

Comunicações Digitais
Prof. André Noll Barreto
Prova 2 – 2012/2 (31/01/2013)

Aluno: _____

Matrícula: _____

Instruções

- A prova consiste de três questões discursivas
- A prova terá a duração de 2h30
- A prova pode ser feita a lápis ou caneta
- Não é permitida consulta a notas de aula, todas as fórmulas necessárias serão dadas no final da prova.
- Toda resposta deverá está contida nas folhas da prova. Folhas de rascunho serão fornecidas caso necessário, mas não devem ser entregues.
- Calculadoras podem ser utilizadas, mas todas as contas e respostas devem ser justificadas

Questão	Nota
Q1	
Q2	
Q3	
Total	

Comunicações Digitais

Prof. André Noll Barreto

Questão 1 (3 pontos)

Um sistema de transmissões digital em banda passante ocupa uma banda de 200kHz utilizando pulsos de Nyquist com fator de roll-off igual a 0,25. Estão à disposição do engenheiro os esquemas de modulação BPSK, BFSK (com espaçamento entre $1/T_s$), 4-PAM, 8-PSK e 16-QAM.

- a) Qual a taxa de transmissão (bps) em cada um dos esquemas? (1 ponto)
b) Considerando que seja desejada uma probabilidade de erro de bit igual a 10^{-4} , calcule a potência de recepção necessária em W para cada um dos esquemas, considerando ruído com densidade espectral de potência $\frac{N_0}{2} = -160 \text{ dBm/Hz}$.(1 ponto)
c) Cite uma vantagem de se empregar BFSK em vez de BPSK?(1 ponto)

a)

Para os PAM, QAM e PSK,

$$B_T = R_s(1+r) \Rightarrow R_b = \log_2 M \frac{B_T}{1+r},$$

ou seja

$$R_{b, \text{BPSK}} = \frac{200\text{k}}{1,25} = 160 \text{ kbps}$$

$$R_{b, 4\text{-PAM}} = 2 \frac{200\text{k}}{1,25} = 320 \text{ kbps}$$

$$R_{b, 8\text{-PSK}} = 3 \frac{200\text{k}}{1,25} = 480 \text{ kbps}$$

$$R_{b, 16\text{-QAM}} = 4 \frac{200\text{k}}{1,25} = 640 \text{ kbps}$$

Para o BFSK

$$B_T \approx R_s(1+r) + \Delta f = R_s(2+r) \Rightarrow R_{b, \text{BFSK}} = \log_2 M \frac{B_T}{2+r} = \frac{200\text{k}}{2,25} = 88,9 \text{ kbps}$$

b)

$$N_0 = 2 \times 10^{-19} \text{ W}$$

para BPSK

$$Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \leq 10^{-4} \Rightarrow \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \geq 3,8 \Rightarrow E_b \geq 1,44 \times 10^{-18} \quad P_{RX} \geq R_b E_b = 2,31 \times 10^{-13} \text{ W}$$

para BFSK, considerando detecção coerente

$$Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \leq 10^{-4} \Rightarrow E_b \geq 2,89 \times 10^{-18} \quad P_{RX} \geq R_b E_b = 2,57 \times 10^{-13} \text{ W}$$

para 4-PAM

$$\frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}}\right) \leq 10^{-4} \Rightarrow \sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}} \geq 3,7 \Rightarrow E_b \geq 3,422 \times 10^{-18} \quad P_{RX} \geq R_b E_b = 1,095 \times 10^{-12} \text{ W}$$

para 8-PSK

$$\frac{2}{3} Q\left(\sqrt{\frac{6E_b}{N_0}} \sin \frac{\pi}{8}\right) \leq 10^{-4} \Rightarrow \sqrt{\frac{6E_b}{N_0}} \sin \frac{\pi}{8} \geq 3,7 \Rightarrow E_b \geq 3,116 \times 10^{-18} \quad P_{RX} \geq R_b E_b = 1,496 \times 10^{-12} \text{ W}$$

Comunicações Digitais

Prof. André Noll Barreto

para 16-QAM

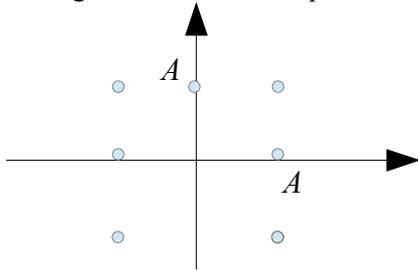
$$\frac{3}{4} Q \left(\sqrt{\frac{4 E_b}{5 N_0}} \right) \leq 10^{-4} \Rightarrow \sqrt{\frac{4 E_b}{5 N_0}} \geq 3,7 \Rightarrow E_b \geq 3,422 \times 10^{-18} \quad P_{RX} \geq R_b E_b = 2,192 \times 10^{-12} \text{ W}$$

c) as vantagens de se usar FSK são

- podemos empregar detecção não coerente
- envoltória do sinal FSK é constante

Questão 2 (3 pontos)

Na Figura abaixo estão representados 7 pontos de uma constelação com 8 pontos.



O oitavo ponto pode estar na posição (0,0) ou na posição (0,-A).

a) Qual destas opções deve providenciar o melhor desempenho? Por que? (1 ponto)

b) Qual a probabilidade de erro de bit na melhor escolha, em termos de E_b/N_0 , considerando o regime de alta RSR? (2 pontos)

a) A posição (0,0), por ela ter uma menor energia (é o argumento da função Q que domina a probabilidade de erro)

b)

$$E_s = \frac{4(2A^2) + 3(A^2)}{8} = \frac{11}{8}A^2 \Rightarrow A = \sqrt{\frac{8E_s}{11}} = \sqrt{\frac{24E_b}{11}} \quad N_{viz} = \frac{2(2) + 4(3) + 2(1)}{8} = \frac{9}{4}$$

$$P_b = \frac{N_{viz}}{\log_2 M} Q\left(\frac{A}{2\sigma}\right) = \frac{3}{4} Q\left(\sqrt{\frac{12}{11} \frac{E_b}{N_0}}\right)$$

Quem escolheu a posição errada deveria encontrar

$$P_b = \frac{2}{3} Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

Comunicações Digitais

Prof. André Noll Barreto

Questão 3 (4 pontos)

Um equalizador deve ser projetado para um sistema com transmissão QPSK e energia de símbolo igual a 1, cuja resposta ao impulso discreta é dada por $h[k]=0,8\delta[k]-0,5\delta[k-1]+0,3j\delta[k-2]$, e com ruído de variância 0,2.

a) supondo que seja enviada uma sequência de bits igual a 1001110011, e que seja empregada codificação de Gray, qual seria a sequência de amostras $y[k]$ na entrada do equalizador, desconsiderando o ruído. (0,8 ponto)

b) projete um equalizador ZF ideal para este canal. Apresente $F(z)$ e os três primeiros termos de $f[k]$. (0,8 ponto)

c) Projete agora um equalizador MMSE com 3 taps e sem atraso na decisão ($u=0$). Qual o erro quadrático médio neste caso? (0,8 ponto)

d) Repita o item anterior com um atraso na decisão $u=1$. Qual atraso é mais eficiente? (0,8 ponto)

e) Suponha agora que queiramos projetar um equalizador FSE com duas amostras por símbolo e 2 taps. Considere $h_1[k]=h[k]$, $h_2[k]=\delta[k]-0,4j\delta[k-1]$ e que o filtro de recepção tenha resposta

$h(t)=\frac{1}{\sqrt{T_s}}\text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right)$. Monte o sistema de equações para achar os coeficientes dos filtros do equalizador. (0,8 ponto)

a)

Na entrada do equalizador temos $y[k]=0,8x[k]-0,5x[k-1]+0,3jx[k-2]$.

Podemos por exemplo utilizar o seguinte mapeamento

bits \rightarrow símbolo

$$00 \quad \sqrt{2}/2(-1-j)$$

$$01 \quad \sqrt{2}/2(-1+j)$$

$$10 \quad \sqrt{2}/2(1-j)$$

$$11 \quad \sqrt{2}/2(1+j)$$

Sendo assim

$$\mathbf{x}=\sqrt{2}/2[1-j; -1+j; 1+j; -1-j; 1+j] \text{ e}$$

$$\mathbf{y}=\sqrt{2}/2[0,8-0,8j; -1,3+1,3j; 1,6+0,6j; -1,6-1,6j; 1+1,6j]$$

b)

$$H(z)=0,8-0,5z^{-1}+0,3jz^{-2}$$

Portanto

$$F_{ZF}(z)=\frac{1}{H}(z)=\frac{1}{0,8-0,5z^{-1}+0,3jz^{-2}}=1,25+0,7852z^{-1}+(1,6406-j0,375)z^{-2}+\dots \text{ Os três}$$

primeiros termos de $f[k]$ são

$$f[k]=1,25\delta[k]+0,7852\delta[k-1]+(1,6406-j0,375)\delta[k-2]+\dots$$

Comunicações Digitais

Prof. André Noll Barreto

c)

$$\begin{aligned} R_y[0] &= E\{y[k]y^*[k]\} \\ &= E\{(0,8x[k]-0,5x[k-1]+0,3jx[k-2]+w[k])(0,8x^*[k]-0,5x^*[k-1]-0,3jx^*[k-2]+w^*[k])\} \\ &= 0,64E_s + 0,25E_s + 0,09E_s + \sigma_w^2 = 1,18 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_y[1] &= E\{y[k+1]y^*[k]\} \\ &= E\{(0,8x[k+1]-0,5x[k]+0,3jx[k-1]+w[k+1])(0,8x^*[k]-0,5x^*[k-1]-0,3jx^*[k-2]+w^*[k])\} \\ &= -0,4 - 0,15j \end{aligned}$$

$$R_y[-1] = R_y^*[1] = -0,4 + 0,15j$$

$$\begin{aligned} R_y[2] &= E\{y[k+2]y^*[k]\} \\ &= E\{(0,8x[k+2]-0,5x[k+1]+0,3jx[k]+w[k+2])(0,8x^*[k]-0,5x^*[k-1]-0,3jx^*[k-2]+w^*[k])\} \\ &= 0,24j \end{aligned}$$

$$R_y[-2] = R_y^*[2] = -0,24j$$

$$\begin{bmatrix} 1,18 & -0,4 + 0,15j & -0,24j \\ -0,4 - 0,15j & 1,18 & -0,4 + 0,15j \\ 0,24j & -0,4 - 0,15j & 1,18 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f[0] \\ f[1] \\ f[2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,8 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} 0,8053 \\ 0,2902 + 0,0539j \\ 0,0915 - j0,1086 \end{bmatrix}$$

$$J_{min} = 1 - f[0]h[0] = 1 - 0,8 * 0,8053 = 0,3558$$

d)

$$\begin{bmatrix} 1,18 & -0,4 + 0,15j & -0,24j \\ -0,4 - 0,15j & 1,18 & -0,4 + 0,15j \\ 0,24j & -0,4 - 0,15j & 1,18 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f[0] \\ f[1] \\ f[2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,5 \\ 0,8 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} -0,2131 - j0,0539 \\ 0,7070 - 0,0337j \\ 0,233 + j0,1218 \end{bmatrix}$$

$$J_{min} = 1 - f[0]h[1] - f[1]h[0] = 0,3278$$

Este é mais eficiente

Comunicações Digitais

Prof. André Noll Barreto

e)

Supondo o equalizador MMSE, temos 4 variáveis e equações (2 taps x 2 saídas),

Fazendo

$$R_{y_i y_j}[m] = E\{y_i[k+m]y_j^*[k]\} \quad R_{x y_i}[m] = E\{x[k+m]y_i^*[k]\}$$

temos as equações

$$R_{y_1 y_1}[0]f_1[0] + R_{y_1 y_1}[-1]f_1[1] + R_{y_2 y_1}[0]f_2[0] + R_{y_2 y_1}[-1]f_2[1] = R_{x y_1}[0]$$

$$R_{y_1 y_1}[1]f_1[0] + R_{y_1 y_1}[0]f_1[1] + R_{y_2 y_1}[1]f_2[0] + R_{y_2 y_1}[0]f_2[1] = R_{x y_1}[1]$$

$$R_{y_1 y_2}[0]f_1[0] + R_{y_1 y_2}[-1]f_1[1] + R_{y_2 y_2}[0]f_2[0] + R_{y_2 y_2}[-1]f_2[1] = R_{x y_2}[0]$$

$$R_{y_1 y_2}[1]f_1[0] + R_{y_1 y_2}[0]f_1[1] + R_{y_2 y_2}[1]f_2[0] + R_{y_2 y_2}[0]f_2[1] = R_{x y_2}[1]$$

Sabendo-se que

$$S_w(f) = S_n(f) |H(f)| = \frac{N_0}{2} T_s \text{sinc}^2(\pi f T_s) \Rightarrow R_w(\tau) = \frac{N_0}{2} \Delta\left(\frac{\tau}{2T_s}\right), \text{ e que os dois ramos são}$$

amostrados a um intervalo de $T_s/2$, temos que

$$E\{w_1[k]w_2^*[k]\} = E\{w_1(kT_s)w_2^*(kT_s + T_s/2)\} = E\{w_1[k]w_2^*[k-1]\} = 1/2$$

Podemos calcular os coeficientes como nos exemplos abaixo, para a primeira equação:

$$\begin{aligned} R_{y_1 y_1}[0] &= E\{y_1[k]y_1^*[k]\} \\ &= E\left\{\left(0,8x[k] - 0,5x[k-1] + 0,3jx[k-2] + w_1[k]\right)\left(0,8x^*[k] - 0,5x^*[k-1] - 0,3jx^*[k-2] + w_1^*[k]\right)\right\} \\ &= 0,64 + 0,25 + 0,09 + 0,2 = 1,24 \end{aligned}$$

$$R_{y_1 y_1}[-1] = R_{y_1 y_1}[1] = -0,4 + 0,15j$$

$$\begin{aligned} R_{y_2 y_1}[0] &= E\{y_2[k]y_1^*[k]\} \\ &= E\left\{\left(x[k] - 0,4jx[k-1] + w_2[k]\right)\left(0,8x^*[k] - 0,5x^*[k-1] - 0,3jx^*[k-2] + w_1^*[k]\right)\right\} \\ &= 0,8 + 0,2j + 0,5(0,2) = 0,9 + 0,1j \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{y_2 y_1}[-1] &= E\{y_2[k-1]y_1^*[k]\} \\ &= E\left\{\left(x[k-1] - 0,4jx[k-2] + w_2[k-1]\right)\left(0,8x^*[k] - 0,5x^*[k-1] - 0,3jx^*[k-2] + w_1^*[k]\right)\right\} \\ &= -0,5 - 0,12 + 0,5(0,2) = -0,52 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{x y_1}[0] &= E\{x[k]y_1^*[k]\} \\ &= E\left\{x[k]\left(0,8x^*[k] - 0,5x^*[k-1] - 0,3jx^*[k-2] + w_1^*[k]\right)\right\} = 0,8 \end{aligned}$$

Se fosse considerado o equalizador ZF, basta expandir

$$\sum_{i=1}^m F_i(z)H_i(z) = \sum_{i=1}^m \sum_{k=0}^1 f_i[k]z^{-k} \sum_{k=0}^2 h_i[k]z^{-k} = z^{-u}, \text{ e montarmos o sistema de equações}$$

$$\begin{bmatrix} h_1[0] & 0 & h_2[0] & 0 \\ h_1[1] & h_1[0] & h_2[1] & h_2[0] \\ h_1[2] & h_1[1] & 0 & h_2[1] \\ 0 & h_1[2] & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1[0] \\ f_1[1] \\ f_2[0] \\ f_2[1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Fórmulas Úteis

Tabela de Transformadas de Fourier:

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{j2\pi f t} df \stackrel{F}{\Leftrightarrow} G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) e^{-j2\pi f t} dt$$

$$\delta(t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} 1$$

$$1 \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \delta(f)$$

$$t^n e^{-at} u(t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{n!}{(a + j2\pi f)^{n+1}}$$

$$e^{-a|t|} \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{2a}{a^2 + 4\pi^2 f^2}$$

$$e^{j2\pi f_0 t} \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \delta(f - f_0)$$

$$\cos(2\pi f_0 t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{1}{2} [\delta(f - f_0) + \delta(f + f_0)]$$

$$\sin(2\pi f_0 t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{1}{2j} [\delta(f - f_0) - \delta(f + f_0)]$$

$$u(t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{1}{2} \delta(f) + \frac{1}{j2\pi f}$$

$$\text{sgn } t \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{1}{j\pi f}$$

$$\text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} |\tau| \text{sinc}(\pi f \tau)$$

$$\text{sinc}(2\pi B t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{1}{|2B|} \text{rect}(f/2B)$$

$$\Delta\left(\frac{t}{\tau}\right) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{\tau}{2} \text{sinc}^2\left(\frac{\pi f \tau}{2}\right)$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)$$

$$k_1 g_1(t) + k_2 g_2(t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} k_1 G_1(f) + k_2 G_2(f)$$

$$G(t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} g(-f)$$

$$g(at) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{1}{|a|} G\left(\frac{f}{a}\right)$$

$$g(t - t_0) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} G(f) e^{-j2\pi f t_0}$$

$$g(t) e^{j2\pi f_0 t} \stackrel{F}{\Leftrightarrow} G(f - f_0)$$

$$g_1(t) * g_2(t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} G_1(f) G_2(f)$$

$$g_1(t) g_2(t) \stackrel{F}{\Leftrightarrow} G_1(f) * G_2(f)$$

$$\frac{d^n g(t)}{dt^n} \stackrel{F}{\Leftrightarrow} (j2\pi f)^n G(f)$$

$$\int_{-\infty}^t g(x) dx \stackrel{F}{\Leftrightarrow} \frac{G(f)}{j2\pi f} + \frac{1}{2} G(0) \delta(f)$$

Comunicações Digitais

Prof. André Noll Barreto

Transmissão Digital

Transmissão Digital

filtro de recepção ótimo $H(f) = k \frac{P(-f)e^{-j2\pi f T_m}}{S_n(f)}$

$$P_e = Q\left(\frac{\beta}{2}\right), \quad \beta^2 = \frac{E_p + E_q - 2E_{pq}}{N_0/2}, \quad \text{com } E_{pq} = \int_0^{T_m} p(t)q(t)dt$$

banda de transmissão com pulsos de Nyquist:

$$B = (1+r)R_s \quad \text{para sistemas em banda passante,} \quad B = (1+r)\frac{R_s}{2} \quad \text{em banda base}$$

Probabilidade de Erro de Símbolo (P_e) e de Bit (P_b) de Esquemas de Modulação Comuns

$$P_{b,BPSK} = P_{b,QPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad P_{b,OOK} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

$$P_{b,2-FSK,coerente} = Q\left(\sqrt{\frac{E_b(1-\text{sinc}(2\pi\Delta f T_s))}{N_0}}\right) \quad P_{b,2-FSK,n\tilde{a}o-coerente} = \frac{1}{2}e^{-E_b/N_0}$$

$$P_{e,M-PAM} = 2\left(\frac{M-1}{M}\right)Q\left(\sqrt{\frac{6\log_2 M E_b}{M^2-1 N_0}}\right)$$

$$P_{e,M-QAM} = 1 - (1 - P_{e,M_1-PAM})(1 - P_{e,M_2-PAM}), \quad M_1 M_2 = M$$

$$P_{e,M-PSK} \approx 2Q\left(\sqrt{\frac{2E_b \log_2 M}{N_0}} \text{sen} \frac{\pi}{M}\right)$$

Probabilidade de Erro entre dois pontos

$$P_e = Q\left(\frac{d/2}{\sigma}\right)$$

Transformada Z

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[k]z^{-k}$$

Equalização TSE - ZF

$$F_{ZF}(z) = \frac{1}{H(z)}$$

Equalização TSE - MMSE

$$F_{MMSE}(z) = \frac{H^*(z)}{|H(z)|^2 + \frac{S_x(z)}{S_n(z)}}$$

Comunicações Digitais

Prof. André Noll Barreto

MMSE com número limitado de taps:

$$\begin{bmatrix} R_y[0] & R_y[-1] & \dots & R_y[-M] \\ R_y[1] & R_y[0] & \dots & R_y[1-M] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_y[M] & R_y[M-1] & \dots & R_y[0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f[0] \\ f[1] \\ \vdots \\ f[M] \end{bmatrix} = E_s \begin{bmatrix} h^*[u] \\ h^*[u-1] \\ \vdots \\ h^*[0] \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad R_y[m] = E\{y[n+m]y^*[n]\},$$

$$J_{min} = 1 - \sum_{k=-\infty}^{\infty} f[u-k]h[k]$$

Equalização FSE

$$\text{ZF: } \sum_{i=1}^m F_i(z)H_i(z) = z^{-u}$$

$$\text{MMSE: } \sum_{i=1}^m \sum_{k=0}^M f_i[k] E\{y_i[n-k]y_j^*[n-l]\} = E\{x_{n-u}y_j^*[n-l]\}, \quad l=0,1,\dots,M; \quad j=1,2,\dots,m$$

Comunicações Digitais

Prof. André Noll Barreto

Função Q

x	Q(x)	x	Q(x)
0,1	4,60E-001	3,1	9,68E-004
0,2	4,21E-001	3,2	6,87E-004
0,3	3,82E-001	3,3	4,83E-004
0,4	3,45E-001	3,4	3,37E-004
0,5	3,09E-001	3,5	2,33E-004
0,6	2,74E-001	3,6	1,59E-004
0,7	2,42E-001	3,7	1,08E-004
0,8	2,12E-001	3,8	7,23E-005
0,9	1,84E-001	3,9	4,81E-005
1,0	1,59E-001	4,0	3,17E-005
1,1	1,36E-001	4,1	2,07E-005
1,2	1,15E-001	4,2	1,33E-005
1,3	9,68E-002	4,3	8,54E-006
1,4	8,08E-002	4,4	5,41E-006
1,5	6,68E-002	4,5	3,40E-006
1,6	5,48E-002	4,6	2,11E-006
1,7	4,46E-002	4,7	1,30E-006
1,8	3,59E-002	4,8	7,93E-007
1,9	2,87E-002	4,9	4,79E-007
2,0	2,28E-002	5,0	2,87E-007
2,1	1,79E-002	5,1	1,70E-007
2,2	1,39E-002	5,2	9,96E-008
2,3	1,07E-002	5,3	5,79E-008
2,4	8,20E-003	5,4	3,33E-008
2,5	6,21E-003	5,5	1,90E-008
2,6	4,66E-003	5,6	1,07E-008
2,7	3,47E-003	5,7	5,99E-009
2,8	2,56E-003	5,8	3,32E-009
2,9	1,87E-003	5,9	1,82E-009
3,0	1,35E-003	6,0	9,87E-010