

# Desempenho dos Códigos TCH num Canal Móvel Via-Satélite - Modelado por uma Cadeia de *Markov* de 2 Estados –

P. J. A. Sebastião, F. A. B. Cercas e A. V. T. Cartaxo  
Instituto de Telecomunicações/Instituto Superior Técnico - IST  
Torre Norte 11-09, Av. Rovisco Pais 1, 1096 Lisboa Codex Portugal  
Tel: 351 1 8418485, [pedro.sebastiao@oninet.pt](mailto:pedro.sebastiao@oninet.pt)

## Sumário

Este artigo tem por objectivo apresentar os resultados estimados, do desempenho dos códigos TCH, quando submetidos ao canal móvel via-satélite. Para isso foi utilizado um modelo de canal modelado por uma cadeia de Markov de 2 estados. Os parâmetros que definem o modelo foram obtidos a partir dos resultados experimentais dum sistema de comunicação via-satélite.

Na simulação do modelo de canal foi utilizada a TSI (Técnica de Simulação por Intervalos) por forma a melhorar a performance do modelo sem comprometer o desempenho dos resultados simulados. O modelo de 2 estados foi caracterizado por um estado “Bom” – nas condições em que o satélite está em *LOS* (*Line Of Sight*), onde não existe a ocorrência de erros e outro estado, “Mau” – quando não existe linha de vista entre o satélite e o terminal móvel, *i.e.*, *NLOS* (*Non Line Of Sight*), onde a ocorrência de erros pode ser independente ou em rajada.

## 1. Introdução

Num sistema de comunicação via satélite, que utiliza a interligação a sistemas de comunicações móveis terrestres, não é suficiente considerar um canal *AWGN* (*Additive Withe Gaussian Noise*), uma vez que a potência do sinal recebido sofre grandes flutuações devido à existência de períodos de sombra e ao desvanecimento multi-percurso. O fenómeno da sombra, provocado pela obstrução da ligação em linha de vista, *LOS* é originado por obstáculos (prédios, árvores e pontes) existentes nas proximidades do terminal móvel, repercutindo-se na atenuação da potência recebida e na totalidade da largura de banda do sinal. A atenuação da ligação aumenta com o aumento da frequência [1]. Para ângulos de elevação mais baixos, a probabilidade da duração de sombra é maior do que para ângulos de elevação próximos da perpendicular.

O desvanecimento multi-percurso ocorre porque o sinal recebido não é unicamente oriundo do sinal chegado ao receptor através de *LOS*, mas também do sinal reflectido nos vários objectos circundantes. Segundo [2], um raio de 100 *I* deverá ser considerado para efeitos de perturbação que pode causar desvanecimentos multi-percurso. Devido às diferentes distâncias de propagação do sinal, os sinais originados pelo desvanecimento podem ser destrutivos,

originando profundidades (decaímentos) na potência média do sinal recebido.

Canais onde ocorrem estes fenómenos originam ocorrência de bits em erro em forma de agrupamento. De forma a quantificar estes erros, num canal satélite móvel, foram elaboradas várias experiências, para várias latitudes e longitudes da Europa, conforme referidas em [3]. As experiências realizadas utilizaram o satélite geoestacionário *MARECS*, em funcionamento na banda *L*, na longitude de 26° W.

Os dados experimentais utilizados, foram obtidos em [4] e serviram como base para modelar os parâmetros da cadeia de 2 estados, através da qual se obteve o desempenho dos códigos TCH.

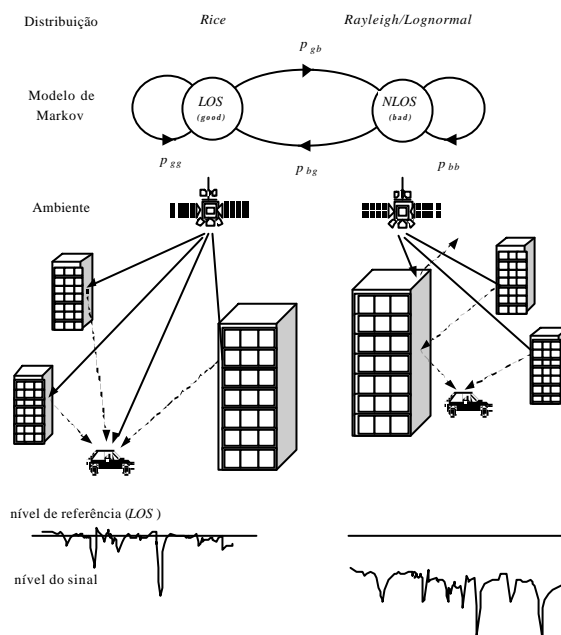


Figura 1: Modelo de simulação do canal móvel satélite.

Apresenta-se a solução analítica da probabilidade de erro de bit para um canal móvel satélite, com codificação e modulação *DPSK*, contemplando os fenómenos da obstrução e do desvanecimento multi-percurso, através de expressões que contemplam distribuições estatísticas, tendo em conta a duração da obstrução.

Refere-se o modelo de 2 estados, utilizado na modulação do canal satélite móvel, onde os parâmetros são definidos,

tendo em consideração a velocidade do móvel, o ambiente e o ritmo de transmissão da informação. É estimado o desempenho dos códigos TCH(16,6,2) e TCH(64,7,13), considerando um ângulo de elevação de 24° e os ambientes de via rápida e cidade, com as velocidades de 100 km/h e 10 km/h, respectivamente e um ritmo de transmissão de 9600 bits/s.

## 2. Probabilidade de erro de bit através do modelo de canal móvel satélite

O modelo de canal, móvel satélite, adoptado foi o modelo desenvolvido em [4], que distingue duas situações:

1. A ligação entre o satélite e o móvel encontra-se em linha de vista, *LOS*.
2. A ligação entre o satélite e o móvel encontra-se obstruída, *i.e.*, em *NLOS*.

onde são considerados os fenómenos físicos da obstrução e do desvanecimento multi-percurso, sendo válido para a ligação ascendente e descendente.

Associado à situação de *LOS*, estão potências do sinal recebido elevadas, ou seja, o canal permanece num estado “Bom”, enquanto que na situação de *NLOS*, a potência do sinal recebido possui níveis muito baixos, permanecendo o canal num estado “Mau”.

Em qualquer um dos estados, o sinal do satélite é reflectido através dos objectos circundantes ao receptor móvel. Quando em *LOS*, a amplitude do sinal recebido forma um processo de *Rice*, onde a potência instantânea recebida,  $S$ , segue uma função densidade de probabilidade de *Rice*, conforme a expressão:

$$p_{Rice}(S) = c \exp(-c(S+1)) \cdot I_0(2c \cdot \sqrt{S}) \quad (2.1)$$

onde  $c$  é o factor de *Rice* (define a relação entre a potência do sinal directo e o originado pelo desvanecimento multi-percurso) e  $I_0(x)$  a função de *Bessel* modificada de ordem zero do argumento  $x$ .

Na situação de *NLOS*, a potência do sinal recebida, através do desvanecimento multi-percurso, segue uma função densidade de probabilidade de *Rayleigh* condicionada à potência do sinal  $S_0$ , conforme indicado pela expressão:

$$p_{Rayl}(S|S_0) = \frac{1}{S_0} \exp\left(-\frac{S}{S_0}\right) \quad (2.2)$$

O processo de *NLOS* resulta da variação média lenta da potência média do sinal  $S_0$ , que tem uma função densidade de probabilidade *lognormal*, dada por:

$$p_{ln}(S_0) = \frac{10}{\sqrt{2\pi} \ln 10} \frac{1}{S_0} \exp\left[-\frac{(10 \log S_0 - \mathbf{m})^2}{2\mathbf{s}^2}\right] \quad (2.3)$$

onde  $\mathbf{m}$  é o nível de potência média (em dB) e  $\mathbf{s}$  a variância do nível de potência devido à obstrução (em dB). De forma a obter uma expressão que combine a situação de *LOS* e *NLOS* utiliza-se a expressão dada por [5]:

$$p(S) = (1-A)p_{Rice}(S) + A \int_0^{\infty} p_{Rayl}(S|S_0) p_{ln}(S_0) dS_0 \quad (2.4)$$

encontrando-se o modelo descrito pelos parâmetros  $A$ ,  $c$ ,  $\mathbf{m}$  e  $\mathbf{s}$  obtidos em [3]. Através da equação (2.4), verifica-se que valores de  $A$  baixos significam pouco tempo na situação de *NLOS*, e valores de  $c$  elevados significam boas condições de transmissão, uma vez que o desvanecimento multi-percurso deixa de ter significado (no limite de  $c \rightarrow +\infty$ , tende-se para um canal *AWGN*).

A probabilidade de erro de bit,  $P_b$ , considerando o modelo de canal definido em (2.4), obtém-se através da equação (2.5), assumindo desvanecimento lento comparado com o ritmo dos dados, *i.e.*, a potência do sinal recebida é constante durante um intervalo de um símbolo:

$$P_b = \int_0^{\infty} P_b(S) p(S) dS \quad (2.5)$$

em que  $P_b(S)$  é a probabilidade de erro, associada à modulação considerando um canal *AWGN*.

Substituindo (2.4) em (2.5) obtém-se:

$$P_b = (1-A) \int_0^{\infty} P_b(S) p_{Rice}(S) dS + A \int_0^{\infty} P_b(S) \int_0^{\infty} p_{Rayl}(S|S_0) p_{ln}(S_0) dS_0 dS \quad (2.6)$$

A probabilidade de erro de canal (*AWGN*) com a modulação *DPSK*, é dada por[6],

$$P_b(S) = \frac{1}{2} \exp\left[-S \left(\frac{E_b}{N_0}\right)\right] \quad (2.7)$$

com a potência média do sinal  $S=a^2$ , em que  $a$  é a amplitude do canal.  $E_b/N_0$  é a relação da energia de bit e a densidade espectral da potência de ruído. Admitindo codificação com modulação *DPSK*, recorre-se à expressão (2.8), para determinar a probabilidade de erro de canal com codificação:

$$p = (1-A) \int_0^{\infty} p_{cod}(S) \cdot p_{Rice}(S) dS + A \int_0^{\infty} p_{cod}(S) \int_0^{\infty} p_{Rayl}(S|S_0) p_{ln}(S_0) dS_0 dS \quad (2.8)$$

onde  $p_{cod}(S)$  define a probabilidade de erro do canal com codificação, considerando a modulação *DPSK*, dada por:

$$p_{cod}(S) = \frac{1}{2} \exp\left[-S \left(R_c \cdot \frac{E_b}{N_0}\right)\right] \quad (2.9)$$

onde  $R_c=k/n$ , em que  $k$  e  $n$  são as dimensões das palavras de informação e codificada, respectivamente. A

probabilidade de erro do canal  $p$ , com codificação, determina-se a partir do desenvolvimento da expressão (2.8) apresentado no apêndice A1.

### 3. Modelação do canal móvel satélite com o modelo de Markov de 2 estados

O modelo possui 2 estados para os ambientes de *LOS* e *NLOS*, *i.e.*, estado “Bom” e “Mau”, respectivamente. No estado de *LOS* efectua-se a aproximação ao estado 1 do modelo de *Gilbert*, onde não existe a ocorrência de erros.

De acordo com a figura 1 pode observar-se o modelo de 2 estados, com as respectivas distribuições definidas para cada estado, em conformidade com o ambiente e o respectivo nível de potência do sinal recebido, por um terminal móvel. Associado ao modelo de dois estados foi utilizada a TSI (Técnica de Simulação por Intervalos) para estimar o desempenho dos códigos TCH, de forma eficiente, - conforme modelo descrito no apêndice A2.

De acordo com [3], a permanência, em bits, nos estados “Bom” e “Mau” é dada pelas equações:

$$D_g [\text{bits}] = \frac{R}{v} D_g [\text{m}] \quad (3.1a)$$

e

$$D_b [\text{bits}] = \frac{R}{v} D_b [\text{m}] \quad (3.1b)$$

em que  $R=R_b/R_c$ , sendo o  $R_b$  o ritmo de transmissão de informação,  $v$  a velocidade do móvel e  $D_g$  e  $D_b$  a duração no estado “Bom” e “Mau”, em metros, respectivamente.

As probabilidades de transição do estado “Bom” para o “Mau”,  $p_{gb}$  e do mau para o bom,  $p_{bg}$  relacionam-se com as durações nos estados Bom e Mau, em bits, de acordo com as equações [3]:

$$p_{gb} = \frac{1}{D_g [\text{bits}]} \quad (3.2a)$$

$$p_{bg} = \frac{1}{D_b [\text{bits}]} \quad (3.2b)$$

Atendendo ao modelo de *Markov*,

$$p_{gg} + p_{gb} = 1 \quad (3.3a)$$

$$p_{bb} + p_{bg} = 1 \quad (3.3b)$$

As probabilidades de permanência nos estados “Bom” e “Mau”,  $P_{good}$  e  $P_{bad}$ , respectivamente, são indicadas pela equações (3.4a) e (3.4b), em função dos resultados experimentais obtidos por [3].

$$P_{good} = 1 - A = \frac{D_g}{D_g + D_b} \quad (3.4a)$$

$$P_{bad} = A = \frac{D_b}{D_g + D_b} \quad (3.4b)$$

onde  $A$  é a duração média da obstrução.

## 4. Resultados

Para se estimar o desempenho dos códigos TCH, num canal móvel satélite, utilizou-se o modelo de 2 estados com os parâmetros determinados na secção anterior. As probabilidades de erro do canal, sem e com codificação, determinaram-se de acordo com as expressões analíticas (2.6) e (2.8), respectivamente. Nas simulações elaboradas foi considerado, para o canal móvel satélite, dois ambientes de transmissão diferentes: via rápida e cidade, para um ângulo de elevação de  $24^\circ$ , com as velocidades do terminal móvel de 10 e 100 km/h, para os ritmos de transmissão no canal de 9600 bits/s. Elaboraram-se as simulações para os códigos TCH(16,6,2) e TCH(64,7,13).

A tabela 1 apresenta os dados experimentais, disponíveis em [3], para um ângulo de elevação de  $24^\circ$ , ambiente de cidade e via rápida.

Ambiente	A	$10 \log c$ [dB]	$m$ [dB]	$s$ [dB]	$D_g$ [m]	$D_b$ [m]
Cidade	0.79	11.9	-12.9	5.0	24	88
Via-rápida	0.19	17.4	-8.1	4.2	700	160

Tabela 1: Resultados experimentais obtidos para a um ângulo de elevação de  $24^\circ$ .

Os parâmetros do modelo apresentam-se na tabela 2.

Ambiente	$D_g$ [bit]	$D_b$ [bit]	$p_{gg}$	$p_{gb}$	$p_{bb}$	$p_{bg}$
Cidade A=0.79	82944	304128	9.999879E-1	1.205633E-5	9.999967E-1	3.288089E-6
Via-rápida A=0.19	241920	55296	9.999959E-1	4.133598E-6	9.999819E-1	1.808449E-5

Tabela 2: Parâmetros que caracterizam o modelo de *Markov* de 2 estados.

As probabilidades de permanência nos estados “Bom” e “Mau” não se referem na tabela 2, dado que estes parâmetros são obtidos através do parâmetro  $A$ , indicado na tabela 1, de acordo com as equações (3.4a) e (3.4b), respectivamente.

Nas simulações efectuadas foi considerado como critério de paragem, para cada relação sinal-ruído, 100 palavras de informação em erro. Face aos valores das probabilidades de transição, de acordo com a tabela 2 torna-se necessário simular um maior número de palavras de informação em erro, sobretudo para relações sinal-ruído inferiores a 10 dB, de forma a que exista um número razoável de trocas entre estados, e assim exista fiabilidade nos resultados obtidos.

As figuras 2 e 3 representam, respectivamente, o desempenho dos códigos TCH(16,6,2) e TCH(64,7,13), considerando os ambientes de cidade e via rápida, para uma velocidade de 10 km/h e 100 km/h, respectivamente e um ritmo de transmissão no canal de 9600 bits/s. Conforme se observa, verifica-se que os valores obtidos através do

modelo de dois estados, definido através dos parâmetros da tabela 2, apresentam alguma instabilidade, sobretudo para valores de  $B\hat{E}R$  elevados. Isto deve-se ao pequeno número de transições efectuadas entre os estados.

Para um ambiente de cidade, uma velocidade de 10 km/h e um  $B\hat{E}R=1\times 10^{-2}$ , verifica-se que o ganho introduzido pelo código TCH(16,6,2) é de aproximadamente 15 dB. Para um  $B\hat{E}R=1\times 10^{-3}$  tem-se um ganho do código superior a 20 dB para o mesmo ambiente. No caso do ambiente de via rápida tem-se um ganho de 15 dB.

Para uma relação sinal-ruído de 20 dB tem-se um  $B\hat{E}R$  de aproximadamente  $5\times 10^{-4}$ , para um ambiente de cidade, e  $1\times 10^{-6}$  para o ambiente de via rápida. Através da figura 3 verifica-se que o código TCH(64,7,13) apresenta um ganho de aproximadamente 13 dB para ambientes de cidade e um  $B\hat{E}R$  de  $1\times 10^{-3}$ . Para um ambiente de via rápida tem-se um ganho superior a 14 dB. Para uma relação sinal-ruído de 18 dB tem-se um  $B\hat{E}R$  de aproximadamente  $4\times 10^{-5}$  para um ambiente de cidade e  $2\times 10^{-7}$  para o ambiente de via rápida. Verifica-se também que a curva do desempenho para o ambiente de cidade aproxima-se da curva do ambiente de via rápida. Isto deve-se à capacidade correctora deste código ser muito superior à do código anterior.

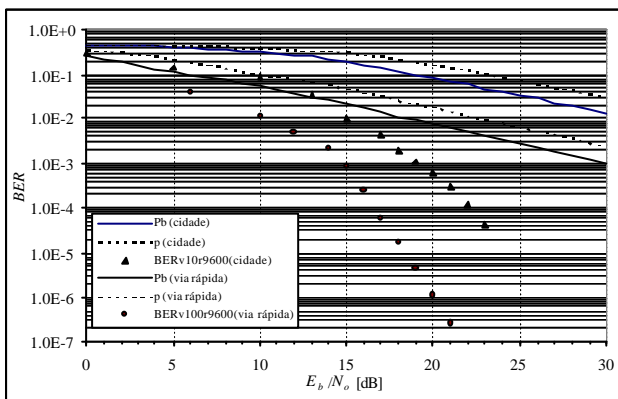


Figura 2: Desempenho do código TCH(16,6,2) para comunicação entre satélite e móvel, em dois tipos de ambiente.

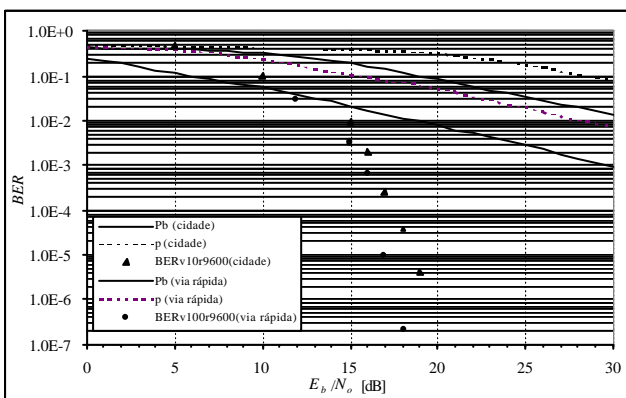


Figura 3: Desempenho do código TCH(64,7,13) para comunicação entre satélite e móvel, em dois tipos de ambiente.

A degradação da qualidade da ligação, provocada pelo desvanecimento multi-percurso (produção de erros em

rajada) em ambiente de cidade, é melhor combatida através de códigos que apresentam maiores capacidades correctoras.

O código TCH(64,7,13) implica um ganho de aproximadamente 3 dB para um  $B\hat{E}R=1\times 10^{-6}$  relativamente ao código TCH(16,6,2) em ambiente de via rápida, e um ganho superior a 5 dB para um ambiente de cidade e um BER de  $1\times 10^{-4}$ .

## 5. Conclusões

Foi efectuada a analogia entre o modelo de 2 estados e os ambientes que caracterizam cada um dos estados.

Constatou-se a ordem de grandeza do desempenho dos códigos TCH, quando utilizados em ambientes de cidade e de via rápida para comunicações móveis via satélite. Verificou-se que o modelo de 2 estados, com os parâmetros definidos na tabela 2, traduzem alguma instabilidade nos resultados, para relações sinal-ruído baixas. De forma a atenuar este problema teve de aumentar-se o número de palavras em erro pretendidas na simulação, afim de se poder observar um maior número de transições entre estados, que implique uma estabilização da probabilidade de erro estimada.

Verificou-se que os códigos TCH introduzem um ganho elevado, quando em presença de ambientes que, para além do ruído AWGN, introduzem interferência que levam a uma considerável degradação da qualidade do sinal.

Para o código TCH(64,7,13) verifica-se a sua excelente capacidade para aumentar a qualidade da ligação, *i.e.*, no combate ao desvanecimento multi-percurso, - que provoca ocorrência de erros em rajada -, quando em ambiente de cidade.

Apesar das limitações impostas por qualquer modelo de 2 estados, face ao baixo número de parâmetros utilizados, julga-se ser um modelo com boas características para a modelação estatística de um canal móvel satélite. No entanto, existem outros autores, por exemplo [7] [8] e [9] que se baseiam na modelação estatística do canal móvel satélite para estudar o seu comportamento.

## 6. Referências

- [1] Technical Report ETR093, "Satellite Earth Stations (SES); Possible European Standardisation of Certain Aspects of Satellite Personal Communications Networks (S-PCN) Phase 1 Report", ETSI 1993.
- [2] M. Yacoub, "Foundations of Mobile Radio Engineering", CRC Press, Inc., 1993.
- [3] E. Lutz, D. Cygan, M. Dippold, F. Dilainky and W. Papke, "The Land Mobile Satellite Communication Channel Recording Statistics, and Channel Model", Institute for Communications Technology German Aerospace Research Establishment, DLR D8031 Oberpfaffenhofen, West Germany.
- [4] E. Lutz, M. Dippold, F. Dolainky and W. Papke, "The Land Mobile Satellite Communication Channel-Recording, Statistics, and Channel Model", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.40 No.2, May 1991, pp. 375.
- [5] D. Cygan, "Analytical Evaluation of Average Bit Error Rate For The Land Mobile Satellite Channel", International Journal of Satellite Communications, Vol. 7, 1989, pp. 99.

- [6] J.G. Proakis, "Digital Communications", McGraw- Hill, 1993.
- [7] C. Loo, "Statistical Model for Land Mobile Satellite Link", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-34, No.3 August 1985, pp. 122.
- [8] C. Loo, "Measurements and Models of Land Mobile Satellite Channel and Their Applications to MSK Signals", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-35, No. 3, August 1987, pp. 114.
- [9] F. Hansen and F. I. Meno, "Mobile Fading-Rayleigh and Lognormal Superimposed", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. VT-26, No.4, November 1977, pp. 332.
- [10] P. J. A. Sebastião, F. A. B. Cercas e A. V. T. Cartaxo, "Estimação do Desempenho dos Códigos TCH em canais com erros em Burst", XVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBT99, Vitória, Brasil, Setembro de 1999.
- [11] F. A. B. Cercas, A. V. T. Cartaxo e P. J. A. Sebastião, "Performance of TCH Codes with Independent and Burst Errors Using Efficient Techniques", 50th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC99-Fall), Amsterdam, Netherlands, 19-22 September of 1999.
- [12] Y. Brian, A. Popplewell and J. O'Reilly, "Novel Simulation Technique for Assessing Coding System Performance", Electronics Letters, 10<sup>th</sup> November 1994, vol.30 No. 23.

## 7. Apêndice

### A1. Expressão para determinar $p$ , no canal móvel satélite, considerando uma modulação DPSK

De forma a determinar a probabilidade média de erro  $p$  no canal móvel satélite, considerando uma modulação DPSK e com codificação, recorreu-se a algumas simplificações, descritas em [5], para a expressão (2.8):

$$p = (1 - A) \cdot J_1 + A \cdot J_2 \quad (A1.1)$$

em que,

$$J_1 = \int_0^{\infty} p_{cod}(S) p_{Rice}(S) dS \quad (A1.2)$$

$$J_2 = \int_0^{\infty} p_{cod}(S) \int_0^{\infty} p_{Rayl}(S | S_0) p_{ln}(S_0) dS_0 dS \quad (A1.3)$$

Recorrendo a simplificações matemáticas descritas em [5], e utilizando a equação (2.9), obtém-se:

$$J_1 = \frac{c}{2(c + E_b/N_0)} \exp\left(-\frac{c E_b/N_0}{c + E_b/N_0}\right) \quad (A1.4)$$

$$J_2 = \frac{1}{4} \left\{ 1 + \operatorname{erf} \left[ \frac{10 \log \left( \frac{1}{R_c E_b/N_0} \right) - m}{s\sqrt{2}} \right] + \sum_{k=1}^{\infty} (J_{21} \cdot J_{22} - J_{23} \cdot J_{24}) \right\} \quad (A1.5)$$

em que,

$$J_{21} = (-E_b/N_0)^k 10^{\left( \frac{mk + \frac{1}{2} s^2 k^2 \frac{\ln 10}{10}}{10} \right)} \quad (A1.6)$$

$$J_{22} = \operatorname{erf} \left[ \frac{10 \log \left( \frac{1}{R_c E_b/N_0} \right) + \left( m + s^2 k \frac{\ln 10}{10} \right)}{s\sqrt{2}} \right] \quad (A1.7)$$

$$J_{23} = (-E_b/N_0)^k 10^{\left( \frac{mk + \frac{1}{2} s^2 k^2 \frac{\ln 10}{10}}{10} \right)} \quad (A1.8)$$

$$J_{24} = \operatorname{erf} \left[ \frac{10 \log \left( \frac{1}{R_c E_b/N_0} \right) - \left( m - s^2 k \frac{\ln 10}{10} \right)}{s\sqrt{2}} \right] \quad (A1.9)$$

### A2. Modelo utilizado para estimar o desempenho dos códigos

O modelo utilizado no simulador para estimar o desempenho dos códigos, de forma eficiente, com recurso a uma cadeia de 2 estados e através da TSI (Técnica de Simulação por Intervalos) [10] é ilustrado na figura A2.1. Na parte superior do esquema observa-se a ocorrência de erros no canal, de acordo com o intervalo entre erros gerado no estado 1, por  $l1$ , - número de bits correspondente à duração de não ocorrência de erros, de acordo com a equação [11]:

$$l1 = \left\lceil 1 + \frac{\log \mathbf{x}}{\log p_{gg}} \right\rceil \quad (A2.1)$$

em que  $\mathbf{x}$  é uma amostra aleatória com distribuição uniforme no intervalo [0,1] e  $p_{gg}$  a probabilidade de estar no estado 1 e transitar para o mesmo estado. O intervalo  $l2$  corresponde à duração no estado 2, *i.e.*, onde podem ocorrer erros independentes e em rajada, calculado de acordo com:

$$l2 = \left\lceil 1 + \frac{\log \mathbf{x}}{\log p_{bb}} \right\rceil \quad (A2.2)$$

sendo  $p_{bb}$  a probabilidade de estar no estado 2 e transitar para o estado 2. Dentro deste estado existe geração de intervalo entre erros de acordo com  $l2n$ , onde  $n=0,1,2,\dots$ . Através da equação (A2.3) é possível determinar este intervalo:

$$l2i = \left\lceil 1 + \frac{\log \mathbf{x}}{\log(1-p)} \right\rceil \quad (\text{A2.3})$$

onde  $p$  é a probabilidade média de erro no canal móvel satélite. Os intervalos gerados são compostos pela dimensão da palavra de código, correspondente ao código a simular, onde são observadas quais as palavras em que o número de bits em erro é maior que a capacidade correctora do código, sendo estas as únicas palavras que são necessárias submeter ao processo de codificação e descodificação, *i.e.*, adicionar as posições da ocorrência do canal com as posições da palavra de código. As posições de ocorrência de erro no canal são substituídas por amostras da amplitude de ruído que causam erros nos bits transmitidos, considerando-se uma variável aleatória  $x_e$  [12], de acordo com a equação (A2.4) ou (A2.5) consoante o bit transmitido no canal tenha sido +1 ou -1, respectivamente:

$$x_e = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2 p_{DB} U - 1) \quad x_e \leq -1 \quad (\text{A2.4})$$

$$x_e = -\sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2 p_{DB} U - 1) \quad x_e \geq +1 \quad (\text{A2.5})$$

Em contraste, para gerar as amostras da amplitude de ruído que não causam erros nos bits transmitidos, considera-se uma variável aleatória  $x_{ne}$ , de acordo com a

equação (A2.6) ou (A2.7) consoante o bit transmitido no canal tenha sido +1 ou -1, respectivamente:

$$x_{ne} = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}[2(1-p_{DB})U - 1] \quad x_{ne} \leq +1 \quad (\text{A2.6})$$

$$x_{ne} = -\sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}[2(1-p_{DB})U - 1] \quad x_{ne} \geq -1 \quad (\text{A2.7})$$

onde a probabilidade de transição  $p_{DB}$  é dada por:

$$p_{DB} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{1}{\sqrt{2} \mathbf{s}} \right) \quad (\text{A2.8})$$

em que,

$$\mathbf{s} = \left( R_c \frac{E_b}{N_0} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A2.9})$$

e  $U$  uma amostra aleatória, com distribuição uniforme, definida no intervalo [0,1].

As amostras adicionadas, correspondentes a cada bit da palavra de código, são entregues ao descodificador TCH. Finalmente, depois de descodificada a palavra de código e obtida a palavra de informação, esta é comparada com a palavra de informação gerada e é contabilizado o número de palavras em erro e o número de bits em erro, dentro de cada palavra.

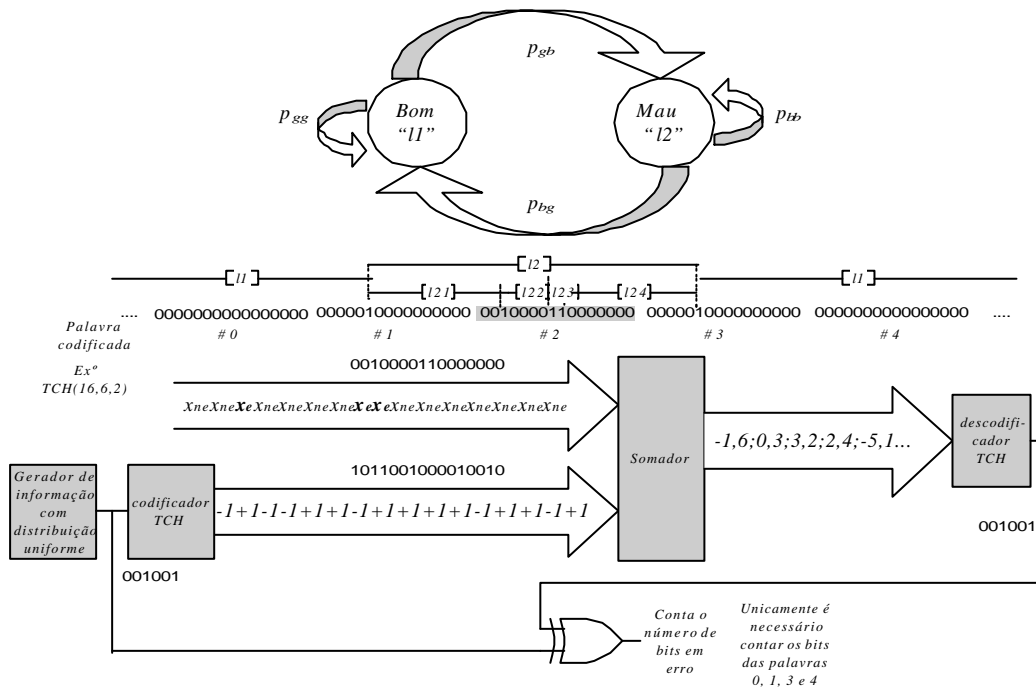


Figura A2.1: Esquema de blocos do modelo utilizado para estimar o desempenho dos códigos TCH.