G_0 & \cdots & G_{i-1} \\ & & \ddots & \\ & & & G_0 \end{vmatrix} \quad , \quad i \leq M \qquad (3.5.9)$$

ou

$$
\begin{vmatrix}
G_o & G_1 & \cdots & G_M & & & \\
 & G_o & G_1 & \cdots & G_{M-1} & G_M & \\
 & & \ddots & & & & \\
 & & & G_o & G_1 & \cdots & G_{M-1} & G_M \\
 & & & & G_o & & G_{M-2} & G_{M-1} \\
 & & & & & \ddots & & \\
 & & & & & & G_o & G_1 \\
 & & & & & & & G_o
\end{vmatrix}
\quad , \; i > M \qquad (3.5.10)
$$

Então

$$d_i = \min \{ w([\vec{u}]_i \; [\vec{G}]_i) : [\vec{u}]_o \neq \vec{0} \} \qquad (3.5.11)$$

dependendo somente das $n(i+1)$ colunas de $\vec{G}$. Esta é a razão pela qual denomina-se " função distância de coluna ". Note que d_i não decresce para valores crescentes de "i".

3.6 DESEMPENHO DOS CÓDIGOS CONVOLUCIONAIS

Considere o canal como sendo o AWGN isto é ,ruído Gaussiano branco e aditivo, com modulação BPSK , deteção coerente e quantização abrupta. Para este tipo de hipótese sabemos que a probabilidade de erro do sinal é dada por

$$p = Q\left\{\sqrt{\frac{2E}{No}}\right\} \qquad (3.6.1)$$

onde "E" é a energia de símbolo transmitida e "No" é a densidade espectral de potência do ruido e Q(.) é a função erro.

Levando-se em consideração o limitante superior de Q(.) como $1/2\ e^{-x^2/2}$, teremos para probabilidade de erro "p" o seguinte limitante superior

$$p \leq \frac{1}{2}\ e^{-E/No} \qquad (3.6.2)$$

Por outro lado , a probabilidade de erro de bit de um código convolucional com distância livre , d_{free}, apresenta um limitante superior dado por

$$P_b \leq (1/k)\ B_{dfree}\ 2^{dfree/2}\ e^{-(d_{free}/2)\ .\ (E/No)} \qquad (3.6.3)$$

onde k é o número de bits de informação, e B_{dfree} representa o número de bits informação não nulos.

Seja E_b a energia de bit de informação , isto é $E_b \triangleq E/R$, onde R é a taxa do código sendo utilizado . Assim , a medida

de desempenho do sistema de comunicações codificado é dada por

$$P_b \approx (1/k)\, B_{dfree}\, 2^{dfree/2}\, e^{-(R\, dfree/2).(E_b / N_o)} \qquad (3.6.4)$$

enquanto que para o não codificado é dado por

$$P_b \approx (1/2)\, e^{-E_b / N_o} \qquad (3.6.5)$$

Comparando-se as equações (3.6.4) e (3.6.5) para um dado E_b/N_o notamos que (3.6.4) é maior que (3.6.5) pelo fator $R_{dfree} / 2$. Desse modo podemos expressar o ganho de codificação γ , como sendo

$$\gamma \triangleq 10 \log_{10} (R\, d_{free} / 2) \text{ dB} \qquad (3.6.6)$$

para o caso de decisão abrupta .

Sob esta hipótese o canal pode ser modelado como um canal discreto binário sem memória (BSC) como mostra a Fig 3.6.1.

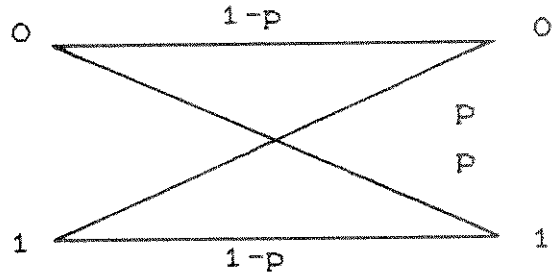


Fig . 3.6.1 - Canal B S C

Considere os seguintes códigos convolucionais

a) (2,1,2) com $g^{(1)} = 1\ 0\ 1$ e $g^{(2)} = 1\ 1\ 1$

b) (3,1,2) com $g^{(1)} = 1\ 0\ 1$, $g^{(2)} = 1\ 1\ 1$ e $g^{(3)} = 1\ 1\ 1$

c) (4,1,2) com $g^{(1)} = 1\ 0\ 1$, $g^{(2)} = 1\ 1\ 1$

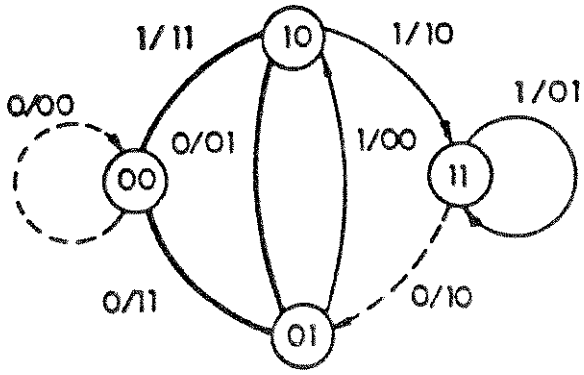
$g^{(3)} = 1\ 1\ 1$, $g^{(4)} = 1\ 1\ 1$

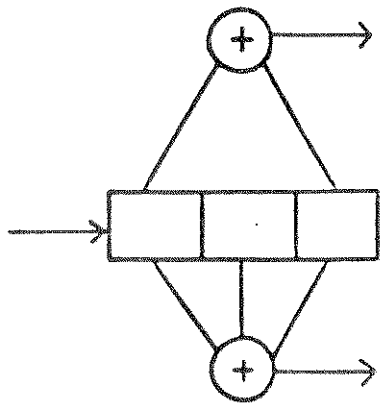
Na Tabela 3.6.1 comparamos o desempenho destes códigos tomando-se como critério o ganho de codificação " γ ".

TABELA 3.6.1

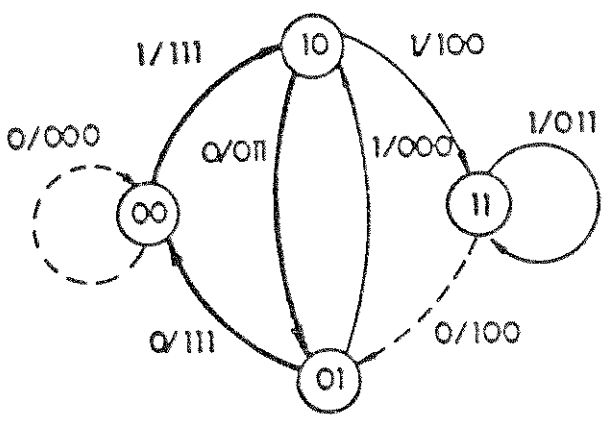
(n,k,m)	dfree	R	γ (dB)
(2,1,2)	5	1/2	0,97
(3,1,2)	8	1/3	1,25
(4,1,2)	10	1/4	0,97

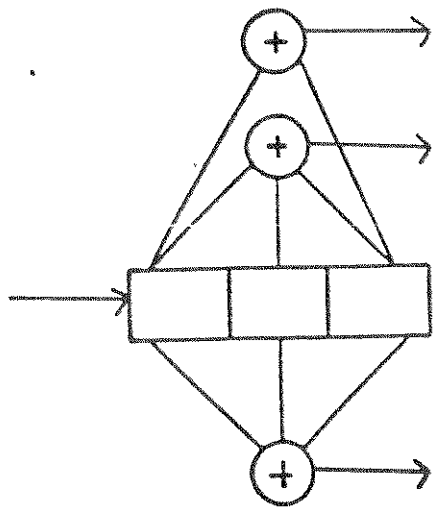
Para uma análise mais abrangente consideraremos os codificadores relativos aos códigos a) , b) e c) com os respectivos diagramas de estado , onde a linha cheia neste diagrama representa o caminho de menor peso ou seja o d_{free} .



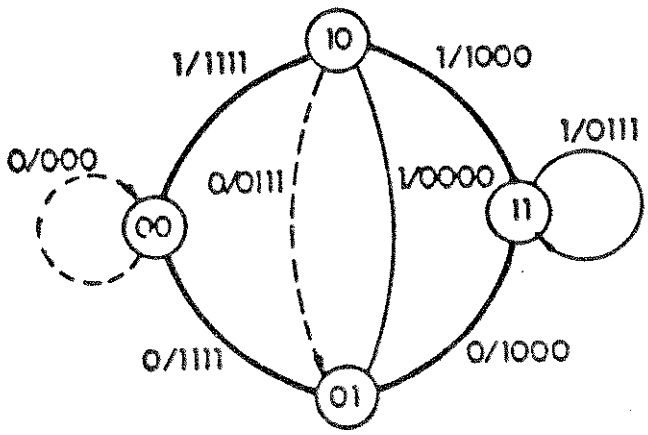


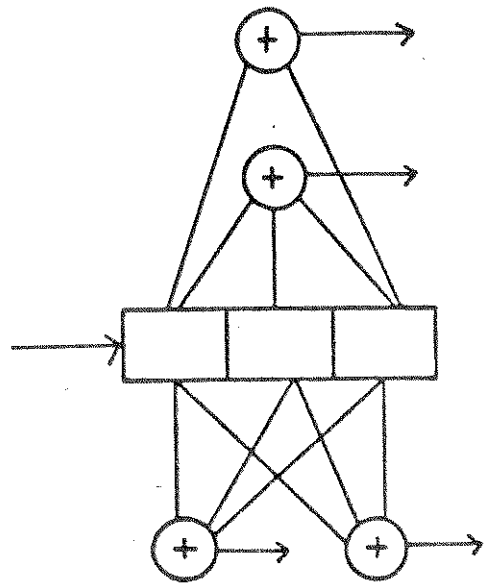
a - Código (2,1,2)





b- Código (3,1,2)





c- Código (4,1,2)

Fig. 3.6.1 - Diagrama de estados e representação dos codificadores : a) código (2,1,2); b)código (3,1,2) ; c) código (4,1,2).

Analisando-se os ganhos de codificação da Tabela 3.6.1, verificamos que o projetista de um sistema de comunicações ao utilizar códigos corretores de erros terá que contar com algumas relações de compromissos , pois não basta somente aumentar a d_{free} para se obter melhor desempenho do sistema . Nesta linha de raciocínio observamos que o código (2,1,2) apresenta d_{free} igual

à metade daquela apresentada pelo código (4,1,2). entretanto os ganhos de codificação são os mesmos . Note que o código (4,1,2) requerer um aumento de faixa da ordem de 2 vezes em relação ao código (2,1,2).

Disto podemos concluir que para se obter ganhos de codificação através do uso de códigos corretores de erro , o sistema terá necessáriamente que dispor de maiores faixas. Portanto , o compromisso faixa / potência deverá ser observado com critério.

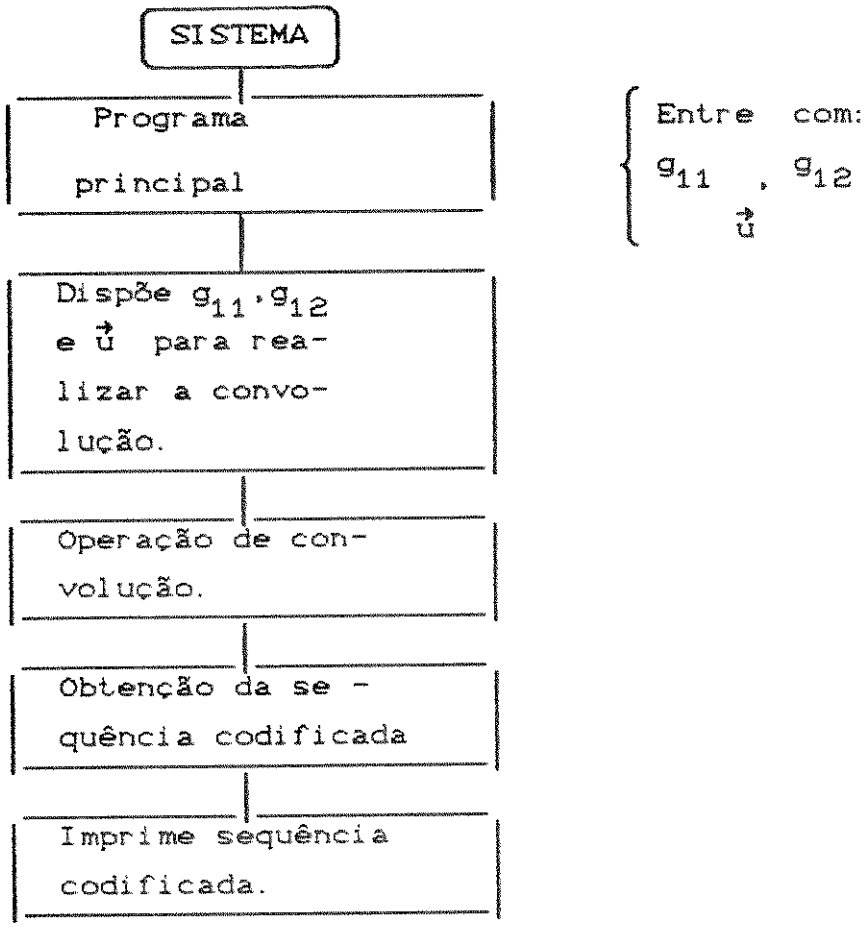
Vimos também que os três códigos apresentados possuem a mesma complexidade , haja visto o diagrama de estados respectivos , possuirem a mesma quantidade de estados.

3.7 IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO DE CODIFICAÇÃO

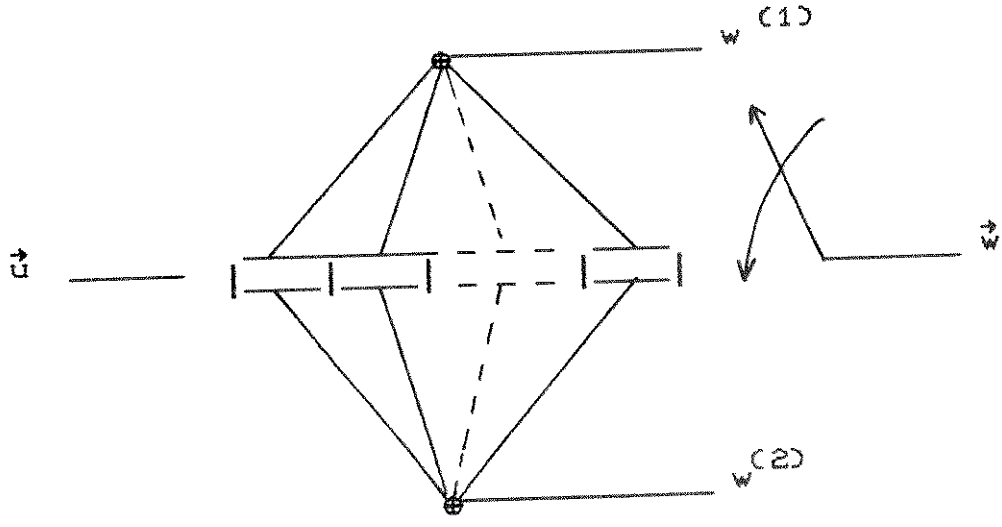
Com o propósito de estabelecer uma sistematização de implementação dos codificadores convolucionais apresentaremos a seguir um algoritmo na forma de diagrama de fluxo , que será utilizado na implementação tanto a nível de hardware como de software . As considerações sobre cada passo inerente ao algoritmo serão explicadas a seguir .

O algorítimo considerado prevê configurações de códigos convolucionais tanto sistemáticos como não sistemáticos tal que os mesmos apresentem as maiores d_{free} e facilidade de implementação.

i) Diagrama principal:



ii) Disposição das funções geradoras g_{11}, g_{12} e da sequência de informação $\vec{u}$

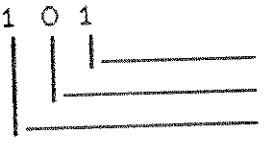


g_{11} - conexões superiores dos registros com o OU-exclusivo

g_{12} - conexões inferiores dos registros com o OU-exclusivo

$\vec{u}$ - sequência de informação

Exemplo : g_{11} = 1 0 1



existe ligação
não existe ligação
existe ligação

$g_{11} = a\ b\ c$

$g_{12} = a_1\ b_1\ c_1$

$u = u_1\ u_2\ u_3\ u_4\ u_5$

$g_{r11} = a \text{ OR } b \ll 1 \text{ OR } c \ll 2$

$g_{r12} = a_1 \text{ OR } b_1 \ll 1 \text{ OR } c_1 \ll 2$

$u = u_1 \text{ OR } u_2 \ll 1 \ldots \text{ OR } u_5 \ll 5$

iii) Operação de convolução :

- Deslocar $\vec{u}$ em relação a g_{11} e g_{12}.

- Realizar a operação o AND a cada deslocamento.

- A cada byte recebido realizar $\oplus$ OU-exclusivo

iv) Obtenção da sequência codificada :

- Como a operação anterior vai obter

$w_1^{(1)}\ w_2^{(1)} \ldots\ w_n^{(1)}$

$w_1^{(2)}\ w_2^{(2)} \ldots\ w_n^{(2)}$

- Logo

$w = w_1^{(1)} w_1^{(2)},\ w_2^{(1)} w_2^{(2)}, \ldots\ldots, w_n^{(1)}\ w_n^{(2)}$

v) Imprime a sequência codificada : $\vec{w}$.

3.8 CONFIGURAÇÃO ESQUEMÁTICA DO CODIFICADOR CONVOLUCIONAL

Em geral , a velocidade com que as palavras códigos são geradas é um fator limitante numa estrutura de um codificador

convolucional , quando a aplicação exige a geração de seqüências codificadas em tempo real.

Por outro lado implementações em software utilizando linguagem de máquina muitas vezes chega a ser lenta para algumas aplicações . Os circuitos com implementação em hardware são empregados , devido a existência de dispositivos ativos (Circuitos Integrados) que trabalham com freqüência de clock elevada.

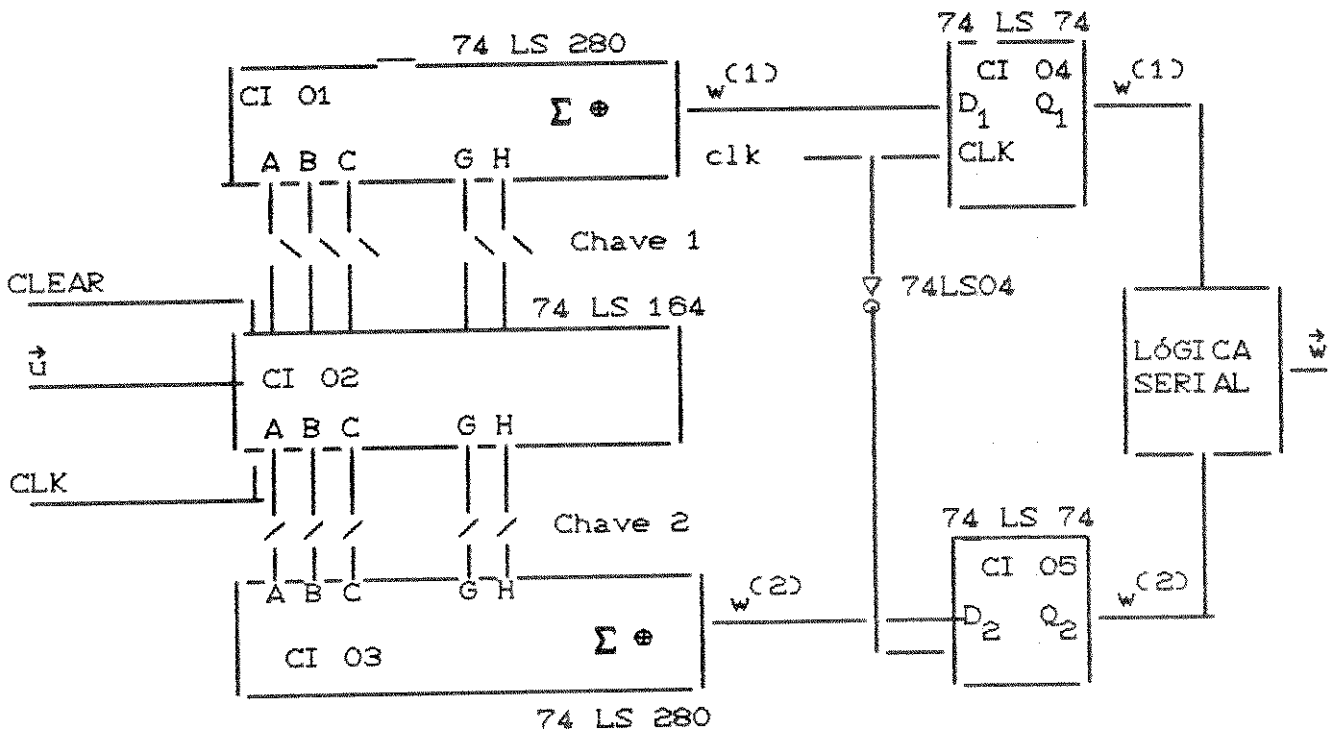


Fig 3.8.1 - Diagrama esquemático de um codificador convolucional com taxa 1/2 e configuração variável.

O diagrama da Figura 3.8.1 mostra um codificador convolucional com configuração variável onde os CI's 01 e 03 (74LS280) são

somadores do tipo OU- exclusivos ou seja $\oplus$, o CI 02 (74LS164) possibilita o arranjo dos bits que entram serialmente, em modo paralelo , fazendo isto numa taxa comandada pela frequência de clock (clk) gerada por outro circuito externo. Os bits ao darem saída dos somadores , ou sejam as seqências $w^{(1)}$ e $w^{(2)}$, dão entrada nos CI's 04 e 05 respectivamente , com uma certa defasagem, possibilitada pela porta inversora, CI (74ls04) , de modo a terem apresentados nas saidas Q_1 e Q_2 os bits de modo serial e entregues a uma lógica serial que irá arrumar a sequência codificada $\vec{w}$.

Podemos verificar ainda o funcionamento do circuito da Figura 3.8.1 , através do diagrama de tempo apresentado na Figura 3.8.3.

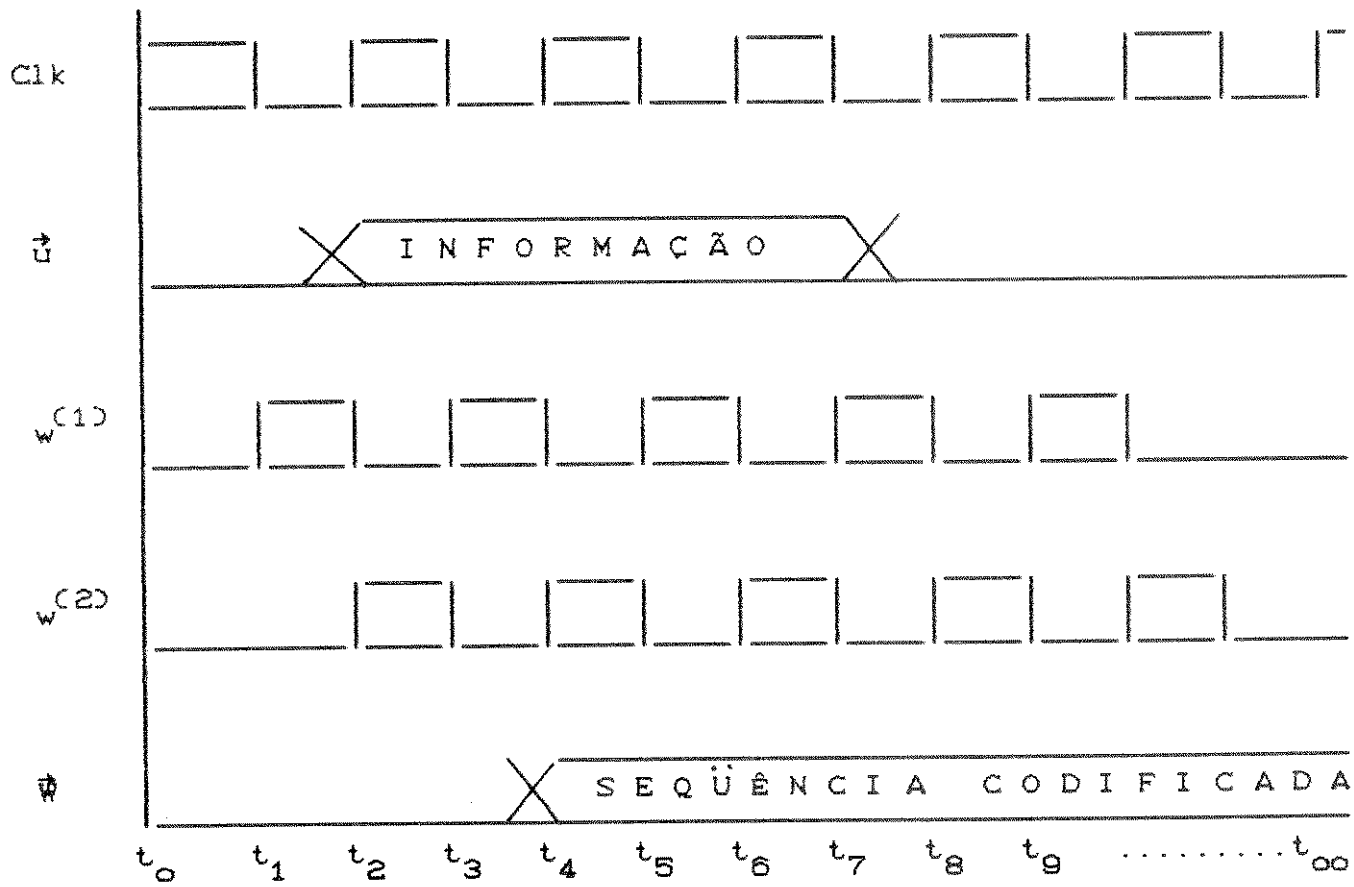


Fig 3.8.3 - Diagrama de tempo do funcionamento do esquema da Fig 3.8.1

Podemos observar pelo diagrama de tempo que o sinal de clock (clk) é quem vai comandar a taxa de entrada de bits e geração das sequências , ocorrendo isto à cada transição do pulso. Vemos a partir de t_o que quando ocorre as transições em t_1, t_2, ... t_{oo} , observamos que ao mesmo tempo ocorre o envio de 1 bit de informação $\vec{u}$, ocorrendo também a saída de $w^{(1)}$ e $w^{(2)}$, onde $w^{(2)}$ fica defasado de uma transição devido a porta inversora . Em t_3 a lógica serial começa a dar saída a seqüência codificada.

3.9 CÓDIGOS CÍCLICOS

Os códigos cíclicos serão abordados neste trabalho devido à facilidade de simulação dos codificadores e decodificadores , cuja representação consiste de registradores de deslocamento com malhas de realimentações fundamentadas em estruturas algébricas conduzindo assim, à vários métodos práticos de decodificação.

No ítem 3.9.1 apresentaremos as características dos códigos cíclicos procurando ressaltar as propriedades inerentes à esta classe de códigos de bloco lineares [8]. No ítem 3.9.2 apresentaremos a geração dos códigos cíclicos através de malhas de realimentação [9].

3.9.1 DESCRIÇÃO DOS CÓDIGOS CÍCLICOS

A característica inerente dos códigos cíclicos consiste em se obter as palavras código pelo deslocamento cíclico de uma n-upla $\vec{w} = (w_o, w_1, \ldots, w_{n-1})$, isto é ,

$$w^{(1)} = (w_{n-1}, w_o, \ldots, w_{n-2}) \qquad (3.9.1.1)$$

Se as componentes de $\vec{w}$ forem deslocadas "i" posições para a direita a n-upla resultante será

$$w^{(i)} = (w_{n-i}, w_{n-i+1}, \ldots, w_{n-1}, w_o, w_1, \ldots, w_{n-i-1}) \qquad (3.9.1.2)$$

Assim, teremos que um código linear $\mathbb{C}(n,k)$ é dito um código cíclico se cada deslocamento de um vetor código ou palavra código de $\mathbb{C}$ também representar uma outra palavra código de $\mathbb{C}$.

Como estamos tratando aqui de um caso de código de bloco linear no GF(2) iremos obedecer as régras clássicas já bastante conhecida desta classe de códigos.

Sabemos que os códigos de bloco lineares (n,k) admitem uma matriz geradora $\vec{G}$ de dimensão k x n, onde as k linhas

são palávras código linearmente independentes que constituem um subespaço de dimensão k de um espaço vetorial sobre GF(2). Assim, as demais palavras código $\vec{w}$ são geradas pela combinação linear das k palavras código linearmente independentes que formam a matriz $\vec{G}$.

A matriz geradora $\vec{G}$, pode ser obtida diretamente do "ensemble" das palavras código usando as técnicas de eliminação recursiva ou de operações elementares em suas linhas. Através deste procedimento obtem-se a forma canônica, ou equivalentemente a forma sistemática .

Vamos então arranjar estas k palavras código linearmente independentes como linhas da matriz $\vec{G}$, isto é,

$$\vec{G} = \begin{vmatrix} \vec{g}_0 \\ \vec{g}_1 \\ \vdots \\ \vec{g}_{k-1} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} g_0 & g_1 & g_2 & \cdots & g_{n-k} & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g_0 & g_1 & g_2 & \cdots & g_{n-k} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & g_0 & g_1 & g_2 & \cdots & g_{n-k} & & 0 \\ \vdots & & & & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & g_0 & g_1 & g_2 \cdots & g_{n-k} \end{vmatrix}$$

Se $\vec{u}=(u_0, u_1, \ldots, u_{k-1})$ é a mensagem a ser codificada, então a correspondente palavra código $\vec{w}$ será dada pela operação

$$\vec{w} = \vec{u} \cdot \vec{G}$$

$$= (u_0, u_1, \ldots, u_{k-1}) \cdot \begin{vmatrix} \vec{g}_0 \\ \vec{g}_1 \\ \vdots \\ \vec{g}_{k-1} \end{vmatrix}$$

$$= u_o\vec{g}_o + u_1\vec{g}_1 + \ldots\ldots + u_{k-1}\,\vec{g}_{k-1} \qquad (3.0.1.3)$$

Como exemplo vamos considerar a matriz geradora do código C(7,15) já na forma sistemática e a mensagem $\vec{u}$= (1 0 1 0 1 0 1), ou (55_H), a ser codificada .

O produto $\vec{u}$. $\vec{G}$, isto é,

$$[\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ ] \left| \begin{array}{ccccccccccccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right|$$

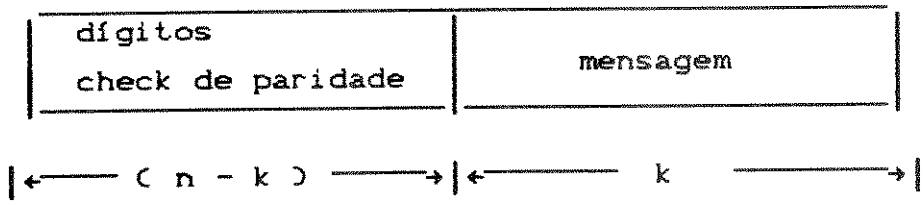
resulta na palavra código $\vec{w}$, dada por

$$= 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1 \qquad \text{ou} \qquad A755_H$$

Se observarmos o resultado acima notamos que a palavra código $\vec{w}$ obtida apresenta a seguinte composição :

i) A mensagem $\vec{u}$ encontra-se representada pelos últimos k dígitos .

ii) Os primeiros (n - k) dígitos representam os dígitos de verificação de paridade , ou seja



Desse modo, um código linear e sistemático (n,k) é completamente especificado pela matriz $\vec{G}$ [k x n] dada por

$$\vec{G}_{kxn} = \left| \begin{array}{cccc|cccc} P_{oo} & P_{o1} & \ldots\ldots & P_{o,n-k-1} & 1 & 0 & 0 \ldots & 0 \\ P_{1o} & P_{11} & \ldots\ldots & P_{1,n-k-1} & 0 & 1 & 0 \ldots & 0 \\ P_{2o} & P_{21} & \ldots\ldots & P_{2,n-k-1} & 0 & 0 & 1 \ldots & 0 \\ & & & & & & & \\ P_{k-1,o} & P_{k-1,1} & \ldots & P_{k-1,n-k-1} & 0 & 0 & 0 \ldots & 1 \end{array} \right|$$

$$\left| \longleftarrow \text{matriz } \vec{P} \longrightarrow \right| \left| \longleftarrow \vec{I}_{k \times k} \longrightarrow \right|$$

(3.9.1.4)

onde P_{ij} assume valores 0 ou 1 e $\vec{I}_{kxk}$ é a sub-matriz identidade k x k .

Equivalentemente,

$$\vec{G} = [\ P \quad I_k\ ] \qquad (3.9.1.5)$$

Os códigos de bloco lineares admitem outra matriz associada à matriz $\vec{G}$ [k x n] , denominada matriz verificação de paridade $\vec{H}$ de dimensão [(n - k) x n] com (n - k) linhas linearmente independentes cujas palavras código formadas pela combinação linear das linhas são ortogonais às palavras código formadas pelas linhas de $\vec{G}$. A matriz $\vec{H}$ quando vista como uma matriz geradora , especifica o código dual $\mathbb{C}_d$. Temos então que para $\vec{w} \in \mathbb{C}$ e $\vec{w}_d \in \mathbb{C}_d$

$$\vec{w} \cdot \vec{w}_d = 0 \qquad (3.9.1.6)$$

Um artifício para verificarmos se $\vec{w}$ é uma palavra código é realizar $\vec{w} \cdot \vec{H}^T$. Se este produto for igual a zero $\vec{w}$ é uma palavra código , caso contrário não será.

Se a matriz geradora $\vec{G}$ estiver na forma sistemática , $\vec{G} = [P : I_k]$ então a matriz verificação de paridade será dada por

$$\vec{H} = [\ \vec{I}_{n-k} \quad \vec{P}^T\ ]$$

$$= \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \ldots 0 & P_{oo} & P_{1o} & \cdots & P_{k-1,o} \\ 0 & 1 & 0 \ldots 0 & P_{o1} & P_{11} & & P_{k-1,1} \\ 0 & 0 & 1 \ldots 0 & P_{o2} & P_{12} & & P_{k-1,2} \\ \vdots & & & & & & \\ 0 & 0 & 0 \ldots 1 & P_{o,n-k-1} & P_{1,n-k-1} & \ldots & P_{k-1,n-k-1} \end{vmatrix}$$

(3.9.1.7)

Uma outra maneira de obtermos a matriz geradora $\vec{G}$ é usando-se o método polinomial .

Como o polinômio gerador $\vec{g}(x)$ é fator de x^{n-k+i}, teremos

$$x^{n-k+i} = \vec{a}_i(x)\ \vec{g}(x) + \vec{b}_i(x) \qquad (3.9.1.8)$$

onde $i = 0,1,\ldots\ldots, k-1$

Como exemplo, considere o polinômio $\vec{g}(x) = 1 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8$, responsável pela obtenção do código de bloco linear C(15,7) .

De (3.9.1.8), temos que

$$
\begin{aligned}
i = 0 &\longrightarrow x^{8} = 1 \cdot g(x) + x^{7} + x^{6} + x^{4} + 1 \\
i = 1 &\longrightarrow x^{9} = (x+1)\, g(x) + x^{6} + x^{5} + x^{4} + x + 1 \\
i = 2 &\longrightarrow x^{10} = (x^{2}+x)\, g(x) + x^{7} + x^{6} + x^{5} + x^{2} + x \\
i = 3 &\longrightarrow x^{11} = (x^{3}+x^{2}+1)\, g(x) + x^{4} + x^{3} + x^{2} + 1 \\
i = 4 &\longrightarrow x^{12} = (x^{4}+x^{3}+1)\, g(x) + x^{5} + x^{4} + x^{3} + x \\
i = 5 &\longrightarrow x^{13} = (x^{5}+x^{4}+x^{2})\, g(x) + x^{6} + x^{5} + x^{4} + x^{2} \\
i = 6 &\longrightarrow x^{14} = (x^{6}+x^{5}+x^{3})\, g(x) + x^{7} + x^{6} + x^{5} + x^{3}
\end{aligned}
$$

Como $\vec{w}_i(x) = \vec{a}_i(x) \cdot \vec{g}(x)$,

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$\vec{w}_0(x) =$	1				$+x^{4}$		$+x^{6}$	$+x^{7}$	$+x^{8}$						
$\vec{w}_1(x) =$	1	$+x$			$+x^{4}$	$+x^{5}$	$+x^{6}$			$+x^{9}$					
$\vec{w}_2(x) =$		$+x$	$+x^{2}$			$+x^{5}$	$+x^{6}$	$+x^{7}$			$+x^{10}$				
$\vec{w}_3(x) =$	1		$+x^{2}$	$+x^{3}$	$+x^{4}$							$+x^{11}$			
$\vec{w}_4(x) =$		$+x$		$+x^{3}$	$+x^{4}$	$+x^{5}$							$+x^{12}$		
$\vec{w}_5(x) =$			$+x^{2}$		$+x^{4}$	$+x^{5}$	$+x^{6}$							$+x^{13}$	
$\vec{w}_6(x) =$				$+x^{3}$		$+x^{5}$	$+x^{6}$	$+x^{7}$							$+x^{14}$

Considerando-se as sete palavras código acima como as linhas da matriz [7 x 15] , iremos obter a matriz geradora $\vec{G}$ na forma sistemática do código cíclico linear C(15,7) .

$$\vec{G} = \left|\begin{array}{cccccccc:cccccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array}\right|$$

Note que esta matriz é a mesma considerada no exemplo anterior desta seção .

Uma vez obtida a matriz geradora $\vec{G}$, a matriz verificação de paridade $\vec{H}$, será dada por

$$\vec{H} = \left|\begin{array}{cccccccc:ccccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array}\right|$$

3.9.2 PROCESSO DE CODIFICAÇÃO DOS CÓDIGOS CÍCLICOS

O processo de codificação de um código cíclico $\mathbb{C}(n,k)$ na forma sistemática , consiste de três estágios :

(1) multiplicar a mensagem $\vec{u}(x)$ por x^{n-k} ; (2) dividir $x^{n-k}\,\vec{u}(x)$ por $\vec{g}(x)$ para obtenção do resto $\vec{b}(x)$; (3) por fim , formar a palavra código $\vec{b}(x) + x^{n-k}\,\vec{u}(x)$.

Os passos acima podem ser implementados pela malha formada pelos (n-k) registradores de deslocamento formada a partir do polinômio gerador

$$\vec{g}(x) = 1 + g_1\,x + g_2\,x^2 + g_{n-k-1}\,x^{n-k-1} + x^{n-k}$$

conforme mostra a Fig. 3.9.2.1

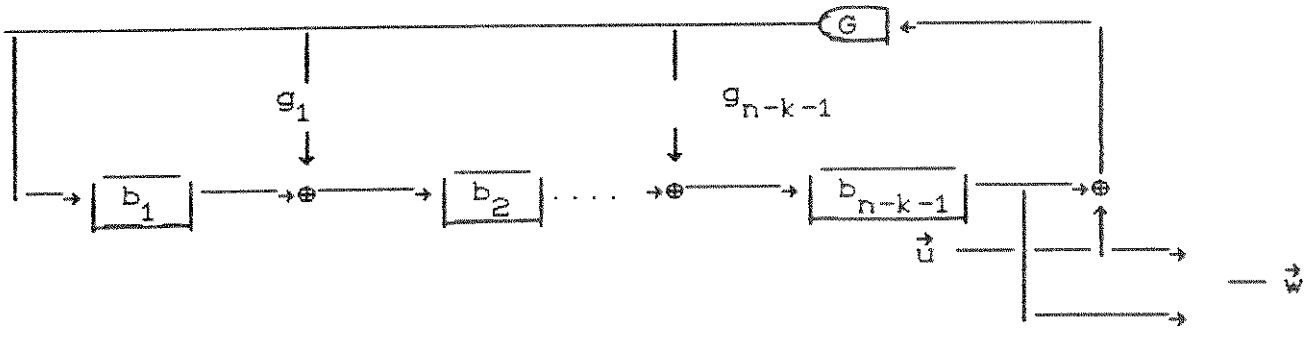


Fig 3.9.2.1 - Circuito do um codificador cíclico $\mathbb{C}(n,k)$

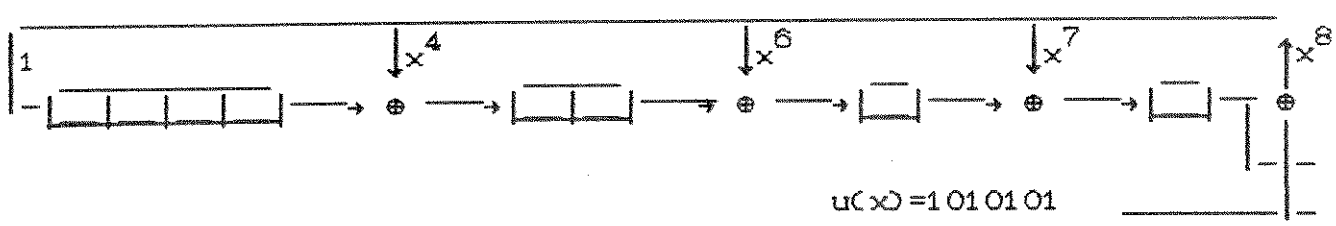
O procedimento a ser utilizado no processo de codificação mostrado na Figura 3.9.2.1 consiste dos seguintes passos:

Passo 1: Com a porta G aberta , os k bit's de informação u_0, $u_1,\ldots,u_{k-1}$ entram na malha constituindo assim a operação de multiplicação $\vec{u}(x)$ por x^{n-k} e ao mesmo tempo constitui uma parcela da palavra codificada a ser transmitida . Uma vez que toda a mensagem esteja contida na malha ,o resultado final armazenado nos registradores constitui a parcela $\vec{b}(x)$ ou seja os dígitos de verificação de paridade ;

Passo 2: A porta G é então fechada , não permitindo que bits entrem na malha antes que toda a palavra código seja transmitida;

Passo 3: Deslocamento dos bits armazenados nos registradores $\vec{b}(x)$, que irão compor os n-k dígitos de verificação de paridade $b_0,b_1,\ldots,b_{n-k-1}$, que juntamente com os k dígitos da mensagem $\vec{u}(x)$ irão formar a palavra código $\vec{w}(x)$.

Como exemplo iremos considerar o código cíclico C(15,7) cujo polinômio gerador é $g(x)= 1 +x^4 +x^6+x^7+x^8$. O circuito está apresentado na Figura 3.9.2.2 . Suponhamos que $\vec{u}$= 1 0 1 0 1 0 1 é a mensagem a ser codificada.



3.9.2.2 - Circuito do codificador ciclico C(15,7) com polinômio gerador $g(x)=1 +x^4 +x^6 +x^7 +x^8$

A Tabela 3.9.2.1 mostra o conteúdo dos registradores a cada deslocamento, e a parcela b(x) representa os n-k dígitos de paridade que irão compor a palavra código

$$\vec{w} = w_{n-k} + w_k$$

Deslocamento	$\vec{u}_i$	Registradores B C D								HEX
0	-	0	0	0	0	0	0	0	0	00
1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	8B
2	0	1	1	0	0	1	1	1	0	CE
3	1	1	1	1	0	1	1	0	0	EC
4	0	0	1	1	1	0	1	1	0	76
5	1	1	0	1	1	0	0	0	0	B0
6	0	0	1	0	1	1	0	0	0	58
7	1	1	0	1	0	0	1	1	1	A7

Tabela 3.9.2.1 - Conteúdo dos registradores do codificador C(15,7) formado pelo polinômio gerador $g(x) = 1 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8$

Após sete deslocamentos, o conteúdo dos registradores será (1 0 1 0 0 1 1 1) que irá compor a parcela w_{n-k} da palavra código $\vec{w}$.

1 0 1 0 0 1 1 1 1 0 1 0 1 0 1

$\vec{b}(x)$ $\vec{u}(x)$

ou em hexadecimal $(A755)_{16}$.

3.10 REFERÊNCIAS

[1] P.Elias , "CODING FOR NOISY CHANNELS, " IRE Conv. Rec., Part 4, pp. 37-47,1955.

[2] James L. Massey " ERROR BOUNDS FOR TREE CODES, TRELLIS CODES , AND CONVOLUTIONAL CODES WITH ENCODING AND DECODING PROCEDURES " work supported by U.S.A National Aeronautics and Space Administration at the University of Notre Dame in liaison with the Goddard Space Fhight Center.

[3] A.J.Viterbi , " ERROR BOUNDS FOR CONVOLUTIONAL CODES AND AN ASYMPTOTICALLY OPTIMUM DECODING ALGORITHM , " IEEE Trans. Inform. Theory , IT - 13 pp . 260 - 269, April 1967.m

[4] G.D.Forney Jr.,"CONVOLUTIONAL CODES I : Algebraic Structure," IEEE Trans. Inform. Theory, IT- 16 pp. 720-738 , November 1970.

[5] J.L.Massey and M.K.Sain , "INVERSE OF LINEAR SEQUENCIAL CIRCUITS, " IEEE Trans. Comput., C-17 , pp. 330 -337,April 1968.

[6] W.J.Rosenberg, " STRUCTURAL PROPERTIES OF CONVOLUTIONAL CODES ," Ph.D. Thesis , University of California , Los Angeles , 1971.

[7] R. Palazzo , Jr., "ANALYSIS OF PERIODIC LINEAR AND NONLINEAR TRELLIS CODES ", Ph.D. Thesis , University of California, Los Angeles , 1983.

C A P Í T U L O 4

CONSIDERAÇÕES SOBRE DECODIFICAÇÃO

4.0 INTRODUÇÃO

A decodificação dos códigos convolucionais pode ser essencialmente realizada através de dois critérios a saber : o de máxima verossimilhança e o sequencial . Ambos utilizam a estrutura de árvore inerente ao processo de geração de tais códigos . Enquanto que no critério de máxima verossimilhança os nós da árvore são "rotulados" e portanto dando origem à estrutura de treliça , no critério sequencial mantém-se a própria estrutura de árvore.

Historicamente o primeiro método de decodificação dos códigos convolucionais foi proposto por Wozencraft [1], sendo conhecido como algorítmo de decodificação sequencial. Em 1963 , Fano [2] propos uma nova versão para a decodificação sequencial, conhecida como algorítmo de Fano. Alguns anos mais tarde apareceu o algorítmo de "Stack" ou "Z J" proposto por Zigangirov [3] e Jelinek [4]. Em 1967, Viterbi [5] introduziu um algorítmo para decodificação dos códigos convolucionais que ficou conhecido como algorítimo de Viterbi , e mais tarde foi provado por Forney que se tratava de um algorítmo estimador de sequência de máxima verossimilhança .

4.1 DECODIFICAÇÃO POR MAXIMA VEROSSIMILHANÇA

O modelo do sistema de comunicações a ser utilizado neste trabalho é mostrado na Figura 4.1.1 .

Como o nosso interesse se prende a um sistema de comunicações codificado , então da Figura 4.1.1 vemos que o bloco demarcado pela linha pontilhada , resulta em um canal discreto , pois a entrada e a saída são discretas , sem memória (para facilidade de exposição).

No Capítulo 3 estivemos interessados no bloco denominado codificador . Neste capítulo em particular iremos nos concentrar no bloco denominado decodificador e iremos descrevê-lo abordando a conceituação do decodificador de máxima verossimilhança.

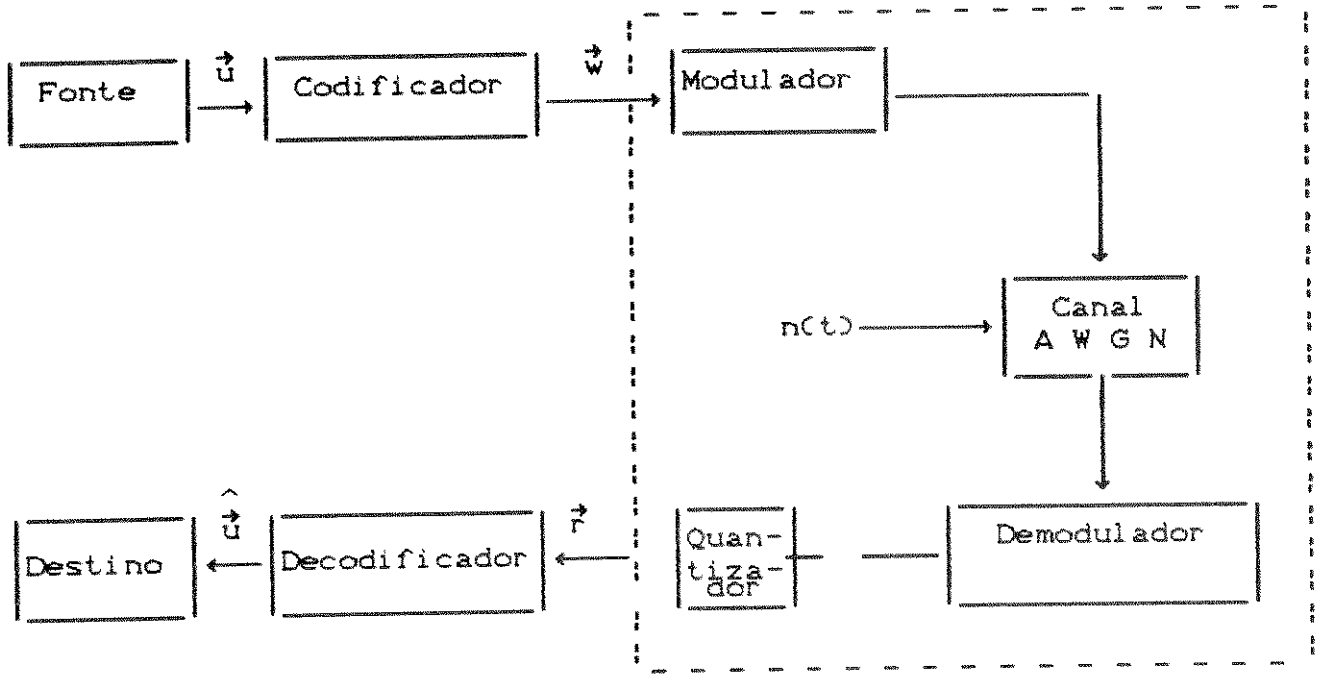


Fig 4.1.1 - Modelo de um sistema de comunicações

O principal objetivo do decodificador é o de fornecer uma estimativa ou réplica da informação , $\hat{\vec{u}}$, mais parecida possível com a sequência de informação $\vec{u}$, baseada na correspondente sequência recebida $\vec{r}$.

O ideal seria que $\hat{\vec{u}}$ fosse sempre identico a $\vec{u}$. Porém , esta condição em geral não é satisfeita , uma vez que o ruído introduzido pelo meio pode alterar substancialmente a informação que foi transmitida. Desse modo , a " regra de decodificação " consiste em utilizar a estratégia onde a decisão a ser tomada é feita através da estimação da palavra código $\hat{\vec{w}}$ extraída da seqüência recebida $\vec{r}$. Seja $\vec{w}$ a palavra código transmitida , a ocorrência de um "erro de decodificação " será verificada se e somente se $\hat{\vec{w}} \neq \vec{w}$. Então , dado que $\vec{r}$ foi recebido , teremos as seguintes probabilidades :

i) probabilidade condicional de erro de decodificação :

$$P(E/\vec{r}) \triangleq P(\hat{\vec{w}} \neq \vec{w} / \vec{r}) \qquad (4.1.1)$$

ii) probabilidade de erro do decodificador:

$$P(E) = \sum_{\vec{r}} P(E/\vec{r}) P(\vec{r}) \qquad (4.1.2)$$

Como toda estratégia de decodificação consiste em se procurar minimizar a P(E) , observando-se (4.1.2) vemos que a parcela $P(\vec{r})$ independe da regra de decodificação desde que $\vec{r}$ seja a priori obtida pelo decodificador. Resta então minimizar $P(E/\vec{r})$ para qualquer $\vec{r}$, o que corresponde a minimizar $P(\hat{\vec{w}} \neq \vec{w}/\vec{r})$ ou seja maximizar $P(\hat{\vec{w}} = \vec{w}/\vec{r})$. Assim , $P(E/\vec{r})$ é minimizada para um dado $\vec{r}$, pela escolha de $\vec{w}$ como palavra código desde que maximize

$$P(\vec{w}/\vec{r}) = \frac{P(\vec{r}/\vec{w})\, P(\vec{w})}{P(\vec{r})} \qquad \text{(Teorema de Bayes)} \qquad (4.1.3)$$

Este procedimento consiste em estimar $\hat{\vec{w}}$ dado que $\vec{r}$ foi recebido .

Se a sequência de informação , bem como a sequência codificada forem igualmente prováveis, ou seja, $P(\vec{w})$ é a mesma para qualquer que seja $\vec{w}$, então maximizar (4.1.3) é equivalente a maximizar $P(\vec{r}/\vec{w})$. Para um canal D M C sabemos que

$$P(\vec{r}/\vec{w}) = \prod_i P(r_i / w_i) \qquad (4.1.4)$$

Um decodificador que obedece o critério exposto é chamado decodificador de máxima verossimilhança (MLD) . Ainda , considerando-se que a função logarítmica é uma função monotônica crescente podemos afirmar que maximizar (4.1.3) é equivalente a maximizar o logarítmo da função de máxima verossimilhança .

$$\log P(\vec{r}/\vec{w}) = \sum_i \log P(r_i/w_i) \qquad (4.1.5)$$

Então, teremos a seguinte regra básica : Um decodificador M L D para um canal D M C consiste em se estimar $\hat{\vec{w}}$ como uma palavra código $\vec{w}$ que maximize (4.1.5).

Considerando-se a regra M L D para o B S C, Fig. 4.1.2,

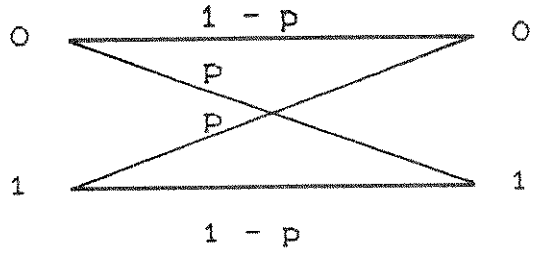


Fig. 4.1.2- Modelo do canal B S C

teremos que $\vec{r}$ é uma sequência binária que pode diferir de alguns bits , em relação a uma sequência codificada $\vec{w}$ transmitida , devido a pertubações do meio . Pela Figura 4.1.2 , quando $r_i \neq w_i$ teremos $P(r_i/w_i) = p$, e quando $r_i = w_i$, $P(r_i/w_i) = 1 - p$.

Vamos considerar $d(\vec{r}/\vec{w})$ como sendo a distância correspondente aos bits diferentes entre $\vec{r}$ e $\vec{w}$. Assim , (4.1.5) pode ser expandida resultando em

$$\log P(\vec{r}/\vec{w}) = d(\vec{r},\vec{w}) \log p + [n - d(\vec{r},\vec{w})] \log (1-p)$$

$$= d(\vec{r},\vec{w}) \log \frac{p}{1-p} + n \log (1-p) \qquad (4.1.6)$$

Analisando-se (4.1.6), notamos que para $p < 0,5$ teremos $\log p / 1-p < 0$ e como a parcela $n \log (1-p)$ é constante e independente de $\vec{w}$, concluímos que a regra M L D para o canal B S C é : estimar $\hat{\vec{w}}$ como a palavra código $\vec{w}$ que minimize a distância $d(\vec{r},\vec{w})$ entre $\vec{r}$ e $\vec{w}$, ou seja a sequência codificada que possua a menor quantidade de bits diferentes. Dessa forma, teremos

$$M(\vec{r}/\vec{w}) = \log P(\vec{r}/\vec{w}) = d(\vec{r},\vec{w}) \log \frac{p}{1-p} + n \log (1-p) \qquad (4.1.7)$$

onde $M(\vec{r},\vec{w})$ é chamada de métrica associada a uma sequência codificada $\vec{w}$.

A métrica é um parâmetro importante para a compreeнção do algorítmo de Viterbi , que passaremos a descrever a seguir.

O diagrama de estados Fig. 4.1.3.b obtido a partir da configuração do codificador convolucional Fig. 4.1.3.a pode ser arranjado de modo mais conveniente para uma apresentação do algorítmo de decodificação de Viterbi , conforme mostra a Fig. 4.1.3.c que consiste numa estrutura de treliça ou seja Tr = (N,R,L,T,M) citado no Capítulo 3 deste trabalho.

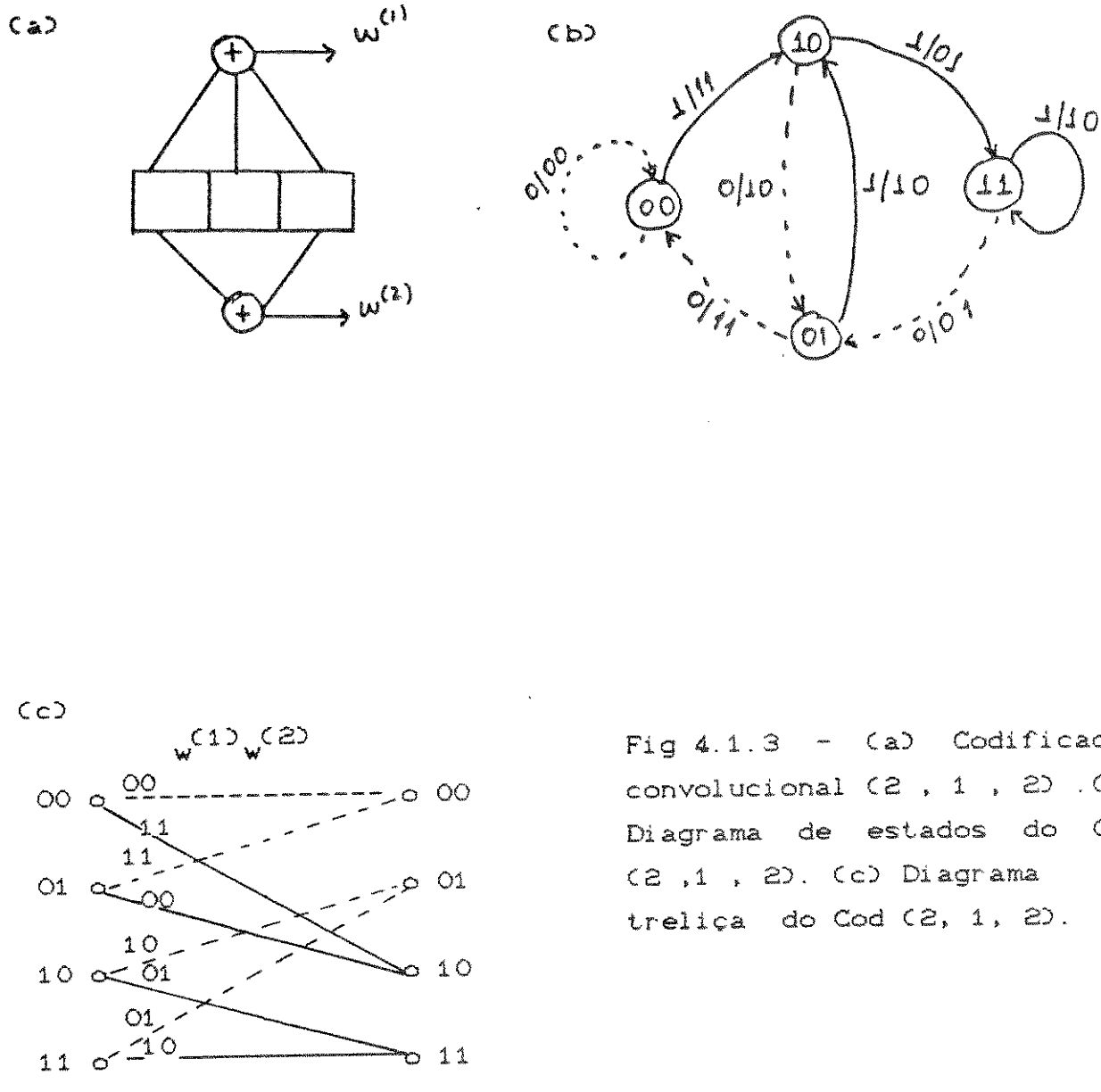


Fig 4.1.3 - (a) Codificador convolucional (2 , 1 , 2) .(b) Diagrama de estados do Cod (2 ,1 , 2). (c) Diagrama de treliça do Cod (2, 1, 2).

Os ramos da treliça representam os possíveis deslocamentos entre os estados . Por exemplo , para o estado 10 convergem os ramos vindo dos estados 00 e 01. As sequências codificadas

correspondentes a cada deslocamento são indicadas na própria treliça . Também será convencionado aquí que cada ramo partindo de um estado com inclinação para cima está associado ao bit "0" da sequência $\vec{u}$ e com a inclinação para baixo está associado ao bit "1" da sequência de informação $\vec{u}$.

A treliça da maneira como foi apresentada na Fig 4.1.3.c representa apenas uma janela responsável pela decodificação de uma sequência codificada. Portanto, este processo de decodificação deverá ocorrer de maneira dinâmica e até que toda a seqüência de informação seja obtida.

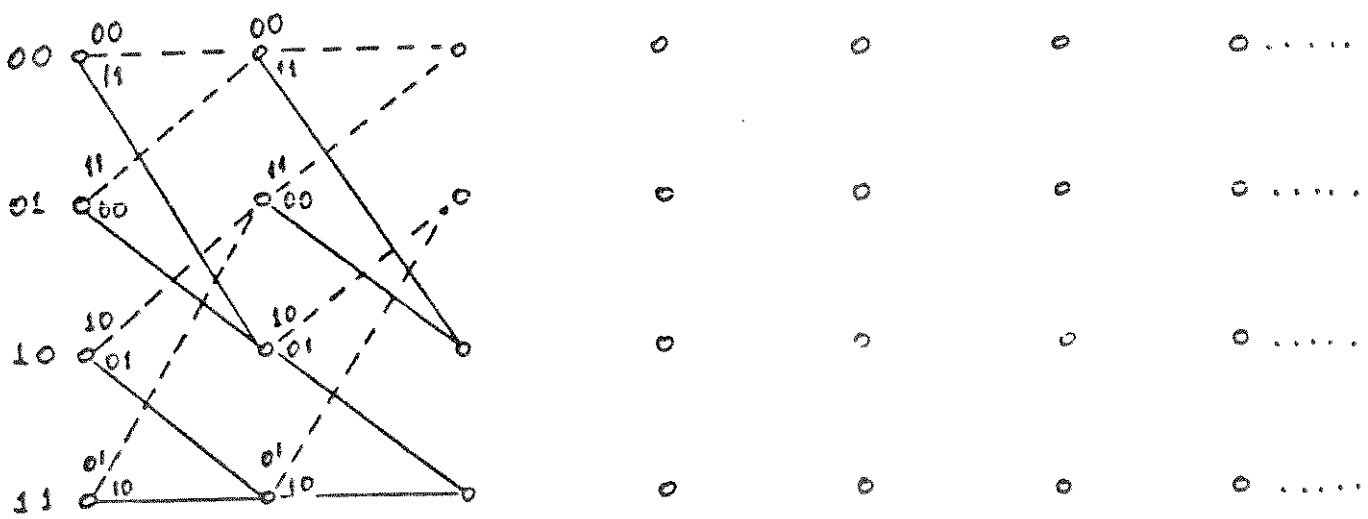


Fig 4.1.4 - Diagrama de treliça extendido do código (2,1,2)

Através da treliça extendida como mostra a Figura 4.1.4, é possível recuperar a corespondente sequência de informação usando-se a estratégia do algorítmo de Viterbi. Esta estratégia consiste em calcular a métrica $M(r_i, w_i)$ de modo a se decidir pelos ramos sobreviventes e acumulativamente poder-se extrair a sequência de informação $\vec{u}$ original, inspecionando-se o caminho "sobrevivente" na treliça .

Verificando-se a Fig 4.1.5 temos uma idéia do caminho sobrevivente na treliça correspondente à decodificação da sequência de informação $\vec{u}$= 1 0 1 0 1 ...., cuja sequência codificada original é $\vec{w}$ = 1 1 1 0 0 0 1 0 0 0 1 0 1 1 .... gerada pelo codificador (2,1,2) da Fig 4.1.3.a

$$\vec{r} = \vec{w} \oplus \vec{e}$$

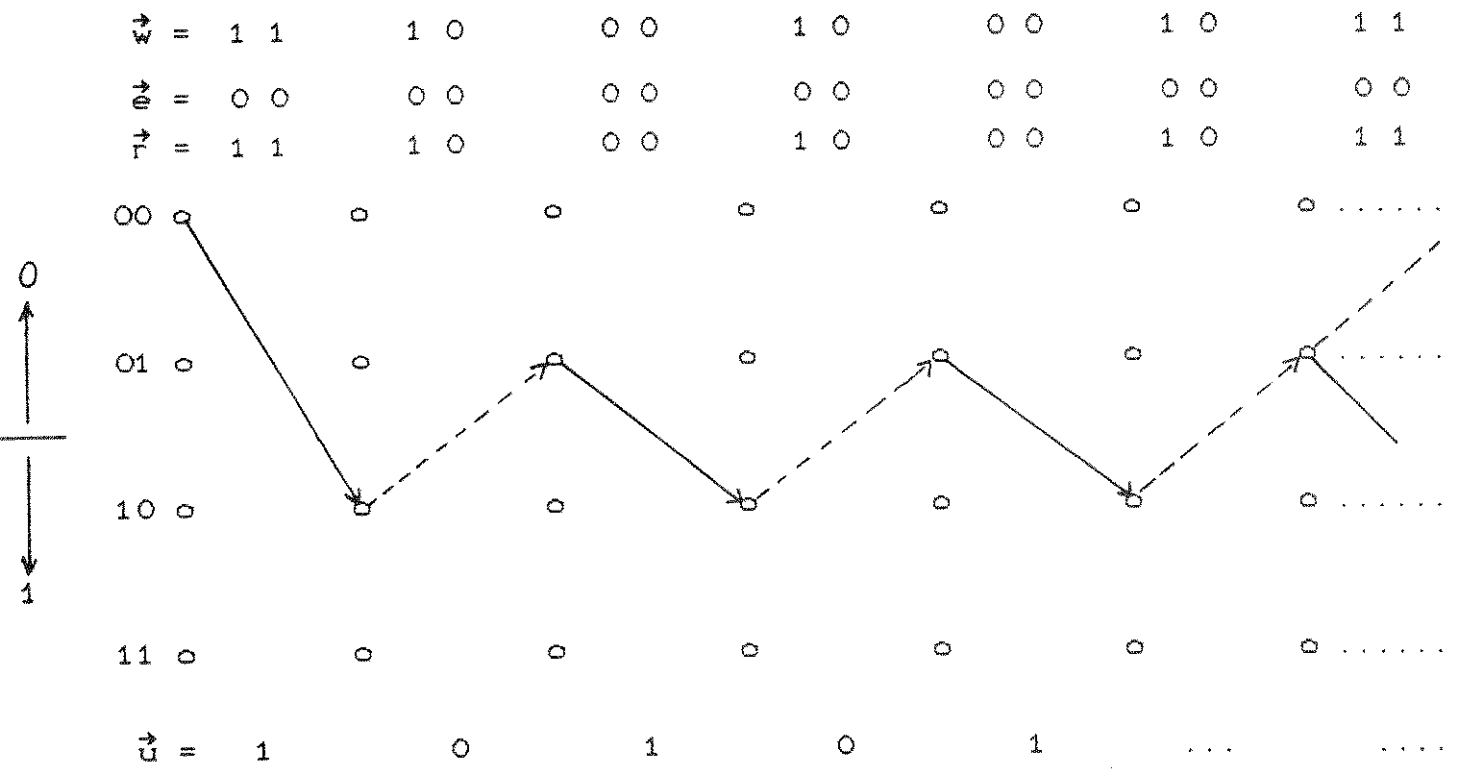


Fig 4.1.5 - Caminho sobrevivente na treliça extendida do Código (2,1,2)

Podemos resumir o procedimento utilizado no algoritmo de Viterbi, considerando-se que num diagrama de estados, ou na correspondente estrutura de treliça mostrada anteriormente, pode-se notar que 2 ramos convergem (ou divergem) para 1 estado específico , dando opção a 2 caminhos alternativos na estrutura da treliça de modo correlacionado com a seqüência recebida. Como a máxima verossimilhança consiste em se decidir pelo caminho de máxima correlação , é possivel eliminar-se um dos caminhos, ou seja , o de pior correlação.

Com o procedimento de eliminar-se o ramo de menor correlação entrando em cada estado , teremos descartado os caminhos que tendem às piores correlações .

A maneira convencional da implementação do algorítmo de Viterbi a partir de uma estrutura de treliça é através da métrica acumulada, obtida nos 2^{k-1} ramos da treliça , passo a passo e decidindo-se pela menor métrica.

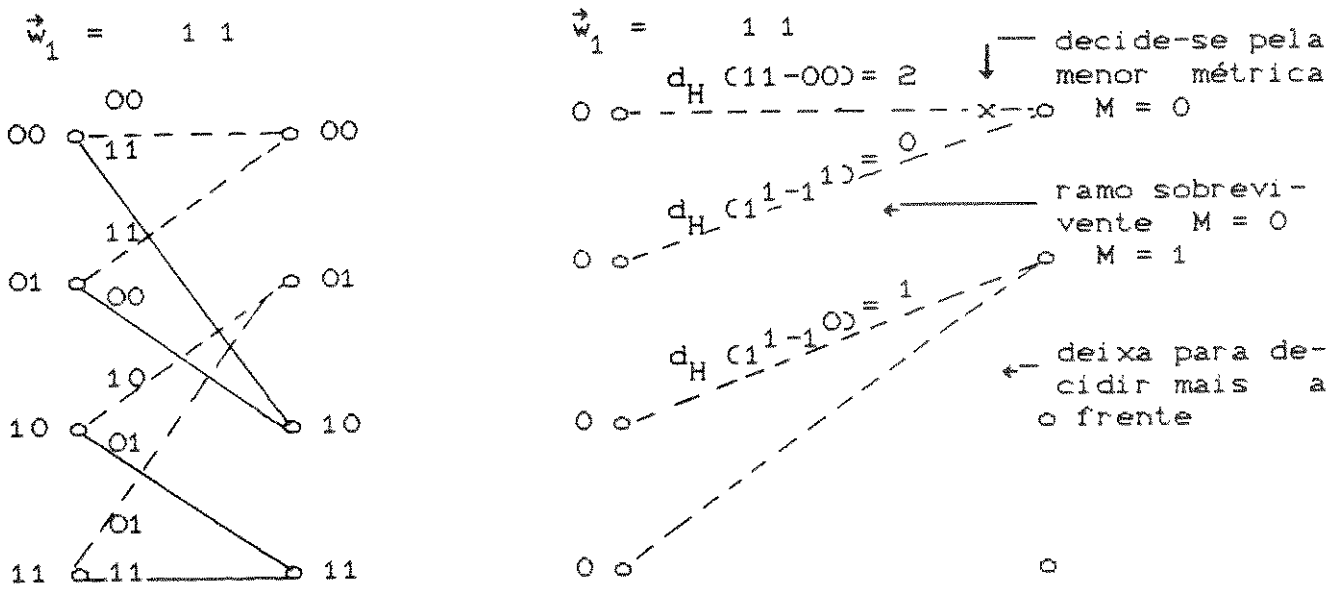


Fig 4.1.6 - Exemplo gráfico da obtenção da métrica a partir dos ramos da treliça , usando-se a distância de Hamming.

A seguir, apresentaremos os passos necessários para a implementação do algorítmo de Viterbi utilizando a métrica de Hamming :

i) Os parâmetros métricas acumuladas (MA) e seqüências sobreviventes (SS) iniciam com valores zero ;

ii) Para cada componente $w^{(i)}w^{(j)}$ da seqüência recebida é feita uma correlação com todos os possíveis ramos dando origem à métrica parcial $M(r_i, w_i)$;

iii) As métricas parciais correspondentes aos 2 ramos que saem de cada estado são adicionadas à métrica resultante deste próprio estado , obtida em ii) ;

iv) As métricas chegando nos próximos 2^{k-1} estados são comparadas . O ramo correspondente a menor métrica é mantido , já o ramo correspondente a maior métrica é abandonado . (No caso de igualdade a escolha é abitrária). Assim teremos 2^{k-1} métricas ;

v) Os 2^{k-1} resultados das MA e as 2^{k-1} SS vão sendo registradas para que os bits de informação possam ser decididos.

Para melhor entendimento do algorítmo de Viterbi, vamos considerar o exemplo a seguir onde os resultados foram obtidos por simulação e comentado na Figura 4.1.7 (a: configuração do gerador do código (2,1,2) ; b: diagrama de estados do codificador ; c: diagrama de treliça equivalente usado na decodificação). Nesta figura teremos a configuração usada para a geração da sequência codificada ou seja ST (sequência transmitida) , a SE (sequência de erros) e SR (sequência recebida). Em P1 temos a inicialização onde MA e SS estão com valores "0" . Em P2 o primeiro ramo recebido (11) é correlacionado com os ramos da treliça conforme mostra a Figura 4.1.7.c . Os ΔM obtidos equivalem ao número de posições de bits que

diferem em relação ao ramo da treliça considerado. Assim , o ΔM obtido da correlação com o primeiro ramo e o segundo ramo que partem do estado 00 são 2 e 0, respectivamente. Os caminhos que chegam à cada estado tem suas métricas comparadas e a decisão é feita pela maior métrica enquanto que a menor métrica é rejeitada . No estado 00 , o ramo 00 (cuja distância é 2) é rejeitado em relação ao ramo 11 (cuja métrica é 0). No estado 01 , temos um caso de "empate" e vamos fazer opção pelo ramo superior ou seja , o ramo 10.

Apenas as métricas correspondentes aos ramos sobreviventes serão registradas . A Tabela 4.1.1 resume as métricas acumuladas e os ramos sobreviventes.

Em P3 , o segundo ramo recebido (10) é novamente correlacionado com todos os possíveis ramos da treliça e obtidos novamente os ΔM. Assim os ΔM são adicionados às métricas correspondentes aos estados de origem gerando-se novos resultados .

Os 2 ramos que finalizam em cada estado são comparados e a opção é feita pela maior métrica acumulada . Para esta janela o resultado será : o ramo 00 para o estado 00 ; o ramo 10 para o estado 01 ; o ramo 11 para o estado 10 ; o ramo 10 para o estado 11 . Os resultados das SS e MA para P3 estão registrados na Tabela 4.1.1 . O conteúdo de SS_{00} é obtido deslocando-se o conteúdo de SS_{01} que é obtido, deslocando-se o conteúdo do registrador SS_{10} , seguido por 0. O conteúdo do registrador SS_{10} é obtido deslocando-se o conteudo de SS_{00} seguido por 1. O conteúdo do registrador SS_{11} é obtido , deslocando-se o conteúdo de SS_{10} , seguido por 1 .

A operação do algorítmo de Viterbi para o restante dos passos P4 a P8 estão contidos na Figura 4.1.7.c e na Tabela 4.1.1.

PASSO Nº.	CONTEÚDO DOS REGISTRADORES							
	SS_{00}	MA_{00}	SS_{01}	MA_{01}	SS_{10}	MA_{10}	SS_{11}	MA_{11}
1	-	-	-	-	-	-	-	-
2	0	0	0	1	1	0	1	1
3	00	1	10	0	01	1	11	1
4	000	1	010	2	101	0	011	2
5	0000	2	1010	0	0001	2	0111	2
6	00000	2	00010	3	10101	0	00011	3
7	000000	3	101010	0	000001	3	101011	3
8	1010100	0	1010110	4	1010101	3	1010111	4

TABELA 4.1.1-Conteúdo dos registradores (SS e MA) para o algorítmo de Viterbi . Exemplo com ausência de erro

Outros exemplos do algorítimo de Viterbi com ocorrência de erro estão mostrados nas Figuras 4.1.8 e 4.1.9 , e os resultados estão resumidos nas respectivas Tabelas 4.1.2 e 4.1.3.

Outro ponto importante que devemos citar aquí é o momento em que ocorre a decisão da sequência correta. Pelas Tabelas 4.1.1, 4.1.2 e 4.1.3 é mostrado que a cada sucessivo ramo recebido o comprimento das SSC sequências sobreviventes) aumentam de 1 bit. portanto é necessário decidir sobre os bits corretos a partir de um certo comprimento da sequência. A Tabela 4.1.1 mostra que a partir da oitava janela temos uma repetição nos registradores dos cinco primeiros bits . A Tabela 4.1.2, onde considera-se o exemplo com a ocorrência de 1 erro , mostra que a partir da oitava janela ocorre a repetição dos quatro primeiros bits . Já a Tabela 4.1.3 onde considera-se o exemplo com a ocorrência de 2 erros , mostra que a partir da oitava janela ocorre a repetição de apenas um bit. Conforme mostram os exemplos acima, notamos que a decisão sobre o bit correto deve ser tomada após ter sido recebido um certo comprimento da sequência , que é chamado de comprimento de restição , e é da ordem de (L $\approx$ 5 M) . Assim, após um retardo de "L" bits podemos decidir sobre o primeiro bit da sequência de informação , que é o próprio conteúdo dos registradores das SS.

PASSO Nº	CONTEÚDO DOS REGISTRADORES							
	SS_{00}	MA_{00}	SS_{01}	MA_{01}	SS_{10}	MA_{10}	SS_{11}	MA_{11}
1	–	–	–	–	–	–	–	–
2	0	0	0	1	1	0	1	0
3	00	1	10	0	01	1	11	0
4	000	1	010	2	101	0	011	2
5	0000	2	1010	0	0001	2	0111	2
6	10100	1	00010	2	10101	1	01111	2
7	101011	2	101010	1	101001	1	011111	2
8	1010100	1	1010010	2	1010001	2	1010011	2

TABELA 4.1.2- Conteúdo dos registradores (SS e MA) para o algorítmo de Viterbi. Exemplo com a ocorrência de 1 erro.

PASSO Nº	CONTEÚDO DOS REGISTRADORES							
	SS_{00}	MA_{00}	SS_{01}	MA_{01}	SS_{10}	MA_{10}	SS_{11}	MA_{11}
1	-	-	-	-	-	-	-	-
2	0	0	0	1	1	0	1	0
3	00	1	10	0	01	1	11	1
4	100	1	010	1	101	1	111	1
5	1000	2	1010	1	1001	2	1111	1
6	10100	2	10010	2	10101	2	11111	2
7	101000	3	101010	2	101001	3	111111	2
8	1010100	2	1111110	3	1010001	3	1111111	3

TABELA 4.1.3- Conteúdo dos registradores (SS e MA) para o algorítmo de Viterbi . Exemplo com a ocorrência de 2 erros.

```
A)erroham
entre com g11 :
1
1
1
entre com g12 :
1
0
1
entre com a msg [ 5 digitos ] :
1
0
1
0
1
```

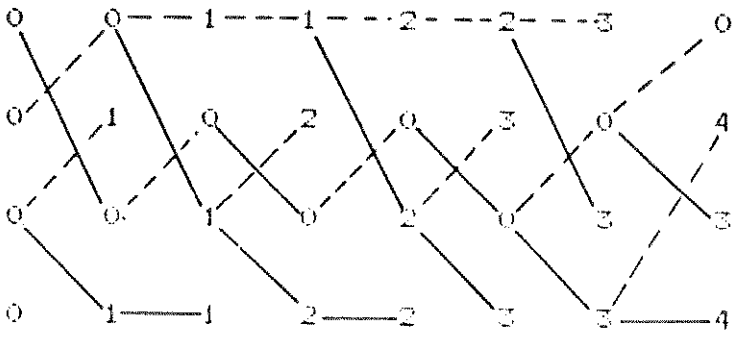
```
M E T R I C A S :

ST:   11   10   00   10   00   10   11

SE:   00   00   00   00   00   00   00

SR:   11   10   00   10   00   10   11

P1    P2   P3   P4   P5   P6   P7   P8
```



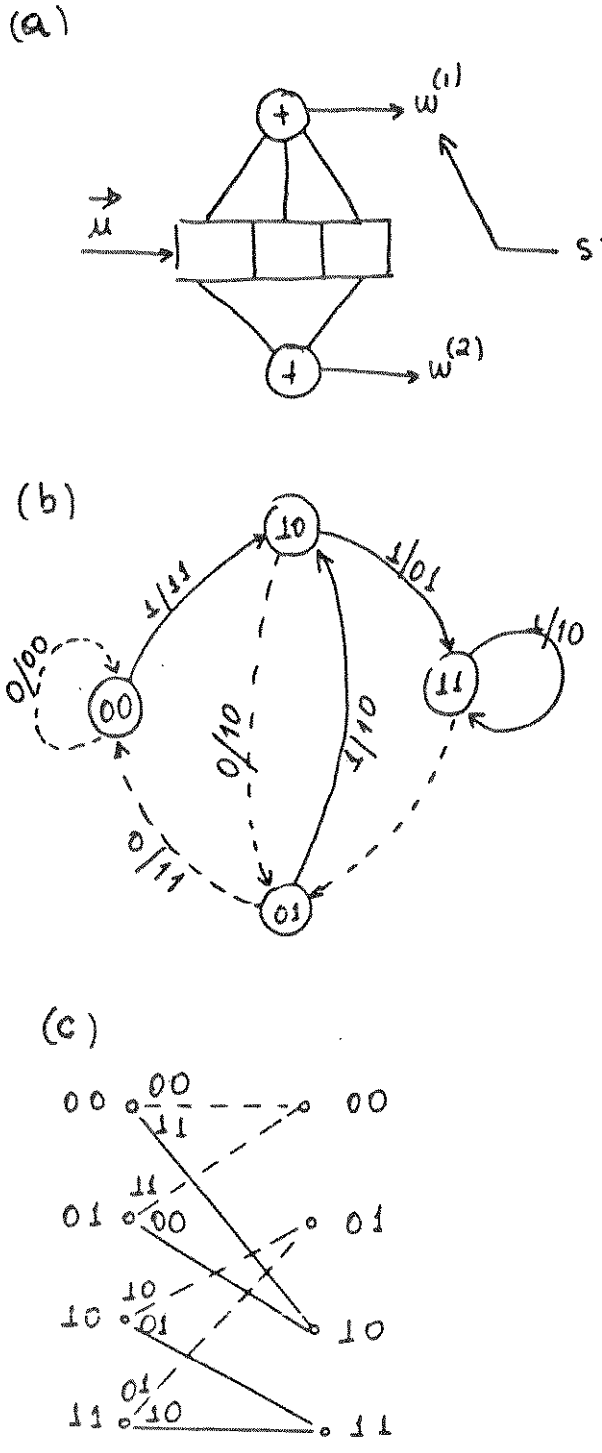
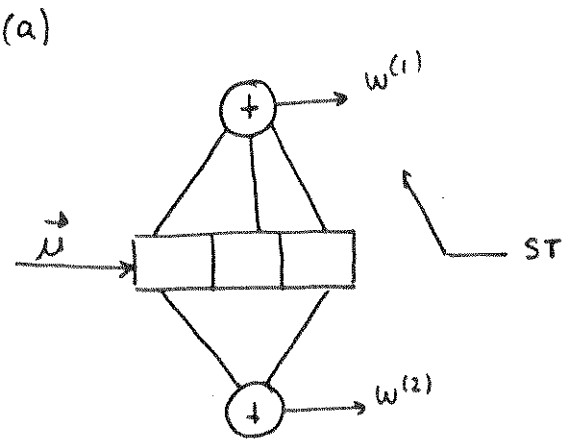
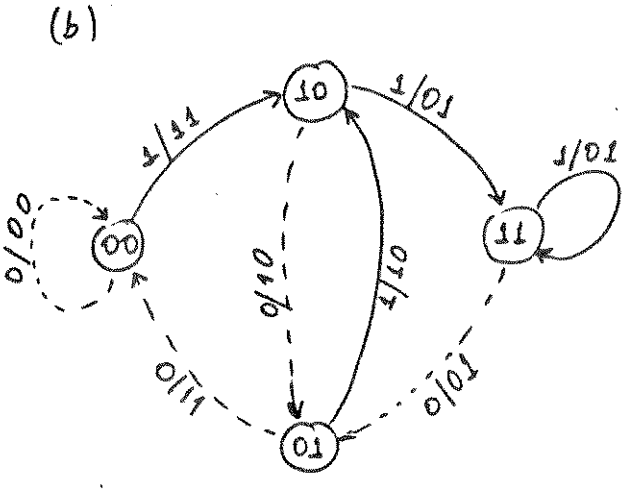


Fig - 4.1.7- Resultados obtidos por simulação do algoritmo de Viterbi com ausência de erro. (a) gerador de código (2,1,2) ; (b) diagrama de estados do codificador ;(c) diagrama de treliça equivalente.

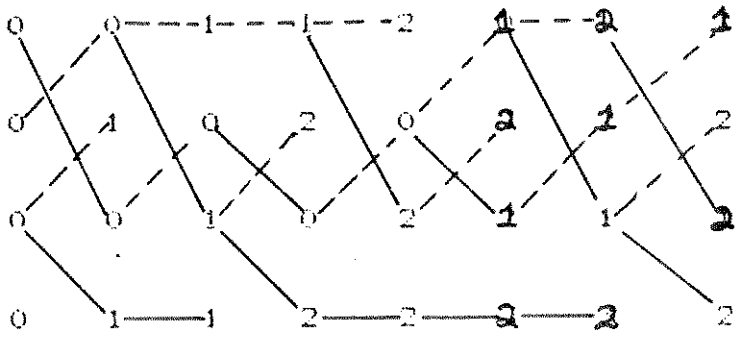
```
A>
entre com a11 :
1
1
1
entre com a12 :
1
0
1
entre com a msg [ 5 digitos ] :
1
0
1
0
1
```





M E T R I C A S :

ST:	11	10	00	10	00	10	11
SE:	00	00	00	00	10	00	00
SR:	11	10	00	10	10	10	11
P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8



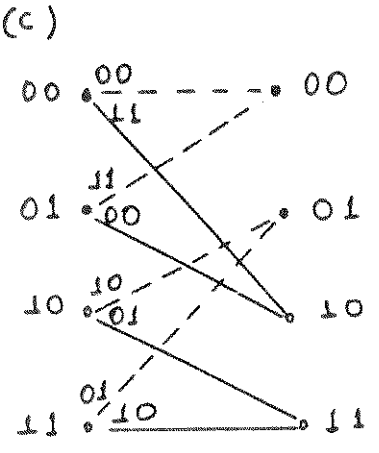
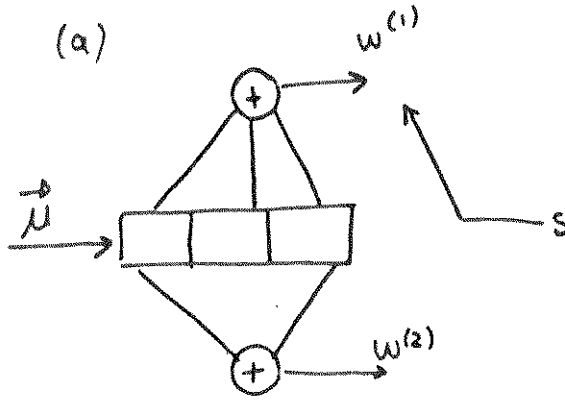
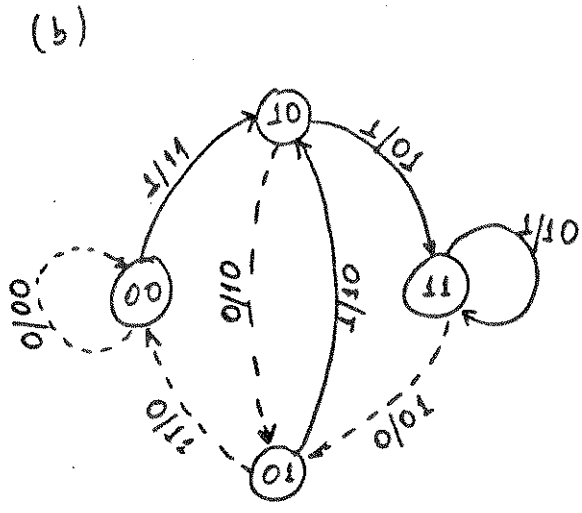


Fig 4.1.8 - Resultados obtidos por simulação do algoritmo de de Viterbi em presença de erro; (a) gerador de código (2,1,2) ; (b) diagrama de estados do codificador; (c) diagrama de treliça equivalente.

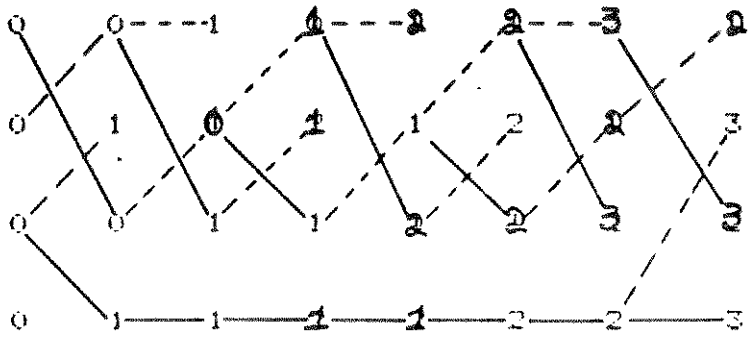
```
A:
entre com g11 :
1
1
1
entre com g12 :
1
0
1
entre com a msg [ 5 digitos ] :
1
0
1
0
1
```





M E T R I C A S :

ST:	11	10	00	10	00	10	11
SE:	00	00	10	00	10	00	00
SR:	11	10	10	10	10	10	11
P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8



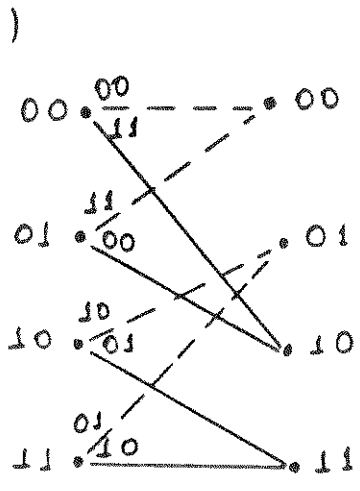


Fig 4.1.9 - Resultados obtidos por simulação do algorítmo de Viterbi em presença de erro; (a) gerador de código (2,1,2) ; (b) diagrama de estados do codificador ; (c) diagrama de treliça equivalente.

Um dos parâmetros que influi diretamente no rendimento do algorítmo de decodificação de Viterbi é o comprimento de restrição "L" , além dos parâmetros taxa "R" do código e número de níveis de quantização "Q".

Como o objetivo deste trabalho é apresentar soluções para sistemas de baixa capacidade de transmissão com máxima eficiência de correção de erros , não cabe aquí usarmos o recurso de alterarmos a taxa do código R , pois iria requerer um aumento de faixa.

A opção de alterarmos o número de níveis de quantização , ou seja passarmos da decisão abrupta para a decisão suave também não seria conveniente pois estaríamos requerendo maior sofisticação do sistema . Uma das alternativas, portanto, seria usarmos a métrica de Lee nas situações de decisão abrupta, pois sabemos que para o GF(2) e GF(3) as distâncias de Hamming e de Lee coincidem .

4.2 DECODIFICAÇÃO DOS CÓDIGOS CÍCLICOS

A decodificação dos códigos cíclicos consiste dos mesmos procedimentos da decodificação dos códigos de bloco lineares, ou seja :(1) obtenção da síndrome $\vec{S}(x)$, (2) associação da síndrome com um padrão de erro , (3) correção propriamente dita .

Iremos mostrar mais a frente que a obtenção da síndrome dos códigos cíclicos consiste em operações de divisão numa malha cuja complexidade é proporcional aos (n - k) dígitos de verificação de paridade . A correção do erro é simplesmente uma operação módulo-2 da sequência recebida $\vec{r}(x)$ com o erro padrão $\vec{e}(x)$. A técnica de associar a estrutura de um decodificador a uma malha com lógica combinacional facilita a implementação dos códigos cíclicos . Obviamente , a complexidade dos circuitos de decodificação crescem exponencialmente com o comprimento da palavra-código e com o número de erros a serem corrigidos .Como os códigos cíclicos possuem propriedades algébricas e geométricas bem fundamentadas é possível obter uma simplificação das estruturas dos decodificadores.

4.3 DETEÇÃO DE ERROS DOS CÓDIGOS CÍCLICOS

Devido ao ruído no canal a palavra código recebida $\vec{r} = (r_o, r_1, \ldots, r_{n-1})$, pode não ser a mesma palavra código transmitida , devido a ocorrência de erro(s) aleatório(s) ou de surto(s) de erros. Na decodificação dos códigos de bloco lineares a primeira medida a ser tomada é a obtenção da síndrome

$$\vec{S} = \vec{r} \cdot \vec{H}^{T}$$

onde $\vec{H}$ é a matriz verificação de paridade.

Se a síndrome for zero, $\vec{r}$ é uma palavra código; caso contrário $\vec{r}$ não é palavra código e consequentemente foi detectada a presença de erro(s).

Para os códigos cíclicos na forma sistemática, a síndrome pode ser obtida facilmente como mostraremos a seguir. O vetor $\vec{r}$ recebido será tratado como um polinômio de grau menor ou igual a (n-1), isto é ,

$$\vec{r}(x) = r_o + r_1 x + r_2 x^2 + \ldots + r_{n-1} x^{n-1}$$

Dividindo-se $\vec{r}(x)$ pelo polinômio gerador $\vec{g}(x)$, teremos

$$\vec{r}(x) = \vec{a}(x)\,\vec{g}(x) + \vec{s}(x)$$

onde o resto da divisão $\vec{s}(x)$ é um polinômio de grau menor ou igual a (n-k-1) e os (n-k) coeficientes de $\vec{s}(x)$ formam a síndrome $\vec{s}$. Assim , $\vec{s}(x)$ será nulo se e somente se $\vec{r}(x)$ for obtido a partir de uma palávra código. A implementação do circuito combinacional é facilmente obtida pois a mesma é identica à malha do circuito usado na codificação , com a diferença no modo em que os bits do vetor recebido $\vec{r}$ entram no circuito. Assim que todos os bits de $\vec{r}$ forem deslocados na malha , a informação final dos registradores forma a sindrome $\vec{s}(x)$.

Vamos considerar para o nosso exemplo a mesma malha formada pelo polinômio gerador $g(x) = 1 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8$ como mostra a Figura 4.3.1 .

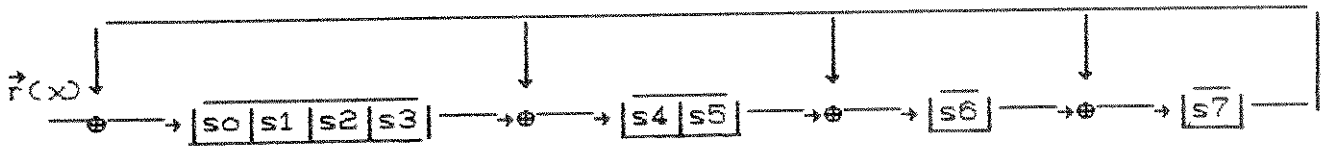


Fig. 4.3.1 - Circuito da síndrome do código cíclico C(15,7) formado pelo polinômio gerador $g(x)=1 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8$

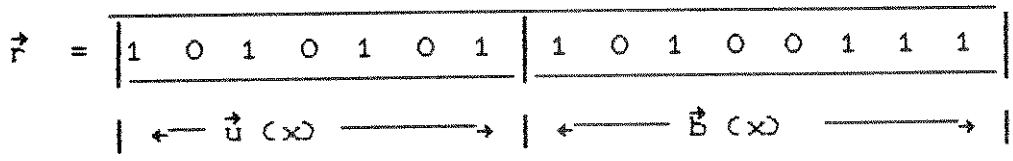
Suponha que a palavra código recebida seja $\vec{r}$ = (1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1) ou $\vec{r} = 55A7_{16}$. A medida que $\vec{r}$ for sendo deslocado para dentro da malha, o conteúdo dos registradores ilustrados na Tabela 4.3.1 irão mostrar o resultado $\vec{s}(x)$ após o 15^{o} deslocamento, que por sua vez concluirá se $\vec{r}$ é palavra código ou não.

Passo	$\vec{r}$	so	s1	s2	s3	s4	s5	s6	s7
0	-	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
2	1	1	1	0	0	0	0	0	0
3	1	1	1	1	0	0	0	0	0
4	0	0	1	1	1	0	0	0	0
5	0	0	0	1	1	1	0	0	0
6	1	1	0	0	1	1	1	0	0
7	0	0	1	0	0	1	1	1	0
8	1	1	0	1	0	0	1	1	1
9	1	0	1	0	1	1	0	0	0
10	0	0	0	1	0	1	1	0	0
11	1	1	0	0	1	0	1	1	0
12	0	0	1	0	0	1	0	1	1
13	1	0	0	1	0	1	1	1	0
14	0	0	0	0	1	0	1	1	1
15	1	0	0	0	0	0	0	0	0

Tabela 4.3.1-Conteúdo dos registradores da síndrome $\vec{s}(x)$ obtidos da palávra código recebida $\vec{r}$ = 1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1

Note que após a entrada do 15^{o} bit de $\vec{r}$ o conteúdo dos registradores de s(x) = (0 0 0 0 0 0 0 0) indica que não houve erro.

A mensagem $\vec{u}(x)$ pode ser facilmente obtida de $\vec{r}$ por estar na forma sistemática



Caso a síndrome $\vec{s}(x)$ tivesse algum resultado diferente de (0 0 0....0 0) concluiríamos que ocorreu erro , devendo portanto a palavra código recebida passar pela estratégia de correção de erro(s) adotada para o código (15,7).

4.4 DECODIFICAÇÃO POR LÓGICA MAJORITÁRIA

Devido ao fato de que a maioria dos códigos de bloco lineares , e em particular os códigos cíclicos , emprega a lógica majoritária no processo de decodificação é que iremos adotar esta técnica no problema referente à este trabalho. Este algorítmo além de apresentar uma complexidade pequena é altamente eficiente quanto à capacidade de correção de erro(s). Reed em 1954 apresentou o primeiro algoritmo para decodificação por Lógica Majoritária para uma classe de códigos de múltipla correção de erros descoberto por Muller . Desde então , este algorítmo foi extendido e generalizado por vários pesquisadores.

Este trabalho procura incorporar ao pacote computacional algoritmos que seriam implementáveis para utilização em tempo real. Devido a este fato iremos abordar os códigos que sejam decodificáveis por lógica majoritária de um passo. Naturalmente para satisfazer à este requisito iremos nos ater aos códigos cíclicos completamente ortogonalizáveis cujas propriedades serão descritas a seguir.

Seja C(n,k) um código cíclico , onde, o código dual

$\mathbb{C}_d(n,n-k)$ é obtido a partir da matriz verificação de paridade $\vec{H}$. Se $\vec{w} \in \mathbb{C}$ e $\vec{w}_d \in \mathbb{C}_d$, teremos então que o produto $(\vec{w} \cdot \vec{w}_d)$ é zero , ou seja

$$\vec{w} \cdot \vec{w}_d = w_o w_{do} + w_1 w_{d1} + \ldots + w_{n-1} w_{dn-1} = 0$$

Note que esta é a mesma equação de verificação de paridade eq (3.8.1.6).

Suponha que $\vec{w}$ seja uma palavra código transmitida e pertencente ao código cíclico $\mathbb{C}$, então

$\vec{r} = (r_o, r_1, \ldots, r_{n-1})$ ---> implica em ser uma palavra código recebida após passar pelo canal ruidoso e

$\vec{e} = (e_o, e_1, \ldots, e_{n-1})$ ---> implica em ser a palavra erro inerente ao canal.

Assim , podemos afirmar que

$$\vec{r} = \vec{w} \oplus \vec{e} \qquad (4.4.1)$$

Por outro lado , poderemos, com o conhecimento de $\vec{r}$ e $\vec{w}_d$, estabelecer a seguinte soma linear

$$A = \vec{r} \cdot \vec{w}_d = r_o w_{do} + r_1 w_{d1} + \ldots + r_{n-1} w_{dn-1} \qquad (4.4.2)$$

que iremos chamar de equação soma de verificação de paridade (ESVP) .

Se a palavra código recebida $\vec{r}$ é uma palavra código pertencente à $\mathbb{C}$,temos que $A = 0$, caso contrário temos que $A \neq 0$.

Agora, combinando-se (4.4.1) e (4.4.2) , teremos

$$A = \vec{r} \cdot \vec{w}_d = \vec{w}_d \cdot (\vec{w} + \vec{e}) = \vec{w}_d \cdot \vec{w} + w_d \cdot \vec{e} = 0$$

portanto,

$$A = w_{do}\, e_o + w_{d1}\, e_1 + \ldots + w_{dn-1}\, e_{n-1} \qquad (4.4.3)$$

Então, um dígito da palavra erro e_i é dito verificado pela ESVP A se o coeficiente w_{di} for igual a "1" .

A seguir iremos mostrar como certas propriedades das equações A_i podem ser usadas para estimar o dígito de erro do vetor $\vec{e}$.

Como o conceito básico da Lógica Majoritária se baseia na ortogonalização dos dígitos das palavras códigos , iremos a seguir explicar melhor o que queremos dizer com dígitos ortogonais . Sejam então as "J" palavras códigos pertencentes ao código dual $\mathbb{C}_d$:

$$\begin{aligned}
\vec{w}_{d1} &= (\, w_{d10}\, ,\, w_{d11}, \ldots, w_{d1,n-1}\,) \\
\vec{w}_{d2} &= (\, w_{d20}\, ,\, w_{d21}, \ldots, w_{d2,n-1}\,) \\
&\vdots \\
\vec{w}_{dJ} &= (\, w_{dJ0}\, ,\, w_{dJ1}, \ldots, w_{dJ,n-1}\,) \qquad (4.4.4)
\end{aligned}$$

com as seguintes propriedades :

i) O dígito (n - 1) dos vetores $\vec{w}_{d1,2,\ldots,J}$ é sempre "1" , ou seja,

$$w_{d1,n-1} = w_{d2,n-1} = \ldots = w_{dJ,n-1} = 1$$

ii) Para os dígitos $i \neq n-1$, nem todos os coeficientes de $\vec{w}_{dJ}$ são iguais a "1" .

Os J vetores códigos que obedecem as regras (i) e (ii) acima são ortogonais em relação ao dígito (n - 1) . Usando-se os vetores $\vec{w}_d$ que obedecem as condições de ortogonalização impostas , podemos ainda montar J equações soma verificação de paridade , A_J , usando-se a equação (4.5.2)

Assim, temos

$$\begin{aligned}
A_1 &= \vec{w}_{d1} \cdot \vec{r} = w_{d10}\, r_0 + w_{d11}\, r_1 + \ldots + w_{d1,n-1}\, r_{n-1} \\
A_2 &= \vec{w}_{d2} \cdot \vec{r} = w_{d20}\, r_0 + w_{d21}\, r_1 + \ldots + w_{d2,n-1}\, r_{n-1} \\
&\vdots \\
A_J &= \vec{w}_{dJ} \cdot \vec{r} = w_{dJ0}\, r_0 + w_{dJ1}\, r_1 + \ldots + w_{dJ,n-1}\, r_{n-1}
\end{aligned} \qquad (4.4.5)$$

considerando-se que os coeficientes

$$w_{d1,n-1} = w_{d2,n-1} = \ldots = w_{dJ,n-1} = 1$$

e já deixando-se o sistema de equações acima na forma da equação (4.4.3) , temos :

$$A_1 = w_{d10}\, e_0 + w_{d11}\, e_1 + \cdots w_{d1,n-2}\, e_{n-2} + e_{n-1}$$
$$A_2 = w_{d20}\, e_0 + w_{d21}\, e_1 + \cdots w_{d2,n-2}\, e_{n-2} + e_{n-1}$$
$$\vdots$$
$$A_J = w_{dJ0}\, e_0 + w_{dJ1}\, e_1 + \cdots w_{dJ,n-2}\, e_{n-2} + e_{n-1}$$

(4.4.6)

O sistema constituido pelas J equações lineares fica caracterizado como a "verificação" em relação ao dígito e_{n-1}. Baseado neste fato temos que as ESVP ortogonais a e_{n-1} podem ser usadas para estimar o dígito r_{n-1} da palavra código recebida $\vec{r}$.

Assim, a decodificação correta do bit e_{n-1} fica garantida se existir um total de erros menor ou igual a $\lfloor J/2 \rfloor$ no vetor $\vec{e}$. Desse modo, a capacidade corretora de erros da Lógica Majoritária, t_{LM}, é dada por

$$t_{LM} = \lfloor J/2 \rfloor$$

onde $\lfloor a \rfloor$ significa o maior inteiro menor do que a.

O código cíclico considerado é dito completamente ortogonalizável se for possível arranjar $J = d_{min}-1$ equações para verificação de paridade, através de operações entre linhas do sistema formado pelas Aj equações.

Uma outra maneira de se obter as equações soma verificação de paridade é a partir do conceito de síndrome.

Como

$$\vec{s} = (s_0, s_1, \ldots, s_{n-k-1}) = \vec{r} \cdot H^T$$

onde o s_i-ésimo dígito do vetor síndrome é

$$s_i = r_j \cdot h_{i,j} \qquad \text{para} \quad 0 \leq j < n-k$$

temos então que

$$A_i = w_{di} \cdot r_i$$

$$= w_{di} (w_i + e_i) = w_{di} \cdot w_i + w_{di} \cdot e_i$$

ou ainda que

$$A = \vec{s} = \vec{e} \cdot \vec{H}^T$$

Como exemplo iremos utilizar a matriz $\vec{H}$ obtida do polinômio gerador $\vec{g}(x) = 1 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8$ do código $\mathbb{C}$ (15,7) usado nas simulações deste trabalho.

Desse modo, $A = \vec{e} \cdot \vec{H}^T$ é dada por

$$(e_0 \; e_1 \; e_2 \; e_3 \; e_4 \; e_5 \; e_6 \; e_7 \; \ldots e_{14}) \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{vmatrix} \qquad (4.4.7)$$

A partir do produto matricial pode-se formar o seguinte sistema linear

S_i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
s_0	e_0								e_8	e_9		e_{11}			
s_1		e_1								e_9	e_{10}		e_{12}		
s_2			e_2								e_{10}	e_{11}		e_{13}	
s_3				e_3								e_{11}	e_{12}		e_{14}
s_4					e_4				e_8	e_9		e_{11}	e_{12}	e_{13}	
s_5						e_5				e_9	e_{10}		e_{12}	e_{13}	e_{14}
s_6							e_6		e_8	e_9	e_{10}			e_{13}	e_{14}
s_7								e_7	e_8		e_{10}				e_{14}

(4.4.8)

Fazendo-se a combinação linear entre linhas do sistema acima , formaremos "Aj" equações soma verificação de paridade de modo que o bit "e_{14}" seja ortogonal a todas as equações .

$$
\begin{aligned}
A_1 = s_3 &= e_3 + e_{11} + e_{12} + e_{14} \\
A_2 = s_1 \oplus s_5 &= e_1 + e_5 + e_{13} + e_{14} \\
A_3 = s_0 \oplus s_2 \oplus s_6 &= e_0 + e_2 + e_6 + e_{14} \\
A_4 = s_7 &= e_7 + e_8 + e_{10} + e_{14}
\end{aligned}
$$

(4.4.9)

Assim, analizando-se o sistema dado por (4.4.9) notamos que "e_{14}" está presente em todas as linhas do sistema de equações e que nenhum dos outros dígitos aparece repetido nas

linhas do mesmo sistema .
Temos então que as "J" equações resultantes formam a seguinte Lógica Majoritária conforme mostra a Figura (4.5.1)

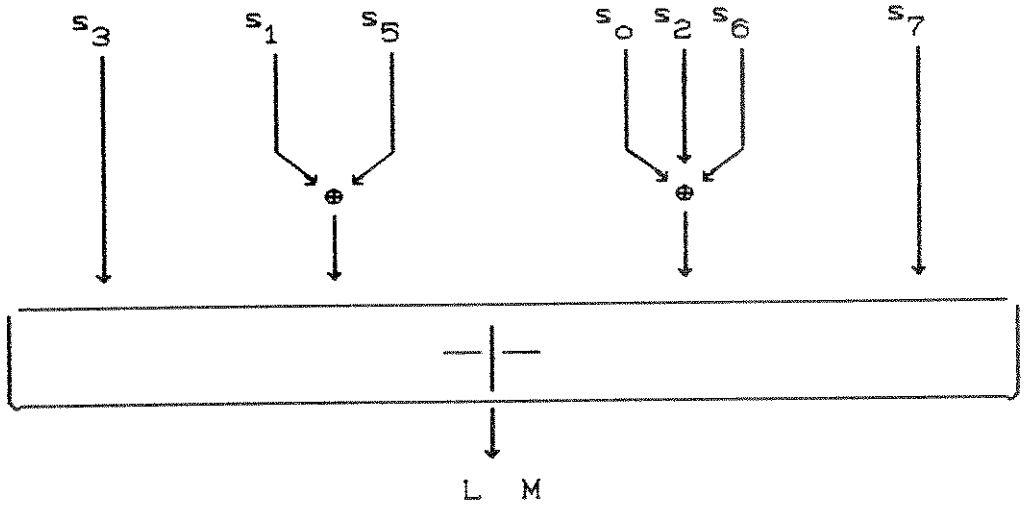


Figura 4.4.1 - Arranjo do sistema das "J" equações lineares que vão formar a Lógica Majoritária.

Como para o exemplo "J" = 4 , temos que $t_{LM} = \lfloor 4/2 \rfloor$, logo será possível a correção de até 2 erros, $t_{LM} \leq 2$.

Iremos considerar na implementação da Lógica Majoritária a configuração do decodificador do tipo I , onde o vetor recebido $\vec{r}(x)$ dá entrada inicialmente no resgistrador de síndrome .

Seja o código cíclico C(15,7) usado em nossos exemplos anteriores, cujo polinômio gerador é dado por

$$g(x) = 1 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8$$

Então a configuração do decodificador por Lógica Majoritária de um passo do tipo I ficará como mostrado na Figura 4.4.2.

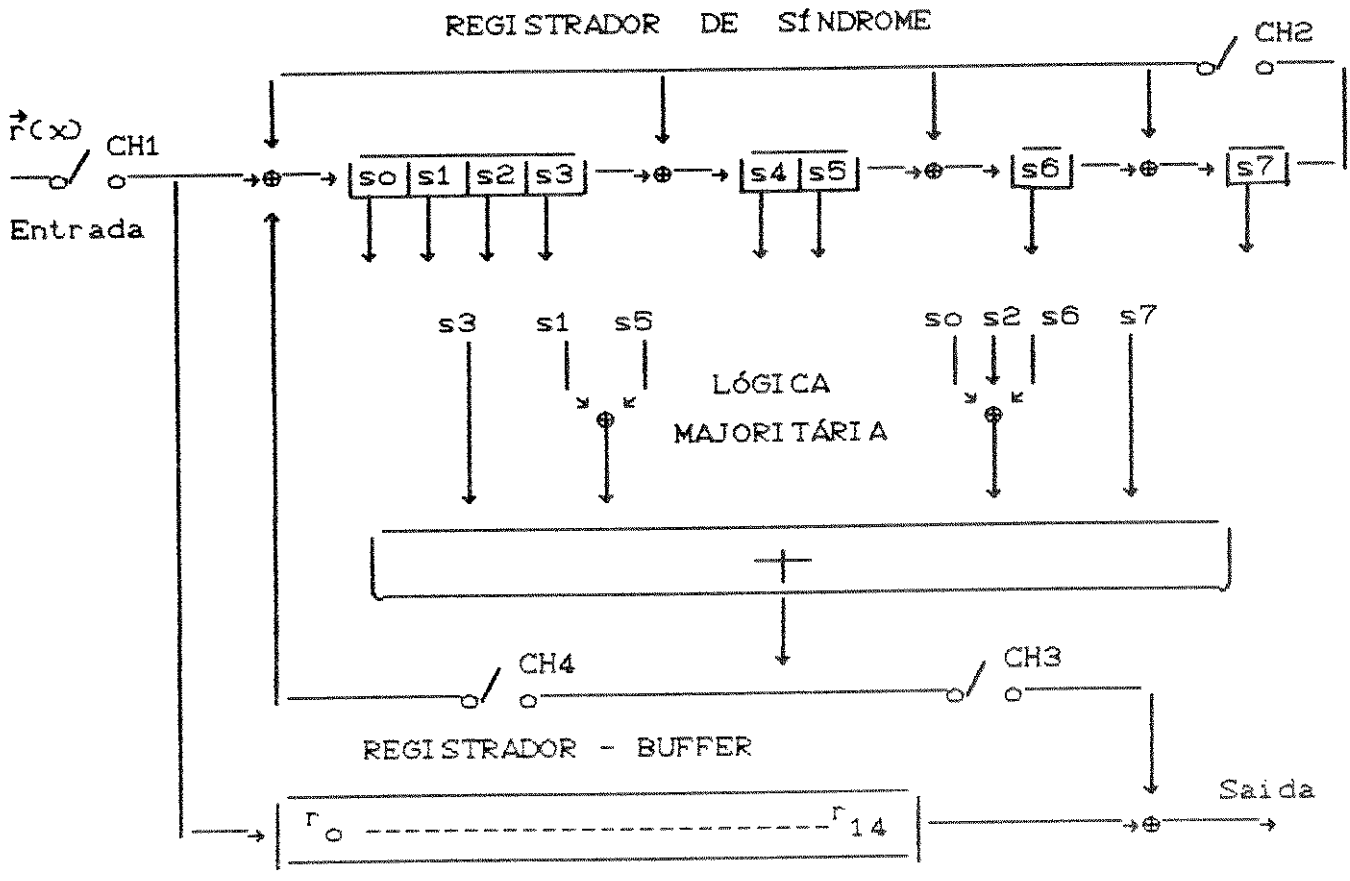


Figura 4.4.2 - Decodificador por Lógica Majoritária de um passo do tipo I

A correção do(s) erro(s) é obtida com o seguinte procedimento :

Passo 1: O polinômio recebido $\vec{r}(x)$ dá entrada no Registrador de Síndrome (RSIN) e no Registrador - Buffer (RBUF) , através de CH1 , CH2 (fechado) e CH3,CH4 (aberto). Com isto, após o deslocamento do último bit do bloco recebido , obteremos no RSIN a informação de que houve erro e no RBUF , teremos o bloco recebido e armazenado.

Passo 2: Pela configuração da malha da Lógica Majoritária obtemos as "J" somas verificação de paridade ortogonais em e_{n-1} , a partir dos dados s_i do RSIN ;

Passo 3: Agora com CH1 (fechado) e CH2,CH3 e CH4 (aberto) , o primeiro dígito recebido e armazenado no RBUF é deslocado e após a soma módulo-2 com o resultado da Lógica Majoritária este bit é corrigido. Ao mesmo tempo o RSIN sofre um deslocamento e o efeito de e_{n-1} sobre a síndrome é anulada . Assim, o novo conteúdo do RSIN forma a síndrome do vetor alterado cíclicamente com um deslocamento para a direita;

Passo 4: A nova síndrome obtida no passo 3 é usada para decodificar o próximo dígito recebido r_{n-2} .O decodificador repete então os passos 2 e 3 . O dígito recebido r_{n-2} é então corrigido da mesma maneira que r_{n-1} ;

Passo 5: O decodificador , decodifica o vetor recebido $\vec{r}$, dígito a dígito , conforme os passos acima, realizando "n" deslocamentos correspondente ao tamanho do bloco da palavra código recebida. Ao final da operação de decodificação, o RSIN deverá conter uma palavra toda de "zeros" , se o bloco da palavra $\vec{r}(x)$ for um vetor código. Se isto não ocorrer teremos então "estourado" a capacidade corretora do código.

Consideremos então o exemplo em que a configuração do decodificador por Lógica Majoritária de um passo é do tipo I. Consequentemente as "J" soma verificação de paridade são dadas por

$$A1 = s3 \quad , \quad A2 = s1+s5 \quad , \quad A3 = so+s2+s6 \quad , \quad A4 = s7$$

as quais irão constituir o núcleo do decodificador , responsável pela decisão do bit correto , durante a decodificação.

Assim, consideremos que a palavra código (0 0 0 ....0) seja enviada através do canal e que $\vec{r}(x) = x^{13} + x^{14}$ seja então recebido . Temos então dois erros nas posições x^{13} e x^{14}. Uma vez que o bloco da palavra recebida seja carregado no RSIN, o conteúdo apos o 15^{o} deslocamento será (0 0 1 1 1 0

0 1) , confirmando assim a ocorrência do erro.

Temos então as "J" somas verificação de paridade , ortogonais em e_{14} , obtidas a partir da síndrome apresentada

$$A1 = 1 \quad , \quad A2 = 0 \quad , \quad A3 = 1 \quad , \quad A4 = 1$$

Como a decisão da Lógica Majoritária consiste em decidir pela maioria , temos então três "1's" e um "0", logo a saída da Lógica Majoritária será "1" o que corresponde ao valor de e_{14}.

Simultaneamente é realizado o deslocamento das palavras no RSIN bem como a operação

$$r_{14} \oplus LM = 1 \oplus 1 = 0$$

o que corresponde ao bit r_{14} corrigido.

O novo registro armazenado no RSIN é então (0 0 0 1 0 1 1 1) . Disso então ocorre a atualização das J=4 soma verificação de paridade a partir da nova síndrome

$$A1 = 1 \quad , \quad A2 = 1 \quad , \quad A3 = 1 \quad , \quad A4 = 1$$

Novamente a saída da Lógica Majoritária é "1" , correspondente ao valor de e_{13} .

Então , com a realização do deslocamento simultâneo dos RSIN , RBUF e da operação

$$r_{13} \oplus LM = 1 \oplus 1 = 0$$

teremos então o valor corrigido de r_{13} .

A partir deste ponto notamos que o conteúdo do RSIN fica zerado , o que corresponde ao restante dos bits da palavra $\vec{r}(x)$ estarem corretos .

O decodificador por Lógica Majoritária de um passo é eficiente para os códigos completamente ortogonalizáveis , ou para os códigos que apresentam "J" muito maior em relação a $(d_{min} - 1)$, caso contrário esta técnica de

decodificação torna-se ineficiente .

Assim, dado um código cíclico completamente ortogonalizável $\mathbb{C}(n,k)$ é fácil determinar o número "J" de equações soma verificação de paridade . Obtendo-se então o código dual $\mathbb{C}_d$ e sua distância mínima "S" , temos então que o número de ESVP que podem ser obtidas sendo dada pelo seguinte limitante

$$J \leq \left\lfloor \frac{n-1}{\delta - 1} \right\rfloor$$

Através do exemplo podemos verificar que o código dual, $\mathbb{C}_d$, de $\mathbb{C}(15,7)$ tem $d_{min} = 4$, logo o número máximo "J" de ESVP que pode ser formada é dado por

$$J \leq \left\lfloor \frac{14}{3} \right\rfloor = 4$$

4.5 ALGORÍTMO DE DECODIFICAÇÃO POR LÓGICA MAJORITÁRIA

Apresentaremos nesta seção o algorítmo de decodificação por Lógica Majoritária . Como o objetivo é a utilização deste algorítmo em tempo real, vamos considerar sua implementação em ASSEMBLER de 8 bits que pode ser processado com qualquer microprocessador comercial do tipo Z-80 (Zilog) , 8085 (Intel) , etc .

As configurações a serem usadas serão as mesmas dos exemplos apresentados neste trabalho.

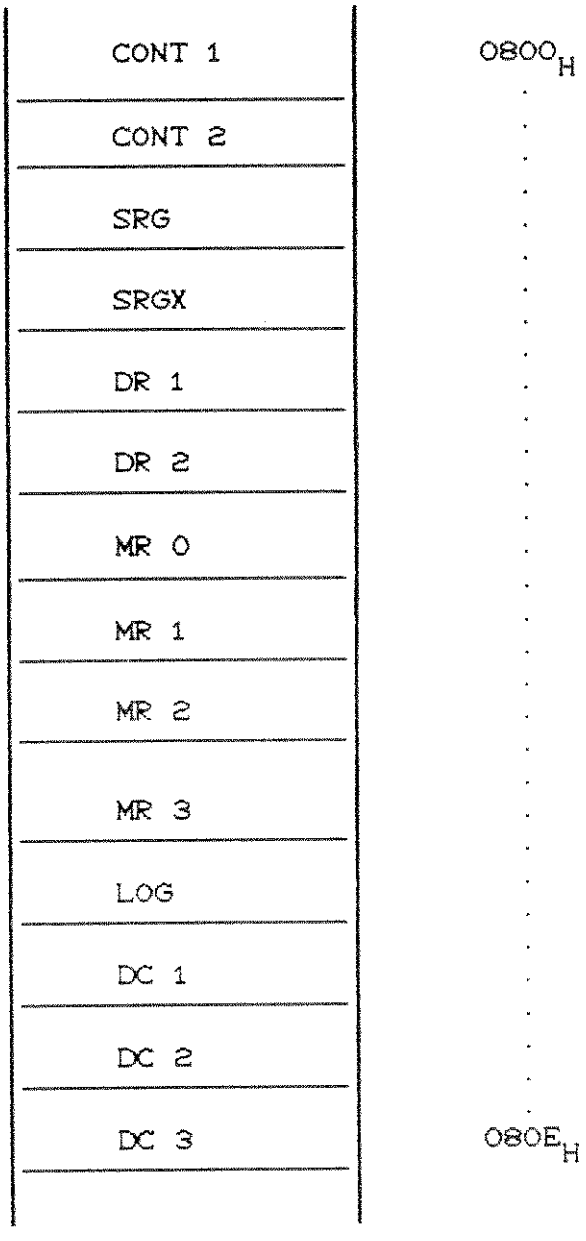
O codificador do código cíclico C(15,7) é dado pelo polinômio gerador $g(x) = 1 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8$,como mostrado na Figura 3.9.2.2 .

O decodificador por Lógica Majoritária de um passo está apresentado na Figura 4.4.2.

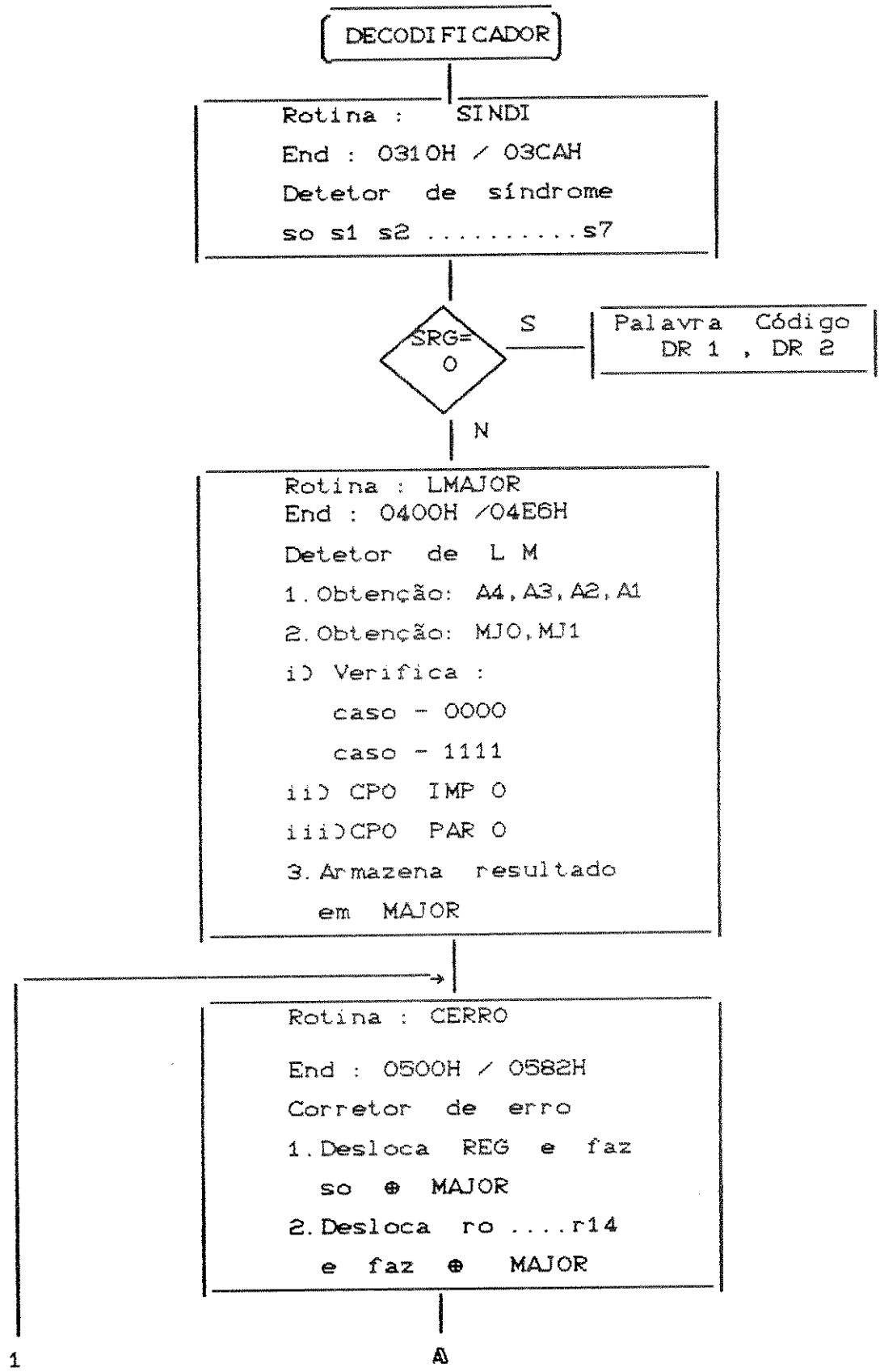
i) Variáveis utilizadas

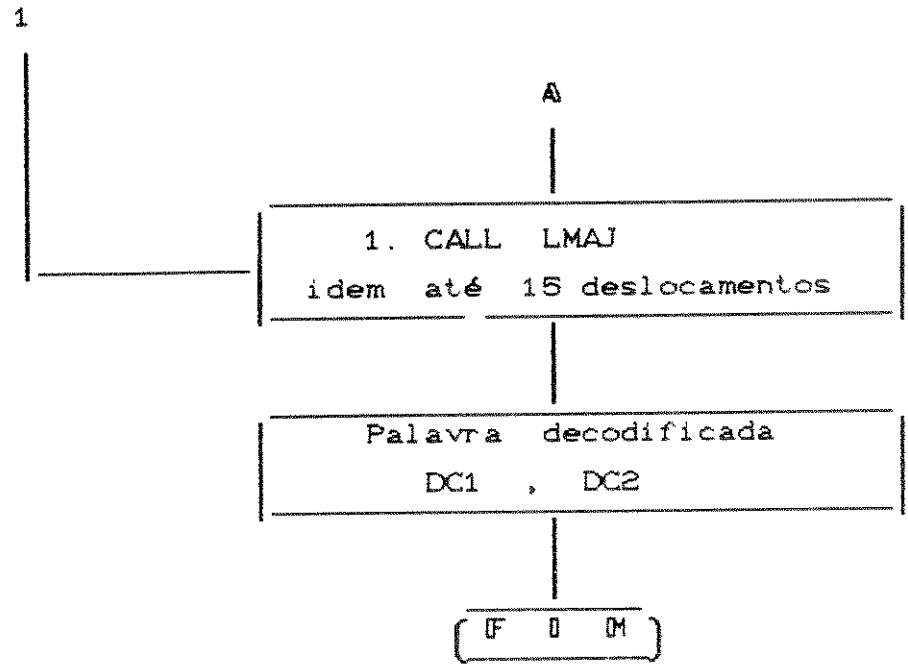
- CONT 1,2 : contadores de bits ;
- SRG : resultado atualizado do registrador de deslocamento ;
- DR 1,2 : palavra código recebida ($\vec{r}(x) = r_0 \ldots\ldots r_{14}$) ;
- MR 0,1,2,3,4 : armazena os bits a serem submetidos a operação ⊕ OU- exclusivo;
- LOG : resultado das equações verificação soma de paridade (A1, A2, A3, A4) ;
- MAJOR : resultado da Lógica Majoritária 0 ou 1;
- DC1,2 : palavra decodificada corretamente;

ii) Endereços em RAM das variáveis



iii) Fluxograma do decodificador





iv) Teste de funcionamento

Vamos considerar a palavra de informação 55_H ou seja $(1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1)_2$ a ser codificada pela rotina de codificação, onde será obtido $A755_H$. $A7_H$ é o bite de paridade conforme pode ser visto também pela Tabela 3.9.2.1 do Capítulo 3 deste trabalho.

Este resultado poderá ser comprovado analiticamente pelo produto matricial abaixo

$$[\ \vec{u}\ ]\ .\ [\ \vec{G}\ ] = [\ \vec{w}\ ]$$

$$[\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ ] \begin{vmatrix} 1&0&0&0&1&0&1&1&1&0&0&0&0&0&0 \\ 1&1&0&0&1&1&1&0&0&1&0&0&0&0&0 \\ 0&1&1&0&0&1&1&1&0&0&1&0&0&0&0 \\ 1&0&1&1&1&0&0&0&0&0&0&1&0&0&0 \\ 0&1&0&1&1&1&0&0&0&0&0&0&1&0&0 \\ 0&0&1&0&1&1&1&0&0&0&0&0&0&1&0 \\ 0&0&0&1&0&1&1&1&0&0&0&0&0&0&1 \end{vmatrix}$$

$$A7_H \qquad 55_H$$
$$= \quad 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1 \ | \ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1$$

Se aplicarmos a palavra código $A755_H$ no decodificador teremos no RSIN , após o 15^o deslocamento a palavra (0 0 0.....0) conforme mostrado na Tabela 4.6.1 , sendo concluído pelo programa que $A755_H$ é palavra código , bastando separar a informação $\vec{u}(x)$ do bite de paridade $\vec{b}(x)$.

Des.	$\vec{U}(x)$	R S I N							
1^o	1	1	0	0	0	0	0	0	0
2^o	0	0	1	0	0	0	0	0	0
3^o	1	1	0	1	0	0	0	0	0
4^o	0	0	1	0	1	0	0	0	0
5^o	1	1	0	1	0	1	0	0	0
6^o	0	0	1	0	1	0	1	0	0
7^o	1	1	0	1	0	1	0	1	0
8^o	1	1	1	0	1	0	1	0	1
9^o	1	0	1	1	0	0	0	0	1
10^o	1	0	0	1	1	1	0	1	1
11^o	0	1	0	0	1	0	1	1	0
12^o	0	0	1	0	0	1	0	1	1
13^o	1	0	0	1	0	1	1	1	0
14^o	0	0	0	0	1	0	1	1	1
15^o	1	0	0	0	0	0	0	0	0

Tabela 4.5.1 - Conteúdo do RSIN , com os deslocamentos sucessivos da palavra código.

Vamos agora testar a rotina de decodificação , com a ocorrência de um erro ; teremos os seguintes resultados conforme mostra a Tabela 4.5.2 contendo informações em hexadecimal

1. Situação inicial das áreas de RAM

```
-SD0800,080D
0800 41 20 50 52 41 20 4F 52 41 20 43 4D 50 20 A XRA ORA CMP
```

2. Informação a ser codificada

```
-D0800,080D
0800 41 20 00 52 55 20 4F 52 41 20 43 4D 50 20 A .RU ORA CMP
```

3. Rotina de Codificação

```
-G0200,025D
*025D
```

4. Obtenção da palavra código

```
-D0800,080D
0800 00 20 07 52 55 A7 80 08 02 01 43 4D 50 20 . .RU.....CMP
```

5. Palavra código com erro

```
-D0800,080D
0800 00 20 07 52 55 A3 00 08 02 01 43 4D 50 20 . .RU.....CMP
```

6. Rotina do Decodificador

```
-G0310,035A
*035A
-G0400,041A
*041A
-G0500,0582
*0582
```

7. Correção da palavra código

```
-D0800,080D
0800 00 00 00 00 84 55 A3 00 00 00 00 0F 00 55 A7 .....U.....U.
```

Tabela 4.5.2 - Listagem do algorítmo de decodificação por Lógica Majoritária

A interpretação da Tabela 4.6.2 é a seguinte :

1. Situação inicial das áreas de RAM

```
- SD0800,080D
0800 ....................XXXX....................XXXX.....
```

Nas posições (0804,0805) correspondendo a DR1 e DR2 - área da palavra código e (080C,080D) correspondendo a DC1 e DC2 - área da palavra código após ter sido corrigida ; inicialmente estas áreas conterão "lixo".

2. Informação a ser codificada

```
- D0800,080D
0800 ....................55XX....................XXXX.....
```

Em DR1 foi armazenado $\vec{u}(x)$.

3. Rotina de Codificação

```
- G 0200,025D
* 025D
Foi mandado executar a rotina de codificação
```

4. Obtenção da palavra código

```
- D 0800,080D
- 0800 ....................55A7....................XXXX.....
```

Em DR1 está $\vec{u}(x)$ e em DR2 está $\vec{b}(x)$

5. Palavra código com erro

```
- D 0800,080D
0800 ....................55A3....................XXXX.....
Foi provocado um erro em DR2
```

6. Rotina do Decodificador

- G 0310,03CA : Rotina de síndrome
* 03CA
- G 0400,04E6 : Rotina de Lógica Majoritária
* 04E6
- G 0500,0582 : Rotina de correção de erro
* 0582

7. Correção da palavra código
- D 0800,080D
0800 .....55A3.....55A7.....

Em DR1,DR2 está a palavra código com erro e em DC1,DC2 está a palavra código corrigida

Com o uso da rotina de decodificação podemos executar um funcionamento exaustivo conforme mostra a Tabela 4.5.3 (palavra 000...0 recebida com a ocorência de 1 erro) e a Tabela 4.5.4 (palavra 000...0 recebida com a ocorrência de 2 erros)

$\vec{r}(x)$ = 0 0 0 0 ...0 com 1 erro																$\vec{r}(x)$ Dec.
0 0 0 1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0 0 0 0
0 0 0 2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0 0 0 0
0 0 0 4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0 0 0 0
0 0 0 8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0 0 0 0
0 0 1 0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0 0 0 0
0 0 2 0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0 0 0 0
0 0 4 0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
0 0 8 0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
0 1 0 0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
0 2 0 0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
0 4 0 0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
0 8 0 0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
1 0 0 0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
2 0 0 0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
4 0 0 0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0
8 0 0 0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0

Tabela 4.5.3 - Resultado da decodificação da palavra 000...0 recebida com 1 bit de erro

$\vec{r}(x) = 0\,0\,0\,\ldots 0$ com 2 erros																$\vec{r}(x)$ Dec.
0 0 0 3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0 0 0 0
0 0 0 6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0 0 0 0
0 0 0 C	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0 0 0 0
0 0 1 8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0 0 0 1
0 0 3 0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0 0 2 0
0 0 6 0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0 0 4 0
0 0 C 0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0 0 0 8
0 1 8 0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0 0 1 0
0 3 0 0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 2 0
0 6 0 0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 4 0
0 C 0 0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 8 0
1 8 0 0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	2 8 3 3
3 0 0 0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	5 0 6 6
6 0 0 0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	A 0 C C
C 0 0 0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0 0 0 0

Tabela 4.5.4 - Resultado da decodificação da palavra 000...0 recebida com 2 bit's de erro.

Pela Tabela 4.5.3 notamos a presença de 1 erro em todas as posições da palavra código e na coluna $\vec{r}(x)$ Dec , a decodificação é executada corretamente .

Já na Tabela 4.5.4 mostra um surto de 2 erros aparecendo em todas as posições da palavra código . Note que a presença do surto de erro em algumas posições da palavra código , podem influir na decodificação . Observe que existem posições do surto na palavra código que conduzem à decodificações errôneas como é o caso de (2833_H , 5066_H , $A0CC_H$).

4.6 REFERÊCIAS

[1] J.M. Wozencraft and B. Reinffen , Sequencial Decoding, MIT Press, Cambridge, Mass., 1961.

[2] R. M. Fano , " A Heuristic Discussion of Probabilistic Decoding ," IEEE Trans. Inf. Theory , IT- 9 , pp. 64-74, April 1963.

[3] K. Zigangirov , "Some Sequencial Decoding Procedures", Probl. Peredachi Inf., 2, pp. 13-25 , 1966.

[4] F. Jelinek ," A Fast Sequential Decoding Algorithm Using a Stack ", IBM J. Res. and Dev., 13, pp. 675-685, Novenber 1969.

[5] A.J. Viterbi, "ERROR BOUNDS FOR CONVOLUTIONAL CODES AND AN ASYMPTOTICALLY OPTIMUM DECODING ALGORITHM , " IEEE Trans . Inform. Theory , IT - 13 pp . 260 - 269, April 1967 m .

C A P Í T U L O 5

DESEMPENHO

5.0 INTRODUÇÃO

A simulação considerada neste trabalho se baseia no modelo apresentado na Figura 2.3.2 - Modelo de um sistema de comunicações com espalhamento de espectro.

Cada bloco foi traduzido em rotinas computacionais de modo a poder testar as seqüências discretas geradas e submetidas ao canal.

O ambiente que nos servirá como ferramenta para analizar o processo, são microcomputadores pessoais - PC de 16 bits . Devido a isto , as seqüências têm dimensões proporcionais aos comprimentos de palavras da máquina .

Assim os comprimentos das seqüências de bits geradas por cada bloco estão mostrados na Tabela 5.0.1 .

T A B E L A 5.0.1

Bloco	Símbolo	Δ_{bite}
Fonte	$\vec{\mu}$	$7 \leq 8$
Codificador	$\vec{w}$	$15 \leq 16$
Embaralhador	$\vec{w}'$	8
Mod DS	S_{ss}	$31 \leq 32$ tamanho de PNi correspondendo a cada bit .

Tabela 5.0.1 - apresenta os comprimentos das palavras geradas em cada bloco do sistema de comunicações considerado.

A começar pela fonte, ocorre a possibilidade de geração de $2^7 = 128$ blocos diferentes de seqüências de informação.

Apesar disto usaremos aqui apenas a palavra 55_{16} (1 0 1 0 1 0 1) devido a distribuição entre 0's e 1's .

O codificador aqui usado é do tipo código de bloco linear e da família dos códigos cíclicos de tamanho C (15,7), gerado pelo polinômio gerador $g(x) = 1 + x^4 + x^6 + x^7 + x^8$.

O embaralhador utilizado é do tipo bloco.

O modulador usa a técnica de espalhamento no espectro , do tipo sequência direta - DS com seqüências PNi diferentes para o bit 0 e para o bit 1, conforme o tamanho indicado na Tabela 5.0.1.

Para podermos acompanhar o procedimento a que serão submetidas as seqüências de bits aos diversos blocos do sistema de comunicações e podermos avaliar o desempenho de cada técnica que irá participar desta concatenação , usaremos os métodos bastantes conhecidos na literatura específica, de modo que será observado o efeito de cada técnica na efetiva proteção das coordenadas das seqüências geradas.O programa que irá demostrar isto é interativo , realizando assim paradas a cada passo apos obtenção de resultados significativos .

Para simularmos uma pertubação na sequência transmitida vamos usar blocos de bits 1's , com comprimento que varia no tempo, ex : .....0 0 0 0 0 1 1 1 0 0 .....0 1 1 1 0 0 0 0 0..... .

A seqüência JBWL representando o ruído pulsado ou faixa limitada irá variar em duração e em posição, de modo que se possa avaliar seu efeito nas coordenadas da seqüência de informação transmitida através do canal, bem como a atuação do código corretor de erro (CE) .

Na simulação das técnicas de Codificação-Decodificação e Embaralhamento-Desembaralhamento foram implementados segundo os conceitos descritos neste trabalho . Na simulação da Modulação , apesar de termos considerado a técnica de Seqüência Direta ,

foi implementado um caso particular, com a utilização de um Código Linear Transladado , para o efeito do espalhamento dos bits de informação 0's e 1's . Cada bit submetido ao canal, pelo modulador é representado pela sua respectiva seqüência PN , obtida pela semente aplicada a uma máquina geradora de seqüências , conforme mostra a Figura 5.0.1 ,[1] e [2].

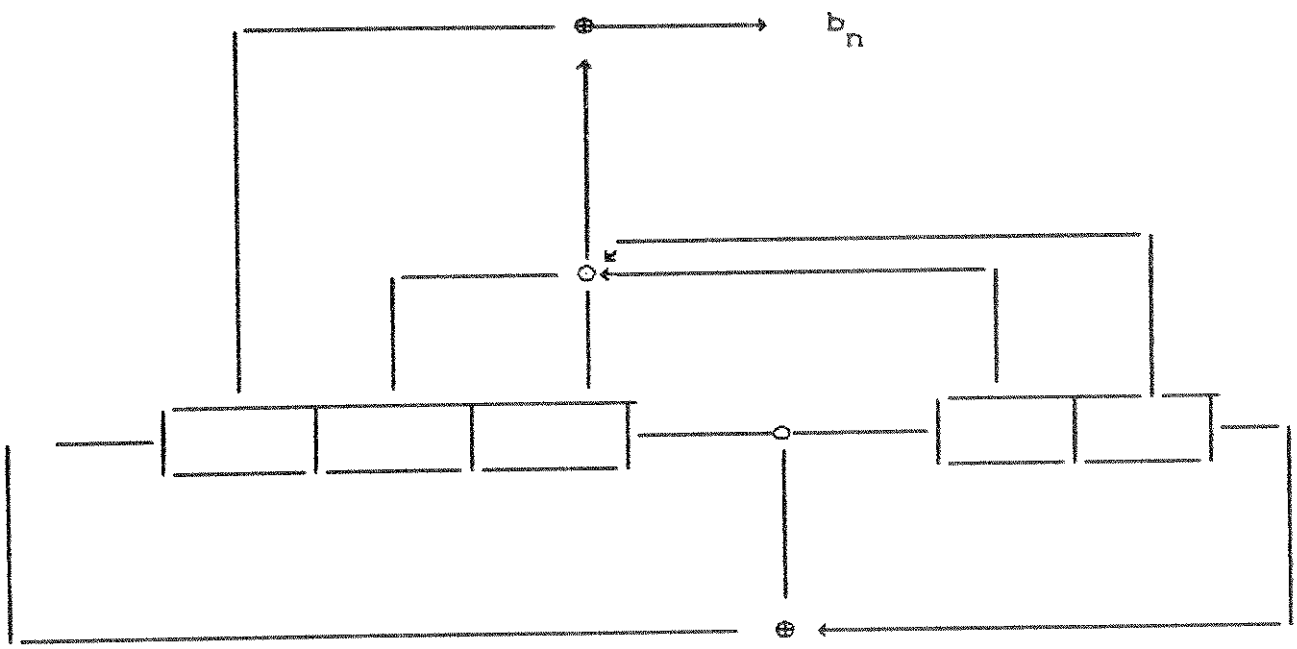


Figura 5.0.1 - Máquina geradora das seqüências PN , usadas no espalhamento- DS.

Para obtenção da seqüência bn , a partir da máquina considerada , inicia-se com a colocação nos registradores, das sementes em Hexadecimal . Como a máquina considerada possue apenas 5 registradores, então o comprimento máximo destas seqüências é dado por $2^n - 1 = 31$.

Ex : Seja a semente 21_{10}

$21_{10} = 15_{16} = 1\ 0\ 1\ 0\ 1$

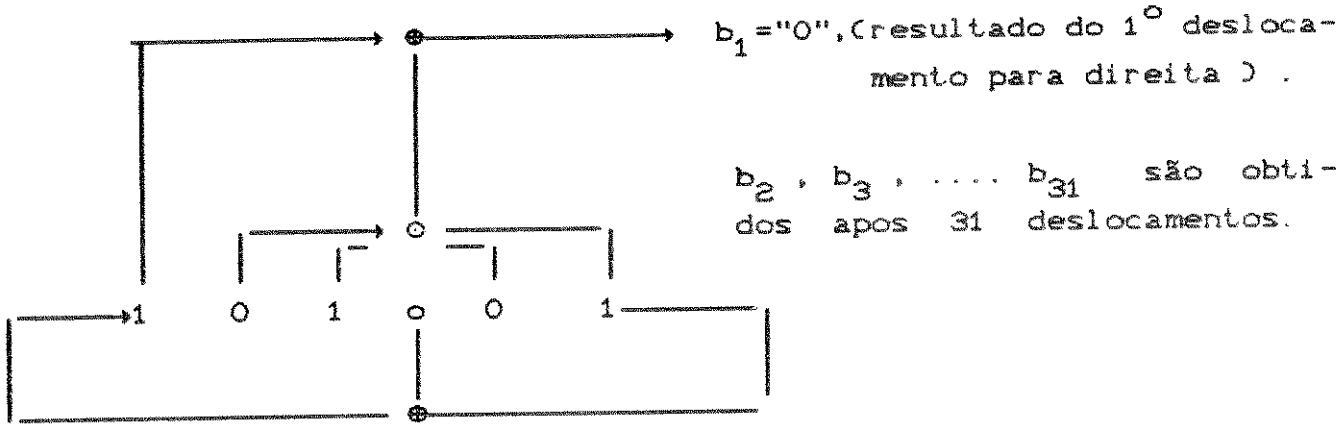


Figura 5.0.2 - Exemplo da obtenção dos resultados de uma seqüência a partir da semente 21_{10}

Como estaremos utilizando diferentes seqüências para realizar o espalhamento , então necessitaremos de duas sementes : uma que será responsável pela geração de PN0 (seqüência correspondente ao bit 0) e outra para PN1 (seqüência correspondente ao bit 1).

Para simularmos a demodulação , usaremos a técnica de correlação entre duas seqüências.

A função correlação utilizada, considera duas seqüências de mesmo comprimento, representando a seqüência resultante no canal, temos então PNi . A primeira seqüência é mantida enquanto a segunda é arranjada de modo a ser efetuada a soma módulo 2 entre os bits , notando-se que o resultado "zero" representa as coincidências dos bits e o resultado "um" representa o desacordo entre bits, [3].

Seja o seguinte exemplo :

a) 1ª sequência : 1 1 1 0 0 1

2ª seqüência : 0 1 0 1 1 1

Arranjo das seqüências :

```
                          [1] 1 1 0 0 1
                1 1 1 0 1 [0]
Soma módulo 2 : 1 1 1 0 1 [1] 1 1 0 0 1
```

Assim : R_1 = nº de bits em desacordo (na janela) = 1

τ_1 = 1º deslocamento para a direita

b) Arranjo das seqüências , após o 2º deslocamento para a direita :

```
                        [1 1] 1 0 0 1
              1 1 1 0   [1 0]
Soma módulo 2: 1 1 1 0  [0 1] 1 0 0 1
```

Assim : R_2 = nº de bits em desacordo (na janela) = 1

τ_2 = 2º deslocamento para a direita

Seguindo-se este procedimento temos que após o décimo primeiro deslocamento os valores dos números de bits em desacordo estão mostrados na Tabela 5.0.2 .

TABELA 5.0.2

τ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
R	1	1	2	1	2	2	1	3	2	1	0

Tabela 5.0.2 - mostra os bites em desacordo , após todos os deslocamentos.

Da Tabela 5.0.2 podemos construir a forma de onda da correlação entre as duas seqüências consideradas no exemplo , conforme mostra a Figura 5.0.3 .

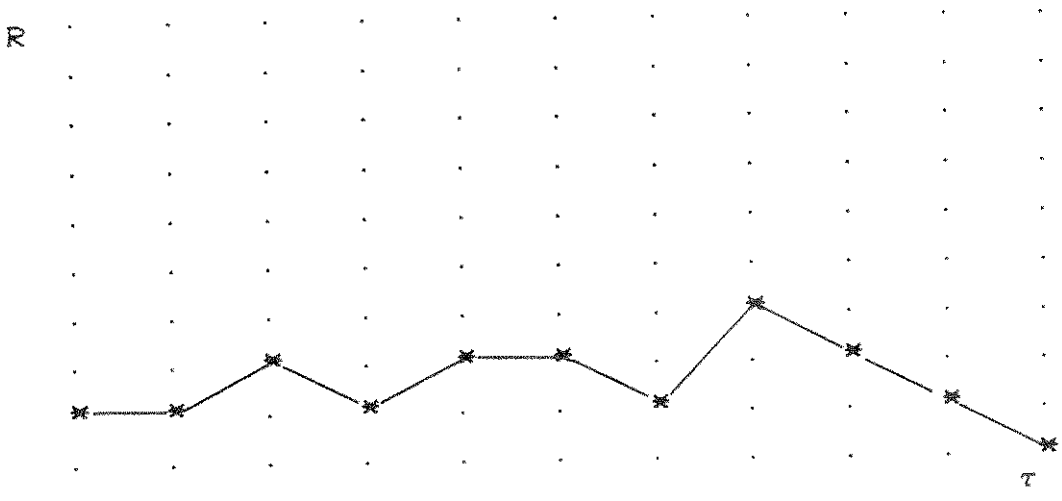


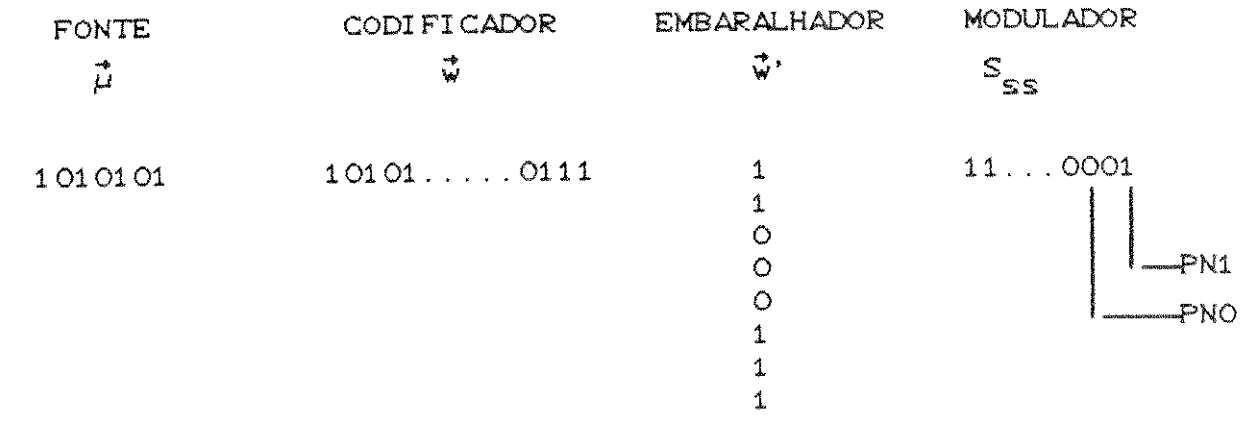
Figura 5.0.3 - Forma de onda da correlação obtida a partir da Tabela 5.0.2.

Assim , pelos resultados acima obtidos podemos determinar o valor da correlação máxima entre duas seqüências.

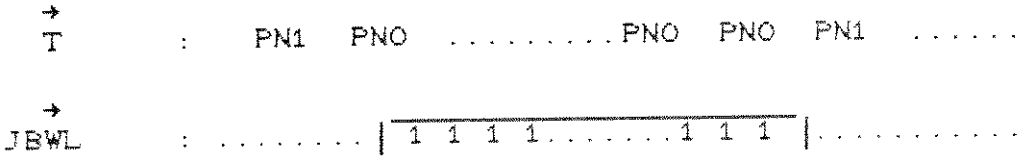
A decisão quanto ao bit correto é obtida , fazendo-se a correlação da seqüência recebida com as duas seqüências : PN0 e PN1 , já previamente conhecidas e concluindo-se pela operação da correlação máxima . No caso de empate, o critério adotado na presente simulação decide sempre pelo bit "1" . Note que as seqüências consideradas no sistema são todas de mesmo comprimento , não ocorrendo perda de nenhum bit. Temos assim , a situação de um sistema com perfeito sincronismo.

Ao invés de termos usado o método da correlação para o caso da decisão , poderíamos ter considerado o processo da Máxima verossimilhança entre a seqüência recebida do canal (já tendo sofrido a pertubação do ruído) e a palavra código linear transladada.

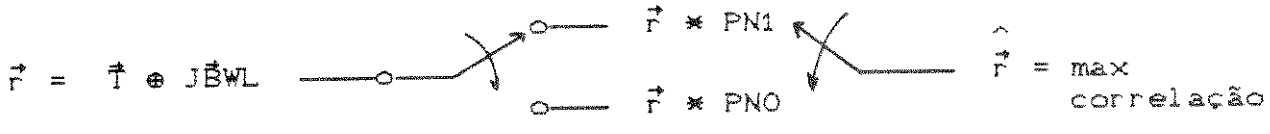
A Figura 5.0.4 mostra esquematicamente cada passo do procedimento adotado para obtenção dos dados computacionais.



5.0.4.a - Ilustração das seqüências nos blocos da FONTE, CODIFICADOR, EMBARALHADOR e MODULADOR.



5.0.4.b - Seqüência transmitida $\vec{T}$ e a sequência pertubadora $\vec{JBWL}$



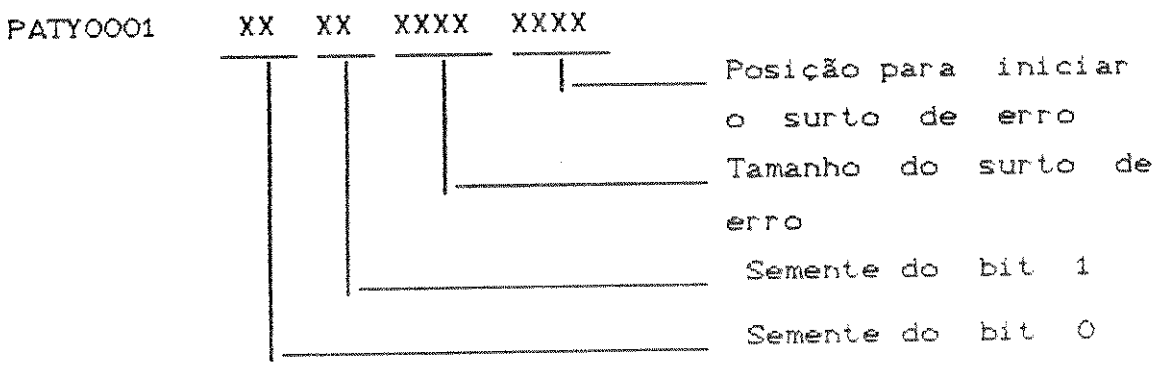
5.0.4.c - Demodulação da seqüência $\vec{r}$ resultante, usando a correlação máxima

Figura 5.0.4 - Passos do algoritmo usado na simulação

5.1 DESEMPENHO DA SIMULAÇÃO

O programa computacional "PATRICIA" , na versão PATY0001,foi elaborado de modo a dar suporte a este trabalho , e pode ser rodado em qualquer microcomputador pessoal - PC de 16 bits, IBM compatível .

Para inicializar o programa usaremos os seguintes parâmetros:



A partir dai o programa inicializa e pede as informações que irão compor a FONTE.

" Entre com a informação em hexa (<7F) : "

As palavras que compõem a FONTE admitem valores (<7F) em hexadecimal , possibilitando assim a transmissão do Código ASCII, usado em sistemas de dados .

Nos resultados seguintes usaremos a palavra 55_{16} = 1010101 .

Devido às limitações do ambiente PC , para o qual o programa PATRICIA foi desenvolvido , serão consideras apenas um conjunto de 8 palavras que irão gerar matrizes explodidas de bits, tomando-se o cuidado para não ultrapassar a capacidade de memória disponível dos microcomputadores mais utilizados.

Apos a entrada dos dados de informação o programa irá

para a proxima rotina : o CODIFICADOR , e montará de modo didático a matriz da palavra codificada , apresentando os resultados na forma binária e hexadecimal para maior facilidade de entendimento.

O programa continuará rodando e apresentará a proxima tela, que corresponde à operação de EMBARALHAMENTO e espalhamento de espectro via seqüência direta .

Como resultado temos então uma seqüência apresentada ao canal.

A proxima tela mostra o tamanho do surto de erro e a posição .

Logo a seguir será mostrada a seqüência $\vec{r} = \vec{T} \oplus \vec{JBWL}$ que estará trafegando no canal .

Como resultado das operações de DEMODULAÇÃO e DESESPALHAMENTO , cuja detecção e estimação usa a técnica de correlação máxima , temos a provável seqüência transmitida .

Vamos notar que apenas a correlação é suficiente para decidir corretamente sobre o bit extraido do canal , como conseqência direta da escolha de ótimas "sementes" para a máquina que gerou as seqüências correspondentes dos bits 0's e 1's , caso contrário a rotina de DECODIFICAÇÃO efetivamente atuará na correção dos erros .

No APÊNDICE 1 deste trabalho está listado o resultado de um exemplo completo, com os seguintes parâmetros :

PATY0001 19 21 320 1

Para os demais casos serão considerados o tamanho do surto, a posição do surto , o resultado do desespalhamento , o desembaralhamento e a decodificação.

Nas Tabelas 5.1.1 , 5.1.2 e 5.1.3, são catalogados o efeito que a interferência pulsada causa na seqüência transmitida .

TABELA 5.1.1

Caso 1 : Bons parâmetros

(R = nº de bits em desacordo)

NC=não corrige

C=Corrige

PATY0001	SEM 0	SEM 1	SURTO	POS	AUTOC	X CE
	19	21	320	1	C	
	19	21	576	1	C	
	19	21	778	1	NC	C
	19	21	779	1	NC	C
	19	21	780	1	NC	C
	19	21	6	28	C	C
	19	21	8	28	C	C
	19	21	780	33	NC	C
	19	21	780	161	NC	C
	19	21	780	1792	NC	C
	19	21	780	2816	NC	C
	19	21	781	1	NC	C
	19	21	782	1	NC	C
	19	21	783	1	NC	C
	19	21	784	1	NC	C
	19	21	785	1	NC	C
	19	21	795	1	NC	C
	19	21	796	1	C	C
	19	21	1024	1	C	
	19	21	1536	1	C	
	19	21	2048	1	C	
	19	21	2780	1	C	
	19	21	3200	1	C	
	19	21	3779	1	C	
	19	21	3780	1	C	
	19	21	3840	1	C	

TABELA 5.1.2

Caso 2 : Parâmetros regulares
(R = nº de bits em desacordo)

NC=não corrige

C=Corrige

PATY0001	SEM 0	SEM 1	SURTO	POS	AUTOC	X CE
	10	12	288	1	NC	C
	10	12	576	1	NC	C
	10	12	780	1	NC	NC
	10	12	8	28	NC	C
	10	12	780	33	NC	NC
	10	12	780	161	NC	NC
	10	12	780	1792	NC	C
	10	12	780	2816	NC	C

TABELA 5.1.3

Caso 3: Parâmetros não aceitáveis
(R = nº de bits em desacordo)

NC=não corrige

C=Corrige

PATY0001	SEM 0	SEM 1	SURTO	POS	AUTOC	X CE
	10	21	32	1	NC	NC
	10	21	8	28	NC	NC
	10	21	32	257	NC	NC
	10	21	32	1792	NC	NC
	10	21	32	2856	NC	NC
	10	21	32	3809	NC	NC

5.2 ANÁLISE COMPARATIVA

As tabelas levantadas na seção 5.1 mostram tres casos considerados : BOM - REGULAR - NÃO ACEITÁVEL .

A Tabela 5.1.1 , caso BOM , mostra que as sementes 19 e 21 possibilitam que a sequência resultante submetida ao canal seja estimada na maioria das vezes corretamente , não sendo necessário a atuação do corretor de erro (CE) .

Ex: PATY0001 19 21 780 1

Após o desespalhamento e desembaralhamento , temos :

```
                    x
5 D A 7       1 0 1 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1

5 5 A 7       1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1   (palavra correta)
```

x ------→ é o bit erado

Na Tabela 5.1.2 , caso REGULAR , mostra que a seqüência submetida ruido do tipo pulsado de tamanho 780 bits, extrapola inclusive a capacidade corretora do (CE),o que corresponde a corrigir até 2 bits errôneos dependendo da posição na palavra código , apos o desespalhamento e o desembaralhamento .

Ex : PATY0001 10 12 780 1

Após o desespalhamento e o desembaralhamento, temos :

```
                  x   x
7 D A 7       1 1 1 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1

5 5 A 7       1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1     (palavra correta)

x ----→  é o bit errado
```

Vimos tambem que os erros nas posições em que ocorrem não são corrigidos pelo (CE) utilizado.

A Tabela 5.1.2 mostra também que dependendo da posição onde o surto atua na matriz de bits submetida ao canal, o código corretor de erro atuará com sucesso.

Ex : PATY0001 10 12 780 1792

Apos o desespalhamento e o desembaralhamento ,teremos :

```
                        x
5 5 E 7       1 0 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 1 1 1

5 5 A 7       1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1     (palavra correta)

x ----→  é o bit errado
```

A Tabela 5.1.3 considera o pior caso de sementes utilizadas na geração das seqüências PN0 e PN1 pois nota-se que além do demodulador realizar uma péssima detecção e estimação, também não é possível a atuação com sucesso do corretor de erro (CE).

Ex : PATY0001 10 21 32 1

Apos o desespalhamento e o desembaralhamento ,teremos:

```
                  x   x   x     x   x x
7 F F F       1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
5 5 A 7       1 0 1 0 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 1 1        (palavra correta)
```

x ----→ é o bit erado

Vemos que é impossível para o corretor de erro aqui utilizado corrigir o número de erros ocorridos .

Prosseguindo na análise do que ocorre nos casos abordados, vamos verificar os pontos onde o programa PATRICIA toma as decisões sobre os bits corretos.

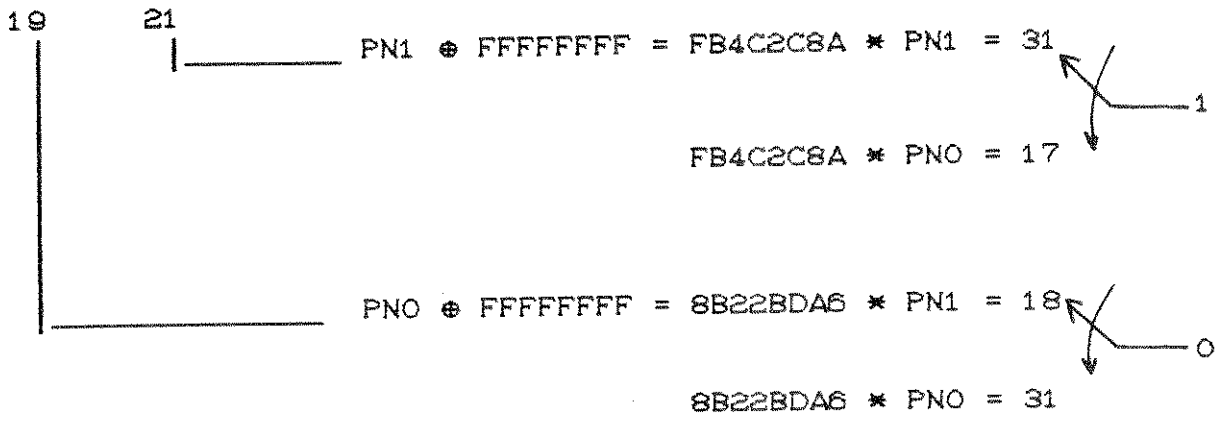
Verificando-se os resultados obtidos no APÊNDICE 2 , onde foram levantados apenas os dados que interessam para esta análise, podemos acompanhar as operações realizadas pelo programa PATRICIA :

Caso 1 : sementes 19 e 21

21 : PN1 [seq : 0 4 B 3 D 3 7 5] - bit 1

19 : PN0 [seq : 7 4 D D 4 2 5 9] - bit 0

Assim :

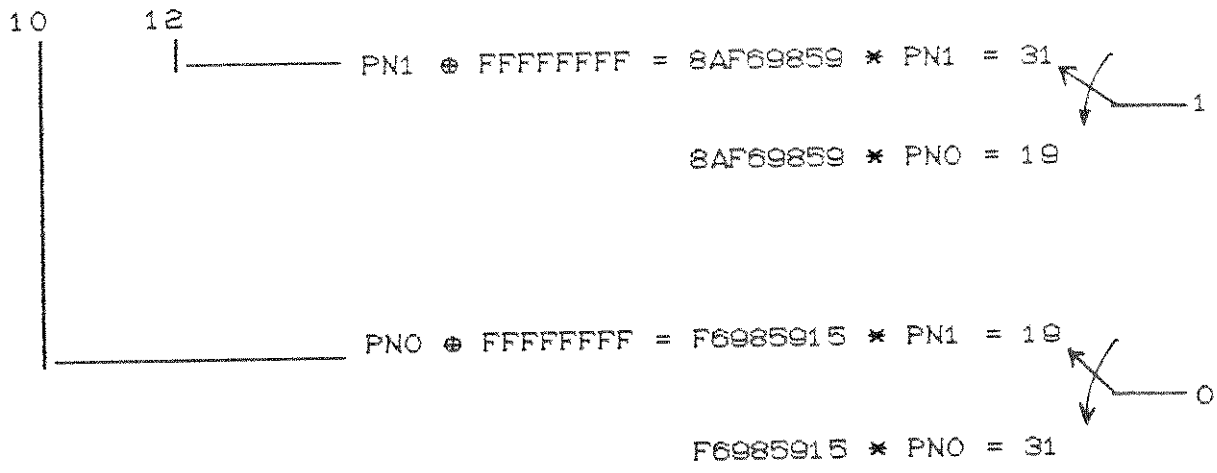


Caso 2 : sementes 10 e 12

12 : PN1 [seq: 7 5 0 9 6 7 A 6] - bit 1

19 : PN0 [seq: 0 9 6 7 A 6 E A] - bit 0

Assim :

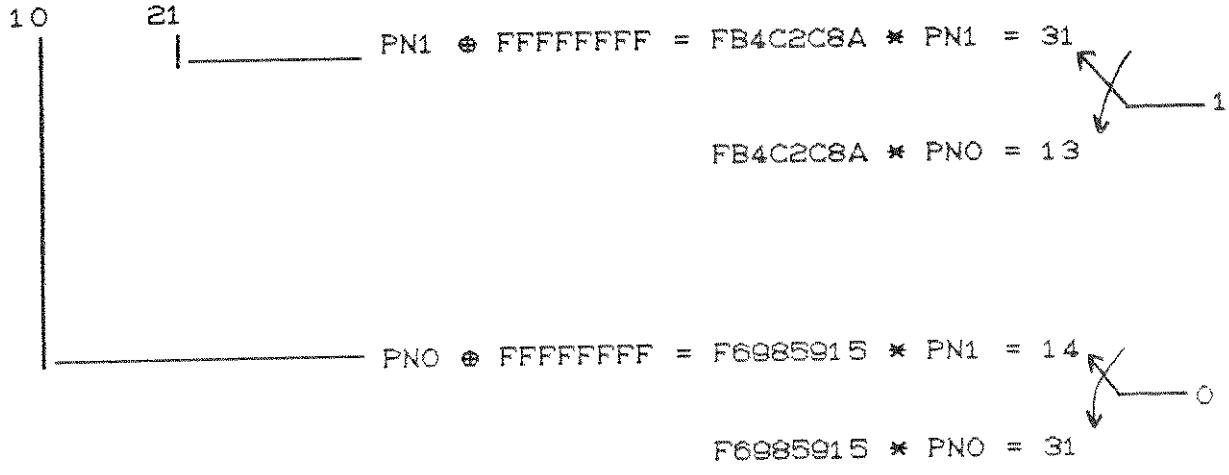


Caso 3 : sementes 10 e 21

21 : PN1 [seq: 0 4 B 3 D 3 7 5] - bit 1

10 : PN0 [seq: 0 9 6 7 A 6 E A] - bit 0

Assim :



Nos casos considerados , o programa PATRICIA consegue tomar as decisões coerentes com o que foi abordado na teoria .

Quando analizamos os resultados considerando o número de bits coincidentes : (versão PATY0003) ou pela diferença entre o número de bits coincidentes com o número de bits não coincidentes: (versão PATY0004), vamos notar que os resultados não são eficientes conforme mostram as Tabelas 5.2.1 e 5.2.2, levantadas com os dados do APÊNDICE 3 deste trabalho.

TABELA 5.2.1

(R = nº de bits coincidentes)

NC = não corrige

C = corrige

PATY0003	SEM 0	SEM 1	SURTO	POS	AUTOC	X CE
	19	21	32	1	NC	NC
	10	12	32	1	NC	NC
	10	21	32	1	C	C
	10	21	780	1	NC	C
	10	21	1024	1	NC	NC

TABELA 5.2.2

(R = nºde bits coincidentes - nºde bits não coincidentes)

NC = não corrige

C = corrige

PATY0004	SEM 0	SEM 1	SURTO	POS	AUTOC	X CE
	19	21	32	1	NC	NC
	10	12	32	1	NC	NC
	10	21	32	1	NC	NC

Em resumo, pelo que foi até aqui apresentado, podemos concluir que utilizando-se a técnica de correlação, os melhores resultados são obtidos quando consideramos o número de bits não coincidentes após a operação soma módulo 2, durante o processo de decisão.

5.3 CONCLUSÕÊS

Os procedimentos abordados neste trabalho mostram que a CONCATENAÇÃO das técnicas de codificação , embaralhamento e espalhamento espectral é eficiente.

Os ganhos obtidos dependem das seqüências PN0 e PN1 selecionadas para realizar o espalhamento de espectro , que por sua vez estão intrinsicamente ligadas às sementes a serem utilizadas na máquina geradora de seqüências

O embaralhador também é importante pois esta encarregado de espalhar o surto de erro de tal forma que os bits possam ser considerados estatlsticamente independentes.

O corretor de erro (CE) atua quando as técnicas de EMBARALHAMENTO e ESPALHAMENTO forem insuficientes por si só na obtenção correta da informação.

O processo adotado neste trabalho, possui os seguintes pontos que podem influir na tomada de decisão.

CASO 1 - Na detecção e estimação , devido a técnica de correlação apresentar em algumas situações, valores ambíguos, em relação à decisão entre o bit 0 e o bit 1, o programa PATRICIA decide sempre pelo bit 1 . Dá para perceber nos casos onde os resultados decidem pelo valor 7FFF o que significa que na tentativa de recuperação da informação inicial o programa decide sempre pelo bit 1.

CASO 2 - Na correção de erro - CE, devido ao emprego da técnica de Lógica Majoritária ,temos algumas situações ambíguas de quantidades de 1's e 0's .

A maneira de contornarmos as deficiências acima apresentadas são:

CASO 1 - Testar outras técnicas de detecção e estimação .

CASO 2 - Escolher outros polinômios geradores g(x) de tal modo que a regra de decisão pela Lógica Majoritária, seja ímpar , para evitar ambiguidades na decisão correta dos bits.

5.4 REFERÊNCIAS

[1] Marvin K. Simon , Jim K. Omura , Robert A. Sholtz and BarryK. Levitt , " SPREAD SPECTRUM COMUNICATIONS " , Computer Science Press , 1985.

[2] Solomon W. Golomb , "SHIFT REGISTER SEQUENCES" , Holden - Day , Inc . 1967.

[3] Solomon W. Golomb , "DIGITAL COMUNICATIONS" , Prentice Hall , Inc . , 1964.

C A P Í T U L O 6

CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

6.0 - Conclusões

Neste trabalho foi apresentado um estudo da transmissão de dados em canais discretos sem memória sob a influência intencional de sinais interferêntes. Para tal, foram utilizados os conceitos de Teoria dos Jogos nesta análise.

O pacote computacional desenvolvido foi baseado no modelo de um sistema de comunicações convencional acrescido do bloco interferidor .

O sistema de comunicações considerado, utilizou um caso particular da técnica de espalhamento espectral do tipo seqüência direta , como estratégia de combate às interferências intencionais do tipo pulsada.

Com o objetivo de aumentar o ganho de processamento do sistema de comunicações foi utilizada a estratégia de código corretor de erros do tipo FEC. Em particular utilizou-se o código cíclico.

O processo de decodificação empregado foi o da Lógica Majoritária em virtude do fato de sua facilidade de implementação ser razoável e eficiente .

6.1 - Contribuições

Este trabalho deu sua contribuição e recebeu idéias da equipe de engenheiros da Indústria de Material Bélico do Brasil - IMBEL/FMCE , durante o desenvolvimento dos seguintes equipamentos para emprego militar, em guerra eletrônica :

- Tranceptor VHF -TRC 1049 , com técnica de Espalhamento de Espectro do tipo FH. (Fig. 6.1.1 e Fig. 6.1.2).
  Situação : em linha de fabricação.

- Tranceptor HF -TRC 1054 , com técnica de Espalhamento de Espectro do tipo FH.
  Situação : em linha de fabricação.

- Tranceptor VHF - TRC XXXX , com técnica de Espalhamento de

Situação : protótipo em teste.

- Equipamento Corretor de Erros ECE ,usando códigos de bloco.
  Situação : em fase de fabricação.

- Modem MU4 - ERG , usado em redes de transmissão de dados .
  Situação : Lote piloto em uso atualmente pelo Exército Brasileiro .

As técnicas aqui utilizadas tem seu emprego nas seguintes aplicações:

- Uso militar;
- Uso em sondas espaciais;
- Uso em telefonia celular móvel;
- Sistemas do tipo "Packet Radio";
- Uso em transmissão de dados na indústria (devido ao ambiente de elevados ruidos).

6.2 - Sugestões para futuros trabalhos

Apresentamos as seguintes sugestões para um aprofundamento dos estudos aqui analizados:

1. Tabelamento das sementes que vão gerar bons resultados ao sistema, através de uma rotina a ser implementada no programa PATRICIA, possibilitando assim o levantamento de curvas que reflitam as relações Pe x Es / Ej.

2. Introduzir outras rotinas com técnicas diversas para comparação e otimização do processo, como exemplo:

- Embaralhador convolucional;
- Técnica de detecção por Filtros Casados;
- Técnicas de código convolucional invariantes e variantes no tempo;
- Outras técnicas de código de bloco;

- Têcnica de Espalhamento Espectral do tipo FH;

3. As técnicas utilizadas neste trabalho,servem para sistemas com tratamento estático das informaçõe s , aproveitando os recursos dos "buffers" das máquinas , o que torna o sistema aqui abordado ideal para canais estáticos ou seja não sofram alteraçõe s inesperadas .

Seria um modelamento interessante ,usar as técnicas de códigos convolucionais variantes no tempo , para emprego em canais adaptativos.

4. As métricas aqui utilizas são do tipo distâncias de Hamming - d_{Ham},o que seria interessante testar estas técnicas com as métricas de Lee- d_{Lee} .

Enfim, o programa PATRICIA pode ser considerado como uma alternativa para pesquisa de sistemas ótimos de transmissão de sinais digitas.

TRC 1049

FIG. 6.1.1

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

GERAIS

- Faixa de Freqüência:
  — Faixa 0 - 30 a 40 MHz / 400 canais
  — Faixa 1 - 40 a 52 MHz / 480 canais
  — Faixa 2 - 52 a 68 MHz / 640 canais
  — Faixa 3 - 68 a 81,975 MHz / 560 canais
- Espaçamento entre canais: 25 KHz
- Modos de operação:
  — F3, FM banda estreita ± 10 KHz
  — Salto em freqüência
  — mensagens por salva (a mensagem é inserida pelo teclado)
- Dimensões e peso (inclusive bateria):

largura	altura	profundidade	peso
84 mm	264 mm	49 mm	1,8 kg

- Temperatura de operação: - 20°C a + 55°C

TRANSMISSOR

- Potência: 1,0 ou 0,25 W
- Impedância de saída: 50 Ω
- Faixa de alcance: 2,0 Km
- Irradiação de harmônicos: - 40 dBc
- Irradiação de espúrios: - 50 dBc

RECEPTOR

- Sensibilidade: $\frac{S+N}{N} \geq 20$ db para 1 μV
- Banda passante de audio: 300 à 3 KHz à 6 db

TECHNICAL SPECIFICATIONS

GENERAL

- *Frequency band:*
  — Band 0 - 30 to 40 MHz / 400 channels
  — Band 1 - 40 to 52 MHz / 480 channels
  — Band 2 - 52 to 68 MHz / 640 channels
  — Band 3 - 68 to 81.975 MHz / 560 channels
- *Channel spacing: 25 KHz*
- *Modes of operation:*
  — F3, narrow band FM
  — Frequency hop
  — Burst message (the message is fed in by keyboard)
- *Dimensions and weight:*

width	*height*	*depth*	*weight*
3.3 in	*10.4 in*	*1.9 in*	*3.9 lb*

- *Operating temperature range: - 20°C to + 55°C*

TRANSMITTER

- *Power: 1.0 or .25 W*
- *Output impedance: 50 Ω*
- *Nominal range: 2.0 km or 1.3 mile*
- *Harmonic radiation: - 40 dBc*
- *Spurious radiation: - 50 dBc*

RECEIVER

- *Sensibility:* $\frac{S+N}{N} \geq 20$ *db for 1 μV*
- *Af bandwidth 300 to 3 KHz at 6 dB*

- **Salto em freqüência**
- **Transmissão de mensagens em salva**
- **Construção modular**
- **Microfone, fone e PTT embutidos.**
- **Extremamente robusto e operacional.**
- **Pilhas secas convencionais ou Ni Cd**

O TRC 1049 é um transceptor de mão desenvolvido pela IMBEL - FMCE para o Exército Brasileiro, com dispositivos de ECCM, para as comunicações em VHF na frente de combate.

Esses dispositivos compreendem salto de freqüência de velocidade média e transmissão de mensagem por salva curta, sem a utilização de acessórios externos.

Este equipamento proporciona ao combatente o nível de segurança da proteção ECCM, sem limitar sua operacionalidade, uma vez que suas mãos permanecem livres.

Simples de operar, possui somente controle de volume, chave de função e um teclado. É utilizado na mão sem a necessidade de acessórios de audio externos, ou fixado ao corpo, utilizando combinado de cabeça ou de mão.

O TRC 1049 suporta condições ambientais adversas.

Atende a norma do Exército Brasileiro NEB/T - PRO2/83 - DMCE, a MIL STD 81OC e a DEF 133 classe L3.

- ***Frequency hopping***
- ***Burst message transmition***
- ***Modular construction***
- ***Built-in earphone, microphone and PTT***
- ***Extremely rugged and operational***
- ***Standard dry cells or Ni Cd***

The TRC-1049 is a new handheld transceiver developed by IMBEL-FMCE, with ECCM facilities, for VHF communication in the front-line.

These facilities incorporate medium speed frequency hopping and a short burst message terminal without external accessories.

It carries to the infantryman the security level of the ECCM protection without impairing his fighting ability, since the soldier can use "hands-free" operation.

Designed to be very simple to operate, with only two knobs and a keyboard.

It can operate either handheld with no external audio accessory or chest-mounted, using an audio accessory (headset or handset).

The TRC-1049 can withstand severe environmental conditions.
The specifications complies with the Brasilian Military Standard NEB/T - PRO2/83 - DMCE equivalent to the US MIL - 810 C or British DEF 133 table L3.

INDÚSTRIA DE MATERIAL BÉLICO DO BRASIL - IMBEL
VINCULADA AO MINISTÉRIO DO EXÉRCITO
FÁBRICA DE MATERIAL DE COMUNICAÇÕES E ELETRÔNICA - FMCE
Rua Mons. Manoel Gomes, 520 - Caju - CEP 20.931 - Tel.: Pabx 0055 (021) 580-9868
Telex (021) 33342 - IMBEL (BR) - Rio de Janeiro - RJ

Fig. 6.1.2

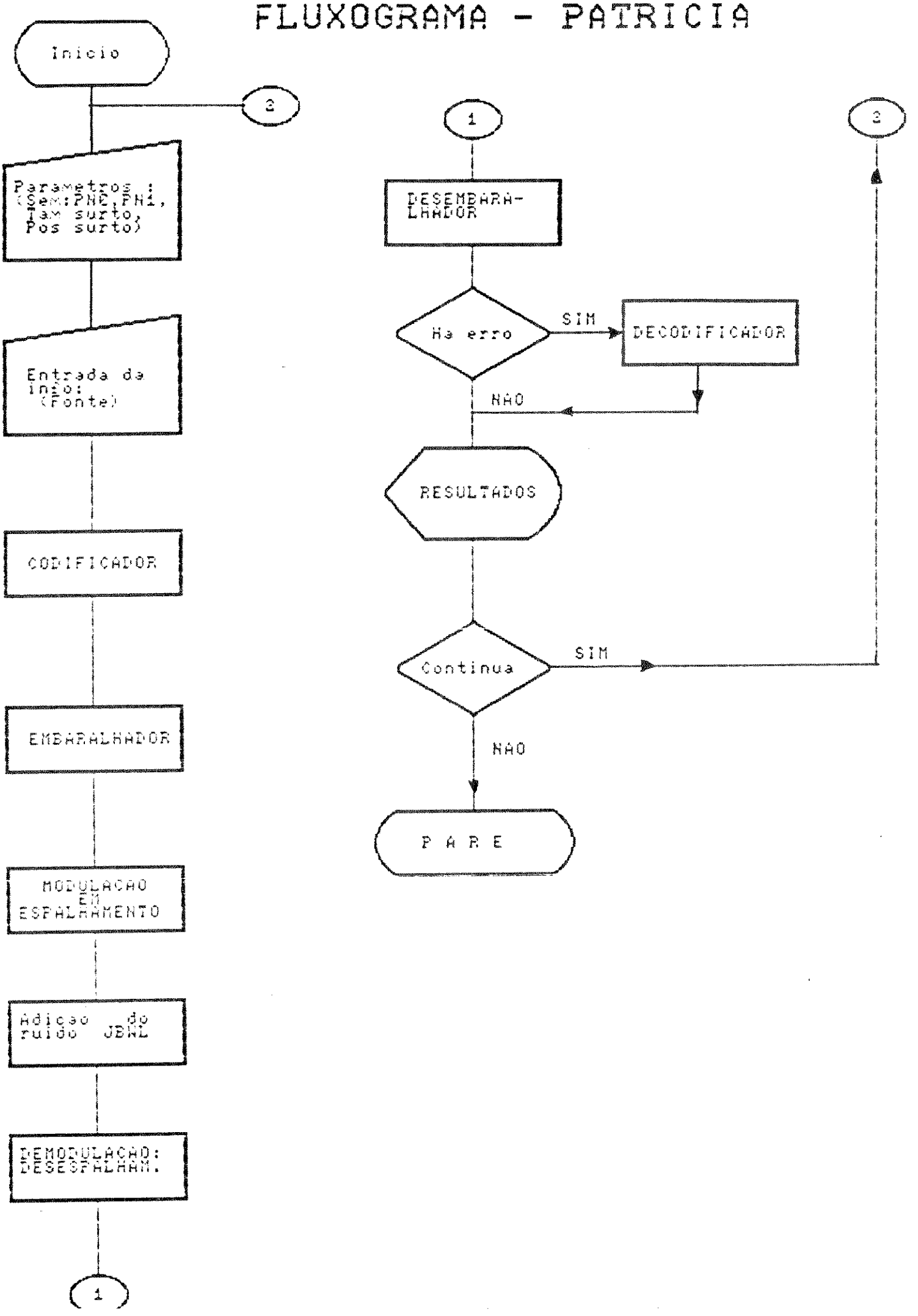
A P Ê N D I C E 1

FLUXOGRAMA E RESULTADOS COMPUTACIONAIS

Este apêndice apresenta o fluxograma do programa PATRICIA e os resultados computacionais dos comentários feitos no Capítulo 5 deste trabalho.

Cada exemplo apresenta o ruido do tipo pulsado e o resultado do desespalhamento , desembaralhamento e decodificação.

FLUXOGRAMA - PATRICIA



TY0001 19 21 320 1

```
TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira
[ FONTE ..........]

          Entre com a informacao em hexa [<7F] : 55
          Entre com a informacao em hexa [<7F] : 55
          Entre com a informacao em hexa [<7F] : 55
          Entre com a informacao em hexa [<7F] : 55
          Entre com a informacao em hexa [<7F] : 55
          Entre com a informacao em hexa [<7F] : 55
          Entre com a informacao em hexa [<7F] : 55
          Entre com a informacao em hexa [<7F] : 55

[ CODIFICADOR .....]

   0 | 1 0 1 0 1 0 1 | 1 0 1 0 0 1 1 1 ....... 55A7
   0 | 1 0 1 0 1 0 1 | 1 0 1 0 0 1 1 1 ....... 55A7
   0 | 1 0 1 0 1 0 1 | 1 0 1 0 0 1 1 1 ....... 55A7
   0 | 1 0 1 0 1 0 1 | 1 0 1 0 0 1 1 1 ....... 55A7
   0 | 1 0 1 0 1 0 1 | 1 0 1 0 0 1 1 1 ....... 55A7
   0 | 1 0 1 0 1 0 1 | 1 0 1 0 0 1 1 1 ....... 55A7
   0 | 1 0 1 0 1 0 1 | 1 0 1 0 0 1 1 1 ....... 55A7
   0 | 1 0 1 0 1 0 1 | 1 0 1 0 0 1 1 1 ....... 55A7

=============== Pressione qualquer tecla para continuar ===============
```

```
TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira
[ EMBARALHAMENTO E MODULACAO - DS ]


[ SEQUENCIA SUBMETIDA AO CANAL ]

04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
=============== Pressione qualquer tecla para continuar ===============
```

```
TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[ RUIDO  PULSADO ]

 FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
 FFFFFFFF FFFFFFFF 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000

=============== Pressione qualquer tecla para continuar ===============
```

```
TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[ SEQUENCIA RESULTANTE NO CANAL ]

 FB4C2C8A FB4C2C8A FB4C2C8A FB4C2C8A FB4C2C8A FB4C2C8A FB4C2C8A FB4C2C8A
 8B22BDA6 8B22BDA6 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375

=============== Pressione qualquer tecla para continuar ===============
```

```
TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  55A7
                                 55A7
                                 55A7
                                 55A7
                                 55A7
                                 55A7
                                 55A7
                                 55A7

[ DECODIFICACAO ..............]  0055
                                 0055
                                 0055
                                 0055
                                 0055
                                 0055
                                 0055
                                 0055

  ==========  Pressione qualquer tecla para continuar  ==========
```

```
ATY0001 19 21 576 1


ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
  [ RUIDO  PULSADO ]                                                          Ÿ
                                                                              Ÿ
   FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF    Ÿ
   FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF    Ÿ
   FFFFFFFF FFFFFFFF 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ÿ
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
  ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============   Ÿ
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ£
```

```
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                              Ÿ
  [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  55A7                                       Ÿ
                                   55A7                                       Ÿ
                                   55A7                                       Ÿ
                                   55A7                                       Ÿ
                                   55A7                                       Ÿ
                                   55A7                                       Ÿ
                                   55A7                                       Ÿ
                                   55A7                                       Ÿ
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
  [ DECODIFICACAO ..............]  0055                                       Ÿ
                                   0055                                       Ÿ
                                   0055                                       Ÿ
                                   0055                                       Ÿ
                                   0055                                       Ÿ
                                   0055                                       Ÿ
                                   0055                                       Ÿ
                                   0055                                       Ÿ
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
Ÿ  ==============  Pressione qualquer tecla para continuar  ==============    Ÿ
£ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ£
```

```
TY0001 19 21 6 28

ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                             Ý
                                                                             Ý
 [ RUIDO  PULSADO ]                                                          Ý
                                                                             Ý
  0000001F 80000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000   Ý
                                                                             Ý
                                                                             Ý
                                                                             Ý
                                                                             Ý
  ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ£
```

```
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                             Ý
  [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]   55A7                                     Ý
                                    55A7                                     Ý
                                    55A7                                     Ý
                                    55A7                                     Ý
                                    55A7                                     Ý
                                    55A7                                     Ý
                                    55A7                                     Ý
                                    55A7                                     Ý
                                                                             Ý
                                                                             Ý
                                                                             Ý
  [ DECODIFICACAO ..............]   0055                                     Ý
                                    0055                                     Ý
                                    0055                                     Ý
                                    0055                                     Ý
                                    0055                                     Ý
                                    0055                                     Ý
                                    0055                                     Ý
                                    0055                                     Ý
                                                                             Ý
Ý                                                                            Ý
Ý  ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============
éÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ£
```

```
TY0001 19 21 8 28


îîîîîîîîîîîîîîîîîîî TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira îîîîîîîîîîîîîîîîîîîî
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
 [ RUIDO  PULSADO ]                                                           Ÿ
                                                                              Ÿ
  0000001F E0000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ÿ
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
 ============== Pressione qualquer tecla para continuar ===============       Ÿ
îîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîî



îîîîîîîîîîîîîîîîîîî TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira îîîîîîîîîîîîîîîîîîîî
                                                                              Ÿ
 [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  55A7                                        Ÿ
                                  55A7                                        Ÿ
                                  55A7                                        Ÿ
                                  55A7                                        Ÿ
                                  55A7                                        Ÿ
                                  55A7                                        Ÿ
                                  55A7                                        Ÿ
                                  55A7                                        Ÿ
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
                                                                              Ÿ
 [ DECODIFICACAO ..............]  0055                                        Ÿ
                                  0055                                        Ÿ
                                  0055                                        Ÿ
                                  0055                                        Ÿ
                                  0055                                        Ÿ
                                  0055                                        Ÿ
                                  0055                                        Ÿ
                                  0055                                        Ÿ
                                                                              Ÿ
 ============== Pressione qualquer tecla para continuar ===============       Ÿ
îîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîî
```

TY0001 19 21 780 33

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[RUIDO PULSADO]

```
00000000 FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFF00000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
```

============== Pressione qualquer tecla para continuar ==============

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

```
[ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]   55A7
                                  5DA7
                                  55A7
                                  55A7
                                  55A7
                                  55A7
                                  55A7
                                  55A7

[ DECODIFICACAO ...............]  0055
                                  0055
                                  0055
                                  0055
                                  0055
                                  0055
                                  0055
                                  0055
```

============== Pressione qualquer tecla para continuar ==============

TY0001 19 21 780 161

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[RUIDO PULSADO]

```
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFF00000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
```

Pressione qualquer tecla para continuar

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[DEMODULACAO E DESEMBARALHAM] 55A7
55A7
55A7
55A7
55A7
5DA7
55A7
55A7

[DECODIFICACAO .....] 0055
0055
0055
0055
0055
0055
0055
0055

Pressione qualquer tecla para continuar

TY0001 19 21 780 1792

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[RUIDO PULSADO]

00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000001
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFE00000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000

========== Pressione qualquer tecla para continuar ==========

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[DEMODULACAO E DESEMBARALHAM] 5567
55A7
55A7
55A7
55A7
55A7
55A7
55A7

[DECODIFICACAO ....] 0055
0055
0055
0055
0055
0055
0055
0055

========== Pressione qualquer tecla para continuar ==========

TY0001 19 21 780 2816

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[RUIDO PULSADO]

00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000001
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFE00000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000

Pressione qualquer tecla para continuar

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[DEMODULACAO E DESEMBARALHAM] 55A7
55A7
55A7
55A7
55A7
55A7
55A7
55A7

[DECODIFICACAO .....] 0055
0055
0055
0055
0055
0055
0055
0055

Pressione qualquer tecla para continuar

```
TY0001 10 12 288 1
```

```
ŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶ

 [ RUIDO  PULSADO ]

  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
  FFFFFFFF 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000

 ================ Pressione qualquer tecla para continuar ================
ŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶ
```

```
ŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶ

 [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  75A7
                                  55A7
                                  55A7
                                  55A7
                                  55A7
                                  55A7
                                  55A7
                                  55A7


 [ DECODIFICACAO ...............]  0055
                                   0055
                                   0055
                                   0055
                                   0055
                                   0055
                                   0055
                                   0055

 ================ Pressione qualquer tecla para continuar ================
ŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶŶ
```

```
TY0001 10 12 576 1

ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                              Ý
 [ RUIDO  PULSADO ]                                                           Ý
                                                                              Ý
  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF     Ý
  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF     Ý
  FFFFFFFF FFFFFFFF 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Ý
                                                                              Ý
                                                                              Ý
 ============== Pressione qualquer tecla para continuar ==============        Ý
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ


ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                              Ý
 [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  75A7                                        Ý
                                  75A7                                        Ý
                                  75A7                                        Ý
                                  75A7                                        Ý
                                  75A7                                        Ý
                                  75A7                                        Ý
                                  75A7                                        Ý
                                  75A7                                        Ý
                                                                              Ý
                                                                              Ý
                                                                              Ý
 [ DECODIFICACAO ..............]  0055                                        Ý
                                  0055                                        Ý
                                  0055                                        Ý
                                  0055                                        Ý
                                  0055                                        Ý
                                  0055                                        Ý
                                  0055                                        Ý
                                  0055                                        Ý
                                                                              Ý
 ============== Pressione qualquer tecla para continuar ==============        Ý
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
```

```
TY0001 10 12 780 1


ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                          Y
 [ RUIDO  PULSADO ]                                                       Y
                                                                          Y
  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF  Y
  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF  Y
  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF  Y
  FFF00000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Y
                                                                          Y
                                                                          Y
 ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
```

```
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                          Y
 [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  7DA7                                    Y
                                  75A7                                    Y
                                  75A7                                    Y
                                  75A7                                    Y
                                  75A7                                    Y
                                  75A7                                    Y
                                  75A7                                    Y
                                  75A7                                    Y
                                                                          Y
                                                                          Y
                                                                          Y
 [ DECODIFICACAO ...............]  0077                                   Y
                                   0055                                   Y
                                   0055                                   Y
                                   0055                                   Y
                                   0055                                   Y
                                   0055                                   Y
                                   0055                                   Y
                                   0055                                   Y
                                                                          Y
                                                                          Y
 ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============  Y
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
```

```
TY0001 10 12 8 28


ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                              Ý
                                                                              Ý
 [ RUIDO  PULSADO ]                                                           Ý
                                                                              Ý
   0000001F E0000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
                                                                              Ý
                                                                              Ý
  ================  Pressione qualquer tecla para continuar  ================ Ý
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ


ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                              Ý
  [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  55A7                                       Ý
                                   15A7                                       Ý
                                   55A7                                       Ý
                                   55A7                                       Ý
                                   55A7                                       Ý
                                   55A7                                       Ý
                                   55A7                                       Ý
                                   55A7                                       Ý
                                                                              Ý
                                                                              Ý
  [ DECODIFICACAO ...............] 0055                                       Ý
                                   0055                                       Ý
                                   0055                                       Ý
                                   0055                                       Ý
                                   0055                                       Ý
                                   0055                                       Ý
                                   0055                                       Ý
                                   0055                                       Ý
                                                                              Ý
  ================  Pressione qualquer tecla para continuar  ================ Ý
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
```

```
TY0001 10 12 780 33
```

```
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                              Y
                                                                              Y
 [ RUIDO  PULSADO ]                                                           Y

  00000000 FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF     Y
  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF     Y
  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF     Y
  FFFFFFFF FFF00000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000     Y

 ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============     Y
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ£
```

```
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                              Y
 [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  70A7                                        Y
                                  70A7                                        Y
                                  75A7                                        Y
                                  75A7
                                  75A7                                        Y
                                  75A7
                                  75A7
                                  75A7                                        Y
                                                                              Y
                                                                              Y
                                                                              Y
 [ DECODIFICACAO ...............]  0077                                       Y
                                   0077                                       Y
                                   0055                                       Y
                                   0055                                       Y
                                   0055                                       Y
                                   0055                                       Y
                                   0055                                       Y
                                   0055                                       Y
                                                                              Y
                                                                              Y
 ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============     Y
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ£
```

```
ATY0001 10 12 780 161



↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑
                                                                                Y
                                                                                Y
 [ RUIDO  PULSADO ]                                                             Y
                                                                                Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF       Y
  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF       Y
  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF       Y
  FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFF00000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000       Y



  ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============
↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑£




↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑
                                                                                Y
  [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]   7DA7                                        Y
                                    7DA7                                        Y
                                    7DA7                                        Y
                                    7DA7                                        Y
                                    7DA7                                        Y
                                    7DA7                                        Y
                                    75A7                                        Y
                                    75A7                                        Y
                                                                                Y
                                                                                Y
                                                                                Y
  [ DECODIFICACAO ...............]  0077                                        Y
                                    0077                                        Y
                                    0077                                        Y
                                    0077                                        Y
                                    0077                                        Y
                                    0077                                        Y
                                    0055                                        Y
                                    0055                                        Y
                                                                                Y
                                                                                Y
  ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============     Y
↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑↑£
```

TY0001 10 12 780 1792

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[RUIDO PULSADO]

00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000001
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFE00000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000

========== Pressione qualquer tecla para continuar ==========

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[DEMODULACAO E DESEMBARALHAM] 55E7
55E7
55E7
55E7
55E7
55E7
55E7
55E7

[DECODIFICACAO .....] 0055
0055
0055
0055
0055
0055
0055
0055

========== Pressione qualquer tecla para continuar ==========

```
TTY0001 10 12 780 2816

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[ RUIDO  PULSADO ]

00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000001
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF FFFFFFFF
FFE00000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000

 ================  Pressione qualquer tecla para continuar  ================

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  55AE
                                 55AF
                                 55AF
                                 55AF
                                 55AF
                                 55AF
                                 55AF
                                 55AF

[ DECODIFICACAO ..............]  0055
                                 0055
                                 0055
                                 0055
                                 0055
                                 0055
                                 0055
                                 0055

 ================  Pressione qualquer tecla para continuar  ================
```

```
ATY0001 10 21 8 28


îîîîîîîîîîîîîîîîîîî TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira îîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîî
                                                                            Ÿ
                                                                            Ÿ
 [ RUIDO  PULSADO ]                                                         Ÿ
                                                                            Ÿ
   0000001F E0000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000  Ÿ
                                                                            Ÿ
                                                                            Ÿ
                                                                            Ÿ
  ===============   Pressione qualquer tecla para continuar   ===============  Ÿ
îîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîî£



îîîîîîîîîîîîîîîîîîî TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira îîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîî
                                                                            Ÿ
 [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  7FFF                                      Ÿ
                                  7FFF                                      Ÿ
                                  7FFF                                      Ÿ
                                  7FFF                                      Ÿ
                                  7FFF                                      Ÿ
                                  7FFF                                      Ÿ
                                  7FFF                                      Ÿ
                                  7FFF                                      Ÿ
                                                                            Ÿ
                                                                            Ÿ
                                                                            Ÿ
                                                                            Ÿ
 [ DECODIFICACAO ...............]  007F                                     Ÿ
                                   007F                                     Ÿ
                                   007F                                     Ÿ
                                   007F                                     Ÿ
                                   007F                                     Ÿ
                                   007F                                     Ÿ
                                   007F                                     Ÿ
                                   007F                                     Ÿ
                                                                            Ÿ
                                                                            Ÿ
  ===============   Pressione qualquer tecla para continuar   ===============  Ÿ
îîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîîî£
```

```
TY0001 10 21 32 257



ŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤ

 [ RUIDO  PULSADO ]

  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  FFFFFFFF 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
  00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000


 ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============
ŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤ



ŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤ

 [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  7FFF
                                  7FFF
                                  7FFF
                                  7FFF
                                  7FFF
                                  7FFF
                                  7FFF
                                  7FFF



 [ DECODIFICACAO ..............]  007F
                                  007F
                                  007F
                                  007F
                                  007F
                                  007F
                                  007F
                                  007F


 ==============  Pressione qualquer tecla para continuar  ==============
ŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤŤ
```

```
ATY0001 10 21 32 2856

ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                              Ý
 [ RUIDO  PULSADO ]                                                           Ý
                                                                              Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 01FFFFFF FE000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
   00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000    Ý
                                                                              Ý
  ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============   Ý
ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ£


ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira ÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ
                                                                              Ý
Ý [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]  7FFF                                       Ý
Ý                                  7FF7                                       Ý
Ý                                  7FFF                                       Ý
Ý                                  7FFF                                       Ý
Ý                                  7FFF                                       Ý
Ý                                  7FFF                                       Ý
Ý                                  7FFF                                       Ý
Ý                                  7FFF                                       Ý
Ý                                                                             Ý
Ý                                                                             Ý
Ý [ DECODIFICACAO ...............]  007F                                      Ý
Ý                                   007F                                      Ý
Ý                                   007F                                      Ý
Ý                                   007F                                      Ý
Ý                                   007F                                      Ý
Ý                                   007F                                      Ý
Ý                                   007F                                      Ý
Ý                                   007F                                      Ý
Ý                                                                             Ý
Ý  ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============   Ý
ÉÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎÎ£
```

```
TY0001 10 21 32 3809

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[ RUIDO  PULSADO ]

 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 FFFFFFFF

 ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============

TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

 [ DEMODULACAO E DESEMBARALHAM ]   7FFF
                                   7FFF
                                   7FFF
                                   7FFF
                                   7FFF
                                   7FFF
                                   7FFF
                                   7FFF

 [ DECODIFICACAO ...............]   007F
                                    007F
                                    007F
                                    007F
                                    007F
                                    007F
                                    007F
                                    007F

 ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============
```

A P Ê N D I C E 2

ANÁLISE DA CORRELAÇÃO E DECISÃO

Este apêndice mostra uma seqüência resultante no canal após a pertubação do ruído e a correlação desta seqüência com a seqüência correspondente a um bit .

```
TY0001 19 21 32 1
```

```
TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[ RUIDO  PULSADO ]

 FFFFFFFF 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000
 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000 00000000

 ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============
```

```
TESE DE MESTRADO - Diogo Ferreira

[ SEQUENCIA RESULTANTE NO CANAL ]

 FB4C2CBA 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259 74DD4259
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375
 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375 04B3D375

 ===============  Pressione qualquer tecla para continuar  ===============
```

ENTRE COM PRIMEIRA SEQUÊNCIA : [illegible] - (RESULTADO NO CANAL)

ENTRE COM SEGUNDA SEQUÊNCIA : [illegible] - PN1 (SEM 21)

τ	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
R	1	2	3	4	3	4	5	4	7	4	3	8	5	8	9	2

τ	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31
R	5	10	7	10	13	6	13	14	9	16	18	24	26	29	31

GRÁFICO DA CORRELAÇÃO