

TELEMETRIA HIDROMETEOROLOGICA SOBRE LINHAS DE ALTA-TENSÃO

Paul Jean Etienne Jeszensky
Prof. Doutor da Escola Politécnica da USP
Caixa Postal 11455 - S. Paulo - SP - Brasil

RESUMO

Neste trabalho é examinado o uso da modulação por espalhamento espectral, para emprego em um sistema de telemetria, para transmissão sobre linhas de alta-tensão.

ABSTRACT

In the present work we examine the use of spread-spectrum modulation in a telemetry system for use under high voltage transmission lines.

1. INTRODUÇÃO

O presente trabalho tem o objetivo de introduzir uma nova técnica de transmissão (spread spectrum - espalhamento espectral) em um problema clássico de transmissão de dados à distância.

Sistemas de telemetria são constituídos basicamente por equipamentos geograficamente distribuídos (Estações Remotas - ER's próximas ao evento a ser monitorado) enviando seus dados à uma Estação Central (EC) de gerenciamento e decisão.

O sistema de telemetria proposto tem por objetivo atender a certas aplicações nas quais torna-se difícil, senão impossível, operar com sistemas convencionais (um exemplo típico seria em substituição a sistemas carrier em linhas de alta tensão, quando o ruído (não do tipo branco) impedir o funcionamento satisfatório deste).

A simplicidade desejada para as partes repetitivas (ER's) entre outros fatores, determina o uso de espalhamento espectral tipo sequência direta (simplicidade na implementação do hardware).

Dada a premissa inicial da simplicidade desejada, o sistema proposto opera na forma simplex, com todas as ER's enviando seus dados continuamente para a EC. Uma ER diferirá de outra, para efeito de separação na EC, pelo código pseudo-aleatório usado no seu espalhamento espectral.

O número de ER's neste sistema é limitado por dois fatores básicos e distintos: ruído do canal/interferência mútua das ER's e tempo de varredura entre ER's

sucessivas.

O esquema proposto baseia-se no diagrama de blocos geral representado na figura 1

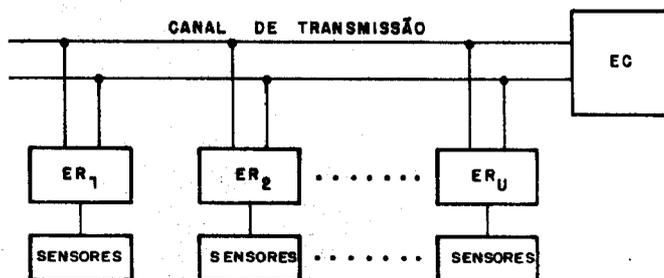


Fig. 1 - Diagrama de Blocos Geral do Sistema

2. PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO DA ESTAÇÃO REMOTA (ER)

As ER's que constituem o sistema proposto tem um diagrama de blocos geral como representado na figura 2.

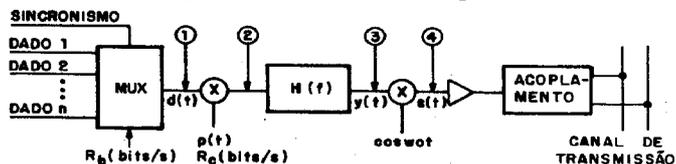


Fig. 2 - Diagrama de Blocos Geral da ER

onde:

$d(t)$ - dados a serem transmitidos à uma taxa de R_b (bits/s);

$p(t)$ - palavra de código usada para o espalhamento espectral à uma taxa de R_c (bits/s);

$y(t)$ - sinal SS-DS de banda básica, filtrado para posterior modulação e
 $s(t)$ - sinal $y(t)$ transladado para a banda de interesse e que corresponde ao sinal a ser transmitido.

As densidades espectrais de potência, correspondentes aos vários pontos do diagrama em blocos anterior, são representadas na figura 3.

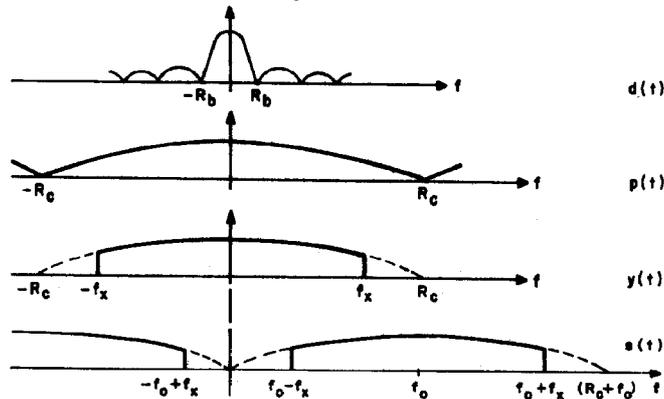


Fig. 3 - Densidades Espectrais de Potência

O diagrama de blocos funcional da ER pode ser redesenhado para o da figura 4.

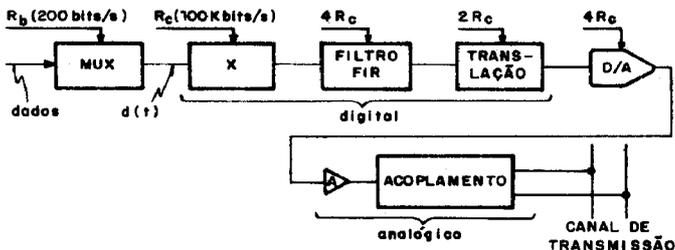


Fig. 4 - Diagrama de Blocos Funcional da ER

3. PRINCÍPIO BÁSICO DE FUNCIONAMENTO DA ESTAÇÃO CENTRAL (EC)

3.1. Introdução

A Estação Central do sistema de telemetria proposto pode ser representado pelo diagrama de blocos geral da figura 5.

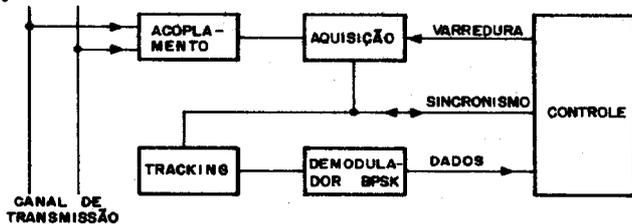


Fig. 5 - Diagrama de Blocos Geral da EC

Como todas as ER's transmitem seus dados simultaneamente na mesma banda e com a mesma frequência nominal, apenas

diferenciando-se pelos códigos usados no espalhamento espectral, a varredura da EC corresponderá a percorrer ciclicamente todos os códigos usados pelas ER's.

O tempo mínimo de varredura é determinado portanto por:

$$T_{v,\min} = U (T_{aq} + T_{tr}) \quad (1)$$

onde:

U - número de ER's do sistema

T_{aq} - tempo de aquisição do código correspondente à uma ER

T_{tr} - tempo de transmissão de dados da ER

O detalhamento da EC é representado na figura 6, através de um diagrama de blocos funcional.

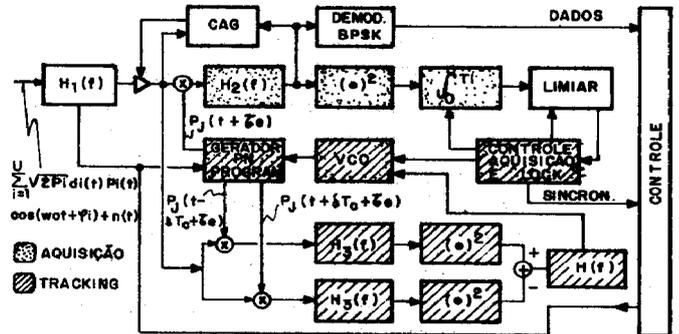


Fig. 6 - Diagrama de Blocos Funcional da EC

O circuito de aquisição é formado pelos blocos gerador PN programável, multiplicador, filtro $H_2(f)$, quadrador, integrador, detetor de limiar, controle de aquisição e VCO. O circuito de tracking é formado pelos blocos: gerador PN programável, multiplicadores, filtros $H_3(f)$, quadradores, somador, filtro $H(f)$ e VCO. O controle da EC (implementado por micro computador) é responsável pela correta interpretação dos dados recebidos (validados por um sinal de sincronismo adquirido) e varredura das ER's.

3.2. Cálculo da Probabilidade de Detecção (P_D) e de Falso Alarme (P_{FA})

Para a caracterização do processo de aquisição seja q o número de células a serem pesquisadas à procura de alinhamento (este número pode corresponder ao número total de células ou múltiplo deste). Fora do alinhamento o resultado da pesquisa nesta posição poderá indicar de teção com uma probabilidade P_{FA} ou não de teção com uma probabilidade $(1 - P_{FA})$. No alinhamento correto o resultado da pesquisa nesta posição poderá indicar de teção com uma probabilidade P_D ou uma não

deteção com probabilidade $(1 - P_D)$. Representa-se na figura 7 a parte relevante do receptor para o cálculo de P_D e P_{FA} .

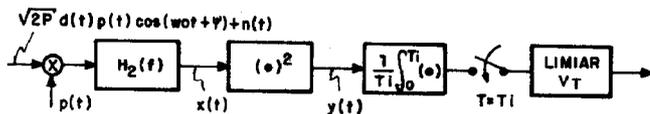


Fig. 7 - Circuito de Aquisição

Na presença do sinal desejado, a entrada do quadrador pode ser escrita na forma:

$$x(t) = \sqrt{2P} d(t) \cos(\omega_0 t + \psi) + \sqrt{2} n_c(t) \cos(\omega_0 t + \psi) - \sqrt{2} n_s(t) \sin(\omega_0 t + \psi) \quad (2)$$

onde:

P - potência do sinal desejado de entrada ($P = 0$ na ausência de sinal);

ω_0 frequência angular da portadora do sinal desejado e

n_c, n_s - processos aleatórios gaussianos de média zero, banda limitada, independentes, passa-baixas e variância dada por $\sigma^2 = \frac{N_0 B}{2}$,

onde B é a banda equivalente de ruído do filtro $H_2(f)$ e N_0 a densidade espectral unilateral de potência do ruído.

O cálculo da saída do integrador, amostrada em $t = T_i$, é um problema clássico de detecção e conduz a uma distribuição χ^2 - quadrado não central ou central, conforme a presença ou ausência do sinal, respectivamente.

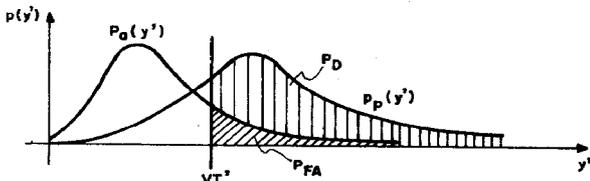


Fig. 8 - Distribuição $p_a(y')$ e $p_p(y')$

A partir destas distribuições é possível calcular as probabilidades P_{FA} e P_D :

$$P_{FA} = \int_{VT}^{\infty} p_a(y') dy' \quad \text{e} \quad P_D = \int_{VT}^{\infty} p_p(y') dy' \quad (3)$$

O cálculo pode ser simplificado com uma aproximação, pois para valores grandes de n as distribuições tendem para gaussianas, e então:

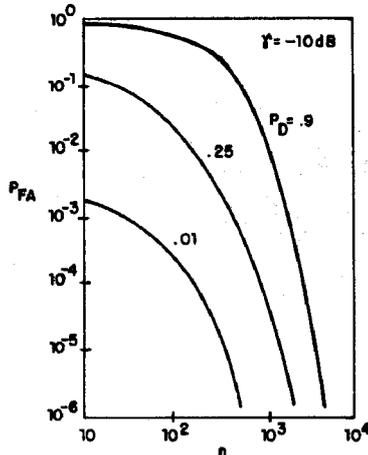
$$P_{FA} = Q\left(\frac{V_T' - n}{\sqrt{n}}\right) \triangleq Q(\beta) \quad \text{e} \quad P_D = Q\left(\frac{\beta - \sqrt{n}\gamma}{\sqrt{1 + 2\gamma}}\right)$$

com

$$V_T' = \frac{V_T n}{2\sigma^2}, \quad n = BT_i \quad \text{e} \quad \gamma = \frac{P}{2\sigma^2} \quad (4)$$

(relação sinal-ruído de pré-deteção).

Assim (em princípio) dado P_{FA} , β é calculável. Dado ainda T_i , e conhecendo-se γ a probabilidade de detecção P_D é calculável.



A título ilustrativo representa-se na figura 9 ao lado a probabilidade de falso alarme P_{FA} em função de $n = BT_i$, tendo P_D como parâmetro e para um valor fixo de γ .

Fig. 9 - P_{FA} em função de n

Considerações práticas levam ao uso das fórmulas anteriores com algumas correções ver (Simon et al, 1985).

3.3. Demodulador BPSK

Com a aquisição concluída e o circuito de tracking (usual e não detalhado aqui) tendo imposto $\tau_e = 0$, segue-se a demodulação dos dados.

O sistema é modelado como a seguir representado, para aquisição do dado $d_j(t)$:

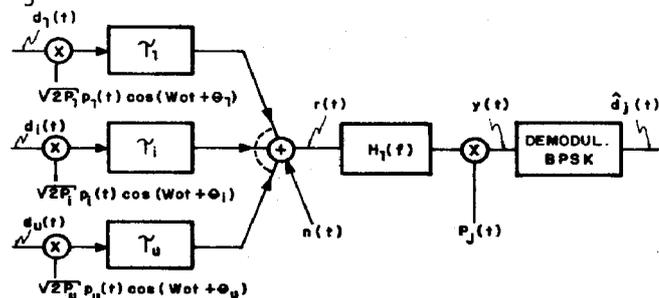


Fig. 10 - Receptor Equivalente

Como os transmissores são assíncronos entre si considera-se em seguida $\tau_j = 0$ e $\theta_j = 0$, sem perda de generalidade, com os demais atrasos τ_i e defasagens θ_i res

tritos aos intervalos de interesse:

$$0 \leq \tau_i < T \text{ e } 0 \leq \theta_i < 2\pi$$

com

$$i \neq j \text{ e } 1 \leq i \leq U$$

e com uma distribuição uniforme para os mesmos. O sinal $r(t)$ escreve-se portanto:

$$r(t) = \sum_{i=1}^U \sqrt{2P_i} d_i(t-\tau_i) p_i(t-\tau_i) \times \cos(\omega_0 t + \phi_i) + n(t) \quad (5)$$

onde: $\phi_i = \theta_i - \omega_0 \tau_i$ e $n(t)$ representa todos os ruídos e interferências (não provenientes dos outros usuários) presentes na entrada.

O filtro $H_1(f)$ tem por função apenas limitar o espectro do sinal de entrada. Como o receptor está preparado para a demodulação do sinal correspondente ao canal j , ter-se-á na entrada do demodulador BPSK, o sinal:

$$y(t) = \sum_{i=1}^U \sqrt{2P_i} d_i(t-\tau_i) p_i(t-\tau_i) p_j(t) \times \cos(\omega_0 t + \phi_i) + n(t) p_j(t) + \sqrt{2P_j} d_j(t) \cos \omega_0 t \quad (6)$$

A primeira parcela corresponde à uma "interferência" dos demais usuários do canal comum no sinal útil e a pesquisa de códigos ótimos (que minimizam o efeito) é tratado adiante. A segunda parcela corresponde ao ruído presente à entrada e espalhada pela sequência local p_j . A terceira parcela corresponde ao termo desejável a ser demodulado de forma convencional, pois $p_j^2(t) = 1$.

O problema clássico de detecção de um sinal BPSK em meio a ruído aditivo conduz ao demodulador implementado por filtros casados ou, de forma equivalente, a demoduladores de correlação como indicado na figura 11.

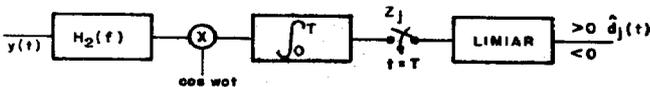


Fig. 11 - Demodulador BPSK

E neste caso a probabilidade de erro por bit calcula-se por:

$$P_e = Q \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right) \quad (7)$$

da forma usual.

A detecção baseada em circuitos de correlação, como acima indicado, é ótima para o caso de ruídos como ali especificados. Apesar de não ser este o caso atual, ainda assim o circuito é normalmente adotado na prática, dada a sua simplicidade. No presente caso o sinal Z_j escreve-se:

$$Z_j = \int_0^T y^*(t) \cos \omega_0 t dt \quad (8)$$

onde $y^*(t)$ representa o sinal $y(t)$ filtrado por $H_2(f)$, de largura suficiente para apenas passar o sinal desejável. Assumindo-se que os termos de segunda harmônica são rejeitados no processo ($\omega_0 \gg T^{-1}$) a saída do integrador escreve-se:

$$Z_j = \left(\frac{1}{2} P_j \right)^{\frac{1}{2}} T d_j(0) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^U \left(\frac{1}{2} P_i \right)^{\frac{1}{2}} \times \int_0^T p_i(t-\tau_i) p_j(t) d_i(t-\tau_i) \cos \phi_i dt + \int_0^T n(t) p_j(t) \cos \omega_0 t dt \quad (9)$$

Calculando-se então a variância das parcelas de "ruído" de Z_j com a hipótese anterior de distribuições uniformes para τ_i , ϕ_i e considerando-se que os dados assumem valor +1 ou -1, com igual probabilidade para $i \neq j$, demonstra-se em (Pursley, 1977) e (Pursley et al, 1977) que:

$$(S/R)_j = \left\{ \frac{1}{6L^3} \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^U \beta_{i,j} + \frac{N_0}{2E_b} \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (10)$$

onde L - comprimento da sequência de código usada e

$$\beta_{i,j} = 2L^3 + 4 \sum_{\ell=1}^{L-1} C_i(\ell) C_j(\ell) + \sum_{\ell=1-L}^{L-1} C_i(\ell) C_j(\ell+1) \quad (11)$$

com:

$$C_{i,j}(\ell) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1-\ell} p_i(k) p_j(k+\ell) & 0 \leq \ell \leq L-1 \\ \sum_{k=0}^{L-1+\ell} p_i(k-\ell) p_j(k) & 1-L \leq \ell < 0 \\ 0 & |\ell| \geq L \end{cases}$$

onde $C_i(\cdot)$ é uma notação mais compacta para a função de auto-correlação aperiódica $C_{i,i}(\cdot)$. Desta forma (S/R) é determinável a partir do cálculo de U funções

de auto-correlação aperiódicas. A partir do cálculo de (S/R) escreve-se então:

$$P_e = Q((S/R)_j) \quad (13)$$

Para sequências puramente randômicas o resultado anterior simplifica-se para:

$$(S/R)_j = \left(\frac{U-1}{3L} + \frac{N_0}{2E_b} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (14)$$

Esta expressão permite calcular preliminar e aproximadamente a energia por bit necessária, em caso limite, dado o comprimento do código e o número de usuários. Para um resultado mais preciso deve-se usar a expressão geral de $(S/R)_j$ com o código específico adotado. Resta no entanto um problema a ser analisado: a hipótese de ruído aditivo branco e gaussiano, em princípio, não é apropriada para o meio de transmissão considerado. Como se detalhará a seguir o meio de transmissão caracteriza-se por ruídos tipo corona (brancos) e impulsivos. Adiante estes ruídos serão modelados o que completará a análise anterior.

3.4. Modelamento de Ruídos Impulsivos

Em um trabalho recente Aazhang e Poor (1987) e (1988), propõem, e analisam receptores lineares e com limitadores, para canais de transmissão com ruídos impulsivos, para aplicação SS-DS-CDMA.

O receptor com limitador é, no sistema ali proposto, representável pelo diagrama de blocos da figura 12.

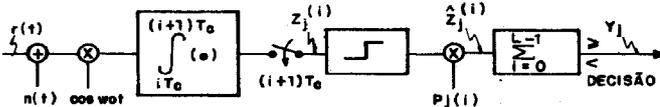


Fig. 12 - Receptores com Limitador
A decisão pode então ser escrita na forma:

$$Y_j = \sum_{i=0}^{L-1} \tilde{z}_j(i) = \sum_{i=0}^{L-1} p_j(i) \text{ sign } z_j(i) \quad (15)$$

onde $z_j(i)$ - representa o sinal à entrada do limitador no instante da $(i+1)$ ésima amostra. Nestas circunstâncias a probabilidade de erro por bit escreve-se:

$$P_e = \frac{1}{2} P \{ Y_j \geq 0 \mid d_j^{(m)} = -1 \} + \frac{1}{2} P \{ Y_j < 0 \mid d_j^{(m)} = 1 \} \quad (16)$$

onde $d_j^{(m)}$ representa o m ésimo dado do j ésimo usuário.

O modelamento adotado para o ruído total é descrito pela função densidade de probabilidade:

$$f_{n_I}(x) = (1 - \epsilon) f_n(x) + \epsilon f_I(x) \quad (17)$$

onde:

ϵ - é um parâmetro no intervalo $[0,1]$ e quantifica a contribuição de cada uma das parcelas de distribuição f_n e f_I .

$f_n(.)$ - é uma distribuição para representação do ruído branco usual do sistema e modelado normalmente como uma distribuição gaussiana de variância σ_n^2 .

$f_I(.)$ - é uma distribuição para representação do ruído impulsivo presente no sistema e modelado normalmente como uma distribuição gaussiana de variância $\sigma_I^2 > \sigma_n^2$ (de 10 a 100x)

No estudo efetuado os parâmetros variáveis são ϵ e $\gamma^2 = \sigma_I^2 / \sigma_n^2$, com a variância total $\sigma^2 = (1 - \epsilon)\sigma_n^2 + \epsilon\sigma_I^2$ mantida constante.

Para o receptor linear suprime-se apenas o limitador, que se segue ao amostrador, e na expressão Y_j tem-se:

$$Y_j = \sum_{i=0}^{L-1} z_j(i) \quad (18)$$

A complexidade do processo impede cálculos de P_e com valores de L e de U elevados (computacionalmente proibitivo). Indicam-se na figura 13 alguns cálculos transcritos de (Aazhang et al, 1988).

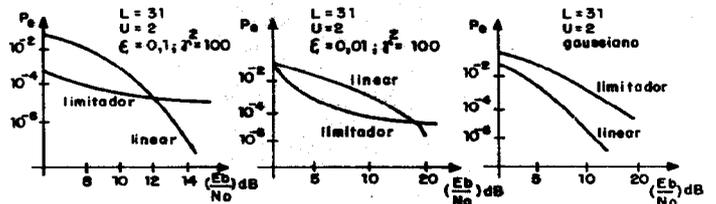


Fig. 13 - Desempenho de Receptores Lineares e com Limitador (L=31)

Do exposto pode-se então traçar as seguintes regras gerais orientativas:

- quando a relação sinal/ruído for aceitá

vel e o ruído não é predominantemente impulsivo, deve-se adotar receptores lineares, pois estes são mais efetivos para as interferências do tipo múltiplo acesso e

- para ruídos predominantemente impulsivos e relação sinal/ruído baixa adotar receptores com limitador.

Na referência citada verifica-se ainda que o caso gaussiano corresponde a um limite superior de desempenho para os receptores lineares e inferior para os receptores com limitadores.

Alternativas para um modelo mais físico de ruídos não gaussianos são considerados por Middleton em vários trabalhos, como por exemplo a de (1979). O modelo para ruído de Middleton-classe A considera ruídos de banda estreita (comparável ou menor que a banda de recepção) da forma $x(t) + N(t)$; onde $N(t)$ representa um ruído gaussiano de fundo e

$$x(t) = \sum_j U_j(t, v) \quad (19)$$

com U_j representando a j ésima forma de onda recebida da fonte interferente e v um parâmetro aleatório que descreve a escala e estrutura da onda. Admitindo-se a recepção segundo uma distribuição de Poisson no tempo, a função densidade de probabilidade do ruído pode ser aproximada por, (astola, 1984):

$$f(x) = \sum_{m=0}^{\infty} K_m f(x; \sigma_m^2) \quad (20)$$

com $f(x, \sigma^2)$: função densidade de probabilidade gaussiana de média zero e variância σ^2 ;

$$\sigma_m^2 = \frac{m/A + \Gamma}{1 + \Gamma} \quad e \quad K_m = e^{-A} \frac{A^m}{m!} \quad (21)$$

onde σ_m^2 é variância da m ésima densidade e A e Γ são dois parâmetros básicos do modelo.

O primeiro parâmetro A é definido por

$$A = T v \quad (22)$$

onde v é a taxa do processo homogêneo de Poisson que governa a geração dos sinais interferentes U_j e T a duração média de um sinal interferente. O segundo parâmetro Γ é definido pela relação entre as potências da parte gaussiana da interferência e da componente de Poisson. Desta forma os parâmetros A e Γ tem motiva

ção física e podem ser estimados diretamente por observação. Para uma grande variedade de valores dos parâmetros A e Γ o modelo de ruído de Middleton-classe A pode ser representado com razoável precisão por apenas dois termos de $f(x)$, (Vastola, 1984), e neste caso recaímos no modelo adotado anteriormente com:

$$\epsilon = \frac{A}{A+1} \quad e \quad \gamma^2 = 1 + \frac{1}{A\Gamma} \quad (23)$$

Desta forma então os parâmetros são determináveis a partir da caracterização física do ruído.

4. EXEMPLO DE APLICAÇÃO

Apresenta-se a seguir um projeto do sistema proposto para aplicação na área de telemetria. Calcula-se o desempenho do sistema face às características do meio de transmissão adotado (linhas de transmissão de energia de 220 Kv) e condições de projeto pré-estabelecidas.

O processo de cálculo é em geral iterativo: com algumas condições pré-estabelecidas determinam-se parâmetros básicos de caracterização do desempenho e com novas condições, se necessário, refina-se a solução até o ponto desejado. Os passos desse processo são:

- especificação do protocolo; fixação da taxa de transmissão dos dados; escolha do código pseudo-aleatório a usar no espalhamento espectral e fixação da banda de transmissão a ser usada.

Estas escolhas são em princípio arbitrárias, mas devem já levar em conta as características que se desejam atingir.

- escolhido o código a ser usado e geradas as sequências correspondentes, devem-se determinar quais delas usar, dentro da família (uma sequência específica para cada ER), a partir de algum critério. A otimização direta é computacionalmente proibitiva, pois deve-se determinar U sequências tais que a probabilidade de erro por bit se já minimizada para cada usuário. Assim, tomando-se o primeiro usuário, Pe_1 deve ser avaliado para todas as alternativas possíveis de p_1 a p_U , isto é $(2^m_U + 1)$ formas diferentes, o que para $m=9$ e $U=50$ significa $\approx 10^{70}$ soluções a serem examinadas, para a minimização. Como a influência do usuário j sobre o i é dada pela equação (10), deve-se procurar minimizar $\beta_{i,j}$.

A expressão de $\beta_{i,j}$ por outro lado, depende apenas das auto-correlações

aperiódicas das sequências i e j . A sua fórmula de cálculo apresenta produtos de termos de auto-correlação aperiódica das duas sequências do tipo $C_i(\ell) C_j(\ell)$ e $C_i(\ell) C_j(\ell+1)$. Assim procurar-se-a as sequências tais que $\sum_{i=1}^{L-1} C_i^2(\ell)$ seja minimizado, assim como $C_i(1)$. Este último termo é considerado por ser multiplicado pelo valor máximo da auto-correlação aperiódica da outra sequência ($C_j(0)$). O índice de mérito adotado, para cada sequência, é assim:

$$\gamma_i = 6 \sum_{\ell=1}^{L-1} C_i^2(\ell) + 511 |C_i(1)| \quad (24)$$

Selecionando as U sequências de menor γ_i determinam-se os $\frac{U(U-1)}{2}$ elementos $\beta_{i,j}$; $i > j$ $i = 1, 2, \dots, U$ (a matriz é simétrica com $\beta_{i,i} = 0$ $i = 1, \dots, U$). A influência dos $(U-1)$ usuários sobre um específico é determinado pela soma dos elementos da coluna correspondente na matriz $U \times U$. Neste ponto determina-se um valor médio para os β_i ($i = 1, \dots, U$) e calcula-se uma probabilidade média de erro de bit, para o sistema.

- A seguir determinam-se algumas características do meio de transmissão como acoplamento, atenuação, ruído e nível máximo, baseado em experiência similar com sistemas carrier (Cigré, 1979). Em particular, o ruído tipo impulsivo é relacionado com o modelo descrito em 3.4, e são calculados comportamentos assintóticos para o sistema proposto.

- Caracterizado o meio, são então calculadas as várias perdas existentes entre a ER e a EC. Com todas as perdas calculadas, o ponto de trabalho determinado anteriormente e o nível máximo de transmissão limitado, pode-se então determinar o alcance do sistema.

- Finalmente, com a probabilidade de erro de bit resultante (para $U=50$, pior caso), determina-se a probabilidade de não detecção de erro de mensagem (dado o código detetor utilizado), assim como o tempo médio de análise de mensagens.

Listam-se a seguir os principais resultados obtidos por aplicação do processo exposto (Jeszensky, 1989).

Descrição	Valor	Símbolo
- taxa de chips	102,2 kbits/s	R_c
- comprimento da sequência de Gold $m = 9$..	511 bits ...	L
- duração da sequência	5 ms	$LT_c = T$
- taxa de dados.	200 bits/s .	$R_b = T^{-1}$
- banda de transmissão	50/154,4 KHz	B_T
- banda passante equivalente de ruído do filtro de pré-deteção ($H_2(f)$)	400 Hz	B
- passo de busca (aquisição)...	4,9 μ s	$\delta = \frac{T_c}{2}$
- tempo de integração (aquisição)...	10/25 ms	T_0/T_1
integração (lock)	50 ms	T_2
verificação por célula, médio..	10,36 ms	T_D
aquisição, médio	6,18 s	T_{aq}
retenção em lock, médio...	$5 \cdot 10^{10}$ s	T_L
análise da mensagem, médio..	600 ms	-
- atenuação típica da linha de transmissão (100 KHz)	0,9 dB/km	α_1
por limitação da banda de transmissão...	2,0 dB	-
por acoplamento com a linha.	5 dB	-
- densidade espectral unilateral de potência equivalente do ruído no canal	$2,5 \cdot 10^{-9} \frac{W}{Hz}$	No

Descrição	Valor	Símbolo
- <u>probabilidade de</u>		
erro de bit ...	$1,3 \cdot 10^{-3}$	P_e
erro de mensa- gem	$3,6 \cdot 10^{-12}$	p
falso alarme no modo aquisição.	0,01	P_{FA}
deteção no modo aquisição	0,925/0,979	P_D
falso alarme no modo lock	0,1	P_{FA}
deteção no modo lock	0,999999	P_D
entrar em lock.	0,923	P_L
- nível máximo de sinal	+ 45 dBm	-
- <u>redução</u>		
de potência por efeito de filtra- gem do sinal de dados	0,5 dB	K_2
na densidade es- pectral de po- tência do ruído efetivo	2,2 dB	K_3
da potência efe- tiva do sinal por múltiplos pontos de cor- relação	2,5 dB	K_1
- ponto de traba- lho adotado (cal- culado)	8,0 dB	$\frac{E_b}{N_0}$
- alcance máximo do sistema	50 km	$l_{m\acute{a}x}$
- duração máxima da mensagem ...	520 ms	-
- polinômio do de- tector CRC adota- do	$x^{16}+x^{12}+x^5+1$	$G(x)$
- protocolo	SOM/END/8.DADOS/ 2.CRC/EOM	
- número de ER's.	<50	U
- características do ruído impuls- sivo, para cál- culo de resulta- dos assintóti- cos	$\gamma^2 = 100$ $\xi = 0,01$	

Descrição	Valor	Símbolo
- intervalo de tempo de var- redura míni- mo para $U = 30$.	200 s	T_v, min

Representam-se nas figuras 14 e 15 abaixo, duas curvas da P_e obtidas segun- do processo descrito ao longo do texto.

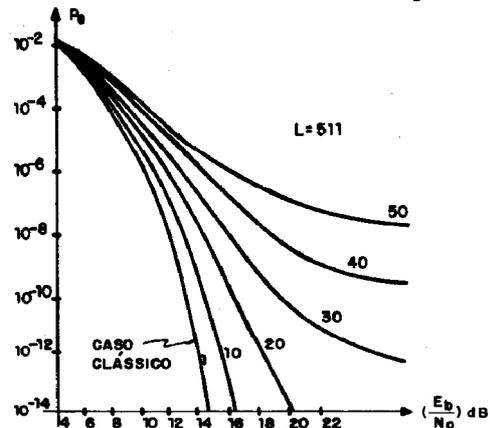


Fig. 14 - $P_e = f(\frac{E_b}{N_0}, U)$

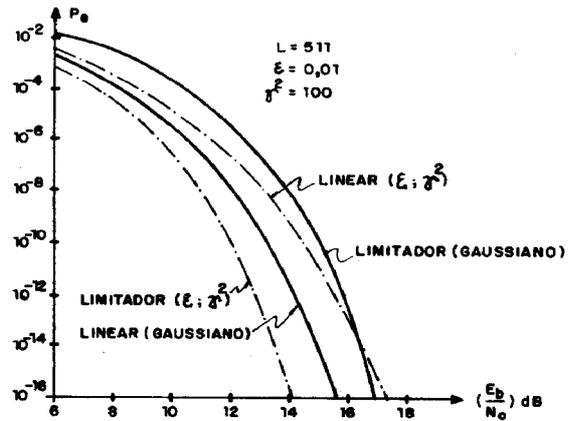


Fig. 15 - P_e (caso limite de ruído impulsivo).

5. CONCLUSÃO

O trabalho descrito descreve uma alternativa válida, em termos de custo e de desempenho, para sistemas de telemetria com uso de um meio comum de comunicação (exemplificado para uso de linhas de transmissão de energia).

6. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AAZHANG, B.; POOR, H.V. Performance of DS/SSMA communications in impulsive channels. Part I: Linear correlation receiver. IEEE Transactions on Communications, New York, 35(11):1779-88, nov. 1987.

- AAZHANG, B.; POOR, H.V. Performance of DS/SSMA communications in impulsive channels. Part II: Hard-limiting correlation receivers. IEEE Transactions on Communications, New York, 36(1):88-97, jan.1988.
- CIGRÉ. Study Committee 35. Working Group 04. Guide on power line carrier. Paris, 1979. 274p.
- JESZENSKY, P.J.E. Uma aplicação em Telemetria de Sistemas por Espalhamento Espectral, de Sequência Direta e com Multiplexação por Código. Tese de Doutorado apresentada à EPUSP, São Paulo, 1989, 218p.
- MIDDLETON, D. Canonical non-Gaussian noise models: their implications for measurement and for prediction of receiver performance. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, New York, 21(3):209-20, aug.1979.
- PURSLEY, M.B. Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication. Part I: System analysis. IEEE Transactions on Communications, New York, 25(8):795-9, aug.1977.
- PURSLEY, M.B.; SARWATE, D.V. Performance evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication. Part.II: Code sequence analysis. IEEE Transactions on Communications, New York, 25(8):800-3, aug.1977.
- SIMON, M.K.; OMURA, J.K.; SCHOLTZ, R.A.; LEVITT, R.K. Spread spectrum communications, Rockville, Computer Science Press, 1985, 3v.
- VASTOLA, K.S. Threshold detection in narrow-band non-Gaussian noise. IEEE Transactions on Communications, New York, 32(2):134-9, feb. 1984.