

**Parte 2**

Esta é a segunda parte do artigo BT.466/01. Na primeira parte foram vistos os princípios básicos que definem o sistema de Espalhamento Espectral.

Nesta parte serão detalhados os dois principais métodos de Espalhamento Espectral :  
Seqüência direta e Salto de Frequência.

**III - PRINCÍPIOS DA TECNOLOGIA COM SEQUÊNCIA DIRETA**

Uma das formas de gerar o Espalhamento Espectral DS é apresentada no diagrama da Figura III.1. Nessa configuração uma portadora  $A_1 \cos(\omega_0 t)$  é modulada pelos processos tradicionais (AM, FM, etc.) para produzir o sinal

$$S_1(t) = A_1(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)] \quad (\text{III.1})$$

Esse sinal modulado é multiplicado por uma função temporal  $g_1(t)$  que espalha a energia de  $S_1(t)$  em uma faixa muito maior que aquela ocupada pelo sinal modulado.

O sinal resultante da multiplicação é dado por :

$$h_1(t) = g_1(t) S_1(t) \quad (\text{III.2})$$

Esse sinal é transmitido no canal de rádio e se combina com outros N sinais semelhantes no mesmo canal, com o ruído e com sinais interferentes  $S'(t)$

No receptor onde se deseja extrair a informação, o processo de recuperação do sinal é obtido pela multiplicação dos sinais de entrada por uma réplica sincronizada da função de espalhamento  $g_1(t)$ , como mostra a Figura III.2.

Na saída multiplicada do receptor, tem-se :

$$h_r(t) = g_1(t) [g_1(t) S_1(t) + g_2(t) S_2(t) + \dots + g_n(t) S_n(t) + S'(t) + N_0] \quad (\text{III.3})$$

Onde :

$g_1(t) g_n(t)$  - representa sinais espalhados (n varia de 2 a N)

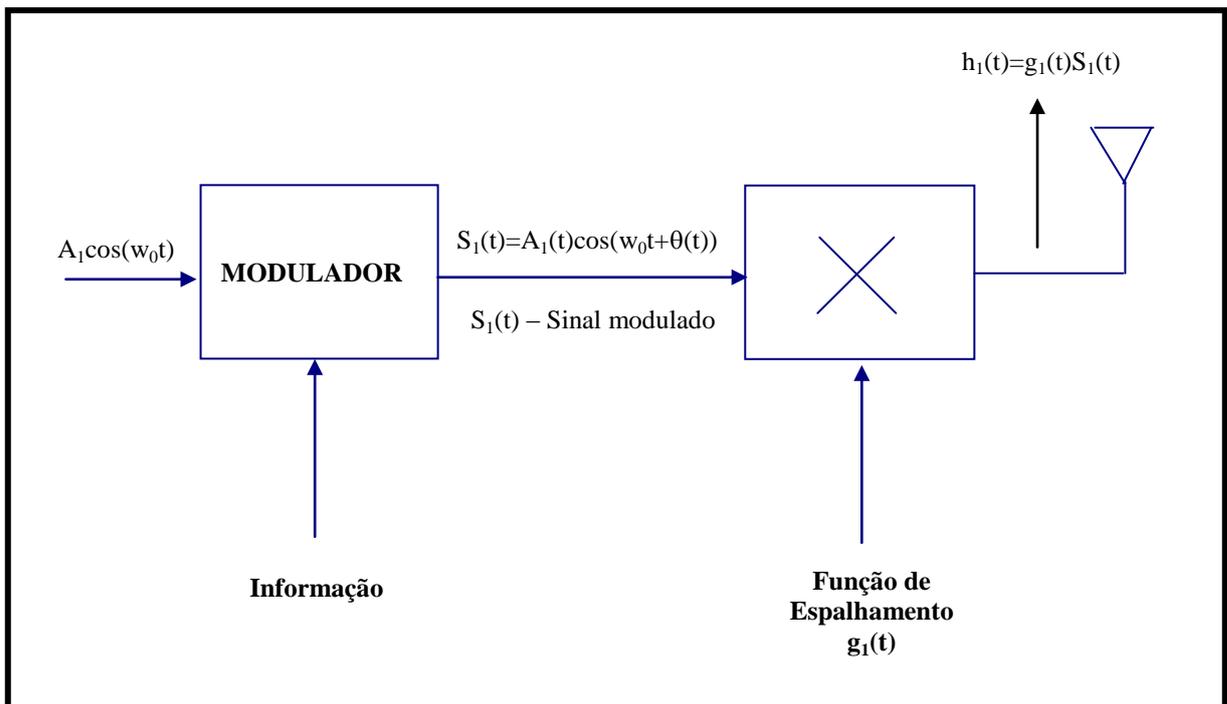
$S'(t)$  e  $N_0$  - representam interferências e ruído.

Os principais termos de  $h_r(t)$  são :

$$\text{Sinal Desejado} = g_1^2(t) S_1(t) \quad (\text{III.4})$$

$$\text{Sinais Indesejáveis} = g_1(t) g_2(t) S_2(t) + \dots + g_1(t) g_n(t) S_n(t) + g_1(t) S'(t) + g_1(t) N_0 \quad (\text{III.5})$$

A saída do multiplicador é, então, processada por correlator e um filtro passa-faixas. Se o valor de  $g_1(t)$  for escolhido de tal forma que  $g_1(t)^2 = 1$  e  $g_1(t)g_n(t) = 0$ , o receptor estará apto a recuperar somente o sinal desejado. Os outros sinais e o ruído serão novamente espalhados no receptor em uma faixa larga e a densidade desses sinais na faixa do filtro de recepção será bastante diminuída. A característica  $g_1(t)g_n(t)=0$  é chamada de propriedade de ortogonalidade das funções. Essa propriedade é a principal base para a operação do sistemas CDMA que serão descritos mais à frente e, através dela, é que será possível fazer com que vários usuários possam ocupar um mesmo canal de comunicação ao mesmo tempo.



**Fig.III.1 – Transmissor DS**

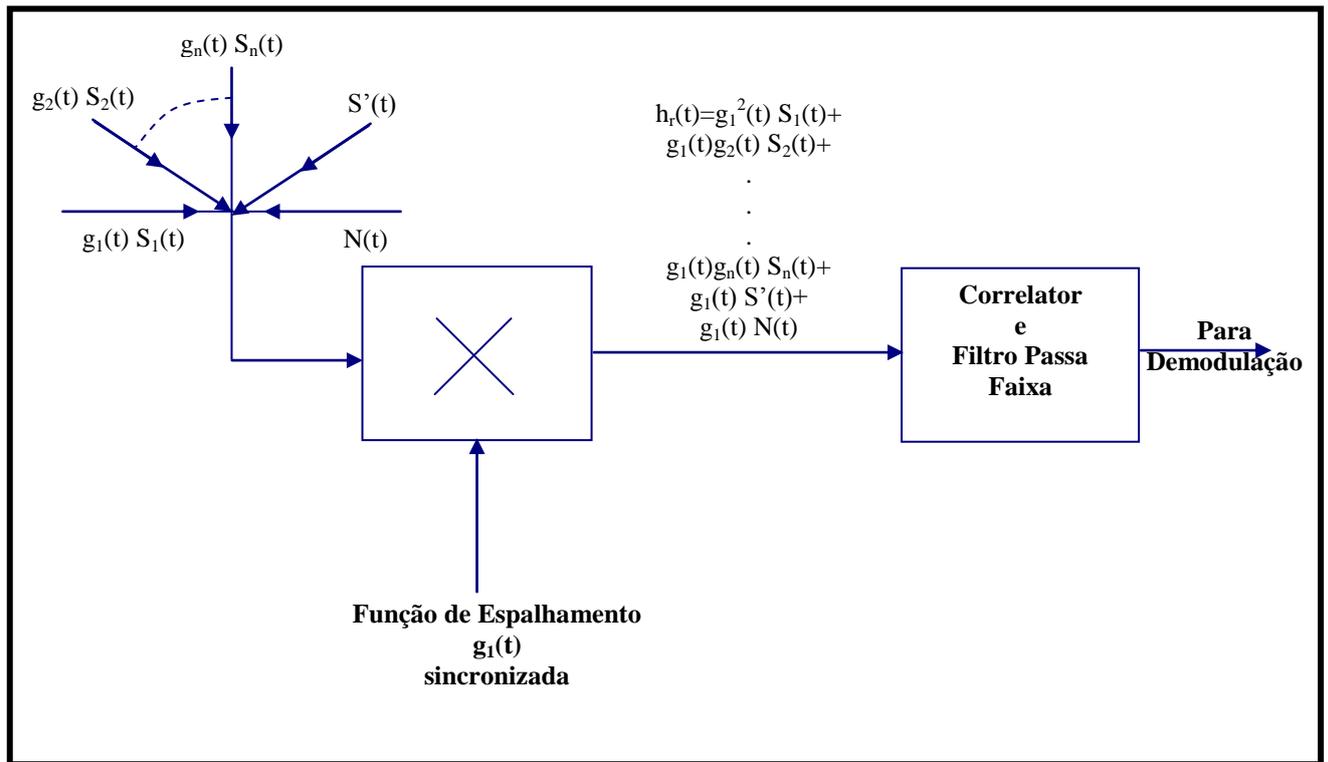
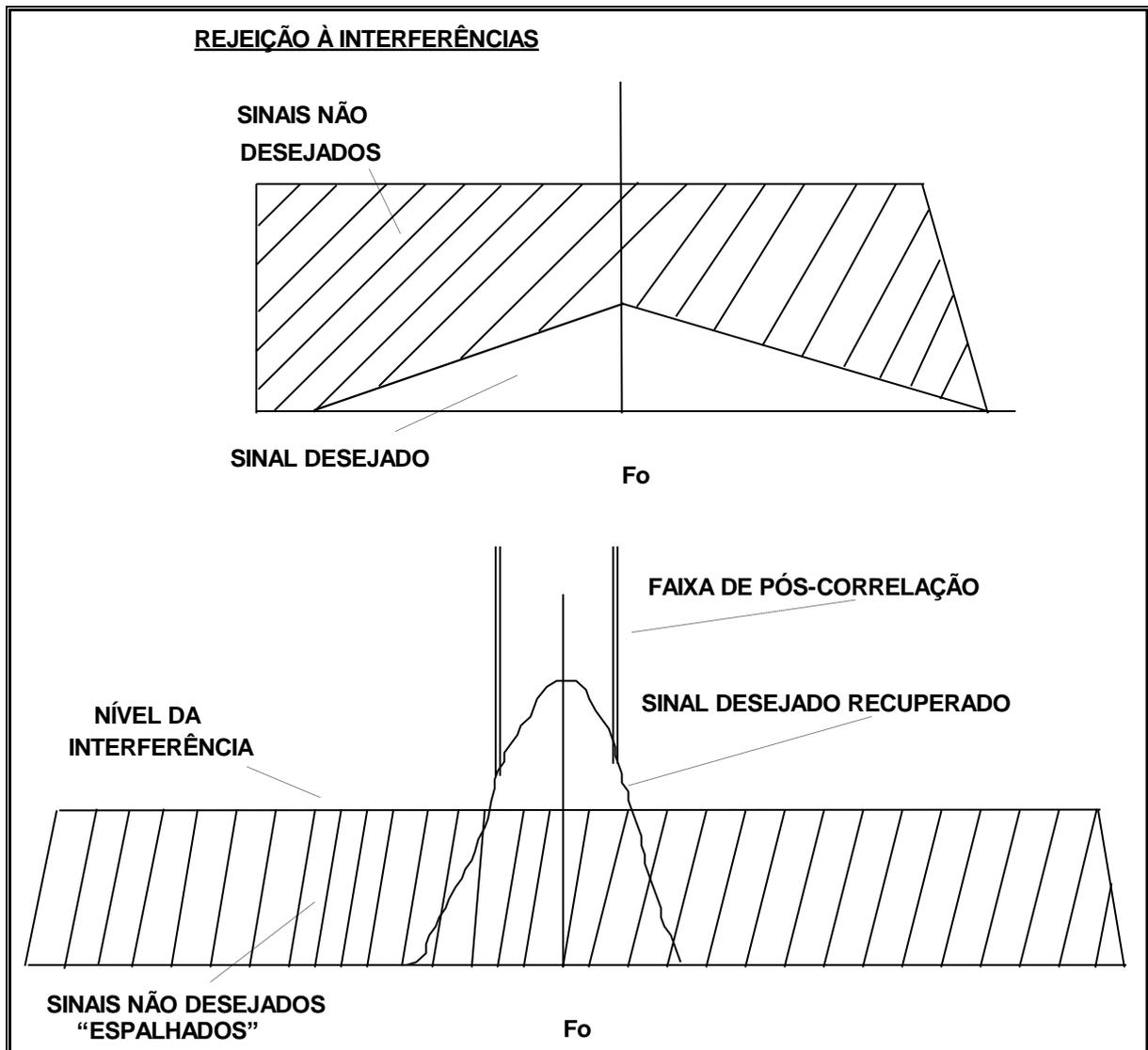


Fig.III.2 – Receptor DS

A Figura III.3 apresenta de forma pictórica o efeito que ocorre no receptor <sup>[1]</sup>.



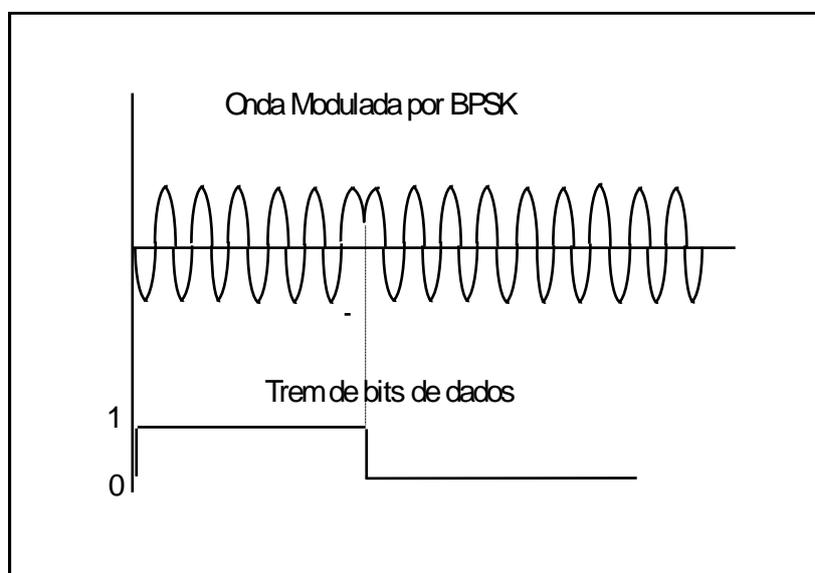
**Figura III.3 - Efeito de rejeição à interferência no Espalhamento Espectral de Seqüência Direta**

O processo descrito pela Figura III.1 não é o único utilizado nos sistemas de Espalhamento Espectral DS. O mais comum é combinar o sinal digital da informação com a seqüência de código, antes de se modular a portadora. Esse processo será descrito a seguir.

### III.1 A Modulação de Fase

Um dos principais processos de modulação de sinais digitais é o PSK (*Phase Shift Keying*), que consiste em variar a fase da onda portadora de acordo com o nível lógico do pulso a ser transmitido.

Tome-se uma cossenóide  $\cos(\omega_o t + \theta)$  como onda portadora. Se a modulação for tal que a fase é igual a zero quando o pulso a ser transmitido tiver nível lógico 1 e igual a  $180^\circ$  se o nível lógico do pulso for 0, essa modulação de fase é chamada de BPSK (Biphase or Binary Shift Keying) <sup>[1][22][23][24]</sup>. Neste caso são usadas duas fases para representar os níveis lógicos digitais. A Figura III.4 mostra como a modulação modifica a fase da portadora, de acordo com os níveis lógicos.



**Figura III.4 Modulação BPSK. A fase da portadora (cossenóide) é modulada pela informação digital**

O esquema básico do Espalhamento Espectral em Sequência Direta, em que os dados são misturados com a seqüência PN, é apresentado na Figura III.5. Um código pulsado Pseudo-Aleatório (PN) é combinado em um circuito OR exclusivo (XOR) com a seqüência de dados de informação. Esse sinal combinado é usado para modificar a fase de uma portadora do canal ( $F_o$ ), de acordo com os valores "0" e "1" do código (BPSK). As formas de ondas apresentadas na Figura III.6, indicam o que ocorre na fase da portadora, de acordo com o padrão do código PN. O circuito de modulação BPSK é extremamente simples e consta apenas de um conversor de níveis e um misturador balanceado <sup>[25]</sup>. O sinal modulante passa pelo conversor de níveis para transformar o nível TTL padrão em variações entre +1V e -1V, que irão alterar a fase da portadora

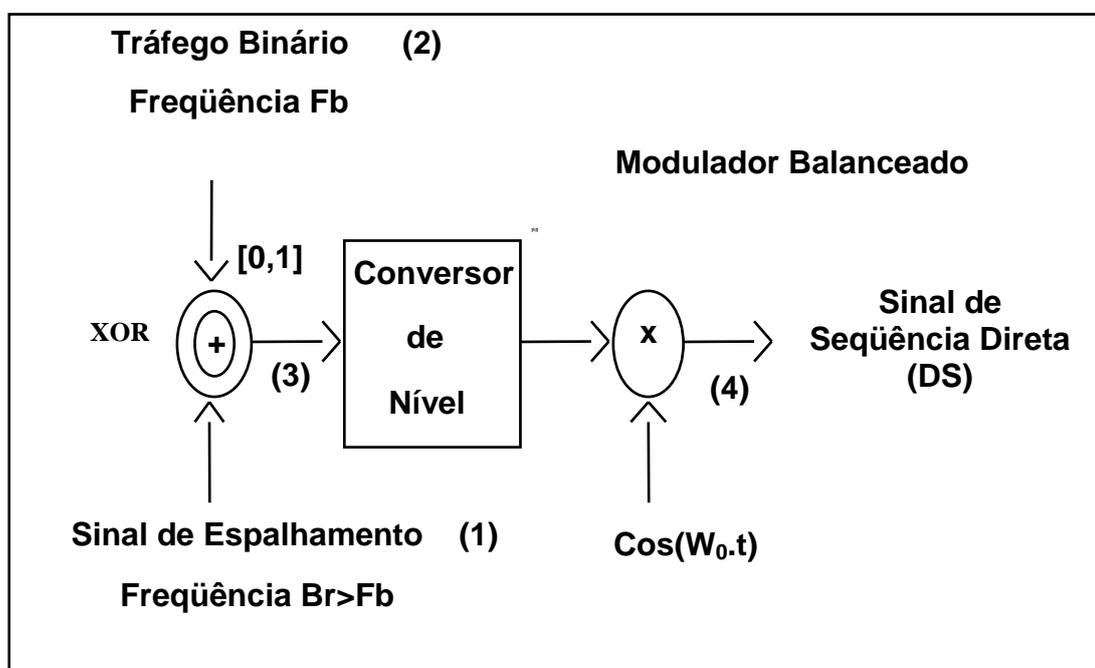
no misturador balanceado. A modificação da fase da portadora é recuperada, pelo batimento do sinal recebido da antena com o mesmo código PN em outro misturador balanceado. É fácil provar que, no caso de modulação Sequência Direta (DS), quando os dois códigos PN estão sincronizados, as mudanças de fase produzidas no transmissor são anuladas pelas mudanças de fase produzidas no receptor <sup>[13][24]</sup>. Como o receptor autorizado irá tratar este sinal? A implementação necessária para a demodulação de um sinal DS é a mostrada na Figura III.7. O resultado é a onda mostrada na Figura III.8. Vê-se que, após a saída do demodulador BPSK <sup>[26]</sup>, o sinal PSK é transformado de volta à seqüência original produzida pelo trem de pulsos digitais da informação.

Para um receptor desautorizado a interceptar o sinal será necessário decifrar o padrão de repetição do algoritmo que gera a seqüência de números aleatórios correspondente ao sinal de espalhamento. A criptografia trata deste e de outros conceitos, ou seja, como gerar seqüências que formarão o código de espalhamento do sistema que não apresenta facilidades de ser quebrado.

Para decifrar o sinal espalhado parte-se do princípio que não existe seqüência perfeitamente aleatória. Na verdade, há sempre uma freqüência de repetição dos números. Esta freqüência é tanto menor quanto melhor é o algoritmo de geração de números aleatórios.

Como pode ser visto na Figura III.6, a informação é introduzida no processo de Espalhamento Espectral de modo a se combinar com a seqüência de pulsos Pseudo-Aleatória. A freqüência da seqüência PN é chamada de Taxa do código Pseudo-Aleatório e em inglês é denominado "Chip Rate". Geralmente é definido pelo "clock" do sistema. O "Chip Rate" será denominado neste trabalho por Br.

O espectro resultando da modulação BPSK pelo trem de pulsos PN, é apresentado na Figura III.9.



**Figura III.5 -Diagrama em blocos de um modulador DS**

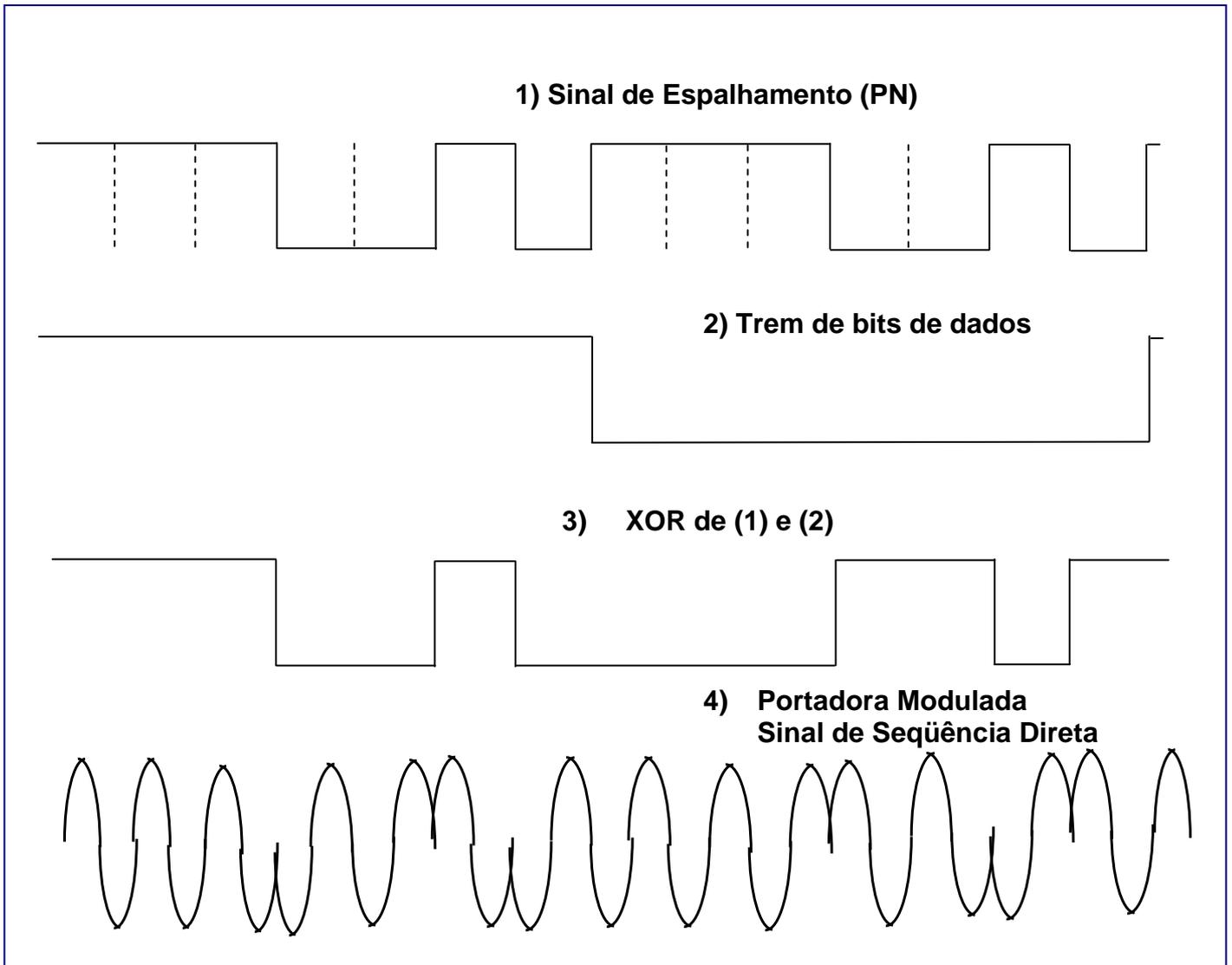


Figura III.6 - Ondas geradas pelo modulador de sinal DS

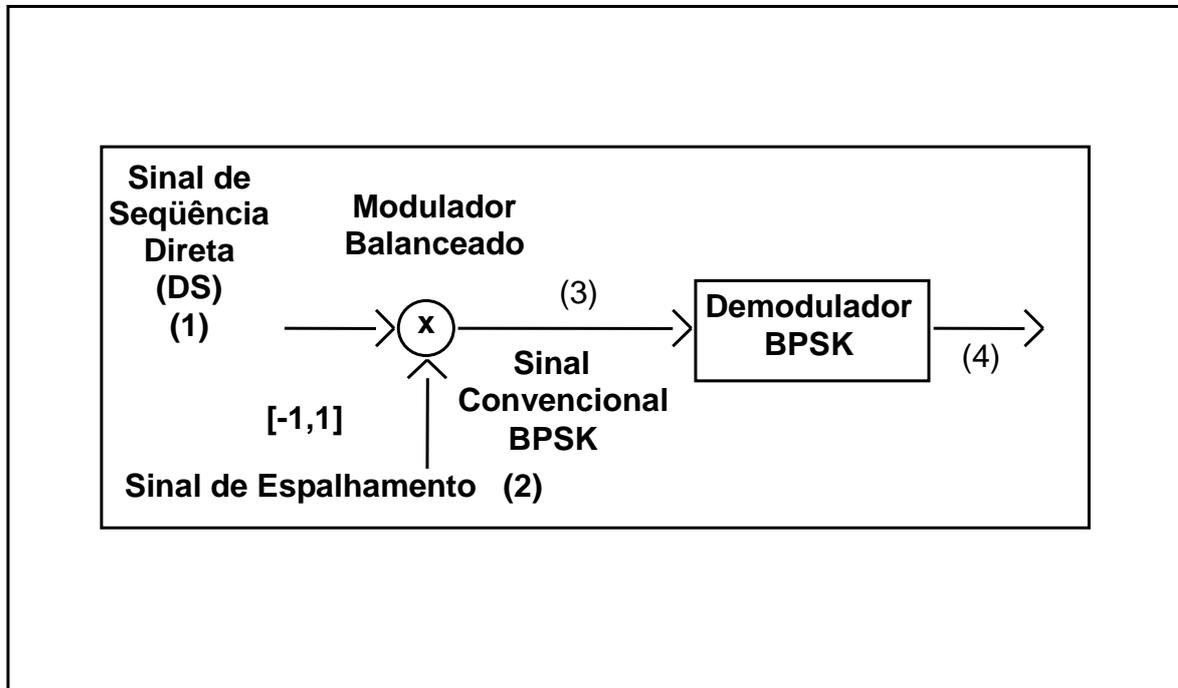


Figura III.7 - Diagrama em blocos do demodulador de sinal DS

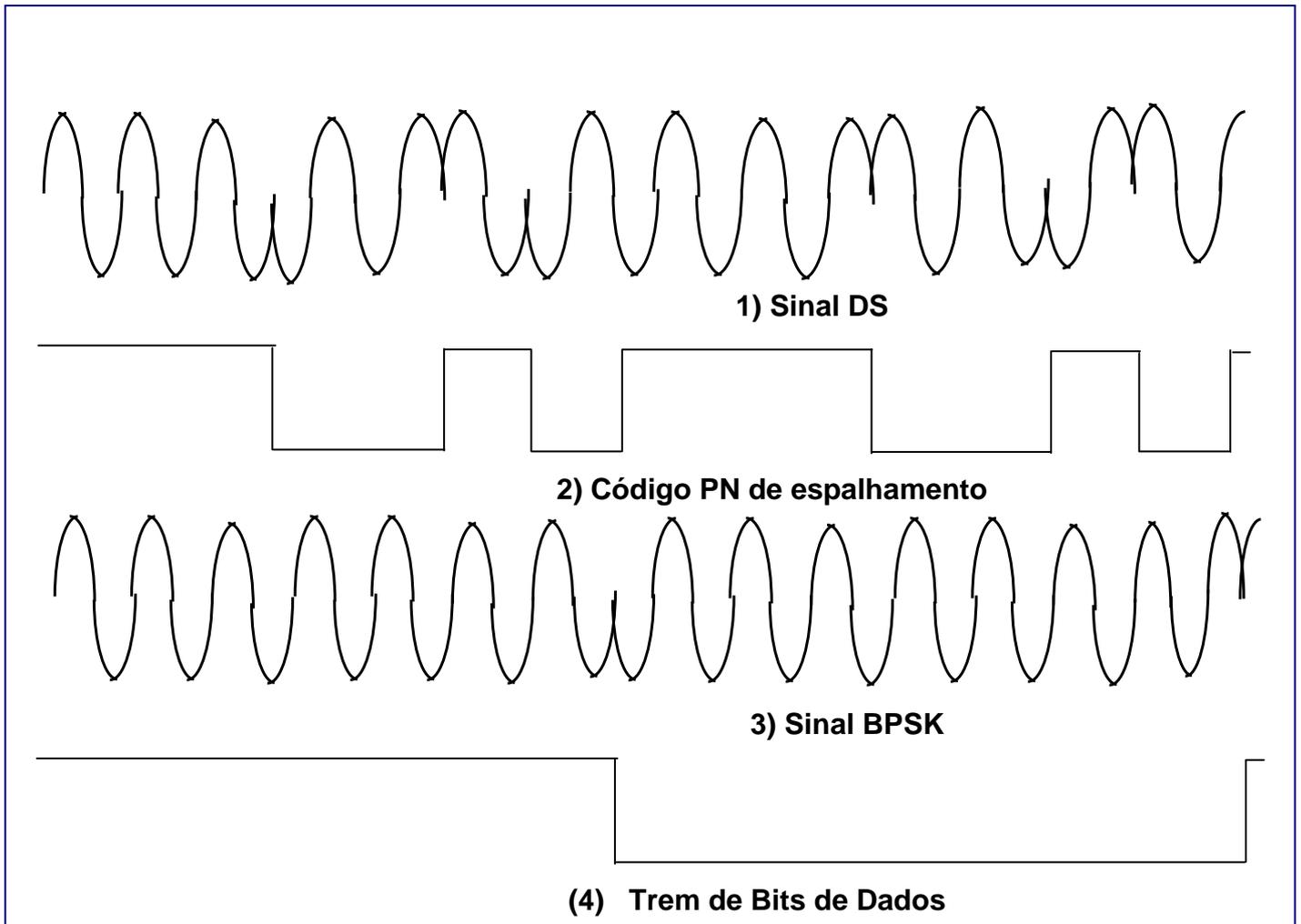


Figura III.8 - Onda gerada pelo demodulador de sinal DS

### **III.2 - Espectro do Sinal em Seqüência Direta**

As principais características do espectro de densidade de potência do sinal DS são <sup>[12] [13] [27]</sup> :

a) Envoltória : definida pela expressão :

$$S(F) = \frac{P}{B_r} \left( \frac{\text{sen}[\pi(F - F_0)/B_r]}{\pi(F - F_0)/B_r} \right)^2 \quad (\text{III.6})$$

onde P é a potência da portadora e F<sub>0</sub> a frequência central do canal.

b) Largura de faixa a -3dB igual a 0,88 Br

c) Largura de faixa entre os primeiros nulos igual a 2Br

d) Amplitude do primeiro lóbulo igual a -13dBc

Por exemplo, se a frequência do "clock" do sistema for Br=2MHz , a largura entre nulos é 2Br=4MHz e a largura entre os pontos de -3dB é 0,88 Br = 1,76MHz.

O nível dos lóbulos secundários produzidos pelo espectro da Figura III.9 é alto e, geralmente, não atende às especificações previstas pelo FCC. Nos circuitos práticos os pulsos modulantes sofrem um condicionamento de amplitude, de modo a reduzir suas componentes espectrais para atendimento da seqüência dos requisitos legais. Esse é, por exemplo, o caso de sistemas que utilizam uma pré-modulação Gaussiana, na qual o trem de dados digitais é filtrado por um filtro Passa-Baixas Gaussiano <sup>[28] [29]</sup> .

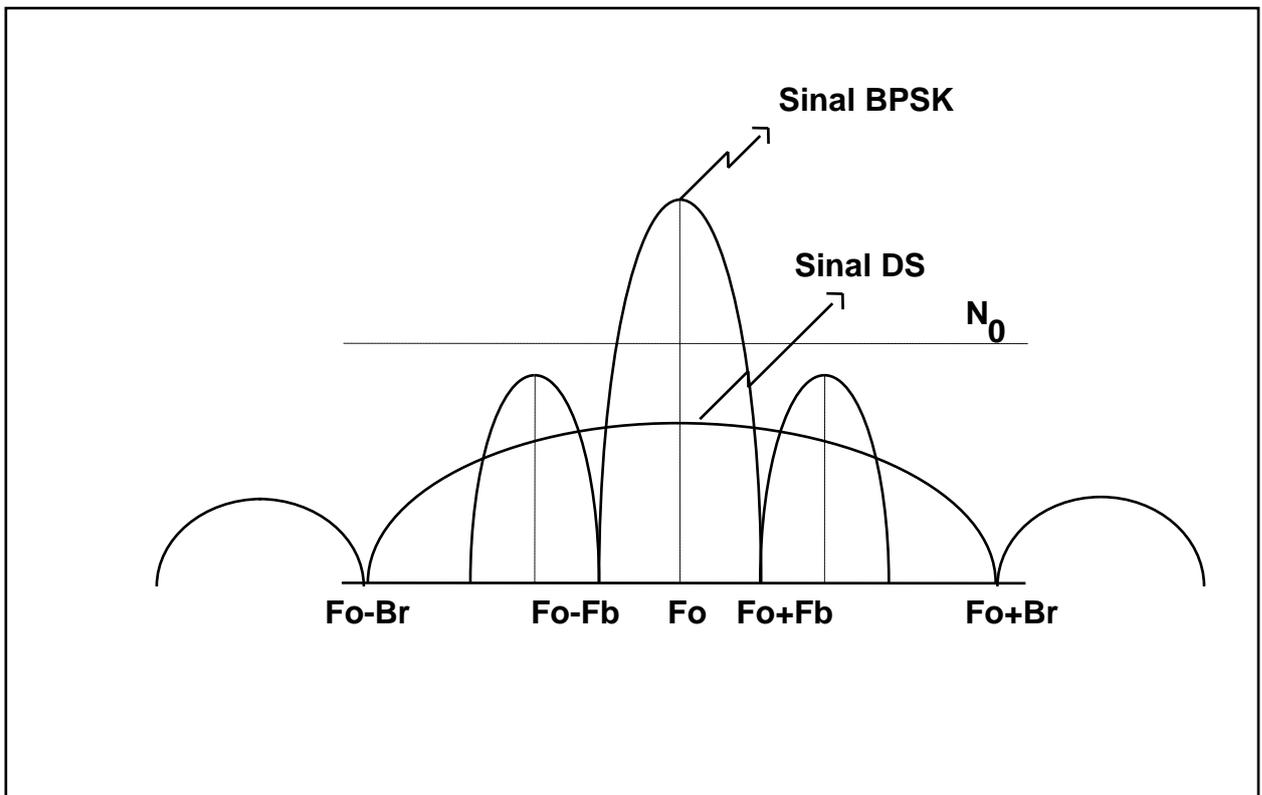


Figura III.9 - Espectro do sinal de Espalhamento Espectral em Sequência Direta

### III.3- Ganho de Processamento

Define-se o Ganho de Processamento (GP) de um sistema pela diferença em dB entre a relação sinal/ruído (dB) na saída e na entrada <sup>[9][11][13]</sup>.

Ex.: Se para um sistema tem-se :

S/N entrada = 12dB

S/N saída = 20dB

O Ganho de Processamento  $G_p$  é igual à 8dB.

Para o sistema operando em Sequência Direta (DS), o Ganho de Processamento é definido por <sup>[13] [22] [30]</sup>.

$$G_p = \frac{BW_{RF}}{R_c} \quad (III.7)$$

onde :  $BW_{RF}$  - faixa de - 3dB do sinal DS transmitido

$R_c$  - taxa de dados da Banda Básica (informação)

O Ganho de Processamento também pode ser dado por <sup>[8] [12]</sup>:

$$G_p = \frac{BW_{RF}}{B_m} \quad (III.8)$$

Onde  $B_m$  representa a faixa ocupada pela informação.

Tomando-se, por exemplo, uma taxa de informação de 250 kbps espalhada por DS em uma faixa de - 3 dB igual a 5MHz, o Ganho de Processamento do sistema será dado por :

$$G_p = \frac{5 \cdot 10^6}{250 \cdot 10^3} = 20 \quad \Rightarrow \quad G_p(\text{dB}) = 10 \log_{10} 20 = 13 \text{dB}$$

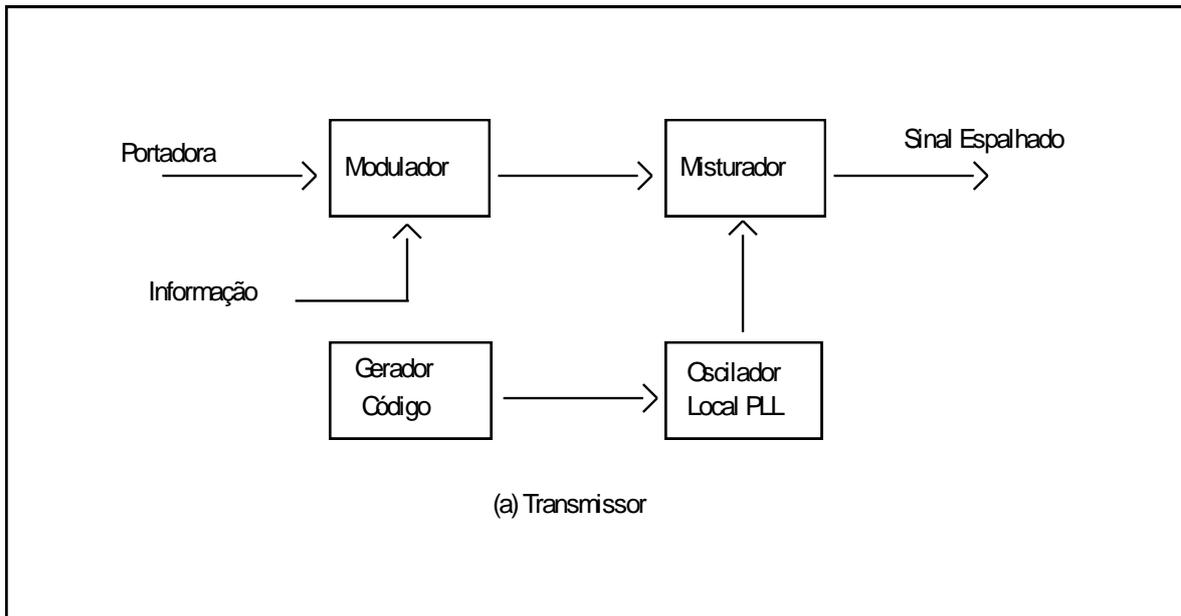
Deve-se notar aqui que tanto o FCC como a Resolução 209 da Anatel, exigem que o Ganho de Processamento seja maior do que 10dB.

## **IV. SISTEMAS DE ESPALHAMENTO ESPECTRAL UTILIZANDO “FREQUENCY-HOPPING”**

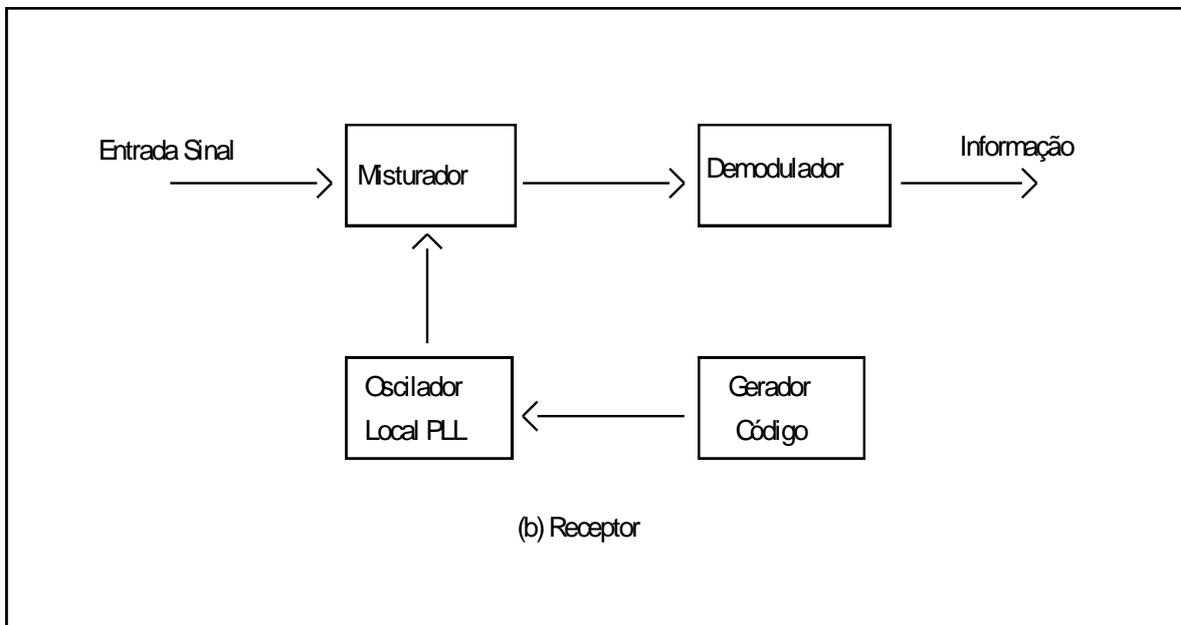
### **IV.1 – Conceitos básicos**

O sistema de Espalhamento Espectral utilizando Frequency Hopping (FH) utiliza uma seqüência Pseudo-Aleatória para programar os saltos de frequência dentro da faixa de operação. Somente o receptor que conhece essa programação é capaz de modificar coerentemente seu oscilador local de modo a sintonizar sincronizadamente a frequência de salto e manter constante o valor da FI (Frequência Intermediária do receptor) constante. As principais diferenças do FH para o DS residem no modo como o espectro de transmissão é gerado, e no modo como a interferência é rejeitada.

A Figura IV.1 a seguir mostra os diagramas em blocos simplificados do transmissor e receptor FH.



**Figura IV.1.a - Diagrama em blocos do transmissor de FH**

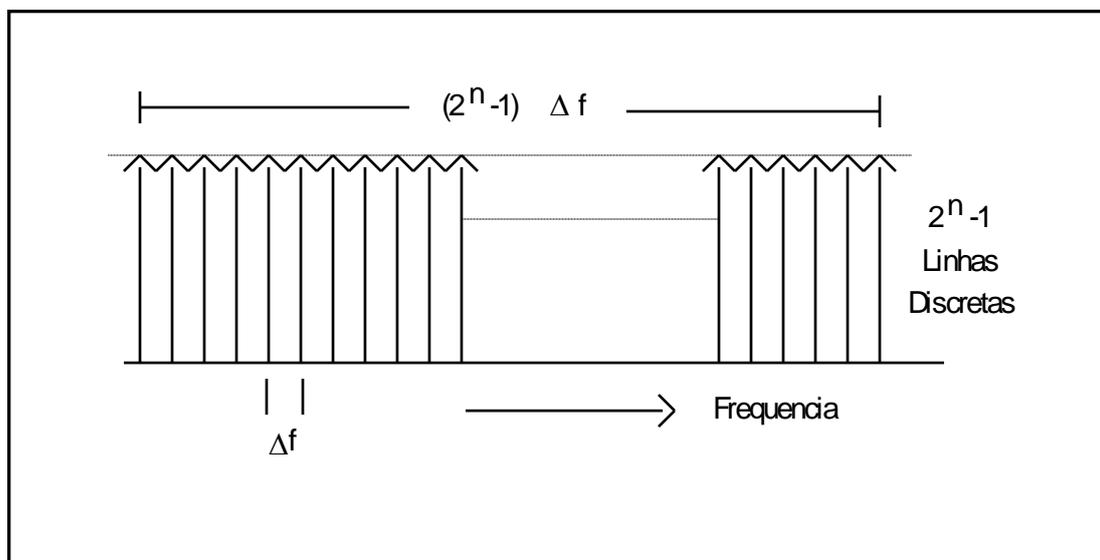


**Figura IV.1.b - Diagrama em blocos do receptor FH**

Note que quando o oscilador local do receptor é chaveado com uma réplica sincronizada do código transmitido, os pulsos de frequência, sob o ponto de vista da FI, são removidos. Em outras palavras a FI fica fixa em valor. A partir daí o sinal modulado original será demodulado da maneira convencional.

A faixa de frequência, na qual a energia é espalhada, é independente da frequência de “clock” do código, e pode ser escolhida por uma combinação do número e faixa dos pulsos de frequência.

O espectro de potência ideal de um sistema FH é apresentado na Figura IV.2. Ele tem uma envoltória retangular, e se estende em uma faixa  $BW_{RF} = (2^n - 1)\Delta f$ , onde  $n$  é o número de estágios usados no “shift register” que gera o código (ver item VI), e  $\Delta f$  é a separação entre as frequências discretas.  $\Delta f$  deve ser no mínimo tão largo quanto a faixa de informação  $B_m$  de cada portadora solicitada. Nos sistemas comerciais, liberados pela Resolução 209 (Anatel), o número de frequências de salto deve ser no mínimo igual à 75, nas faixas de 2400 - 2483,5 MHz e 5725 - 5850 MHz.



**Figura IV.2 - Espectro ideal de um sinal "Frequency Hopping"**

## VI.2 – Ganho de Processamento

Do mesmo modo que na Sequência Direta, pode-se definir o Ganho de Processamento para o sistema FH, que assume a forma <sup>[1] [13]</sup>:

$$G_p = \frac{BW_{RF}}{B_m} = 2^n - 1 \text{ (igual ao número de canais usados)} \quad (\text{IV.1})$$

## **BETA TELECOM Consultores**

Por outro lado, diferente do sistema de Seqüência Direta que exige a taxa de código (“chip rate”) muito maior que a taxa de informação, para a produção do espalhamento, e conseqüentemente, aumento do Ganho de Processamento, a FH pode operar com baixos valores de taxa de código. Na verdade a taxa de código no FH pode ser até menor que a taxa de informação, dependendo do tipo de interferência que o projetista do sistema espera encontrar. Em geral o uso de FH com altas taxas de código é mais difícil devido às limitações de velocidade de variação de freqüências nos sintetizadores utilizados. Isso é em grande parte, devido à necessidade de preservar a coerência de fase de um pulso para outro, de modo a evitar modulação de fase no sinal demodulado.