

## Tehnici de modulații digitale

În cazul transmisiilor digitale mesajul constă dintr-un număr finit de simboluri – mulțimea care conține toate simbolurile posibile se numește *alfabetul sursei*

**Ex.** textul scris în limba română constă din aproximativ 80 de simboluri: 26 de caractere ale alfabetului latin la care se adaugă 5 caractere cu diacritice= 31 de caractere ori 2 (litere mici și mari)=62 caractere + 10 cifre și câteva semne de punctuație: „,?- etc).

- În tehnologia informației (IT) alfabetul sursei constă din elementele unui câmp Galois  $GF(2^n)$  (adică mesajul este format din  $M=2^n$  simboluri).
- Cel mai utilizat alfabet al sursei este alfabetul *binar* care conține două elemente: ”0” și ”1”.

### Transmisiuni în banda de bază

#### 1. Parametrii liniilor fizice

- Liniile fizice sunt canale a căror bandă de frecvență este limitată doar de considerente fizice;
- Exemple: perechile de fire torsadate “copper twisted wires”(cablu telefonic, UTP...) sau cablurile coaxiale
- Pot fi modelate ca medii de transmisie cu constante distribuite, caracterizate de exponentul de propagare  $\gamma$ ,

$$\gamma = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)};$$

$$a(\omega) = \alpha(\omega) \cdot l;$$

atenuarea  $a$ , defazajul  $\varphi$  și impedanța caracteristică  $Z_c$ :

$$\varphi(\omega) = \beta(\omega) \cdot l;$$

$$Z_c(\omega) = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}};$$

(1)

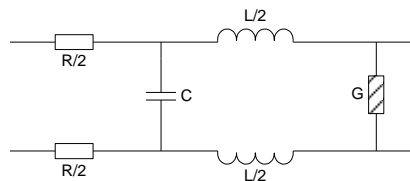


Figura 1. Schema echivalentă a firelor torsadate

- În Figura 1, R, L, C și G (admitanța) se definesc per unitatea de lungime.
- se notează cu  $\tau_g(\omega)$  caracteristica de timp de grup a canalului de transmisie.  $\tau_g(\omega)$  este definită de (2) și reprezintă întârzierea în canal a diferitelor componente spectrale.

$$\tau_g(\omega) = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \tag{2}$$

- Condiția necesară pentru a asigura o caracteristică constantă  $a(f)$  și una liniară  $\tau_g(f)$  este (3).

$$\frac{RC}{GL} = 1; \tag{3}$$

- Îndeplinirea condiției (3) conduce la transmisia nedistorsionată a semnalelor de date pe aceste canale.
- Valorile atenuării și defazajului per unitate de lungime se obțin impunând (3) în (1); rezultă (4) și (5).
- Practic, (3) nu poate fi respectată; caracteristicile reale sunt reprezentate în Figura 2.

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}; \tag{4}$$

$$\beta = \omega \sqrt{LC}; \tag{5}$$

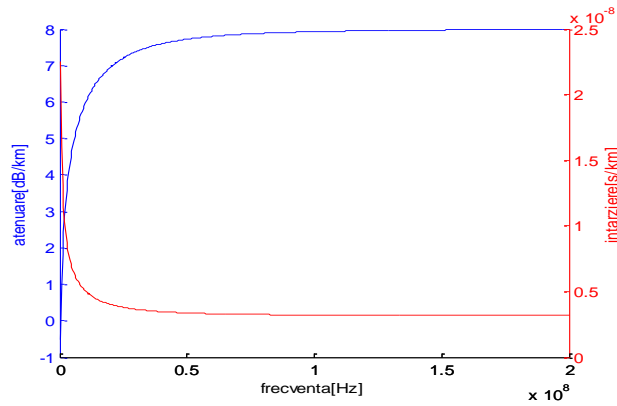


Figura 2. Caracteristicile  $a(f)$  și  $\varphi(f)$

- Pentru transmisiile la frecvențe medii și mari distorsiunea timpului de propagare de grup este neglijabilă; doar distorsiunea de atenuare trebuie luată în considerare.
- perturbațiile caracteristice acestor canale fizice sunt zgomotul Gaussian, cel de impulsuri și diafonia.
- cablurile coaxiale au o comportare similară, dar creșterea atenuării cu frecvența e sensibil mai mică, ducând la o bandă de frecvență utilizabilă mai mare. Valorile distorsiunilor menționate mai sus sunt sensibil mai mici.

## 2. Coduri bandă de bază

### 2.1. Aspecte generale

- transmisia în banda de bază denumește transmisia unui semnal în banda sa de frecvență originală.
- codarea în banda de bază înseamnă asocierea după o anumită regulă a unui semnal electric digital (cu număr finit de valori) la simbolurile din alfabetul sursei.
- în funcție de numărul de nivele semnalului electric asociat la elementele alfabetului codurile de linie (sau bandă de bază) pot fi împărțite în următoarele categorii:
  - coduri *unipolare* 2 nivele din care unul diferit de zero (**Ex.** TTL 0V și 5V)
  - coduri *polare*, 2 nivele simetrice față de 0 (**Ex.** CMOS -12V și +12V)
  - coduri *bipolare* 3 nivele: 0V și două valori simetrice față de 0 (**Ex.** codul AMI vezi mai jos)
  - coduri *multinivel* – modulațiile PAM – se va discuta în cursul 6
- semnalul purtător al informației este rectangular → o structură și implementare simplă, dar câteva inconveniente:
  - o foarte mare lățime de bandă
  - o slabă imunitate la perturbații
- principalele aspecte care trebuie avute în vedere la analizarea acestor transmisii:
  - distribuția densității spectrale de putere a semnalului transmis
  - recuperarea și sincronizarea tactului de simbol (sau bit) la recepție
  - complexitatea implementării
- distribuția densității spectrale de putere trebuie analizată pentru următoarele motive:

1) datorită creșterii atenuării cu frecvența, canalele fizice au o caracteristică de tip trece jos, datorită caracteristicilor  $a(f)$ , vezi Figura 2:

$$a(f) \cong K\sqrt{f} \quad (6)$$

- un semnal cu LB mare ar fi distorsionat deoarece componentele sale spectrale ar fi atenuate diferit. Cu cât LB a semnalului e mai mare, cu atât mai mare va fi diferența între atenuările componentelor sale extreme, conducând la o distorsionare mai semnificativă a semnalului.
- 2) circuitele de conectare la linie, implementate cu transformatoare de impulsuri, nu permit trecerea componentei continue și distorsionează componentele de foarte joasă frecvență.
- figura 3 prezintă caracteristica  $a(f)$  în valori absolute; în practică se folosește caracteristica de atenuare relativă, exprimată de (7):

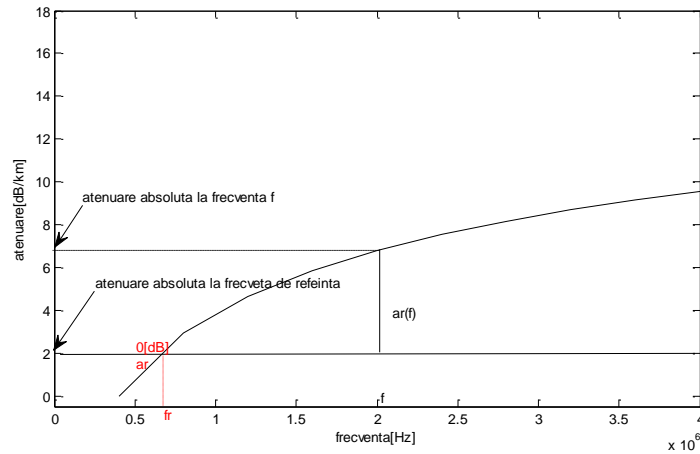


Figura 3. Caracteristica  $a(f)$  a canalelor fizice

$$a_r(f) = a_{abs}(f) - a_{abs}(f_{ref}) \quad (7)$$

- densitatea spectrală de putere în cazul unei secvențe digitale aleatoare, codată NRZ (non-return to zero, "0" codat cu 0V, iar "1" codat cu o tensiune pozitivă de ex +5V) este prezentată în Figura 4.

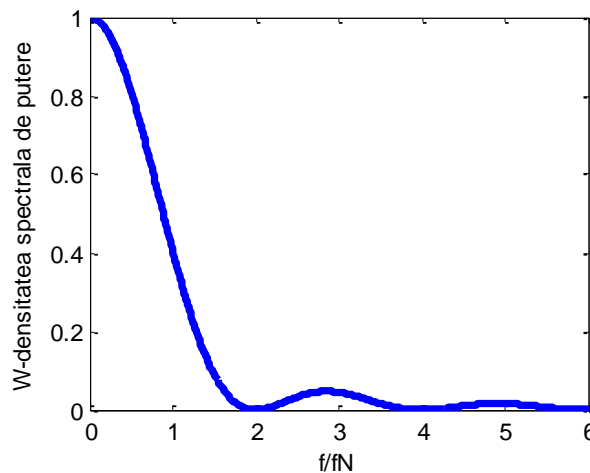


Figura 4. Densitatea spectrală de putere a semnalului digital aleator

- Cea mai mare parte a puterii semnalului e concentrată în banda  $[0; 2] \cdot f_N$ , ( $f_N$  fiind *frecvența Nyquist*, și prin definiție  $f_N = f_{simbol}/2$ ); această bandă de frecvență trebuie să fie cât mai puțin distorsionat.
- semnalul de date are energia concentrată în componenta continuă (c.c.) și în cele de joasă frecvență, care vor fi distorsionate de circuitele de conectare la linie; concluzia este valabilă și pentru datele codate NRZ(non-return to zero) polar, cu excepția componentei c.c.
- distribuția spectrală de putere a semnalului de date ar trebui modificată înaintea transmisiei; ea ar trebui concentrată într-o LB cât mai îngustă posibil, plasată la frecvențe cât mai joase posibil, dar suficient de departe de componenta continuă
  - banda de frecvență îngustă conduce la un efect mai redus al neuniformității caracteristicii  $a(f)$ ;
  - poziționarea la frecvențe joase va scădea atenuarea absolută a semnalului;
  - o "distanțare" față de componenta continuă anulează efectele circuitelor de conectare la linie.
- prelucrarea care transformă semnalul de date pentru a îndeplini, mai mult sau mai puțin, cerințele de mai sus, fără a-i schimba forma dreptunghiulară, este **codarea în banda de bază**; codurile folosite mai sunt numite coduri de transmisie sau coduri de linie.
- decodarea bandă de bază, efectuată la recepție, necesită un semnal de tact generat local, care trebuie să fie sincronizat cu semnalul recepționat.
  - capacitatea de sincronizare este un alt parametru important al codurilor de linie. Secvențe lungi care conțin biți identici (adică, semnal fără tranziții pe perioade mai mari de timp) conduc la pierderea sincronizării; de aceea, semnalul codat BB trebuie să conțină tranziții suplimentare, astfel încât să nu se transmită secvențe lungi fără tranziții.

2.2 Coduri BB

Codurile BB **modifică distribuția densității spectrale de putere a semnalului** și ajută la **sincronizarea tactului de bit** (simbol).

- spectrul semnalului codat se află în aproximativ aceeași bandă de frecvență, iar forma de undă transmis în canal este tot dreptunghiular
- cele mai utilizate coduri BB sunt: bifazic, Miller, CMI, AMI( cu variantele sale BnZs), HDB3, 4B3T; MLT-3(combinat cu b4b5)
- distribuțiile spectrale ale unora din ele sunt prezentate în Figura 5.

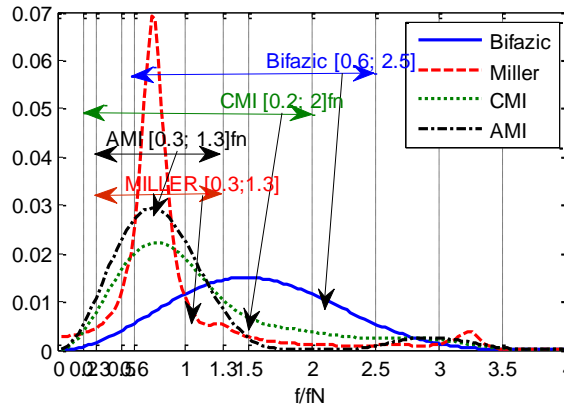


Figura 5. Densitatea spectrală de putere a codurilor bifazic-S, Miller, CMI și AMI

- parametrii principali ai acestor coduri sunt:
  - lărgimea benzii de frecvență în care este concentrată cea mai mare parte a puterii semnalului codat și poziționarea acesteia pe axa frecvențelor;
  - prezența /absența componentei continue în spectrul semnalului codat;
  - capacitatea de sincronizare, adică „densitatea” de tranziții în semnalul codat;
  - complexitatea codării-decodării.

Coduri NRZ(Non-Return to Zero)

- codul NRZ – unipolar ”0” este codat cu tensiunea de 0V și ”1” este codat cu o tensiune pozitivă
- codul NRZ –polar ”0” este codat cu o tensiune de -V și ”1” este codat cu o tensiune +V

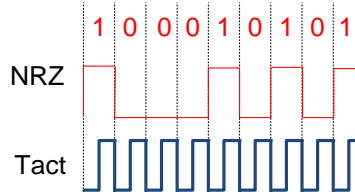


Figura 6. Exemplu de codare NRZ

- Densitatea spectrală de putere a codului NRZ este prezentat în Figura 4.
- Puterea de sincronizare a acestor coduri este relativ redusă, la secvențe lungi de biți cu aceeași valoare nu există informație de sincronizare.
- Energia este concentrată pe componente spectrale cu frecvența redusă

Coduri RZ(Return to Zero)

-În cazul codurilor RZ informația este codată în prima jumătate a simbolului electric, a doua jumătate este obligatoriu 0V

- RZ unipolar: ”0” este codat cu tensiunea de 0V și ”1” este codat cu simbolul +V0
- RZ bipolar ”0” este codat cu simbolul -V0 și ”1” este codat cu simbolul +V0

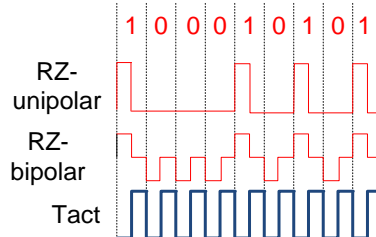


Figura 7. Exemplu de codare RZ

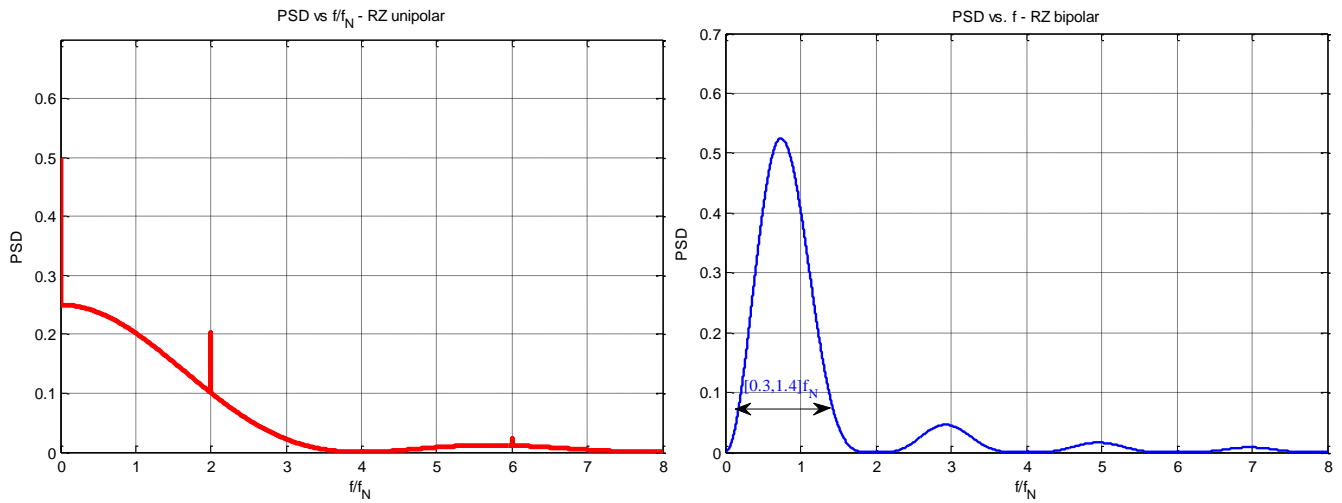


Figura 8. Densitatea spectrală de putere a codurilor RZ unipolar și RZ-bipolar

- Codul RZ unipolar are componentă continuă și componente de joasă frecvență au putere mare, componentele spectrale cu frecvența multipli de  $2f_N$  au amplitudini mai mari ca componentele învecinate (variația PSD-ului nu este lineară). Capacitatea de sincronizare ale codurilor RZ unipolare este destul de slabă deoarece nu se transmite nici o tranziție în cazul secvențelor lungi de "0".

-Codul RZ bipolar nu are componentă continuă, componentele de joasă frecvență au putere medie redusă, majoritatea energiei este concentrată în banda  $[0,3, 1,4] \cdot f_N$ . Puterea de sincronizare a codului RZ bipolar este foarte bună (pe fiecare durată de bit se transmit două tranziții), dar deoarece este un cod pe trei nivele este mai sensibilă la perturbații.

*Coduri bifazice (Manchester)*

- codul bifazic "părinte", bifazic-L, are următoarea regulă de codare [alex]:

- „1” (mark-M) e codat cu o tranziție pozitivă la mijlocul perioadei de bit (LH);
- „0” (space-S) e codat cu o tranziție negativă la mijlocul perioadei de bit (HL);

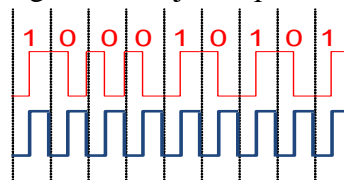


Figura 9. Exemplu de codare Manchester

- codul prezintă o nedeterminare de  $180^\circ$ , care necesită un circuit de resincronizare.

- pentru a elimina această nedeterminare, se folosesc două variante diferențiale: bifazic-S și bifazic-M, numite și coduri Manchester diferențiale.

- codul bifazic-S are următoarea regulă de codare:

- se inserează o tranziție la fiecare margine a perioadei de bit, iar dacă bitul care trebuie codat e "0" se mai inserează o tranziție la mijlocul perioadei de bit.

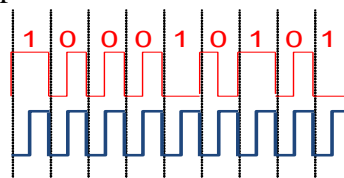


Figura 10. Exemplu de codare Bifazic-S

- codul bifazic-M are o regulă de codare similară, dar tranziția suplimentară este inserată pe durata perioadei de bit a biților de "1".

- durata minimă a palierului, pentru toate cele trei coduri bifazice, va fi egală cu jumătate din perioada de bit, echivalentă cu o frecvență de bit codat dublă, conducând la o lărgime de bandă mai mare a semnalului codat, vezi Figura 5.

- dacă se consideră componentele spectrale care conțin aproximativ 80% din puterea semnalului codat, se poate considera că banda utilă ocupată de codurile bifazice este cuprinsă între  $[0,6, 2,5] \cdot f_N$ ;

- această bandă de frecvență este aproximativ egală cu cea a secvenței necodate, dar distribuția densității

spectrale de putere în interiorul ei este modificată semnificativ;

- c.c. este eliminată, iar puterea este concentrată în componente cu frecvențe mai mari;
- componentele de joasă frecvență au amplitudini reduse, reducând astfel efectul distorsionant al circuitului de conectare la linie și simplificându-i implementarea.
- lărgimea de banda de frecvență relativ ridicată a acestui cod îl face nerecomandabil pentru transmisii cu debite binare medii și mari
- capacitatea de sincronizare a acestui cod este foarte bună, datorită intervalului maxim dintre două tranziții succesive de numai o perioadă de bit.
- deoarece starea inițială a codorului poate fi "0" sau "1", există două secvențe codate bifazic pentru aceeași secvență informațională; decodarea nu este afectată datorită caracterului diferențial al codurilor bifazic-S sau bifazic-M.
- datorită regulii de codare, durata minimă a unui palier este de o jumătate de perioadă de simbol, sau o perioadă a unui tact cu frecvența  $2f_{bit}$ . Pentru decodare va fi necesară sincronizarea, la recepție a unui semnal de tact cu frecvența  $f_{local} = 2f_{bit}$ .
- dacă considerăm cele două semiperioade,  $2k+1$  și  $2k+2$ , ale celei de a  $(k+1)$ -a perioade de bit, când se codează bitul  $b_{k+1}$  (vezi Figura 10), semnalul bifazic-S poate fi scris:

$$s_b(2k+1) = \bar{s}_b(2k);$$

$$s_b(2k+2) = s_b(2k+1) \oplus \bar{b}_{k+1} \quad (8)$$

- prima relație indică apariția, în semnalul codat, a tranziției la începutul fiecărei perioade de bit; iar a doua relație arată apariția unei tranziții la mijlocul perioadei de bit dacă bitul ce trebuie codat este "0".

### Codul Miller

- expresia matematică a regulii de codare a codului Miller este complexă [alex];
- codarea Miller poate fi definită într-o manieră mai simplă utilizând codarea bifazic-S, și anume:
  - fiecare a doua tranziție este eliminată din secvența codată bifazic-S

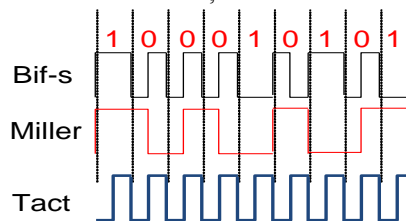


Figura 11. Exemplu de codare cu codul Miller

- durata minimă a palierului este egală cu perioada de bit;
- intervalul maxim dintre două tranziții succesive este de două perioade de bit; aceste două aspecte conduc la scăderea lărgimii de bandă ocupate de semnalul codat Miller.
- codul Miller concentrează puterea în banda  $[0,3 \ 1,3] \cdot f_N$ , vezi Figura 5, dacă se consideră componentele ce conțin 80 % din puterea semnalului codat;
- aceasta reduce efectul distorsionant al neuniformității caracteristicii  $a(f)$  a cablului, permițând utilizarea codului pentru debite binare mai ridicate.
- dar, acest cod prezintă componentă continuă și componente semnificative de joasă frecvență, care îl fac nerecomandabil la debite binare scăzute;
- Figura 12 prezintă într-o manieră comparativă efectele neuniformității caracteristicii  $a(f)$  asupra semnalelor codate bifazic și Miller.
  - datorită benzii de frecvență mai înguste, semnalul Miller este mai puțin distorsionat de neuniformitatea caracteristicii  $a(f)$  și mai puțin afectat de perturbații;
  - datorită poziționării la frecvențe mai joase el este mai puțin atenuat decât cel bifazic.
- capacitatea de sincronizare este încă bună, deoarece intervalul maximul dintre două tranziții consecutive este de două perioade de simbol.
- deoarece pentru fiecare secvență informațională există două secvențe codate bifazic, iar starea inițială a codorului Miller poate fi „0” sau „1” se poate arăta că există patru secvențe codate Miller pentru o anumită secvență informațională.

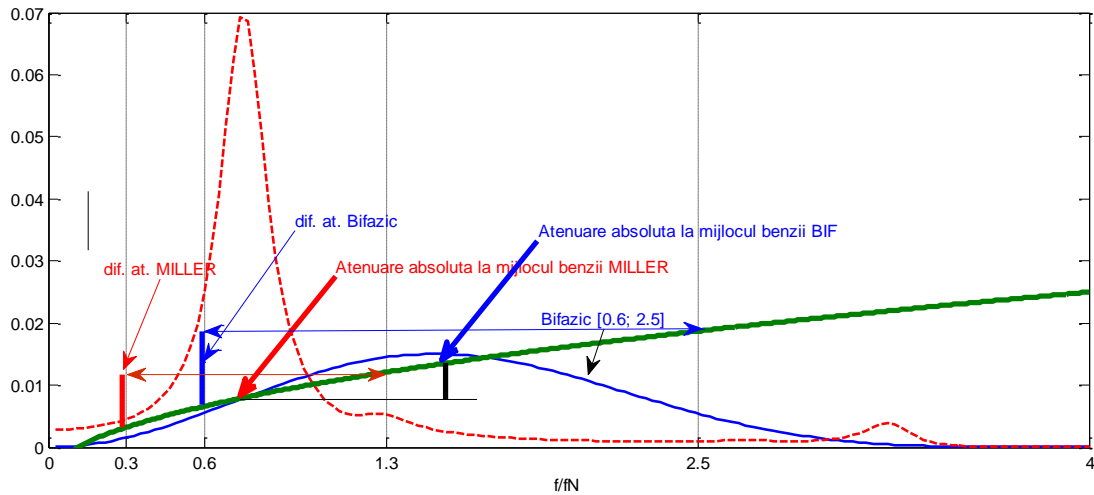


Figura 12. Efectele neuniformității caracteristicii  $a(f)$  asupra semnalului codat Bifazic-S și Miller

**Codul CMI (Coded Mark Inversion)**

- regula de codare a codului CMI este:

- bitul "0" este codat cu o tranziție pozitivă la mijlocul perioadei de bit (LH);
- bitul "1" este codat alternativ cu "1" (+V) sau "0" (-V), (LL sau HH)

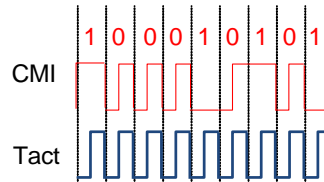


Figura 13. Exemplu de codare cu codul CMI

- nu va mai apărea o tranziție la începutul perioadei de bit pentru orice secvență informațională.
- tranziția de la mijlocul perioadei de bit asigură informația de sincronizare necesară sistemului de sincronizare a tactului de bit din receptor.
- distribuția spectrală de putere a semnalului codat CMI este asimetrică, vezi Figura 5; banda de frecvență ocupată este cuprinsă aproximativ între  $[0,2 \cdot f_N, 2 \cdot f_N]$ , considerând componentele ce conțin aproximativ 80% din puterea semnalului codat, iar semnalul codat nu are c.c.

**Codul AMI (Alternate Mark Inversion)**

- codul AMI are următoarea regulă de codare:

- bitul "0" este codat cu nivelul de 0 volți;
- bitul "1" este codat alternativ cu nivele +/- A volți pe întreaga perioadă de bit.

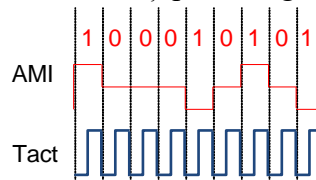


Figura 14. Exemplu de codare cu codul AMI

- este un cod cu 3 nivele iar debitul binar transmis este egal cu debitul binar informațional
- densitatea spectrală de putere este prezentată în Figura 5; codul concentrează circa 80% din puterea semnalului transmis în banda  $[0,3 \cdot f_N, 1,3 \cdot f_N]$
- lărgimea de bandă a codului AMI este mai îngustă decât cea a codului bifazic, nu există c.c., iar puterea este concentrată la frecvențe mai înalte.
- capacitatea de sincronizare a codului este foarte slabă deoarece secvențele lungi de "0" sunt codate fără nici o tranziție.
- pentru eliminarea acestui neajuns s-a elaborat codul Banks (bipolar cu substituirea a n zerouri).
- regula de codare este identică cu cea a codului AMI, cu excepția secvențelor de biți "0" egale sau mai lungi de n biți, n număr natural; dacă apare o astfel de secvență ea este înlocuită cu o secvență de completare.



- pentru  $n = 6$ , secvența de completare este 0VB0VB:

0 – bit "0" codat cu 0 volți

V – bit "1" codat cu un nivel +/- A volți care violează regula de codare AMI

B – bit "1" codat cu un nivel +/- A volți care respectă regula de codare AMI

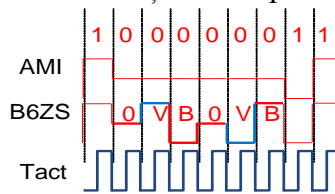


Figura 15. Exemplu de codare cu codul B6Zs

- violările regulii de codare AMI sunt utilizate pentru identificarea acestor secvențe la recepție, unde ele trebuie înlocuite cu secvențe de  $n$  biți "0".
- densitatea spectrală de putere a codului BnZs este similară cu cea a codului AMI
- alte coduri elaborate pentru a îmbunătăți capacitatea de sincronizare a codului AMI sunt *HDB3* (high-density bipolar-3 zeros) și *4B3T* (4-binary, 3-ternary).

**Codul MLT3 (Multitransition 3)**

- este schema de codare utilizată în transmisiile Ethernet la debit de 100Mbps pe cablu UTP

- regula de codare: la "0" se păstrează starea anterioară, la fiecare bit de "1" semnalul codat schimbă starea trece la "starea următoare" din secvența de stări  $0 \rightarrow +V \rightarrow 0 \rightarrow -V \rightarrow 0 \rightarrow +V \rightarrow \dots$

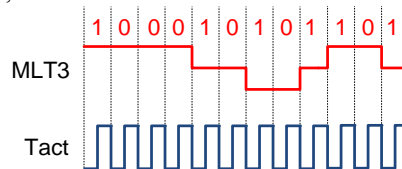


Figura 16. Exemplu de codare cu codul MLT-3

- puterea de sincronizare a acestui cod este redusă deoarece la secvențe mai lungi de zero, semnalul codat nu schimbă starea.
- pentru a elimina acest neajuns în sistemul Ethernet 100BASE-TX înainte de codare MLT-3 secvența de date este precodat *4b5b* (Vezi Tabel 1.). Această precodare înseamnă că fiecare grup de câte 4 biți este înlocuit cu un grup de 5 biți. Prin această precodare crește puterea de sincronizare (din cele 32 de combinații de 5 biți se aleg combinațiile care conțin un număr mare de biți de "1"), scade sensibilitatea la perturbații (din 32 de combinații numai 16 sunt valide – echivalent cu o redundanță de 1 bit la patru biți de informație, adică *rata codării* este 4/5), dar crește debitul transmisiei cu 25%– de la 100Mbps la 125Mbps

Tabel 1. Regula de precodare 4b5b

Nr	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
4b	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
5b	11110	01001	10100	10101	01010	01011	01110	01111	10010	10011	10110	10111	11010	11011	11100	11101

- Nivelul fizic al sistemului Fast Ethernet 100BASE-TX a fost proiectat astfel încât, să se minimizeze puterea radiată de cablurile utilizate de acest sistem, pe frecvențe mai mari de 25MHz (*Ex.* să genereze cât mai puțin zgomot în banda de frecvență alocată transmisiilor FM comerciale)

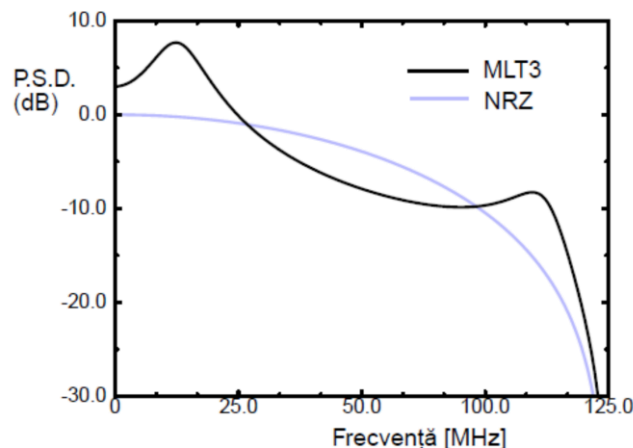


Figura 17. Densitatea spectrală de putere a codului MLT3 comparat cu NRZ



### 2.3. Implementarea codării BB

- codarea codurilor BB poate fi implementată folosind relațiile matematice care descriu semnalele codate, de ex. relațiile (8) pentru codul bifazic.
- implementarea poate fi simplificată considerabil dacă se folosesc anumite particularități ale regulilor de codare.
- datorită numărului diferit de nivele ale semnalului codat și duratei diferite a palierului semnalelor codate, jumătate sau perioadă întregă de bit, codarea codurilor bifazic, Miller și CMI trebuie abordată diferit față de codarea codurilor de tip AMI.
- bifazic-S și CMI au o regulă comună de codare a bitului "1", prin alternarea nivelelor H și L. Aceasta poate fi implementată cu un bistabil J-K, comandat de tactul de bit, care are pe intrările J și K semnalul de date.
- cele două coduri transmit semnalul de tact de bit pe durata bitului "0":
  - codul CMI codează bitul "0" prin tactul de bit:
  - codul bifazic-S codează bitul "0" fie prin tactul de bit, fie prin tactul de bit inversat, în funcție de nivelul (H sau L) cu care a fost codat bitul "1" anterior.
- pe baza acestor observații se poate construi un codor comun pentru cele două coduri, folosind un bistabil J-K și un comutator electronic; un alt comutator este necesar pentru selectarea codului dorit.
- pentru a asigura un semnal purtător bipolar trebuie utilizate circuite C-MOS, care funcționează cu nivele +/- V.
- codul Miller poate fi generat prin divizarea, cu 2, în frecvență a semnalului codat bifazic-S.

**TEMĂ: Proiectați schema electrică a unui codor pentru cele trei coduri cu circuite digitale C-MOS folosind considerentele de mai sus.**

- codarea codurilor bipolare ( ex. AMI) trebuie să țină cont de faptul că acesta are trei nivele.
- AMI poate fi generat folosind un convertor care funcționează similar unui convertor D/A de 2 biți al cărui semn este schimbat alternativ, pentru biții "1" de intrare .
- o altă abordare folosește un bistabil J-K pentru codarea biților "1" (vezi considerentele de mai sus) și un comutator care are o intrare legată la masa electrică, pentru biții "0", comandat de datele de intrare.
- pentru codarea BnZS, înainte de codarea AMI, este necesară inserarea unui circuit care să sesizeze seriile de n biți "0" și să le înlocuiască cu secvența de completare a codului.

### 2.4 Decodarea codurilor BB

#### Ex1. codul bifazic-S

- decodarea codului bifazic-S se bazează pe ecuațiile de codare (8).
- considerăm că bitul  $b_{k+1}$  a fost codat în semiperioadele  $2k+1$  și  $2k+2$  ale tactului de bit;
- folosind (8) pot fi deduse relațiile de decodare (9).
- bitul  $b_{k+1}$ , codat în semiperioadele  $2k+1$  și  $2k+2$ , este decodat pe durata semiperioadelor  $2k+2$  și  $2k+3$ , inserându-se o întârziere de o jumătate de perioadă.
- decodarea următorului bit  $b_{k+2}$  începe în intervalul  $2k+4$ .
 
$$s_b(2k+2) \oplus s_b(2k) = s_b(2k+1) \oplus \bar{b}_{k+1} \oplus s_b(2k) = \bar{s}_b(2k) \oplus \bar{b}_{k+1} \oplus s_b(2k) = 1 \oplus \bar{b}_{k+1} = b_{k+1};$$

$$s_b(2k+3) \oplus s_b(2k+1) = \bar{s}_b(2k+2) \oplus s_b(2k+1) = s_b(2k+1) \oplus b_{k+1} \oplus s_b(2k+1) = b_{k+1}; \quad (9)$$

$$s_b(2k+4) \oplus s_b(2k+2) = s_b(2k+3) \oplus \bar{b}_{k+2} \oplus s_b(2k+2) = \bar{s}_b(2k+2) \oplus \bar{b}_{k+2} \oplus s_b(2k+2) = 1 \oplus \bar{b}_{k+2} = b_{k+2};$$
- decodarea codului Miller se realizează prin adunări similare care folosesc semnale întârziate cu 1, 2, 3 și 4 semiperioade de bit (sau perioade ale unui semnal de tact cu frecvența  $2f_{bit}$ ).
- decodarea codului CMI se realizează prin sumarea modulo 2 a semnalelor codate decalate cu o semiperioadă a tactului de bit.
- pentru toate cele trei coduri semnalele rezultate din circuitele de sumare trebuie "citite" cu un tact de bit, având frecvența  $f_{bit}$ , a cărei fază diferă de la cod la cod.
- pentru codurile bifazic și CMI tactul de citire trebuie să fie defazat cu  $270^\circ$ , față de tactul de bit obținut prin divizarea la 2 a tactul  $f_{sincro}$  ( $= 2f_{bit}$ ) furnizat de circuitul de sincronizarea dinamică.
- pentru codul Miller, tactul de citire trebuie defazat cu  $90^\circ$  față de același semnal de referință.
- schema bloc a unui decodor pentru cele trei coduri este prezentată în Figura 18:

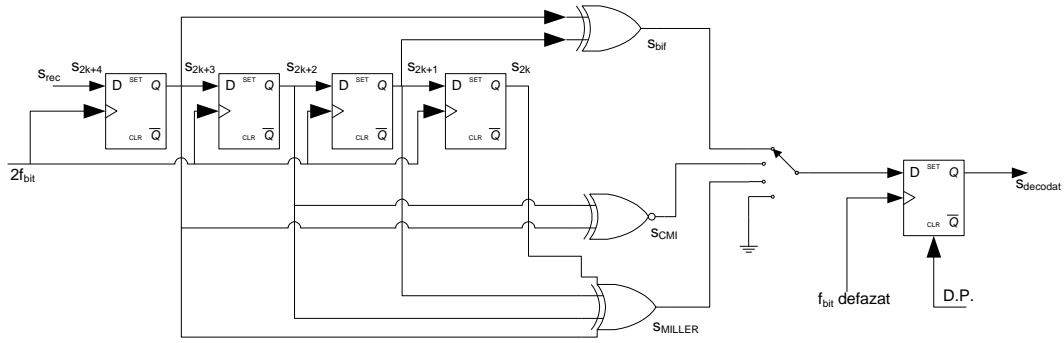


Figura 18. O schemă bloc posibilă pentru decodarea codurilor bifazic-S, CMI și Miller

- decodarea codurilor AMI, BnZs și HDB3 folosește faptul că bitul “1” este codat cu nivele de modul A, iar bitul “0” este decodat cu un nivel de 0 volți.

Ex2. decodarea AMI necesită o redresare dublă alternanță a semnalului codat recepționat care este eșantionat cu tactul de bit sincronizat local.

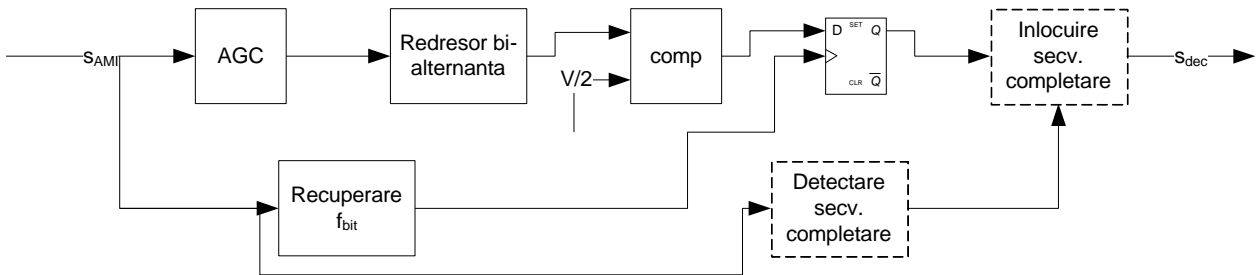


Figura 19. Schema bloc a decodarelor AMI și BnZs

- apoi acesta este comparat cu un prag de nivel +A/2 pentru a se decide bitul recepționat. Înaintea comparării, un circuit AGC asigură un nivel constant semnalului recepționat.

- decodarea codurilor BnZs și HDB3 necesită utilizarea, pe lângă decodorul AMI, a unui circuit care să recunoască secvența de completare și să o înlocuiască cu n sau cu 4 biți "0".

- decodarea codului 4B3T este mult mai complexă deoarece în acest caz trebuie determinat alfabetul folosit la codare. De asemenea, acest decodor utilizează redundanța introdusă pentru a corecta unele combinații de erori.

- recuperarea tactului de simbol în receptoarele AMI poate fi realizată folosind metoda “energetică”- vezi capitolul despre QAM.

Schema bloc a unui modem BB

- este prezentată în Figura 20

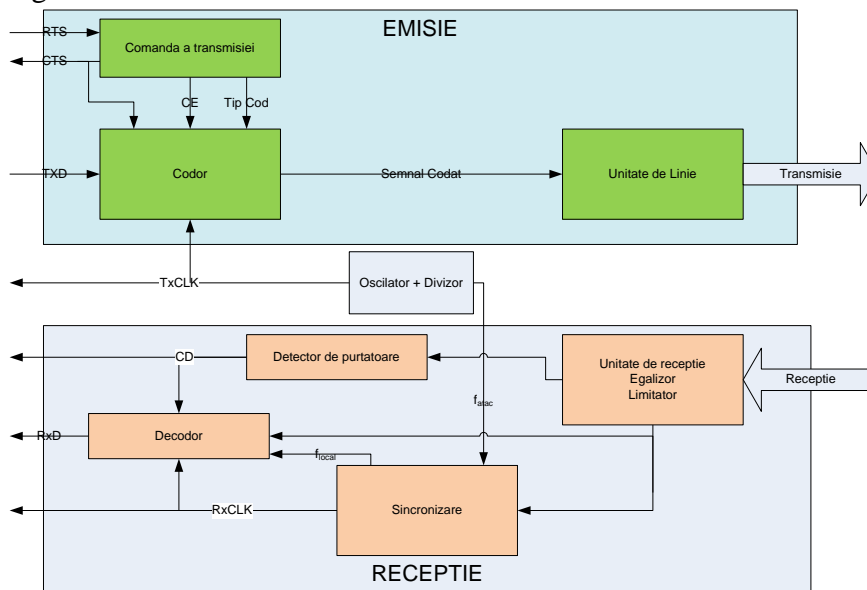


Figura 20. Schema bloc simplificată a unui modem BB

- datele de emisie TxD sunt livrate codorului în ritmul tactul de bit de emisie TxCk furnizat de blocul oscilator-divizor. Codul BB dorit este selectat de comanda internă "Tip Cod".
- semnalul codat este trimis către unitatea de linie care asigură adaptarea cu linia fizică de transmisie.
- blocul de Comandă a Transmisiei este comandat de semnalul de interfață RTS (Request to Send) și răspunde calculatorului cu semnalul de confirmare CTS(Clear to Send), după un interval de timp RTS/CTS, pe durata căruia furnizează codorului secvența de date de sincronizare.
- în funcție de tipul de conexiune 2w/4w, se folosesc una sau două perechi de fire.
- în funcționarea half-duplex pe 2 fire, transmisia are prioritate, iar circuitul de Comandă a Transmisiei blochează etajul de intrare în receptor pe durata cât semnalul RTS este activ.
- etajul de intrare în receptor asigură amplificarea și filtrarea semnalului recepționat, precum și egalizarea atenuării introduse de cablul de transmisie.
- semnalul este apoi limitat și eșantionat, devenind semnal numeric, și este utilizat de circuitul de sincronizare ca semnal de referință de fază, pentru a furniza tactul  $f_{\text{sincro}}$  local, necesar demodulatorului, și tactul de bit de recepție RxCk.
- semnalul limitat intră, de asemenea, în decodor, împreună cu tactul  $f_{\text{sincro}}$ , pentru decodarea datelor recepționate RxD.
- semnalul de la ieșirea etajului de intrare este introdus și în blocul Detector de Purtătoare DP, care monitorizează nivelul semnalului de intrare și validează/inhibă receptorul dacă nivelul acestuia este mai mare/mic decât niște nivele prestabilite; acest bloc furnizează calculatorului semnalul de interfață CD (Carrier Detect).

#### Bibliografie

- Nicolae Dumitru Alexandru, Gunter Morgenstern; Digital Line Codes and Spectral Shaping, Matrix Rom București 1998
- Ha H. Nguyen, Ed Shwedyk; A First Course in Digital Communications – Cambridge University Press 2009