

**Consultoria e Comércio Ltda**

Rua Euclides Miragaia, 433 – s/302 – Centro

São José dos Campos – SP – Cep.12245-550

Fone : 012 3941 50 54 Fone/Fax : 012 3922 91 81

E-mail : [beta@betatelecom.com.br](mailto:beta@betatelecom.com.br) Web Site: [www.betatelecom.com.br](http://www.betatelecom.com.br)

### **Parte 3**

Esta é a terceira parte do artigo BT.466/01.

Nas duas partes anteriores foram definidos os princípios da tecnologia espectral, seus principais parâmetros e diagramas em blocos dos circuitos de transmissão e recepção.

Será visto nesta seção as vantagens e principais aplicações do sistema de Espalhamento Espectral.

Publicado na revista Engenharia de Televisão, nº 57, Agosto-Stembro/2001.

## V - MARGENS DE INTERFERÊNCIA

O processo de recuperação da informação espalhada no espectro ("spread"), exige a operação inversa ("despreading"), que é realizada pela correlação do sinal recebido com um sinal local similar.

Como já foi dito nos itens anteriores, o efeito da reversão do espalhamento é obtido pelo sinal sincronizado do receptor, fazendo com que o espectro espalhado se reduza ao sinal básico ou informação. Outros sinais que não apresentem o mesmo código da comunicação, serão rejeitados pelo processamento posterior do receptor. Um filtro, por exemplo, pode ser usado para rejeitar todos os outros sinais que não estejam na faixa estreita da banda básica recuperada. No caso do FH o sistema apresenta rejeição à interferência fazendo com que a informação seja transmitida nos pulsos de frequência que não coincidem com as frequências de interferências. Isso, contudo, diminui a taxa de transmissão útil do sistema, devido às perdas de tempo na repetição da informação em saltos seguintes.

Pode-se, portanto, introduzir para o receptor o parâmetro "Margem de Interferência"(MI), que mostrará a capacidade do receptor de operar em ambientes agressivos e hostis do ponto de vista eletromagnético.

Para o sistema DS a margem de interferência (MI) pode ser calculada por <sup>[13] [22] [31]</sup> :

$$MI_{(dB)} = G_{p(dB)} - \left[ L_{sistema} + \left( \frac{S}{N} \right)_{saída\ dB} \right] \quad (V.1)$$

onde :

$L_{sistema}$  : perdas de implementação no sistema (dB)

$(S/N)_{saída}$  : relação sinal/ruído requerida na saída da informação (dB)

Para um sistema de Espalhamento Espectral DS cujo Ganho de Processamento é de 30 dB, a relação sinal/ruído requerida na saída é de 10 dB e as perdas internas ( $L_{sistema}$ ) são de 3 dB. A margem de interferência pode ser calculada diretamente de V.1, resultando em :

$$MI = 30 - [3 + 10] = 17\text{ dB}$$

Pode-se concluir, portanto, que o sistema irá operar corretamente em ambientes agressivos, mesmo que o sinal interferente esteja 17dB acima do sinal desejado.

## **VI. CÓDIGOS PARA COMUNICAÇÃO**

A seqüência de código que vai modular um sistema DS, ou fazer variar a freqüência no sistema FH, deve ter certas propriedades para o funcionamento efetivo da tecnologia de Espalhamento Espectral.

Será feito a seguir uma análise dos códigos chamados de Seqüências Máximas, que podem ser criados por "registros de deslocamento" (shift register) realimentados. Os códigos gerados pela Seqüência Máxima, embora sejam adequados para rejeicao de interferências, medidas de distâncias e outras aplicações, não se aplicam ao sigilo de informações. Esses códigos podem ser facilmente decifráveis a partir do conhecimento de uma pequena seqüência de bits. Nas comunicações sigilosas outros tipos de seqüências devem ser usados, ou os dados devem ser criptografados antes da modulação.

Para uma melhor compreensão das características das Seqüências Máximas usadas no Espalhamento Espectral, serão mostradas a seguir importantes propriedades das mesmas.

### **VI.1 - Auto-Correlao e Correlao Cruzada**

Um dos principais conceitos utilizados nas comunicações por Espalhamento Espectral  a Auto-Correlao, que se traduz pela medida da similaridade entre um sinal e sua réplica defasada no tempo. De uma forma geral a Auto-Correlao  $\Psi_A(r)$  de uma função  $f(t)$   definida por:

$$\Psi_A(r) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)f(t-r)dt \quad (VI.1)$$

onde  $r$   a defasagem temporal da função  $\theta(t)$ .

A Expressão VI.1 tem um máximo para  $r=0$ , (o que  óbvio, visto que nessas condições a função está sendo comparado com ela mesma, sem nenhuma defasagem temporal).

Para valores de  $r$  diferentes de zero pode-se interpretar os resultados obtidos pela função Auto-Correlao como uma indicação da facilidade, ou dificuldade, de se encontrar novamente a função original  $f(t)$ , através da variação da defasagem temporal  $r$ . Esse princípio será aplicado, sob o ponto de vista de circuito, no correlator do receptor do sistema de Espalhamento Espectral, que tentar sincronizar o seu código local com o código do canal que deseja receber, para extrair a informação do espectro espalhado.

Pode-se também, comparar funções diferentes  $f(t)$  e  $g(t)$  usando a função de Correlao Cruzada  $\Psi_K(r)$ , definida por :

$$\Psi_K(r) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t-r)dt \quad (VI.2)$$

A função de Correlao Cruzada mostra o grau de similaridade entre duas funções.

No caso das seqüência binárias pode-se concluir que a variável  $r$   o número de bits pelo qual a segunda seqüência  defasada no tempo em relação  primeira e, portanto, a Auto-Correlao

pode ser obtida pelo cálculo do número de coincidências (A) menos o número de não-coincidências (D), quando os códigos são comparados bit a bit <sup>[1][13][22][23][32]</sup>.

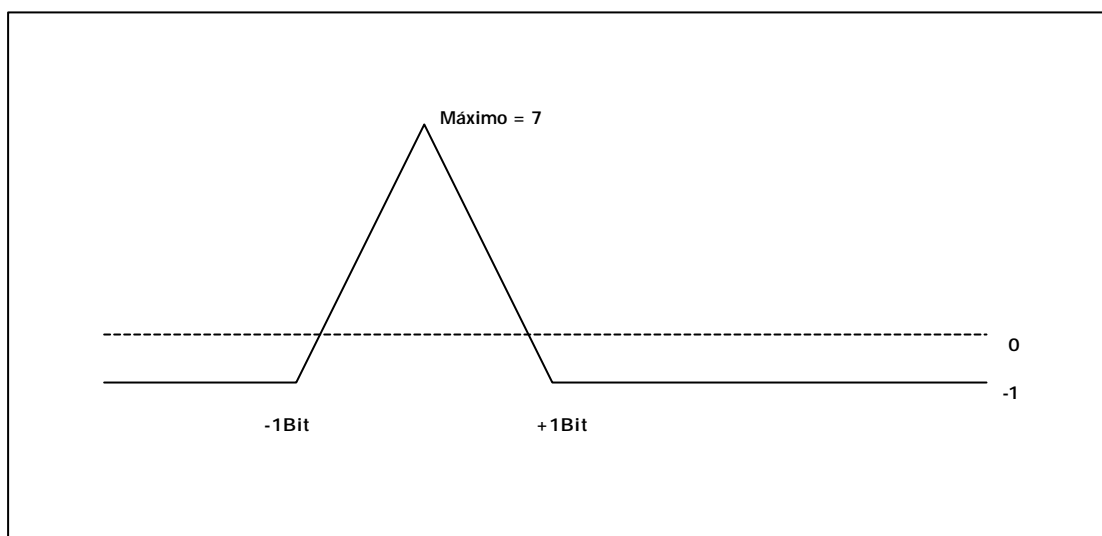
O exemplo a seguir procura ilustrar os conceitos anteriormente descritos.

Seja uma Sequência Máxima definida pelo código 1110010. Calcular a Auto-Correlação para defasagem de 1 à 6 bits.

A tabela abaixo mostra os códigos criados pela defasagem dos bits e o respectivo valor da Auto-Correlação.

<b>Código Original 1110010</b>				
Defasagem Bits	Sequência Defasada	Coincidências com o código original (A)	Não coincidências com o código original (D)	Auto-Correlação A-D
1	0111001	3	4	-1
2	1011100	3	4	-1
3	0101110	3	4	-1
4	0010111	3	4	-1
5	1001011	3	4	-1
6	1100101	3	4	-1
0	1110010	7	0	7

Na região de defasagem entre zero e  $\pm 1$  bits a correlação aumenta linearmente, de modo que pode-se representar a função Auto-Correlação pela Figura VI.1. Esse tipo de resultado para a função Auto-Correlação é uma das principais propriedades da Sequência Máxima usada na geração dos códigos que produzirão o Espalhamento Espectral das informações, e vai permitir ao correlator do receptor descobrir quando o código local está sincronizado com o código recebido. O cálculo da Correlação Cruzada para diferentes sequências de códigos pode também ser feita pelo mesmo procedimento usado na Auto-Correlação, gerando-se uma tabela de coincidências e não coincidências <sup>[13]</sup>.



**Figura VI.1 - Função Auto-Correlação do código 1110010**

## **VI.2 - Sequências Máximas**

Os códigos de Sequências Máximas usados no Espalhamento Espectral, gerados por registros de deslocamento, possuem as seguintes propriedades :

- a) A diferença entre o número de "zeros" e "uns" é igual à 1. O código do exemplo anterior (11100100), que é uma Sequência Máxima, possui 4 "uns" e 3 "zeros".  
A diferença entre "zeros" e "uns" igual a unidade faz com que a Sequência Máxima apresente um valor médio, que pode ser positivo ou negativo, dado pela relação entre a duração de 1 bit e o comprimento total do código. Ou seja, o valor médio é proporcional ao inverso do comprimento do código.  
Em circuitos de DS, onde o Espalhamento Espectral é obtido pela modulação BPSK, o valor residual da portadora dependerá não só da qualidade do modulador, mas também do valor médio do código, que será calculado baseado no seu comprimento. Sendo assim, se for desejado um valor de supressão de portadora de 30dB, o código a ser usado deve ter, no mínimo, 1000 bits.
- b) A Auto-Correlação é sempre igual à -1 para os vários valores de defasagem, exceto para a área de defasagem entre 0 e  $\pm 1$ , onde varia linearmente de -1 à  $2^n - 1$  (n é o número de registros de deslocamento realimentados usados para gerar o número de bits do código). No exemplo anterior o valor máximo é de 7.
- c) No receptor o correlator interpreta seqüências defasadas de 1 bit como outro código (correlação igual à -1) e o rejeita. Portanto, sinais refletidos que cheguem defasados no

tempo de 1 bit serão eliminados. Essa característica é usada nos receptores de sistemas DS para eliminar reflexões por multicaminhos.

- d) O valor da Correlação Cruzada de duas Sequências Máximas, é muito pequeno. Essa condição, também chamada de propriedade de Ortogonalidade das seqüências, é que permite ao correlator rejeitar os outros usuários do mesmo canal, que usam códigos diferentes. Quanto maior o comprimento do código, maior o valor de pico da Auto-Correlação, comparada com os resultados da Correlação Cruzada, e melhor é a rejeição dos usuários não desejados em um determinado receptor. Existem no mercado rádios DS com códigos de comprimento da ordem de 32768 “chips”<sup>[33][34]</sup>.

Quando os códigos utilizados são diferentes da Sequência Máxima as propriedades da função Auto-Correlação são muito diferentes daquelas apresentadas pela função da Figura VI.1, (principalmente a relação entre o máximo e mínimo), e dependerão do tipo de código utilizado.

A Figura VI.2 a seguir, mostra como uma Sequência Máxima pode ser gerada a partir de deslocadores de registros (shift register) realimentados<sup>[35]</sup>.

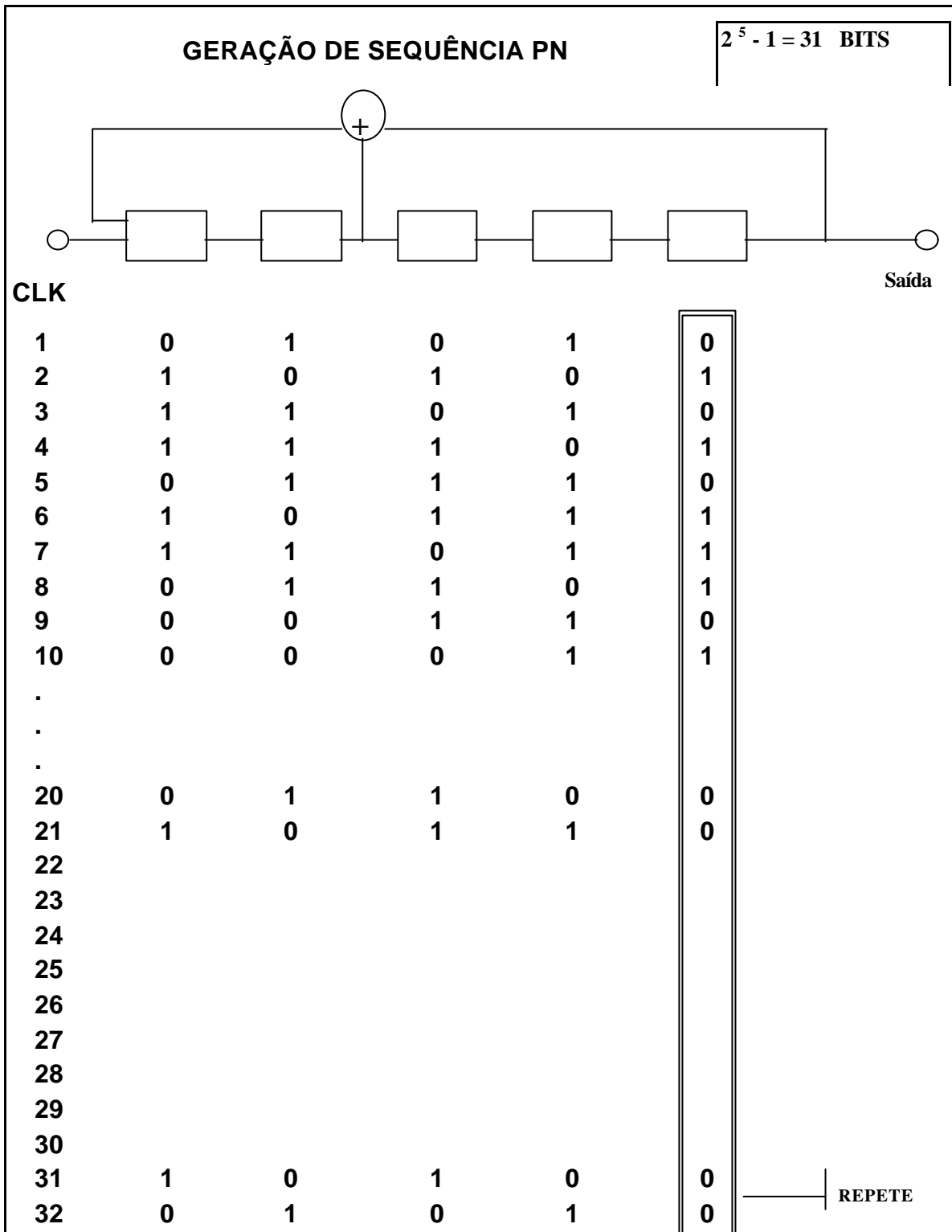


Figura VI.2 - Geração de uma Sequência Máxima com deslocadores de registro realimentados

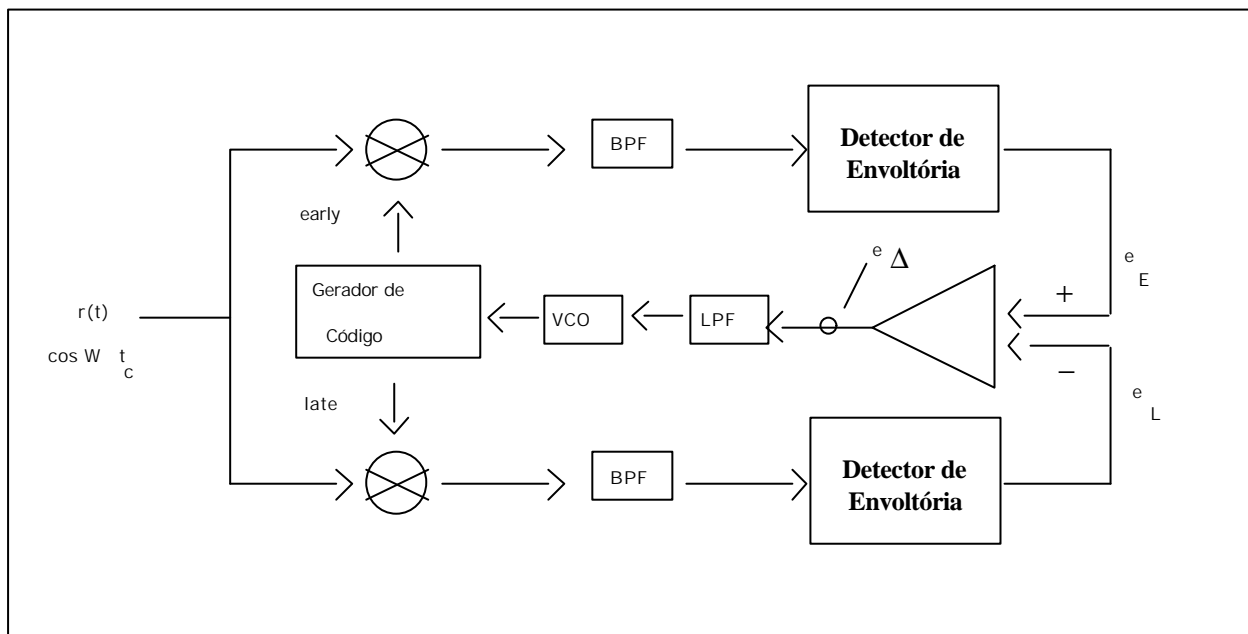
### VI.3 – Diagrama em Blocos de um Sistema de Sincronização

As características apresentadas para as Sequências Máximas permitem que sejam implementados circuitos que irão comparar os códigos no receptor.

Um dos métodos de sincronizaao é fazer-se o "deslizamento" dos códigos recebidos com o código local e comparar o resultado da correlaao<sup>[36]</sup>.

Quando ocorrer o valor máximo, os códigos são iguais e o receptor está sincronizado com o transmissor. Um circuito de "tracking" é acionado nesse instante para acompanhar as variaoes lentas do código transmitido.

A Figura VI.3 mostra o esquema em blocos simplificados de um sistema de sincronizaao e "tracking" para um receptor de Sequência Direta<sup>[37]</sup>.



**Fig.VI.3 - Diagrama em blocos de um sistema de sincronizaao e "tracking" para um receptor de DS.**

O diagrama da Figura VI.3 é chamado de "delay lock loop" e a sequência de código de entrada é correlacionada em dois circuitos paralelos: um com uma versão "atrasada" da sequência PN e o outro com uma versão "adiantada" da sequência PN. Uma outra técnica empregada é a chamada "Tau Dither", que utiliza so um caminho para correlacionar o canal de recepao, aplicando as versões "adiantada" e "atrasada" do código local alternadamente. Para analisar o desempenho de sistemas como esses deve-se determinar parâmetros como a probabilidade de falso alarme, probabilidade de detecao e tempo médio de aquisiçao, que indiquem como o sistema se comporta na presença de ruído ou interferências intencionais<sup>[36][38][39]</sup>.

#### **VI.4 - Sincronizadores com filtro casado**

Os filtros casados são usados em uma variedade de aplicações que requerem aquisição rápida dos sinais de Espalhamento Espectral e fornecem ótima detecção dos sinais Pseudo-Aleatórios. Em geral os filtros casados são usados para receber pulsos com uma forma conhecida  $p(t)$ , mas a amplitude ( $A_r$ ) e tempo de chegada  $T_0$ , são desconhecidos. A informação da forma do pulso permite projetar filtros otimizados para detectar sinais imersos no ruído de densidade espectral conhecida.

Um filtro casado é um dispositivo que apresenta uma função de transferência igual ao complexo conjugado do espectro do sinal para o qual ele é “casado”<sup>[17][19]</sup>.

Os filtros casados podem ser feitos para uso após a FI (Frequência Intermediária) ou na Banda Básica dos receptores. Os filtros casados para FI podem ser digitais ou construídos com a tecnologia SAW (Surface Acoustic Wave) em Niobato de Lítio ou quartzo. A tecnologia SAW é a principal solução utilizada, por exemplo, nos sistemas CHIRP<sup>[16]</sup>. Nesses dispositivos os sinais eletromagnéticos são transformados em sinais acústicos com velocidade de propagação muito mais baixas que a das ondas eletromagnéticas. Nos dispositivos SAW a velocidade de propagação pode ser da ordem de 3000 m/seg, o que permite realizar retardos grandes em dispositivos com dimensões reduzidas<sup>[40]</sup>. Essa é uma condição prática importante para sintetizar as funções de transferências dos filtros casados.

Nas versões digitais os filtros podem operar em FI de 70 MHz ou 140 MHz. O sinal recebido é, inicialmente, processado para otimização do formato do pulso e balanceamento espectral de amplitude. As amostras filtradas são correlacionadas no filtro casado digital, e pode-se obter sincronização em tempos tão curtos como a duração de dois bits. Geralmente os filtros digitais permitem que as seqüências de código do espalhamento digital sejam introduzidas por um arquivo externo.

Uma configuração básica para um filtro casado em Banda Básica é apresentado na Figura VI.4. A estrutura é constituída de vários elementos de retardo, projetados para reconhecer uma única seqüência em particular.

Cada elemento tem um retardo igual ao período esperado do “clock” do código.

Quando os elementos são preenchidos e o código do sinal modulado corresponde aos elementos de retardo do filtro, a energia contida em cada elemento é somado em fase e a saída total é muitas vezes maior que o nível de saída não correlacionado.

O esquema da Fig.VI.4 mostra que, somando o conjunto de saídas T2, T5, T6 e T7, e o conjunto de saídas T1, T3 e T4 invertidas, tem-se o máximo de correlação. Essa condição corresponde ao código 1110010 entrando no filtro. Considerando, por exemplo, que essa seja uma Seqüência Máxima, outras combinações ou o código fora de sincronismo, produzirão um valor de correlação muito baixo, conforme já descrito pelas propriedades das Seqüências Máximas.

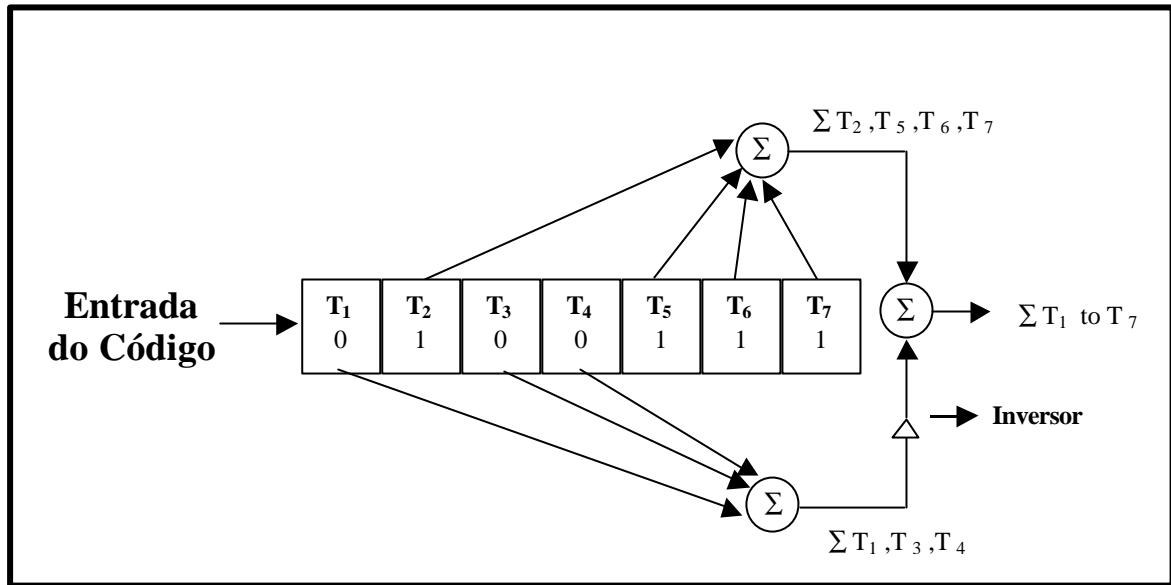
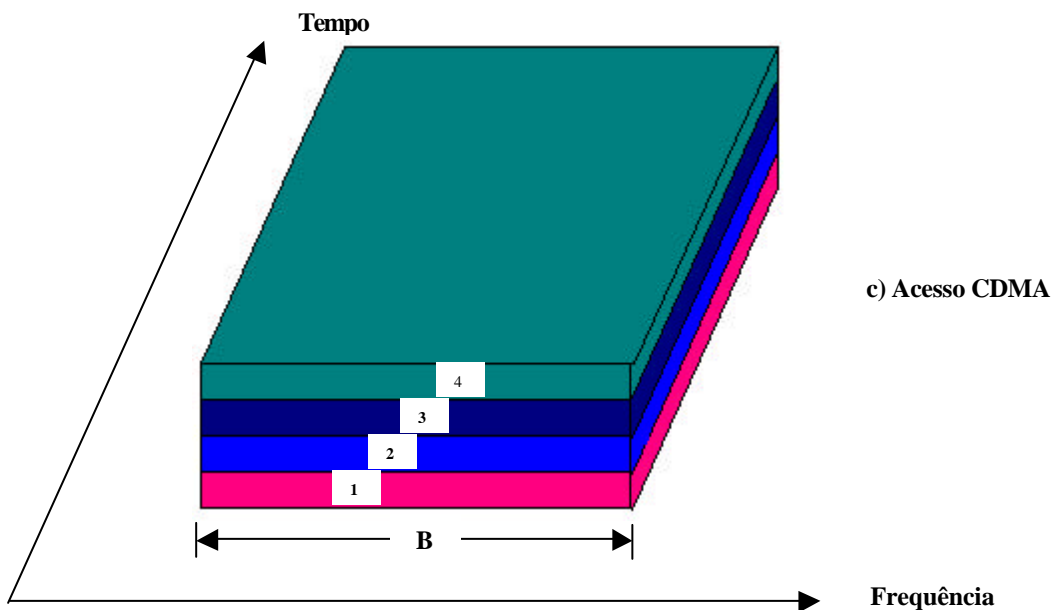
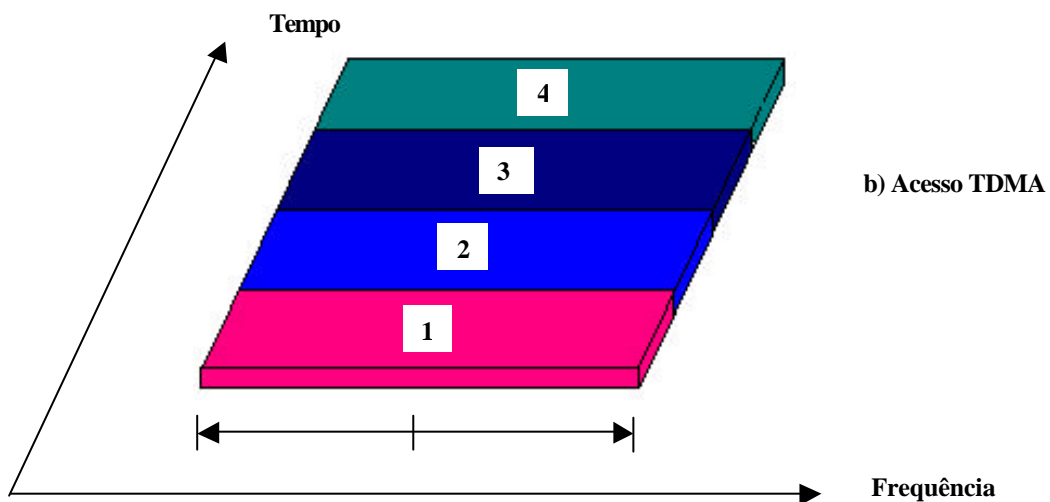
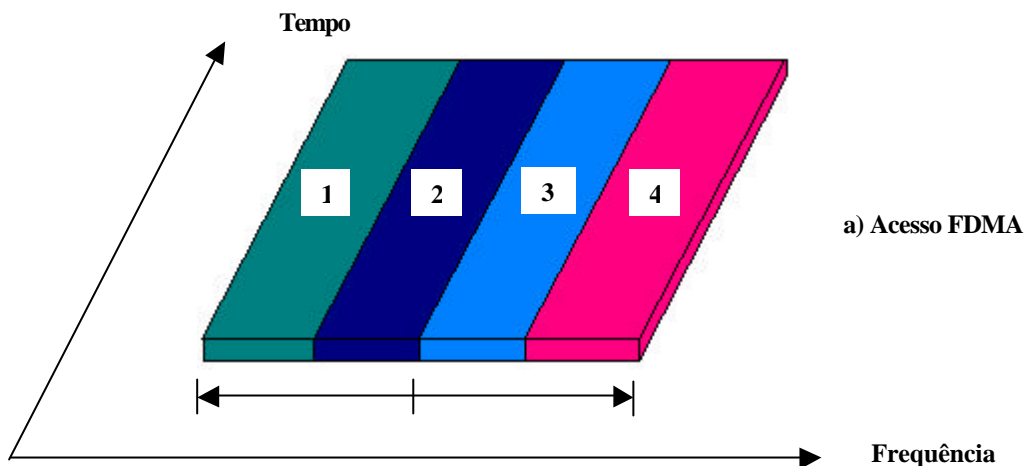


Fig. VI.4 - - Filtro casado com linhas de retardo para o código 1110010

## VII - CDMA - NOÇÕES BÁSICAS

A estrutura dos sistemas de Espalhamento Espectral apresentada nos itens anteriores, mostra que é possível diversos usuários ocuparem o mesmo canal físico de comunicação, na mesma faixa de frequência, desde que operem com códigos diferentes. Para cada receptor os códigos não programados geram sinais que serão excluídos pelo correlator, e serão considerados como ruído. Desse modo pode-se, então, operar em um sistema de acesso por código (chamado em inglês CDMA - Code Division Multiple Access) em que todos os usuários operam na mesma faixa de frequências, e ocupam toda a faixa do canal durante todo o tempo. Cada usuário deve combinar o sinal a ser transmitido com uma seqüência de assinatura (PN code), que será identificada pelos receptores credenciados.

A Figura VII.1 apresenta uma comparação do sistema CDMA com os outros sistemas clássicos de acesso TDMA (Time Domain Multiple Access – Acesso Múltiplo no Domínio do Tempo e FDMA (Frequency Domain Multiple Access – Acesso Múltiplo no Domínio da Frequência).



**Fig.VII.1 – Comparação dos sistemas de acesso FDMA, TDMA e CDMA**

No FDMA, como mostra a Figura VII.1 cada usuário usa uma sub-banda de frequência ou subcanal, durante todo o tempo.

No TDMA cada usuário usa toda a banda do canal em intervalos (slots) de tempo.

No sistema CDMA todos os usuários usam a mesma banda de frequência todo o tempo. A discriminação dos usuários é feita alocando-se a cada um deles um código PN diferente. Nos sistemas celulares que utilizam CDMA, os códigos são definidos por uma função chamada de Sequência de Walsh.

Como já mostrado na Figura III.3 para o caso DS, sinais interferentes são espalhados no receptor, do mesmo modo que o sinal de informação é espalhado no transmissor.

Portanto, qualquer sinal indesejável interferente na faixa de interesse estará espalhado na saída do demodulador de, pelo menos, o valor da faixa de espalhamento B (Ver Figura III.3).

Se a potência do sinal interferente é  $I_0$  (Watt), pode-se aproximar sua densidade uniforme após o espalhamento por :

$$N_o = I_o / B \quad (\text{VII.1})$$

Assumindo que essa densidade é maior que o ruído térmico, a relação da energia por bit ( $E_b$ ) com a densidade de ruído  $N_o$  pode ser expressa por :

$$\frac{E_b}{N_o} = P \cdot \frac{1}{R_c} \cdot \frac{B}{I_o} = \frac{PB}{I_o R_c} \quad (\text{VII.2})$$

onde P é a potência da portadora recebida e  $R_c$  é a taxa de informações.

Portanto, a relação sinal interferente / sinal desejado pode ser calculada por :

$$\frac{I_o}{P} = \left( \frac{B}{R_c} \right) \frac{E_b}{N_o} \quad (\text{VII.3})$$

O valor de  $E_b / N_o$  é especificado para determinado valor de taxa de erro (BER) e o valor  $B/R_c$  é dado pelo Ganho de Processamento do sistema.

Considerando-se N usuários com igual potência em um mesmo canal de comunicação, a potência interferente pode ser expressa por :

$$I_o = (N - 1)P \quad (\text{VII.4})$$

Usando as equações VII.3 e VII.4, pode-se calcular o número de usuários que podem compartilhar a mesma faixa de frequências (ou canal) por :

$$Nm_{\acute{a}x} = 1 + \frac{B/R_c}{E_b/N_o} \quad (\text{VII.5})$$

A equação acima é uma simplificação otimista de  $Nm_{\acute{a}x}$  [27], pois considera, como já dito, que a potência de ruído térmico é desprezível se comparado com a densidade de potência interferente, e que as densidades de potências interferentes são aditivas. Em uma situação prática o número de usuários será menor que o valor  $Nm_{\acute{a}x}$  aqui calculado [41].

Como um exemplo, considere-se um transponder de satélite com faixa de 36 MHz, Ganho de Processamento de sistema igual a 1000, taxa da informação de 36kbts/seg.

A Tabela VII.1 a seguir, mostra o número máximo de usuários permitido, dependendo do valor da taxa de erro desejada. Cada valor de BER define um valor de  $E_b/N_o$ , sendo que, quanto menor o BER desejado, maior deve ser o valor de  $E_b/N_o$ .

**Tabela VII.1 - Cálculo do número máximo de usuários em um sistema CDMA com 36 MHz de faixa e Ganho de Processamento de 1000.**

<b>BER desejado BPSK</b>	$E_b / N_o$	<b>Máximo número de usuários</b>
$10^{-4}$	8,4dB	145
$10^{-5}$	9,6dB	110
$10^{-6}$	10,5dB	90

O sistema CDMA para uso na telefonia celular, foi proposto pela Qualcomm [42] em 1992, porque as simulações mostravam que o CDMA ofereceria bom desempenho em ambientes urbanos, podendo fornecer discriminação inerentes em relação à multicaminhos. Isso, como já visto, é consequência do comportamento da função correlação que, para defasagem de um bit, oferece discriminação para sinais retardados.

Um receptor "rake", (tipo de receptor que consegue sincronização individual para os vários sinais recebidos por multicaminhos) permite a recombinação construtiva de sinais recebidos separados pela duração de 1 bit ou mais da sequência PN. Esse tipo de receptor aproveita a existência de múltiplos sinais que chegam no receptor de forma construtiva e não destrutiva, como ocorre nos sistemas de faixa estreita [43][44]. O receptor "rake" clássico é constituído de

múltiplos correlatores com retardos e um circuito combinador após os correlatores. O termo “rake” foi cunhado por Paul Green do MIT, por volta de 1955<sup>[51]</sup>. Atualmente “chips” que implementam o princípio do receptor “rake” para multicaminhos modestos de até 100 nanosegundos já estão em desenvolvimento (ex : Harris PRISM II)<sup>[45]</sup>.

Os canais das estações celulares móveis consistem de componentes do tipo Rayleigh, sem linha de visada de rádio. Os canais de rádio do tipo Rayleigh têm como principal característica a existência de múltiplas reflexões de diferentes obstáculos existentes no meio de propagação<sup>[46]</sup>. Essa condição produz cópias do sinal principal que chegam ao receptor de várias direções e com retardos variáveis. Nas frequências de UHF usadas nos sistemas celulares móveis, as diferenças de fase entre os sinais podem causar amortecimento (“fading”) profundos, com total perda de sinal. O “fading” depende da posição do veículo e variações de posição de apenas alguns centímetros podem ser catastróficas<sup>[47]</sup>.

O “fading” de multicaminhos causa erro nos trens de dados que chegam ao receptor. A duração média dos “fadings” ( $\bar{t}$ ), e a razão de cruzamentos abaixo de 10dB do nível médio do sinal recebido ( $\bar{n}$ ), é uma função da velocidade (V) do veículo e do comprimento de onda ( $\lambda$ ), sendo dado por<sup>[41]</sup>.

$$\bar{t} = 0,132 \frac{\lambda}{V} \text{ seg} \quad (\text{VII.6})$$

$$\bar{n} = 0,75 \left( \frac{V}{\lambda} \right) \text{ cruzamento s/ (seg)} \quad (\text{VII.7})$$

Para uma frequência de 850MHz e velocidade de 15 m/seg, tem-se  $\bar{t} = 6 \text{ mseg}$  e  $\bar{n} = 16$  cruzamentos por segundo.

Com a modulação CDMA os diferentes caminhos podem ser discriminados e o efeito do “fading” pode ser bastante reduzido. O problema de multicaminhos não é totalmente eliminado porque existe a limitação da frequência do PN utilizado. Por exemplo, com PN de 1MHz, caminhos com diferenças de menos de 1 microsegundo não serão discriminados.

Sob o ponto de vista comercial, as características mais importantes do sistema celular móvel estão descritas no documento referência “ Standard IS-95, da TIA<sup>[49]</sup> (Telecommunications Industry Association).

Na área de PCS (Personal Communications Systems) via satélite já existem sistemas projetados para a tecnologia CDMA. Esse é o caso do sistema Globalstar<sup>[50]</sup> que utiliza o mesmo projeto da Qualcomm para redes terrestres. O sinal CDMA é espalhado em 16,5 MHz de faixa, sendo previsto que essa configuração suporte 2800 canais de voz a taxas de 4.8 Kbps, com BER de  $10^{-3}$ .

Sob o ponto de vista de projeto de circuitos os sistemas CDMA exigem cuidados adicionais a serem tomados com os amplificadores dos sistemas<sup>[51][52]</sup>. Teoricamente falando, a potência de pico pode chegar em até 100 vezes a potência média, dependendo do número de canais CDMA transmitidos ou recebidos ao mesmo tempo. Isso exige o uso de amplificadores de alta linearidade, com altos valores de Ponto de Interceptação de Terceira Ordem (IP3)<sup>[53][54]</sup>.

Por outro lado, como já mostrado na Expressão VII.5, o número de usuários que pode usar o mesmo canal do espectro com desempenho aceitável, é definido pela potência total interferente que os usuários, tomados como um todo, geram no receptor. Se não forem tomados cuidados especiais, transmissores que estiverem muito perto dos receptores poderão causar saturação dos mesmos. Esse efeito é conhecido como o problema “longe-perto” (“far-near problem”). Nos sistemas móveis isso pode se tornar um efeito dominante. É possível controlar a potência individual de cada unidade móvel, de modo que a potência recebida de cada usuário é a mesma. Essa técnica é chamada de controle de adaptação de potência <sup>[8]</sup> e tem suma importância no funcionamento adequado dos sistemas CDMA.

Outras aplicações que utilizam os códigos de Espalhamento Espectral em CDMA envolvem a medida de distâncias com precisão <sup>[1][55][56]</sup>. A avaliação da defasagem do código do sinal recebido no correlator do receptor sincronizado pode fornecer com precisão o tempo de propagação transcorrido entre a transmissão e a recepção dos códigos. Essa tecnologia é há muitos anos utilizada nas medidas de distância de naves espaciais afastadas da Terra. Nessas aplicações, para evitar a ambigüidade de distância, os códigos de espalhamento utilizados são longos e dependem da duração da missão.

Finalmente é importante citar que a técnica CDMA começa a ser utilizada para a geração de padrões de tempo em “Stratum 1” nas grandes cidades, em complementação às soluções com GPS <sup>[57]</sup>. A denominação “Stratum 1” indica uma precisão em frequência melhor que  $1 \times 10^{-11}$  em qualquer tempo <sup>[58]</sup>. Esse padrão de tempo era, no passado, somente obtido por relógios de alta precisão e de alto custo, a base de Césio. A referência precisa de tempo é de suma importância para os modernos sistemas digitais que precisam manter a sincronização de várias estações separadas por quilômetros de distância. Com o advento do GPS, pôde-se utilizar as referências de “clock” disponíveis nos satélites do sistema GPS para fornecer, a um custo muito menor, os padrões de tempo <sup>[59]</sup> “Stratum 1” nas várias estações de um determinado sistema. Isso é possível porque cada satélite do sistema GPS possui relógios internos de Césio <sup>[60]</sup>. O uso do CDMA aparece agora como uma nova opção para abaixar ainda mais o custo desse tipo de solução.