

FENOMENUL DE INTERFERENȚĂ INTERSIMBOLURI

1. NOȚIUNI TEORETICE DE BAZĂ

Aprecierea performanțelor unui sistem de transmisii de date se poate face dacă se cunoaște probabilitatea de eroare. Calcularea probabilității de eroare implică cunoașterea densității de probabilitate pentru perturbațiile intersimbol.

Pentru a defini perturbațiile intersimbol se consideră schema bloc simplificată a unui sistem de transmisiuni de date în banda de bază, ilustrată în Fig. 1.

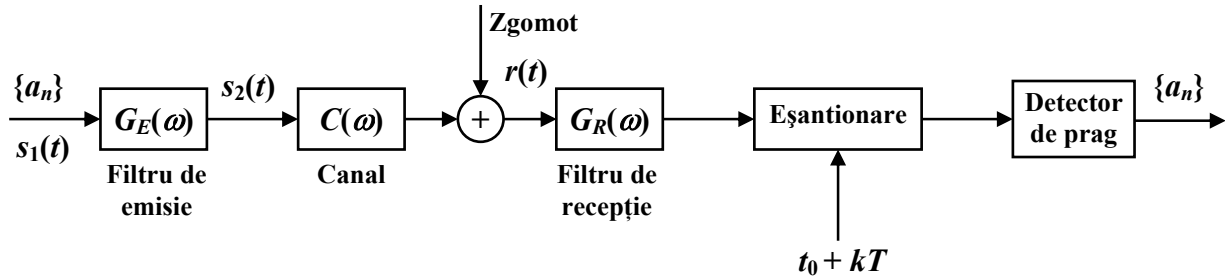


Fig. 1. Schema bloc simplificată a unui sistem de transmisiuni de date

Sursa de informație generează continuu simbolurile $\{a_n\}$. Dacă se consideră o transmisie cu L nivele, a_n poate lua cu aceeași probabilitate oricare din valorile $\pm d, \pm 3d, \pm 5d, \dots, \pm(L-1)d$.

Sucesiunea de impulsuri ce urmează a fi transmisă pe canal este aplicată filtrului de emisie cu caracteristica $G_E(\omega)$ și este de forma:

$$s_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \delta(t - nT) \quad (1)$$

La intrarea în canal, semnalul este de forma:

$$s_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n g_0(t - nT) \quad (2)$$

unde,

$$g_0(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G_E(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3)$$

Pe canalul de transmisiune, a cărui caracteristică este $C(\omega)$, impulsurile se dispersează în timp și sunt afectate de zgomot care este presupus aditiv și gaussian.

După filtrul de recepție cu caracteristica $G_R(\omega)$, semnalul recepționat este de forma:

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n g(t - nT) + z(t) \quad (4)$$

în care

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G_E(\omega) C(\omega) G_R(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (5)$$

După eșantionarea la momentele $t_0 + kT$ (unde t_0 reprezintă întârzierea introdusă de sistemul de transmisiune), semnalul recepționat devine:

$$r(t_0 + kT) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n g(t_0 + kT - nT) + z(t_0 + kT) \quad (6)$$

Dacă se fac notațiile,

$$r(t_0 + kT) = r_k, \quad g(t_0 + kT - nT) = g_{k-n}, \quad z(t_0 + kT) = z_k \quad (7)$$

atunci relația (6) devine:

$$r_k = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n g_{k-n} + z_k \quad (8)$$

În Fig. 2 este pus în evidență răspunsul sistemului la simbolul a_k .

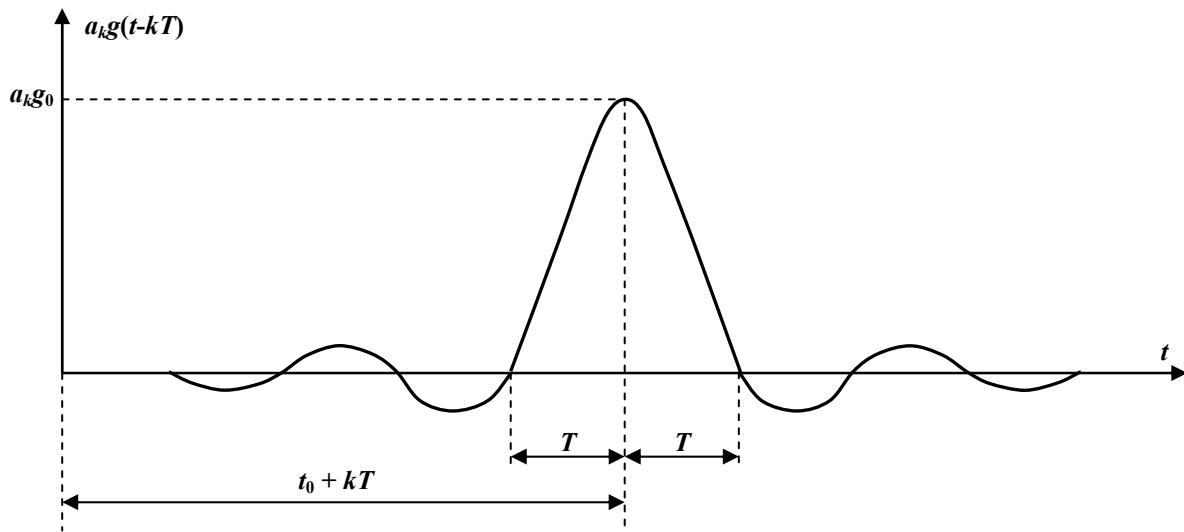


Fig. 2. Răspunsul sistemului la simbolul a_k

În cazul ideal:

$$r_k = a_k g_0 \quad (9)$$

În realitate, punând în evidență termenul a_k , se obține:

$$r_k = a_k g_0 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n g_{k-n} + z_k \quad (10)$$

Va apare o eroare dacă:

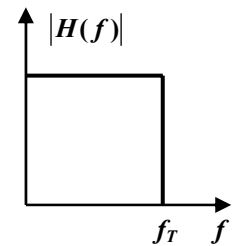
$$\left| \sum_{\substack{n=-\infty \\ n \neq k}}^{+\infty} a_n g_{k-n} + z_k \right| > g_0 d \quad (11)$$

Relația (11) pune în evidență cauzele care pot duce la decizii eronate: perturbațiile intersimbol, zgomotul și jitterul. Primele două cauze intervin direct prin suma eșantioanelor perturbatoare și prin eșantionul de zgomot, iar jitterul intervine modificând perturbațiile intersimbol datorită alegerii eronate a momentelor de eșantionare sau variației aleatoare a acestora.

2. CRITERIUL I AL LUI NYQUIST

Impulsurile rectangulare, cu un conținut spectral foarte bogat și extins la frecvențe înalte, nu sunt indicate pentru transmisii de date. Prin urmare, se pune problema de a ști în ce măsură se poate limita spectrul semnalului, fără a afecta performanțele transmisiei de date. În acest scop se consideră pentru început un FTJ ideal, având caracteristicile de amplitudine, $H(f)$, și fază, $\varphi(f)$, ca în Fig. 3.

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega \leq \omega_T \\ 0, & \omega > \omega_T \end{cases} \quad (12)$$



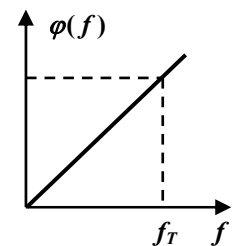
Răspunsul la impuls al FTJ poate fi determinat cu ajutorul transformatei Fourier inversă:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) \cos \omega(t - \tau) d\omega \quad (13)$$

unde τ reprezintă întârzierea introdusă de filtru.

Deoarece cosinus este o funcție pară, relația (13) devine:

$$h(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} H(\omega) \cos \omega(t - \tau) d\omega \quad (14)$$



Înlocuind (12) în (14) se obține:

$$h(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_T} \cos \omega(t - \tau) d\omega = \frac{\sin \omega_T(t - \tau)}{\pi(t - \tau)} = \frac{\omega_T}{\pi} \frac{\sin(\omega_T t')}{\omega_T t'} \quad (15)$$

Din (15) se observă că plecând de la o funcție cu densitatea spectrală constantă într-o bandă limitată se obține în domeniul timp un răspuns de forma sinus atenuat, reprezentată în Fig. 4.

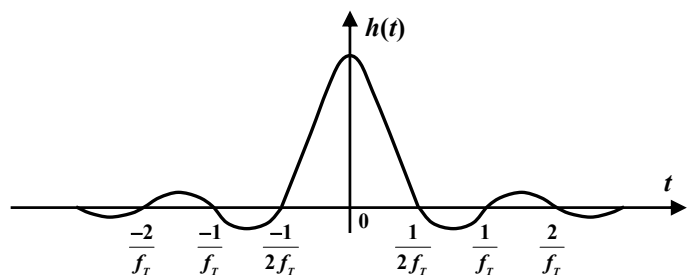


Fig. 4. Răspunsul la excitație treaptă unitate al FTJ ideal

Răspunsul prezintă zerouri la momentele:

$$t' = \pm \frac{n\pi}{\omega_T} = \pm \frac{n}{2f_T} \quad (16)$$

Rezultă că se pot transmite impulsuri fără interferență intersimboluri (IIS) la momentele date de relația (16). Valoarea $1/(2f_T)$ denumită interval Nyquist, corespunde unei transmisii cu viteză egală cu dublul frecvenței de tăiere a FTJ.

Criteriul I al lui Nyquist arată că viteza maximă de transmisie a datelor pe un canal de bandă limitată, f_T , fără să apară fenomenul de interferență intersimboluri (IIS), este egală cu dublul benzii canalului ($2f_T$).

FTJ ideal considerat nu este realizabil practic, iar răspunsul tip $\sin(x)/x$ nu este indicat, deoarece odată cu apariția unei mici erori de sincronizare în localizarea momentelor de sondare a semnalului, erorile introduse descresc în timp sub forma $1/t$, ceea ce corespunde unei serii de forma $1/n$, care nu este convergentă. Aceasta înseamnă că porțiunile laterale ale impulsurilor (cozile) se pot aduna și introduce dificultăți în interpretarea valorii binare a impulsului, adică IIS.

Nyquist a demonstrat că în locul FTJ, irealizabil fizic, se poate folosi orice FTJ cu pantă simetrică de cădere a caracteristicii în jurul frecvenței de tăiere f_T , prin aceasta păstrându-se zerourile de la momentele de eșantionare.

Pentru aceasta, la FTJ ideal se adaugă o funcție de transmitanță cu valori reale $Y_1(\omega)$, așa cum se arată în Fig. 5, care prezintă simetrie impară de tipul:

$$Y_1(\omega_T - x) = -Y_1(\omega_T + x), \quad 0 < x < \omega_T \quad (17)$$

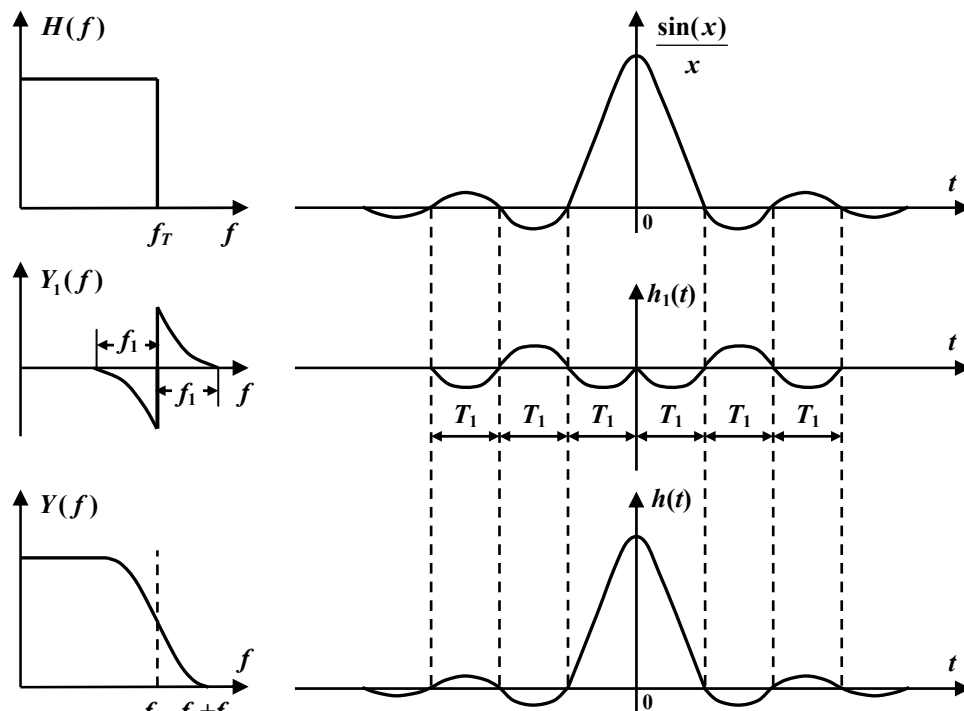


Fig. 5

Astfel se obține un filtru având caracteristica de transmitanță de forma:

$$Y(\omega) = \begin{cases} 1 + Y_1(\omega), & |\omega| < \omega_T \\ Y_1(\omega), & \omega_T < |\omega| < 2\omega_T \end{cases} \quad (18)$$

Deplasând axa timpului, $t - \tau \rightarrow t$, răspunsul la impuls (15) devine:

$$h(t) = \frac{\omega_T}{\pi} \frac{\sin(\omega_T t)}{\omega_T t} + h_1(t) \quad (19)$$

în care

$$h_1(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\omega_T} Y_1(\omega) \cos(\omega t) d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_T} Y_1(\omega) \cos(\omega t) d\omega + \frac{1}{\pi} \int_{\omega_T}^{2\omega_T} Y_1(\omega) \cos(\omega t) d\omega \quad (20)$$

În prima integrală din (20) substituim:

$$\omega = \omega_T - x \quad (21)$$

iar în a doua integrală

$$\omega = \omega_T + x \quad (22)$$

Rezultă:

$$h_1(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_T} Y_1(\omega_T - x) \cos(\omega_T - x) t dx + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_T} Y_1(\omega_T + x) \cos(\omega_T + x) t dx \quad (23)$$

Ținând cont de (17), relația (23) devine:

$$h_1(t) = \frac{2}{\pi} \sin(\omega_T t) \int_0^{\omega_T} Y_1(\omega_T - x) \sin(xt) dx \quad (24)$$

Factorul $\sin(\omega_T t)$ arată că $h_1(t) = 0$ pentru $t = \pm \frac{n}{2f_T}$, deci s-au păstrat zerourile de la

momentele de eșantionare.

Primul criteriu al lui Nyquist poate specifica în domeniul frecvență și condițiile de IIS nulă. Aceasta este nulă numai dacă răspunsul $h(t)$ are zerouri la toate momentele de sondare, $h(kT) = 0$, cu excepția momentului propriu ($k = 0$), unde $h(0) = 1$.

În sistemele practice de transmisiuni de date, pentru transmisia cu viteza f_{bit} se folosește o bandă ceva mai mare decât cea teoretic necesară $f_{bit}/2$, de obicei cuprinsă între $f_{bit}/2$ și f_{bit} . Excesul de bandă este necesar pentru a putea realiza fizic FTJ formator. Cel mai des se utilizează un filtru care produce la ieșirea sa un spectru de tipul cosinusoidei ridicate, compus dintr-o porțiune plată și o porțiune cu cădere sinusoidală.

3. TRANSMISII DE DATE PE CANALE DE BANDĂ LIMITATĂ

Transmisia datelor se poate realiza pe canalele de comunicații clasice (linie telefonică, canale radio etc.) care sunt de bandă limitată.

Creșterea vitezei de transmisie pe aceste canale determină accentuarea fenomenului de interferență intersimboluri (IIS).

Linia telefonică este caracterizată prin parametrii lineici primari (R, L, G, C) distribuiți pe lungimea liniei și cei secundari (Z_c, γ).

În regim caracteristic, de adaptare de impedanță, este verificată condiția lui Heaviside:

$$\frac{R}{L} = \frac{G}{C} \quad (25)$$

Impedanța caracteristică devine pur rezistivă pentru:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (26)$$

Linia de transmisie (LT) poate fi modelată ca o succesiune de diporți pasivi (Fig. 6).

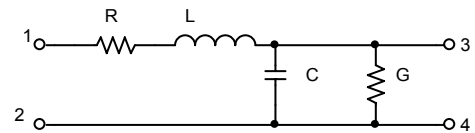


Fig. 6. Modelul unei linii de transmisie

Dacă pe linie se transmite un impuls rectangular, la ieșire se obține un impuls alungit, care poate cauza interferențe pe următoarele intervale de bit.

Linia de transmisie dispersivă se modelează ca filtru FIR cu coeficienți egali cu cei de IIS, normați la primul eșantion, cu funcția de transfer:

$$H(D) = 1 + g_1 \cdot D + g_2 \cdot D^2 + \dots + g_v \cdot D^v \quad (27)$$

unde v reprezintă lungimea de IIS, adică numărul de coeficienți semnificativi ($> 10\%$).

Corecția IIS se poate face cu un filtru de egalizare recursiv, cu funcția de transfer, de forma:

$$E(D) = \frac{1}{H(D)} \quad (28)$$

4. MODUL DE LUCRU

4.1. TRANSMISII DE DATE PE CANALE DE BANDĂ LIMITATĂ

1. Calculați capacitatea lineică și impedanța caracteristică pentru următoarele linii de transmisie în regim caracteristic:

Nr. crt.	R (Ω /Km)	L (mH/Km)	G (mS/Km)
1	10.2	0.29	0.72
2	29.5	0.28	5.97
3	41.67	0.27	12
4	58.93	0.26	23.86

2. Simulați în OrCAD cele patru linii, cu un singur diport echivalent, și analizați circuitele în regim de semnal mic (AC) în condiții de adaptare de impedanță. Determinați frecvențele de tăiere (f_T) la -3dB.

3. Simulați transmisia pe linie a unui impuls rectangular de 5V, cu durată variabilă, pentru frecvențe de bit: 56, 112, 256, 512, 768, 1024, 2048, 4096 kbps, adaptate liniilor de mai sus. Măsurăți nivelele eșantioanelor de interferență.

4. Calculați coeficienții de IIS procentual, raportat la valoarea primului eșantion.

În continuare se simulează transmisii de date pe un canal telefonic utilizând diferite coduri de linii.

5. Se realizează schema din Fig. 7, în care se simulează transmisii de date pe o linie telefonică, utilizând codurile NRZ-M, RZ, BIF-L, BIF-S și Miller. Linia telefonică este modelată prin intermediul unui FTJ (componenta „LOPASS” din librăria ABM a programului OrCAD). Pentru a simula o linie telefonică cu banda de 3,4kHz (având caracteristica de frecvență ilustrată în Fig. 8), parametrii FTJ se setează astfel: limita benzii de trecere (FP=2.6kHz), banda de oprire (FS=15kHz), atenuarea în banda de oprire (STOP=30dB) și riplul în banda de trecere (RIPPLE=1dB).

6. Se analizează separat (într-o pagină nouă în cadrul aceluiași proiect) linia telefonică reprezentată de FTJ, printr-o simulare de semnal mic. Pentru aceasta se utilizează o sursă de tensiune „VAC” (specifică simulărilor de semnal mic) sau o sursă de tip „VSIN” în care se setează parametrul AC=1V. Se urmărește obținerea caracteristicii de frecvență ilustrată în Fig. 8.

7. Se realizează 3 stimuli de date, având ratele de transmisie $R_{b1}=3400\text{bps}$, $R_{b2}=6800\text{bps}$, $R_{b3}=9600\text{bps}$ și durată de 3,5ms, corespunzătorii următoarelor secvențe binare:

1 1 1 0 0 0 1 0 1 0 1 1 0 0 1 1 1 0 0 0 1 0 1 0 1 1 0 0,

denumiți „Date3400”, „Date6800” și respectiv „Date9600”.

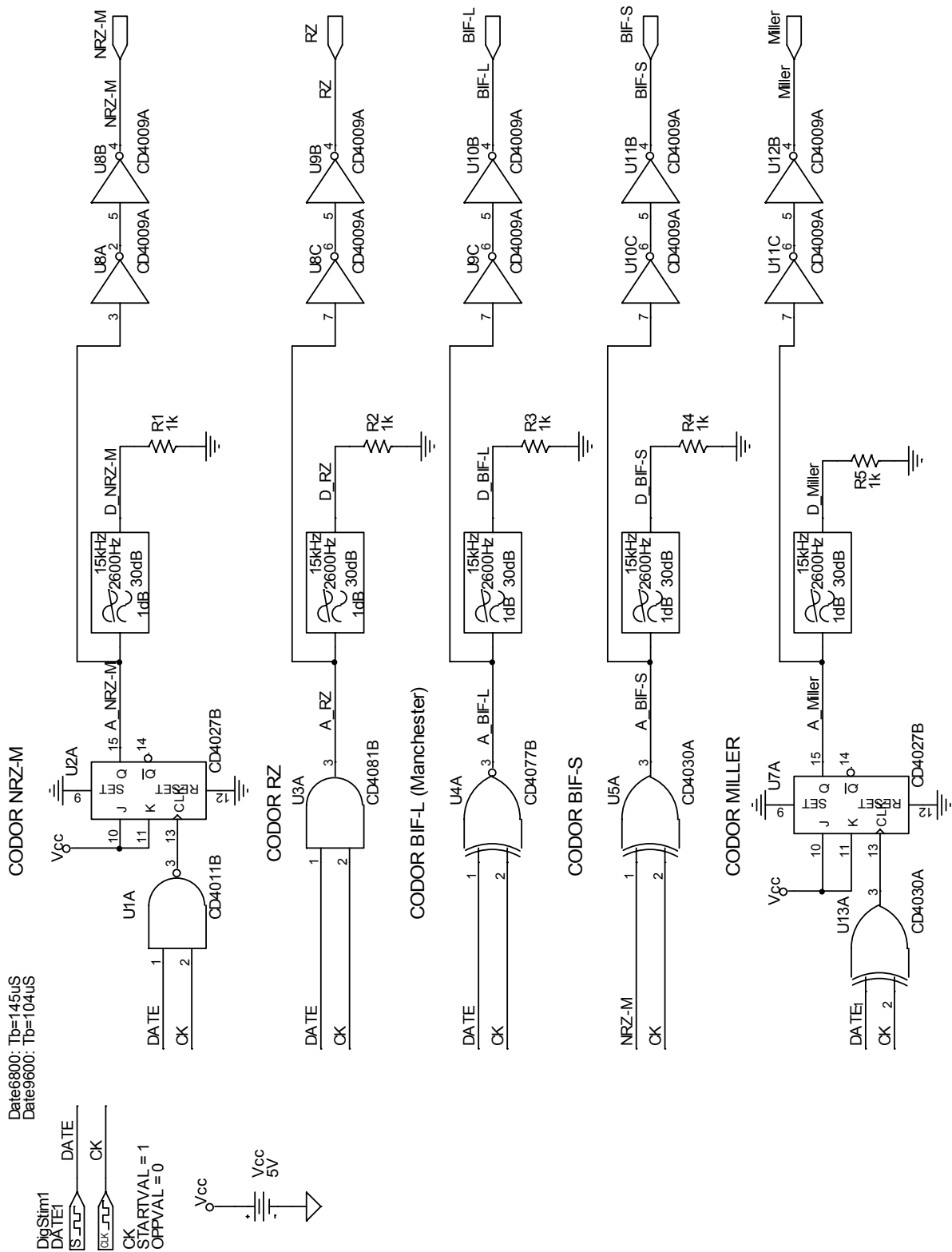


Fig. 7. Simularea unor transmisii de date pe linie telefonică utilizând diferite coduri de linie, NRZ-M, RZ, BIF-L(Manchester), BIF-S, Miller

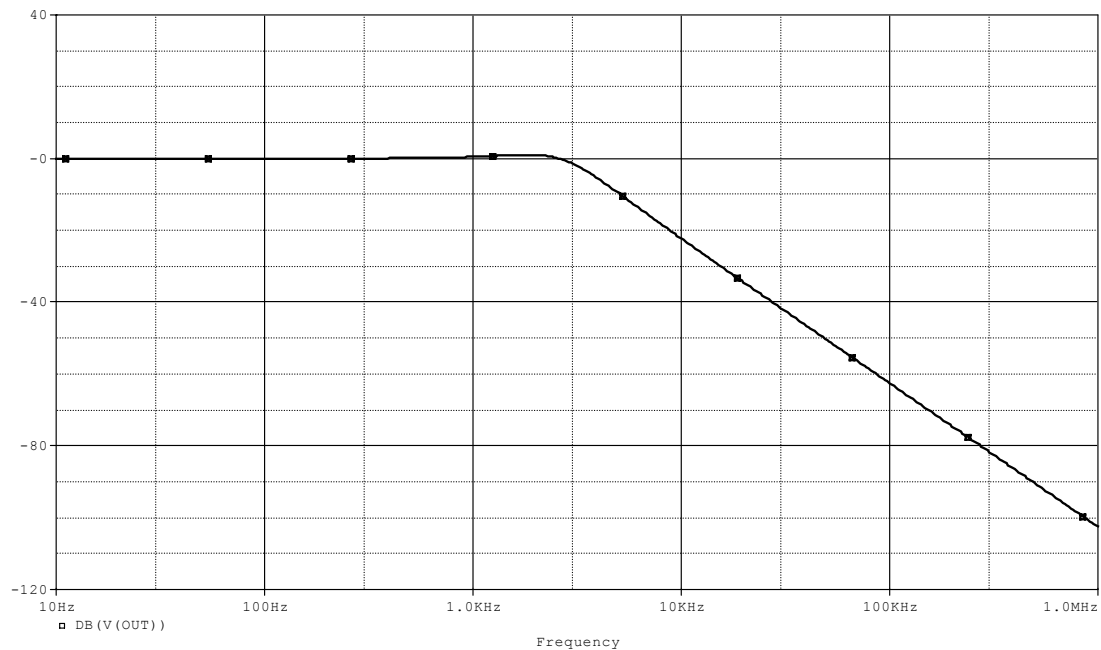


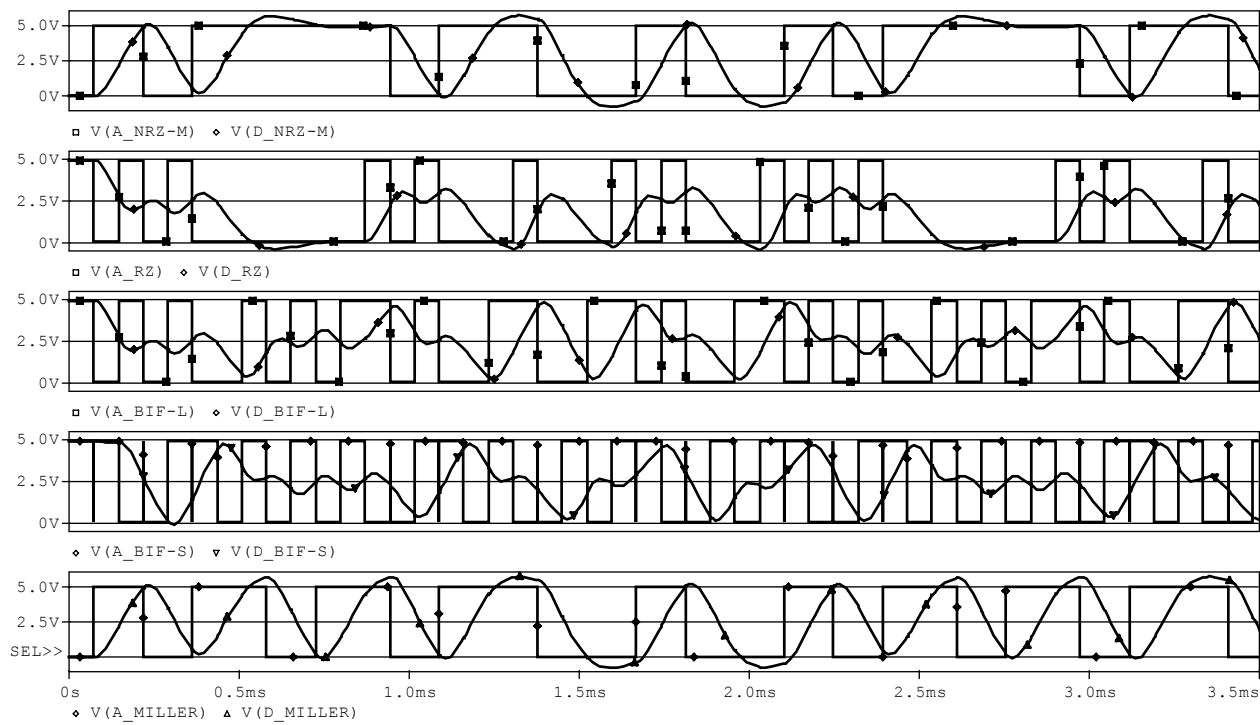
Fig. 8. Caracteristica de frecvență a canalului de transmisie utilizat (linie telefonică) ($f_{3dB}=3,4kHz$)

8. Se simulează schema din Fig. 7 pentru cei trei stimuli de date reprezentați mai sus, atât în domeniul timp, cât și în frecvență. În Fig. 9 se reprezintă formele de undă obținute în cazul stimulilor de date „Date6800” și „Date9600”. Reprezentați spectrele semnalelor de la intrarea și de la ieșirea liniei telefonice. Care este rata maximă a unui semnal transmis pe o linie telefonică, fără apariția fenomenului de interferență intersimboluri? Care dintre codurile utilizate în Fig. 7 este mai avantajos din acest punct de vedere?

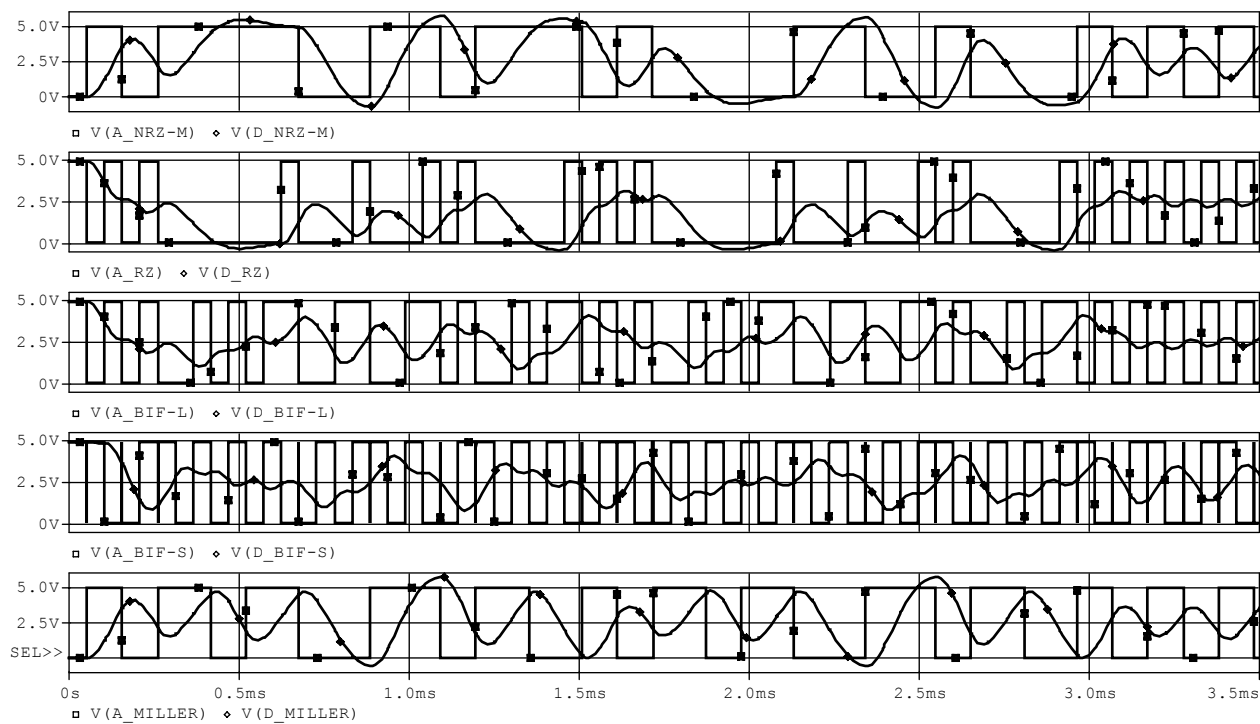
Jitterul reprezintă abaterea momentelor de eșantionare reale față de cele ideale. Metoda tradițională de măsurare a jitter-ului este reprezentată de diagrama în formă de ochi („eye-diagram”), care poate fi reprezentată cu ajutorul osciloscopelor performante.

Jitterul total (TJ) este compus dintr-un jitter aleator („random jitter” - RJ) și un jitter determinist („deterministic jitter” - DJ). Componentele jitter-ului determinist sunt reprezentate de „Duty Cycle Distortion” - DCD, interferența intersimboluri (IIS) și jitterul periodic – PJ.

În continuare se prezintă o metodă pentru caracterizarea unei transmisii de date cu ajutorul diagramei în formă de ochi, trasată cu programul MATLAB.



a)



b)

Fig. 9. Formele de undă corespunzătoare unor transmisii de date pe linie telefonică utilizând diferite coduri de linie
 a) $f_{DATE}=6800\text{Hz}$; b) $f_{DATE}=9600\text{Hz}$

4.2. SIMULAREA DIAGRAMEI ÎN FORMĂ DE OCHI („EYE-DIAGRAM”) CU AJUTORUL PROGRAMULUI MATLAB

Se notează cu R_b rata de transmisie binară, exprimată în biți/sec (bps). Aceasta poate fi exprimată ca mai jos:

$$R_b = \frac{1}{T_b} \quad (29)$$

unde T_b reprezintă intervalul de bit. Astfel, pentru o transmisie de date binară cu $T_b = 1 \text{ ms}$, rezultă $R_b = 1000 \text{ bps}$.

În continuare se va simula o transmisie de date binară pe un canal de transmisie real, conform modelului ilustrat în Fig. 1. Se vor utiliza modele matematice realizate în programul MATLAB, din librăria „Comm_tbx”. Se alege în MATLAB ca director curent calea spre librăria „Comm_tbx” și se lansează în execuție programul de analiză prin comanda „start”, după care se alege experimentul nr. 3.

O secvență de date binară aleatoare este generată prin sintaxa de mai jos:

```
b = binary(N);
```

unde N reprezintă lungimea secvenței binare.

Se pot genera codurile de linie „unipolar_nrz”, „polar_nrz”, „unipolar_rz”, „bipolar_rz”, „manchester” cu ajutorul sintaxei de mai jos:

```
x = wave_gen(b, 'nume_cod',  $R_b$ );
```

```
waveplot(x)
```

unde \mathbf{b} reprezintă secvența de date binară, „nume_cod” reprezintă numele codului utilizat (specificat mai sus), iar R_b rata de transmisie binară.

Canalul de transmisie este modelat printr-o sintaxă de forma:

```
channel(input, gain, noise_power, bandwidth)
```

în care, „input” reprezintă semnalul aplicat la intrarea canalului, „gain” – câștigul acestuia, „noise_power” – puterea de zgomot (presupus aditiv și gaussian), iar „bandwidth” reprezintă banda de frecvență a canalului considerat.

Efectul canalului asupra semnalului de la intrare poate fi pus în evidență cu ajutorul diagramei în formă de ochi, care poate fi generată cu ajutorul programului MATLAB de mai jos:

```

clf
b=binary(10000);
x=wave_gen(b,'polar_nrz',1000);
y=channel(x,1,0.02,3400);
figure(1)
subplot(211), waveplot(x)
subplot(212), waveplot(y)
figure(2)
eye_diag(y)

```

Astfel, se obține diagrama în formă de ochi din Fig. 10.

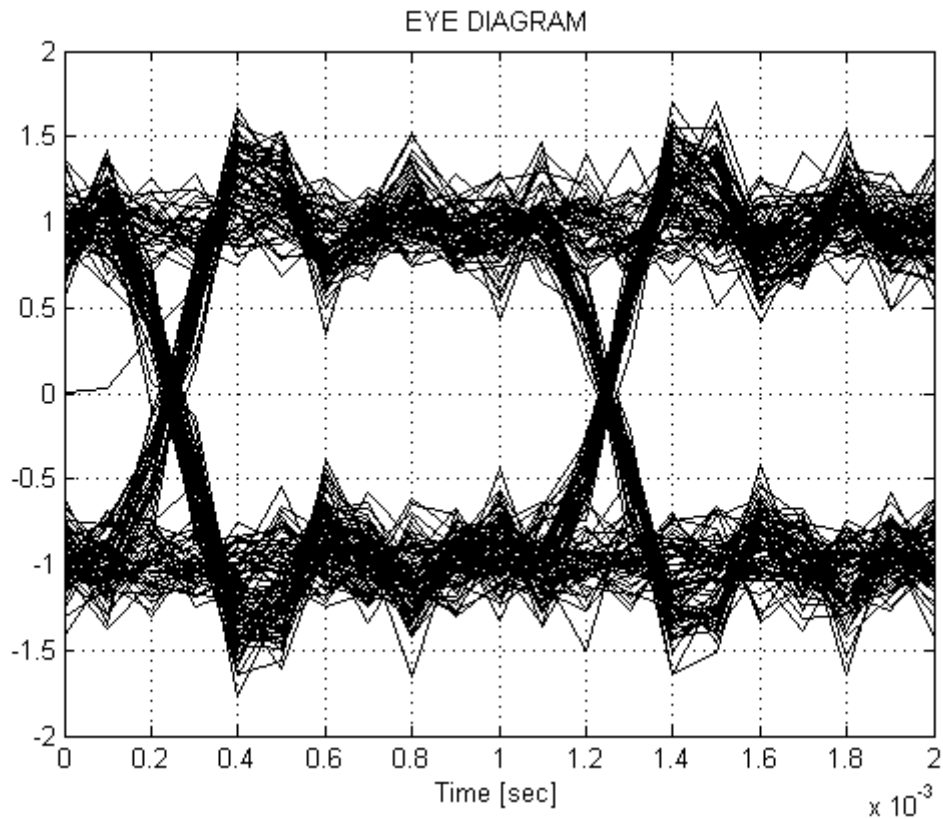


Fig. 10. Diagrama în formă de ochi pentru o transmisie de date codată „polar_nrz” cu rata $R_b=1000$ bps

Realizați diagrama în formă de ochi pentru toate codurile menționate mai sus, utilizând următorii parametri pentru canalul de transmisie utilizat.

Puterea de zgomot	Banda canalului
0,01	3000
	2000
	1000
0,02	4000
0,08	
0,1	

Comentați rezultatele obținute.

Diagrama în formă de ochi reprezintă un instrument foarte eficient pentru caracterizarea unei transmisii de date pe un canal de transmisie, punând în evidență efectul perturbațiilor intersimbol și al zgomotului.

Cu ajutorul diagramei în formă de ochi (Fig. 10) se pot obține o serie de indici calitativi, care pun în evidență performanțele unui sistem de transmisiuni de date. Aceștia sunt prezentați în continuare.

1. Verticala corespunzătoare deschiderii maxime a ochiului indică în mod aproximativ momentele de eșantionare;

2. Lățimea benzii luminoase în momentul de eșantionare pune în evidență distorsiunea maximă;

3. Distanța de la pragul de decizie la cea mai apropiată valoare eșantionată indică rezerva minimă de zgomot;

4. Lățimea benzii luminoase la trecerile prin zero permite aprecierea zgomotului care afectează sincronizarea de simbol („jitterul”) - în sistemele de date care extrag informația necesară în acest scop;

5. Panta închiderii ochiului la schimbarea momentelor de eșantionare pune în evidență sensibilitatea sistemului la desincronizările de simbol.