

Structura interfeței de comunicație radio este prezentată în Figura 2.24.

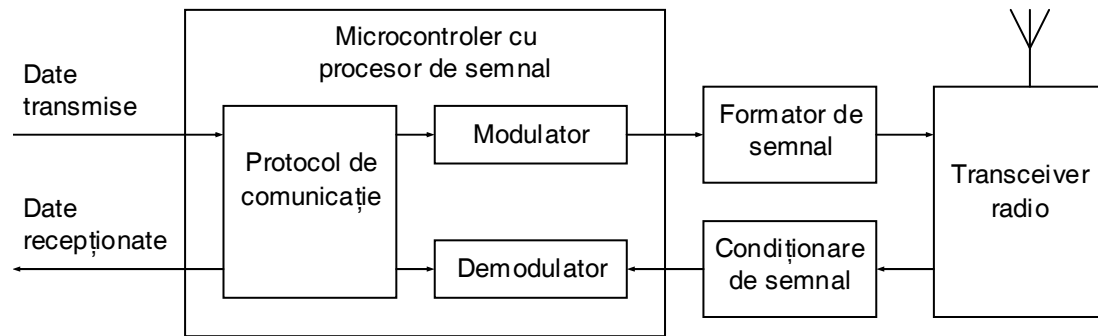


Figura 2.24. Structura interfeței de comunicație radio.

În continuare va fi prezentată schema electronică detaliată a interfeței precum și implementarea software a funcțiilor de comunicație.

2.6.2. Schema electronică a interfeței de comunicație radio

Interfața de comunicație radio este formată din 4 module principale: unitatea centrală, circuitul formator de semnal, circuitul de condiționare a semnalului și transceiverul radio. Schemele detaliate ale acestor module sunt prezentate în continuare.

A. Unitatea centrală

Aceasta este realizată pe baza unui microcontroler cu procesor de semnal încorporat de tip DSPIC33FJ12GP201. Schema unității centrale este prezentată în Figura 2.25.

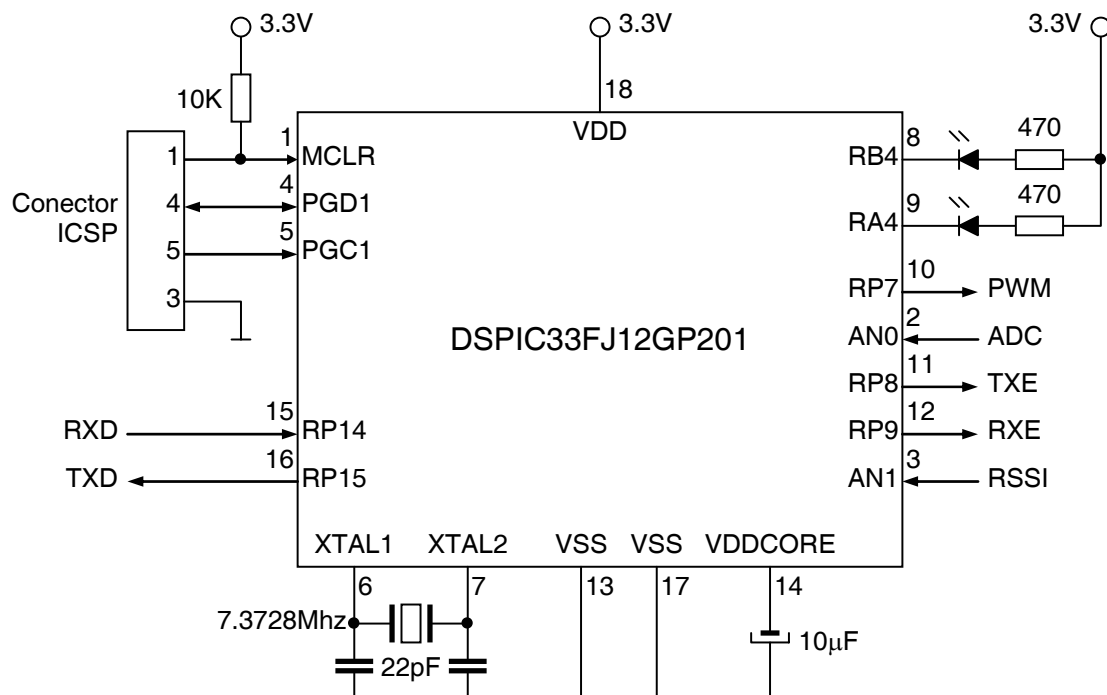


Figura 2.25. Unitatea centrală – microcontroler cu procesor de semnal.

Microcontrolerul DSPIC33FJ12GP201 este produs de firma Microchip Technology Incorporated (<http://www.microchip.com/>) și are în structura sa următoarele componente [MiTe08]:

- procesor de uz general care lucrează pe 16 biți, fiind capabil de o viteză maximă de 40 MIPS (milioane de instrucțiuni pe secundă);
- nucleu de procesare de semnal capabil să execute o operație de multiplicare și acumulare într-un singur ciclu de ceas (25 ns);

- memorie de program nevolatilă (Flash) cu capacitatea de 12 KB și cu posibilitate de programare în sistem;
- memorie de date (RAM) cu capacitatea de 1 KB;
- 3 timere de 16 biți cu facilități de captură și sinteză de semnal;
- interfață de comunicație serială asincronă;
- interfețe de comunicație serială sincrone de tip SPI și I²C;
- convertor analog-numeric cu rezoluție de 10/12 biți, 6 intrări multiplexate și o rată de eșantionare maximă de 1.1 MS/s.

Ceasul procesorului este asigurat de un oscilator realizat cu un cristal de cuarț avînd frecvența de 7.3728 MHz și un circuit de sinteză de frecvență (PLL) încorporat în structura microcontrolerului. Configurarea circuitului de sinteză de frecvență este realizată astfel încît frecvența la care funcționează procesorul să fie de 36.864 MHz.

Scrierea în memoria de program se realizează prin intermediul interfeței ICSP (*In Circuit Serial Programming*) care utilizează semnalele de comunicație PGC1 și PGD1 precum și semnalul de inițializare MCLR. Aceste trei semnale sunt disponibile pe conectorul ICSP, compatibil cu dispozitivul de programare MPLAB-ICD2.

Comunicația dintre interfața radio și echipamentul care o utilizează este realizată prin intermediul interfeței seriale asincrone formată din semnalele de recepție date (RXD) și transmisie date (TXD).

Conectarea cu transceiverul radio și circuitele de formare, respectiv condiționare de semnal, este realizată prin următoarele semnale:

- PWM – semnal de tip impulsuri modulate în durată generat de microcontroler; este utilizat pentru conversia numeric-analogică, fiind prelucrat de către modulul formator de semnal; obiectivul acestei prelucrări îl constituie obținerea semnalului analogic care va fi transmis de transceiverul radio;
- ADC – semnal analogic conectat la una dintre intrările CAN integrat în microcontroler; este semnalul recepționat de transceiver și prelucrat de modulul de condiționare de semnal;
- TXE – semnal de activare a emisiei transceiverului; este generat de microcontroler, prin intermediul unui port de ieșire de uz general;
- RXE – semnal de activare a recepției transceiverului; este generat de microcontroler, prin intermediul unui port de ieșire de uz general;
- RSSI – semnal analogic conectat la una dintre intrările convertorului analog-numeric integrat în microcontroler; este generat de către transceiver și indică intensitatea semnalului recepționat de acesta.

Pe cele două porturi de intrare/ieșire rămase disponibile (RA4 respectiv RB4) au fost conectate două diode LED, care vor fi utilizate pentru semnalizarea emisiei respectiv recepției de date. Modalitatea de conectare a diodelor conduce la aprinderea acestora prin trecerea în „0” logic a porturilor de ieșire corespunzătoare. Curentul prin diode a fost stabilit la aproximativ 2 mA, suficient de mare ca să asigure intensitatea luminoasă necesară unei bune vizibilități dar fără a depăși curenții maxim admis pe port (4 mA).

Condensatorul de 10 μ F conectat la pinul VDDCORE este necesar pentru a menține stabilitatea regulatorului de tensiune integrat în microcontroler, care asigură tensiunea de alimentare de 2.5 V, utilizată de către procesor. Acest condensator trebuie să prezinte o rezistență serie echivalentă redusă (sub 5 Ω).

B. Circuitul formator de semnal

Deoarece nu există un CNA în structura microcontrolerului, pentru generarea semnalului modulat care va fi transmis de către transceiverul radio se va utiliza un circuit

de conversie numeric-analogică bazat pe modulația impulsurilor în durată. Dacă se consideră un semnal format din impulsuri de amplitudine și frecvență constante, atunci valoarea medie a acestui semnal pe durata intervalului dintre două impulsuri este dată de raportul dintre durata impulsului (T_i) și perioada de repetiție a acestora (T_o) (ca în Figura 2.26).

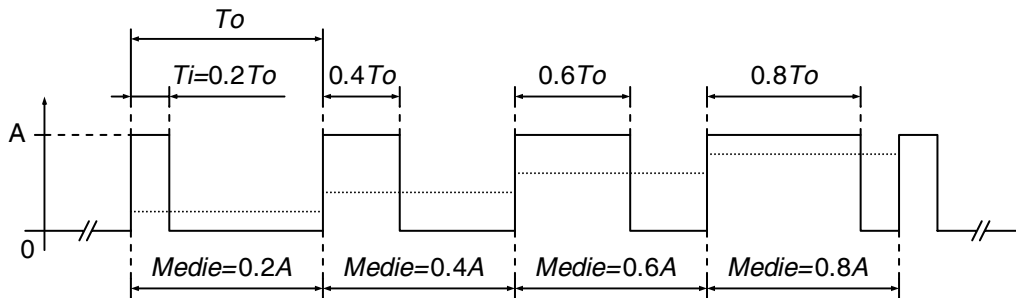


Figura 2.26. Semnal cu impulsuri modulate în durată.

Pentru a obține un semnal analogic continuu dintr-o astfel de secvență de impulsuri, este necesară o filtrare de tip trece-jos. Semnalul modulat în durată conține, pe lângă componenta utilă, o serie de armonici ale frecvenței de repetiție a impulsurilor:

$$f_k = k f_o = \frac{k}{T_o}, \quad \forall k \in \mathbb{N}^*. \quad (2.10)$$

Filtrarea semnalului are rolul de a elimina aceste frecvențe perturbatoare și a păstra doar componentele utile ale semnalului generat.

Circuitul formator de semnal este un filtru activ trece-jos, avînd banda de trecere egală cu frecvența maximă a semnalului care va fi generat. Banda de trecere a acestui filtru a fost aleasă cu lărgimea de 6 KHz. (Justificarea alegerii va fi prezentată în paragraful următor.)

Schema formatorului de semnal este prezentată în Figura 2.27.

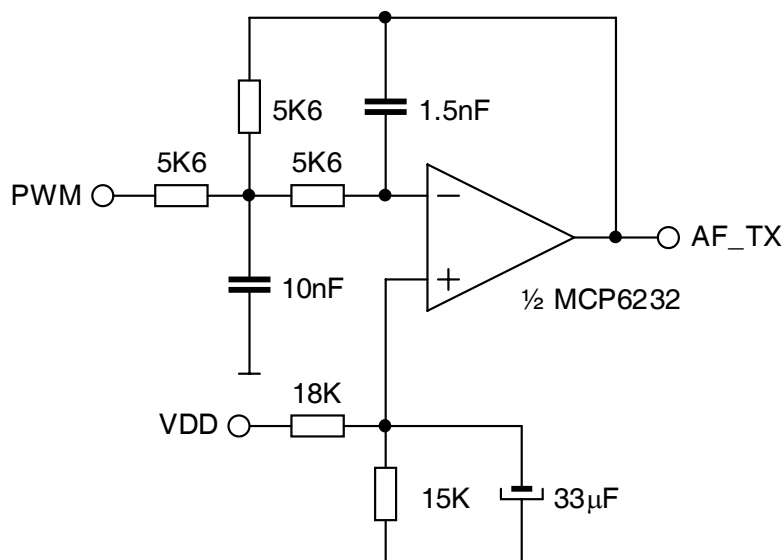


Figura 2.27. Circuitul formator de semnal (filtrul trece-jos).

Acest filtru este implementat pe o structură de tip MFB (*Multiple FeedBack*), iar valorile componentelor corespund unui filtru de tip Chebyshev de ordinul II, cu neuniformitate în banda de trecere de 0.5 dB [OpSc85], [PrMa96]. Amplificatorul operațional utilizat este de tip *rail-to-rail*, ceea ce înseamnă ca poate funcționa corect pentru tensiuni la intrări cuprinse între 0 V și valoarea tensiunii de alimentare a circuitului. Suplimentar, amplificatorul operațional MCP6263 poate funcționa și cu tensiuni de alimentare în gama

1.8 V–6 V, ceea ce face posibilă alimentarea acestuia din aceeași sursă ca și microcontrolerul (adică la 3.3 V).

Rețeaua divizoare de tensiune conectată pe intrarea neinvertor a amplificatorului are rolul de a polariza această intrare cu o tensiune de aproximativ 1.5 V, necesară pentru a oferi posibilitatea unei variații a tensiunii la ieșire între 0 V și 3 V, compatibilă cu cerințele la intrarea transceiverului.

C. Circuitul de condiționare a semnalului

Acest circuit este utilizat pentru preluarea semnalului recepționat de către transceiver și aducerea acestuia la parametrii necesari conversiei analog-numerice. Analizând specificațiile secțiunii de recepție a transceiverului, se constată că semnalul furnizat de acesta la ieșire are o amplitudine de maxim 400 mV (vîrf la vîrf), deplasat cu o tensiune de offset între 0.3 V și 1.75 V.

Convertorul analog-numeric integrat în microcontroler acceptă tensiuni în gama 0 V-3 V. Rezultă necesitatea amplificării semnalului, precum și a centrării acestuia în jurul unei tensiuni de aproximativ 1.5 V, indiferent de valoarea tensiunii de offset prezente la ieșirea transceiverului (care poate să varieze în funcție de condițiile de recepție).

De asemenea, circuitul de condiționare a semnalului trebuie să realizeze și o filtrare de tip trece-jos în scopul evitării fenomenului de aliere în frecvență [OpSc85], [PrMa96], [StD96]. Schema circuitului este ilustrată în Figura 2.28.

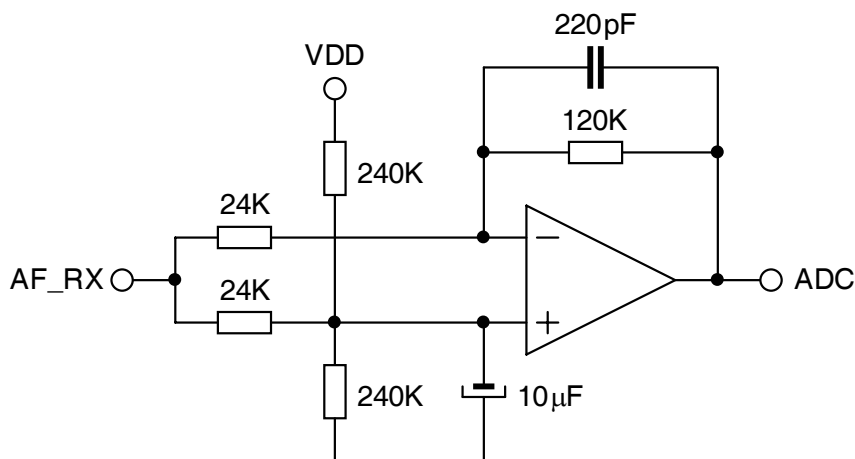


Figura 2.28. Circuitul de condiționare a semnalului.

Semnalul de la intrare este de forma:

$$U_i = U_m + U_a(t), \quad (2.11)$$

unde U_m reprezintă valoarea tensiunii de offset iar $U_a(t)$ este semnalul recepționat de către transceiver.

Acest semnal este preluat de către circuit pe două trasee diferite. Primul traseu corespunde configurației de amplificator inversor și realizează o amplificare de 5 ori (raportul dintre rezistențele de 120 K Ω și 24 K Ω conectate la intrarea inversoare), însoțită de o schimbare de semn. Astfel, componenta din tensiunea de ieșire corespunzătoare va avea următoarea expresie:

$$U_{o-} = -5(U_m + U_a(t)). \quad (2.12)$$

Al doilea traseu corespunde configurației de amplificator neinvertor și realizează o amplificare de 6 ori a tensiunii prezente pe intrarea neinvertor a operaționalului (modulul amplificării din configurația inversoare plus o unitate). În absența condensatorului de 10 μ F, tensiunea aplicată pe această intrare este obținută din tensiunea de la intrare și cea de alimentare, avînd valoarea:

$$U_+ = 0.8333(U_m + U_a(t)) + 0.08333VDD. \quad (2.13)$$

Condensatorul de 10 μF conectat la intrarea neînversoare a amplificatorului operațional formează un filtru pasiv trece-jos de ordinul I, care prelucrează semnalul U_+ . Banda de trecere a acestui filtru este de 0.8 Hz, valoare suficient de mică încât să asigure o atenuare foarte puternică a semnalului $U_a(t)$. În aceste condiții, componenta din tensiunea de ieșire corespunzătoare acestui traseu va avea valoarea:

$$U_{o_+} = 6(0.8333U_m + 0.08333VDD) = 5U_m + 0.5VDD. \quad (2.14)$$

La rîndul ei, tensiunea la ieșirea circuitului este suma celor două componente ale sale:

$$U_{ADC} = U_{o_-} + U_{o_+} = -5(U_m + U_a(t)) + 5U_m + 0.5VDD = 0.5VDD - 5U_a(t), \quad (2.15)$$

ceea ce reprezintă semnalul util amplificat și centrat pe jumătatea tensiunii de alimentare.

Se poate observa prezența condensatorului de 220 pF în circuitul de reacție (montat în paralel cu rezistența de 120 K Ω), formînd un filtru trece-jos care acționează asupra traseului de amplificare din configurația înversoare. Deoarece semnalul util de la ieșirea circuitului de condiționare provine din acest traseu de amplificare, rezultă că este posibilă realizarea filtrării anti-aliere în frecvență cu ajutorul acestui filtru. Banda de trecere a fost aleasă cu lărgimea de 8 KHz, pentru a permite trecerea nealterată a semnalului util către convertorul analog-numeric.

D. Transceiverul radio

Conectarea transceiverului radio în circuitul interfeței se realizează conform schemei din **Figura 2.29**.

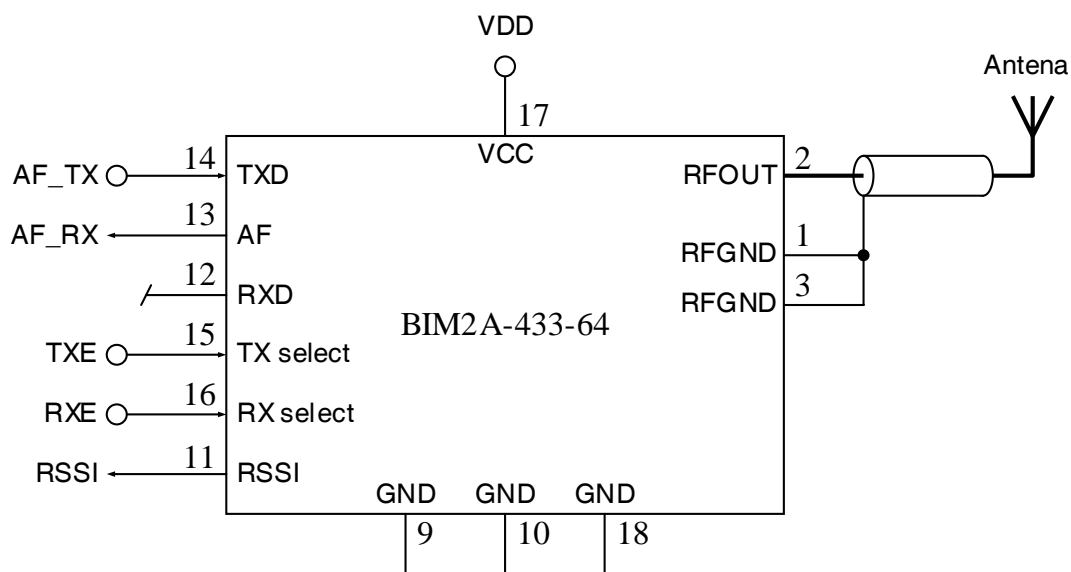


Figura 2.29. Conectarea transceiverului radio.

Caracteristicile principale ale transceiverului BIM2A-433-64 sunt următoarele [Rad07]:

- frecvența purtătoare radio: 433.92 MHz (generată prin sinteză de frecvență);
- tip de modulație: în frecvență (FM);
- viteză maximă de comunicație: 64 Kb/s (modulație digitală în banda de bază);
- putere de emisie: 10 mW;
- sensibilitate receptor: -100 dBm, la o rată maximă a erorilor de 1 ppm sau -106 dBm, la un raport semnal-zgomot ([SNR](#) – *Signal-to-Noise-Ratio*) de 10 dB;
- distanță utilizabilă de comunicație: 300 m în spațiu deschis sau 75 m în interiorul clădirilor;

- consum de energie: 14 mA la emisie, 11 mA la recepție.

Transceiver-ul conține două secțiuni independente, care au în comun doar antena. Secțiunea de transmisie este activată prin intermediul unei intrări speciale (TX select), care este activă în 0. Purtătoarea de radiofrecvență este modulată liniar de tensiunea aplicată pe intrarea (TXD) conectată la ieșirea circuitului formator de semnal (AF_TX).

Secțiunea de recepție este activată de semnalul (RX select), activ în 0. Semnalul de radiofrecvență recepționat demodulat liniar este disponibil pe ieșirea AF a transceiverului, de unde este trimis la intrarea (AF_RX) a circuitului de condiționare a semnalului.

Semnalul RSSI este un indicator al intensității semnalului radio recepționat și are o dependență de tip logaritmă (pentru acoperirea unei dinamici foarte mari a intensității). Precizia de indicație a intensității semnalului radio este relativ scăzută, ceea ce limitează utilitatea semnalului RSSI doar la evaluări aproximative.

2.6.3. Metoda de modulare-demodulare a semnalului

A. Considerații generale

Raportul semnal-zgomot (SNR) este principalul parametru care afectează performanțele unui sistem de comunicație radio și determină limitarea distanței maxime la care se poate realiza o conexiune în condiții bune. Un fenomen extrem de neplăcut de care trebuie să se țină seama în telecomunicații este următorul: la creșterea distanței dintre emițător și receptor, intensitatea semnalului recepționat scade, în timp ce intensitatea zgomotului rămâne practic constantă. Astfel, SNR scade prin transmiterea semnalelor pe liniile de comunicație. Scăderea SNR conduce la decodificarea mai puțin precisă a informației recepționate, efectul fiind apariția unor biți cu valori eronate în informația decodificată.

Îmbunătățirea performanțelor unui sistem de comunicație radio se poate realiza prin aplicarea unor metode de creștere a SNR și utilizarea unor tehnici de modulație cu imunitate ridicată la zgomot.

Creșterea SNR se poate realiza prin reducerea benzii de frecvențe utile din canalul de comunicație. Principiul de funcționare al acestei metode este prezentat în **Figura 2.30**.

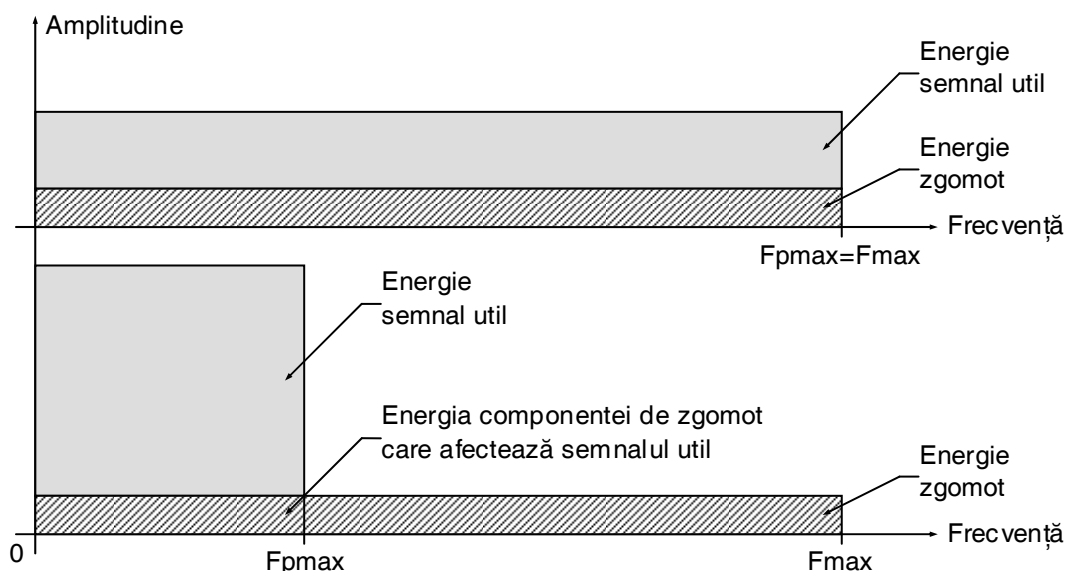


Figura 2.30. Metoda creșterii raportului semnal-zgomot prin limitarea benzii utile.

În partea superioară a figurii este reprezentat cazul în care se utilizează întreaga bandă disponibilă a canalului de comunicație. Mai exact, frecvența maximă a semnalului purtător de informație (F_{pmax}) este egală cu frecvența maximă transmisibilă prin canal (F_{max}). Se observă o suprapunere totală între spectrele de frecvență ale semnalului util și zgomotului.

În acest caz, întreaga energie a zgomotului (reprezentată de aria hașurată) contribuie în raportul semnal-zgomot obținut. În partea inferioară a figurii este reprezentat cazul în care se utilizează doar parțial banda de frecvențe a canalului de comunicație ($F_{pmax} \ll F_{max}$). Se observă că, de data aceasta, peste spectrul semnalului util se suprapune doar o parte din spectrul zgomotului (componentele cu frecvențe între 0 și F_{pmax}).

Energia componentelor din zgomot care se suprapun peste semnalul util (notată prin E_z^*) poate fi evaluată astfel:

$$E_z^* = E_z \frac{F_{pmax}}{F_{max}}. \quad (2.16)$$

Ea este inferioară energiei totale a zgomotului (notată prin E_z), ceea ce are ca efect îmbunătățirea raportului semnal-zgomot cu:

$$\Delta SNR = 10 \log_{10} \frac{F_{pmax}}{F_{max}}. \quad (2.17)$$

Pentru buna funcționare a acestei metode, este necesară eliminarea prin filtrare a componentelor cu frecvențe mai mari decât F_{pmax} din semnalul care va fi demodulat.

Datorită gradului ridicat de imunitate la zgomot, modulația în fază este una dintre cele mai utilizate tehnici de modulație. În cazul modulației în fază, se alocă un interval de timp fix (T_s) pentru codificarea unui element de informație (simbol). Fiecare simbol poate avea asociat unul sau mai mulți biți, numărul de valori distincte pe care le poate înregistra un simbol fiind:

$$N_s = 2^B, \quad (2.18)$$

unde B este numărul de biți asociați acestuia.

Pe durata unui interval de simbol (T_s), semnalul modulat va fi de forma:

$$x(t) = \sin[2\pi f t + \varphi(S)], \quad (2.19)$$

unde S reprezintă valoarea simbolului codificat, f este frecvența purtătoarei, iar:

$$\varphi(S) = \frac{2\pi S}{N_s}. \quad (2.20)$$

O modulație în fază care utilizează N_s valori distincte pentru fiecare simbol se notează prin acronimul PSK urmat de valoarea N_s .

Utilizarea directă a informației de fază $\varphi(S)$ pentru decodificarea simbolului modulat nu este recomandată, deoarece presupune ca receptorul să cunoască exact faza de referință utilizată de emițător, ceea ce este dificil. Pentru evitarea acestei probleme, se face apel la o variantă de modulație numită *modulație în fază diferențială* [TCM87]. În acest caz, parametrul care codifică valoarea simbolului este diferența de fază dintre purtătoarea transmisă în intervalul de simbol curent și cea din intervalul precedent.

Semnalul transmis în intervalul T_s corespunzător simbolului S_k va fi:

$$x_k(t) = \sin[2\pi f t + \varphi(S_k) + \varphi(S_{k-1})], \quad \forall k \in \mathbb{N}^*. \quad (2.21)$$

Alegerea numărului de valori pentru un simbol trebuie să se efectueze astfel încât să se obțină atât o viteză cât mai ridicată de transmitere a datelor, cât și o sensibilitate redusă la zgomot. Viteza de transmisie poate fi crescută prin alegerea unui număr mai mare de biți asociați simbolului. Problema care se ridică este aceea că adăugarea unui singur bit la acest număr conduce la dublarea numărului de valori posibile pentru fiecare simbol. Această creștere a lui N_s are ca efect reducerea diferenței dintre valorile posibile ale fazei purtătoarei. Astfel, discriminarea dintre valorile posibile ale fazei purtătoarei care trebuie

realizată pentru demodularea semnalului devine mult mai dificilă, deoarece zgomotul prezent în canalul de comunicație poate afecta semnalul recepționat în așa măsură încât să conducă la confuzii între valori apropiate ale fazei.

Sensibilitatea la zgomot a procesului de demodulare este dată de probabilitatea de decodificare eronată a unui simbol. Modul în care această probabilitate depinde de SNR este specific fiecărui tip de modulație în parte. Deși probabilitatea nulă de apariție a erorilor de decodificare nu se obține pentru nici una dintre tehnicile de modulație existente, chiar în prezența unui SNR foarte ridicat, în practică, se acceptă o valoare diferită de zero dar suficient de redusă pentru această probabilitate.

Acceptând posibilitatea ca o eroare de decodificare să apară în timpul demodulării semnalului, pentru asigurarea corectitudinii transferului de informație sunt necesare mecanisme suplimentare de detecție și corecție ale eventualelor erori. Aceste metode vor fi prezentate în paragraful următor.

În **Figura 2.31** este prezentată dependența probabilității de apariție a erorilor în procesul de demodulație de SNR, pentru trei variante de modulație în fază: PSK2 (1 bit/simbol – cu albastru), PSK4 (2 biți/simbol – cu verde), respectiv PSK8 (3 biți/simbol – cu roșu).

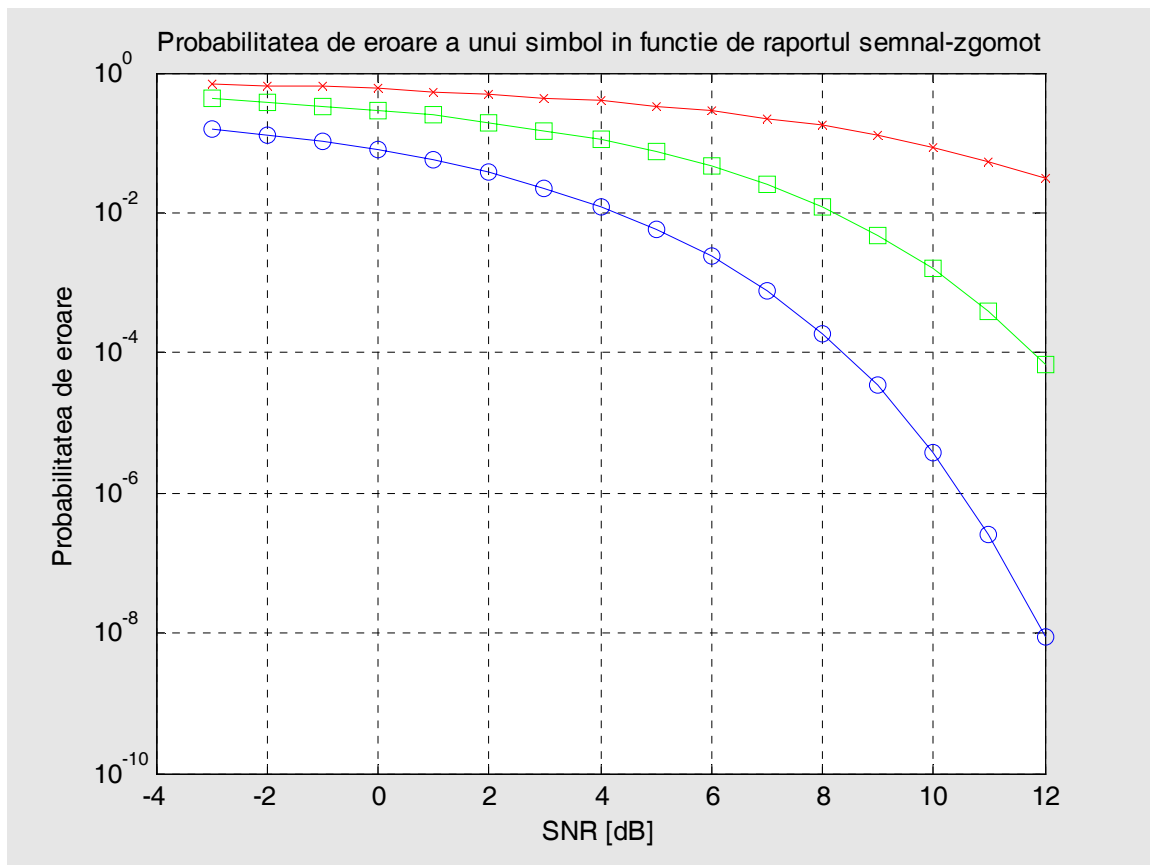


Figura 2.31. Influența SNR asupra probabilității de apariție a erorilor în cazul diferitelor tehnici de modulație (o-PSK2, □-PSK4, x-PSK8).

Analizând graficele, se observă că pentru un SNR de 10 dB, doar PSK2 și PSK4 prezintă probabilități de apariție a erorilor având valori acceptabile. Deși PSK2 are probabilitatea cea mai scăzută, eficiența acestei metode din punct de vedere al vitezei de transmisie este foarte scăzută (un singur bit pe simbol). Din aceste motive, în cadrul interfeței de comunicație radio a fost utilizată metoda de modulație PSK4.

Viteza maximă de transmitere a datelor pe un canal de comunicație este dată de Teorema Shannon-Hartley [ShC48], care oferă următoarea formulă de calcul:

$$V_{max} = \Delta F \log_2 (1 + \text{SNR}), \quad (2.22)$$

unde V_{max} [bit/s] reprezintă viteza maximă de transmisie a datelor, ΔF [Hz] este lărgimea de bandă a canalului, iar SNR este exprimat liniar (nu în dB). Din relația (2.14) rezultă că, dacă SNR este suficient de ridicat, este posibilă obținerea unor viteze de transmisie superioare benzii de frecvențe caracteristice a canalului.

Utilizarea unei singure frecvențe purtătoare pe care să se realizeze modularea unui astfel de flux de date este posibilă doar dacă intervalul de timp T_s asociat transmiterii unui simbol devine comparabil sau mai mic decât perioada purtătoarei. Semnalul obținut în aceste condiții prezintă însă un spectru de frecvențe foarte *dispersat* (etalat pe o bandă largă), iar neuniformitățile caracteristicii de transfer prin diferitele dispozitive electronice din lanțul de comunicație și prin canal afectează puternic capacitatea de decodificare corectă a informației.

Sistemele care utilizează o astfel de modulație sînt prevăzute cu filtre de egalizare destinate corecției neuniformităților caracteristicii de transfer. Deoarece parametrii acestor caracteristici sunt variabili în timp, filtrele de egalizare trebuie să se adapteze permanent condițiilor curente. Funcția de adaptare presupune utilizarea unor algoritmi de identificare în timp real a caracteristicilor de transfer, care, alături de algoritmi de adaptare și evaluarea ieșirii filtrului de egalizare, ridică complexitatea procesului de demodulare și solicită resurse de calcul importante.

Pentru evitarea acestor complicații, sistemele moderne de comunicație radio utilizează o tehnică diferită de modulație, numită *cu multiplexare pe frecvențe ortogonale*, avînd acronimul consacrat: OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) [ChGi68], [FaKa08]. Această tehnică presupune utilizarea mai multor frecvențe purtătoare și modularea acestora la viteze mai mici de codificare a simbolurilor.

Spectrele de frecvențe asociate purtătoarelor modulate sunt mult mai *compacte* (concentrate pe o bandă mai îngustă), efectul neuniformităților în caracteristicile de transfer fiind mai reduse. Prin alegerea unui număr suficient de mare de frecvențe purtătoare, spectrul corespunzător fiecăruia dintre ele devine atît de redus, încît efectele caracteristicilor de transfer neuniforme devin neglijabile.

Tehnica de modulație folosită de către interfața de comunicație radio este o versiune simplificată a celei de tip OFDM. În continuare va fi prezentat în detaliu modul de realizare a proceselor de modulare și demodulare folosind această tehnică.

B. Modulația cu multiplexare pe frecvențe ortogonale

Prima etapă în proiectarea mecanismului de modulație constă în alegerea numărului de purtătoare și a frecvențelor acestora. Condiția de ortogonalitate presupune ca, pe durata unui interval de simbol T_s , între semnalele purtătoare x_i și x_j să existe următoarea relație:

$$\int_0^{T_s} x_i(t) x_j(t) dt = 0, \quad \forall i \neq j, \text{ cu } i, j \in \mathbb{N}^*, \quad (2.23)$$

care constituie o condiție de ortogonalitate. Această condiție poate fi îndeplinită de un set de $K \in \mathbb{N}^*$ semnale sinusoidale de forma:

$$x_k(t) = \sin(k \omega_0 t + \varphi_k) = \sin\left(\frac{2\pi k}{T_s} t + \varphi_k\right), \quad \forall t \in [0, T_s], \quad \forall k \in \overline{1, K}. \quad (2.24)$$

Evident, condiția de ortogonalitate (2.23) se poate verifica astfel:

$$\int_0^{T_s} x_i(t) x_j(t) dt = \int_0^{T_s} \sin\left(\frac{2\pi i}{T_s} t + \varphi_i\right) \sin\left(\frac{2\pi j}{T_s} t + \varphi_j\right) dt =$$