

Comunicația se realizează în *mod semi-duplex*: la un moment dat numai un singur echipament poate transmite informație, restul echipamentelor funcționând ca receptori.

Modalitatea utilizată pentru transmiterea datelor este de tip *serial asincron* și folosește ca suport pentru implementare interfața de comunicație asincronă (UART) existentă în majoritatea microcontrolerelor actuale.

Pentru realizarea interfeței de magistrală de comunicație, este necesar un circuit de adaptare care să permită conectarea interfeței seriale asincrone la caracteristicile electrice ale magistralei de comunicație. Circuitul de adaptare este realizat astfel încât să corespundă din punct de vedere electric cu standardul RS-485 care este specific aplicațiilor din mediul industrial.

Schema circuitului de adaptare utilizat pentru interfața cu magistrala de comunicație este prezentată în **Figura 2.6**.

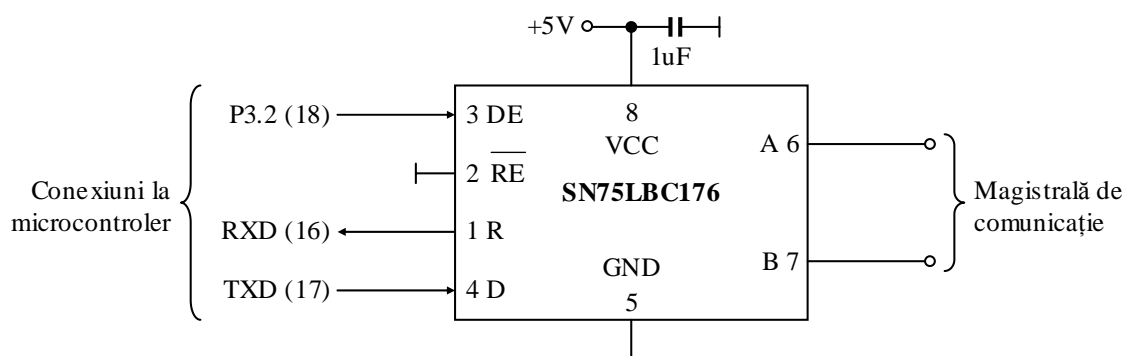


Figura 2.6. Circuitul de adaptare pentru magistrala de comunicație (RS-485).

Se utilizează un circuit transceiver bidirecțional compatibil cu standardul RS-485 de tip SN75LBC176 [Tel02], realizat în tehnologie CMOS de viteză. Caracteristic acestui tip de circuit este consumul redus de energie electrică (1.5 mA cu secțiunile de recepție și transmisie activate, respectiv 0.2 mA când aceste secțiuni sunt dezactivate).

Circuitul conține două secțiuni independente, care gestionează recepția, respectiv transmiterea datelor. Secțiunea de recepție analizează diferența de potențial dintre cele două fire ale magistralei de comunicație (notate cu A și B) în scopul identificării stării logice în care se află aceasta. Se consideră "0" logic orice diferență de potențial inferioară pragului de 0.2 V, i.e. pentru $V_A - V_B < 0.2$ V. Similar, dacă $V_A - V_B > 0.2$ V, se stabilește "1" logic. Tensiunea de mod comun acceptată pe intrările A și B poate lua valori între -10 V și 15 V, domeniu suficient de larg pentru a asigura o imunitate ridicată la perturbații. Secțiunea de recepție poate fi activată sau dezactivată prin intermediul unei intrări \overline{RE} , activă în 0. Starea logică a magistralei de comunicație se regăsește pe ieșirea R atît timp cît secțiunea de recepție este activată; în caz contrar, ieșirea R va fi în stare de înaltă impedanță (flotată). Se observă din schemă că secțiunea de recepție este permanent activată pentru a face posibilă "ascultarea" liniei în timpul transmisiei.

Secțiunea de transmisie alimentează magistrala de comunicație cu o tensiune de aproximativ -3.5 V pentru cazul în care se dorește transmiterea unui nivel "0" logic respectiv +3.5 V în cazul nivelului "1" logic. Secțiunea de transmisie poate fi activată sau dezactivată prin intermediul unei intrări \overline{DE} activă în 1. În cazul în care secțiunea este activată, magistrala de comunicație este alimentată cu -3.5 V sau +3.5 V, în funcție de starea intrării D. Dacă secțiunea este dezactivată, ambele ieșiri A și B trec în stare de înaltă impedanță, pentru a permite altor dispozitive să transmită date.

2.2.5. Interfața de comunicație radio

Comunicația radio constituie o alternativă la cea prin cablu. Ea este utilă în acele situații în care instalarea cablurilor este dificil sau chiar imposibil de realizat. Implementarea

acestui mod de comunicație este posibilă prin utilizarea unei interfețe specializate construite în jurul unui transceiver radio integrat.

În alegerea tipului de transceiver, s-a plecat de la următoarele considerente:

- să fie utilizată o bandă de frecvențe radio liberă și care să nu necesite licență de transmisie;
- să se permită comunicația la o distanță relativ mare (mai mult de 100 m);
- viteza de comunicație permisă să fie de cel puțin 9600 biți pe secundă;
- consum de energie electrică să fie redus; eventual este utilă existența unui regim de funcționare de tip stand-by în care consumul de energie să fie mult redus;
- să fie ușor de interfațat cu microcontrolerul;
- prețul de cost să fie accesibil și să existe suficiente oferte pe piață.

Analizând aceste considerente precum și oferta de transceivere s-a ales modelul BIM2A-434-64 [Rad07] (produs de firma Radiometrix (<http://www.radiometrix.com>)), care prezintă următoarele caracteristici:

- frecvență purtătoare radio de 434.79 Mhz (generată prin sinteză de frecvență);
- modulație în frecvență (FM);
- viteză maximă de comunicație de 64 Kb/sec;
- putere de emisie de 10 mW;
- sensibilitate a receptorului de -101 dBm la o rată maximă a erorilor de 1 ppm;
- 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;

Interfațarea acestui transceiver la microcontroler se realizează conform schemei din Figura 2.7.

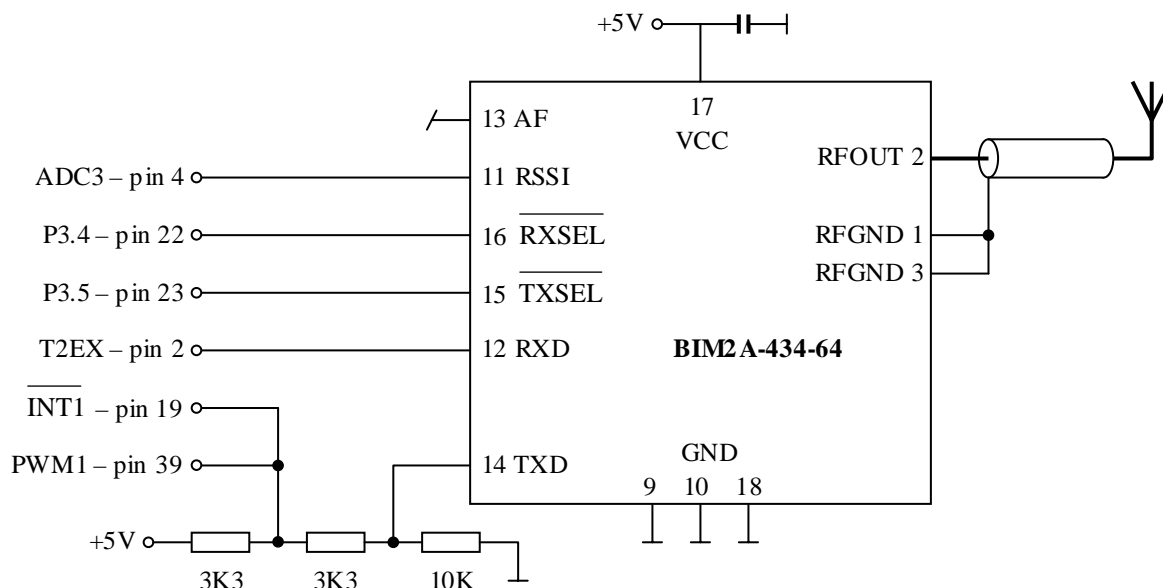


Figura 2.7. Circuitul de comunicație radio.

Transceiverul BIM2A-434-64 conține două secțiuni independente, care au în comun doar antena. Secțiunea de transmisie este activată prin intermediul unei intrări speciale, denumite $\overline{\text{TXSEL}}$, care este activă în 0. Purtătoarea de radiofrecvență este modulată liniar de tensiunea aplicată pe intrarea TXD, care poate lua valori în gama 0–3 V. În cazul schemei de față, modulația este realizată de un semnal logic avînd cele două valori ale tensiunii egale cu limitele de variație acceptate pe intrarea TXD, adică 0 V, respectiv 3 V. Acest semnal este preluat de la ieșirea PWM1 (Pulse Width Modulation – canalul 1), după

ce este divizat prin intermediul a trei rezistențe, pentru a se încadra în limitele de tensiune admise. Suplimentar, ieșirea PWM1 este conectată la una dintre intrările de întrerupere externă $\overline{INT1}$, pentru a facilita implementarea algoritmului de codificare a informației transmise.

Secțiunea de recepție este activată de semnalul \overline{RXSEL} , activ în 0. Semnalul de radiofrecvență recepționat este demodulat liniar și transmis la ieșirea AF a transceiverului. O versiune digitizată (numerică) a acestuia este oferită și pe ieșirea RXD. În cazul schemei de față, este utilizată doar versiunea digitizată a semnalului recepționat, conectată la microcontroler pe intrarea de captură T2EX asociată timerului 2. Secțiunea de recepție furnizează și un semnal RSSI, care indică intensitatea semnalului recepționat și care este conectat la microcontroler pe canalul 3 al CAN.

Fiecare din cele două secțiuni poate fi activată de către microcontroler, deoarece cele două intrări de activare \overline{TXSEL} și \overline{RXSEL} sunt conectate la două ieșiri de uz general P3.4 respectiv P3.5. Vom reveni cu mai multe detalii privind interfața radio în finalul secțiunii de față.

2.2.6. Acumulatorul

Acumulatorul este sursa de tensiune care alimentează întregul modul de interfață. Dintre toate tipurile de acumulatori existente, s-a preferat utilizarea unui acumulator cu plumb, realizat în variantă etanșă, deoarece acest tip de acumulator este foarte robust și simplu de încărcat. Tensiunea nominală de 12 V a fost aleasă astfel încât să poată alimenta atât elementul de acționare conectat pe ieșirea analogică cât și senzorii. Capacitatea de 2.2 Ah a acumulatorului a fost aleasă ca un compromis între autonomia modului și valoarea maximă a curentului de încărcare (care trebuie să fie asigurată atât de circuitul de încărcare de la rețeaua de curent alternativ dar și de panoul solar).

2.2.7. Stabilizatorul de tensiune

Rolul stabilizatorului de tensiune este acela de a furniza tensiunea de alimentare de 5 V necesară majorității componentelor modului de interfață. Deoarece consumul acestor componente este redus (sub 50 mA) se va utiliza un stabilizator de tensiune liniar realizat cu un circuit specializat de tip LM2940CT-5.0 [NaS07a].

Schema stabilizatorului de tensiune este prezentată în **Figura 2.8**.

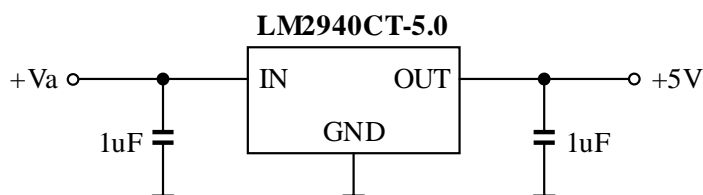


Figura 2.8. Stabilizatorul de tensiune.

Circuitul este foarte simplu. În afară de stabilizatorul integrat LM2940CT-5.0, mai sunt necesare două condensatoare de 1 μ F montate cât mai aproape de terminalele acestuia. Ele au rolul de a evita intrarea în oscilație a stabilizatorului. De asemenea, este necesară montarea unui radiator termic de mici dimensiuni ($R_{tC-A} \sim 20^{\circ}\text{C/W}$), pentru a asigura răcirea corespunzătoare a stabilizatorului integrat.

2.2.8. Modulul pentru încărcarea acumulatorului

Modulul pentru încărcarea acumulatorului are rolul de a asigura încărcarea acestuia atât de la rețeaua electrică de 220 V, cât și de la panoul solar.

Schema electrică a circuitului utilizat pentru această funcție este prezentată în **Figura 2.9**. Circuitul de încărcare a acumulatorului este de fapt un stabilizator de tensiune

cu limitator de curent. Elementul principal al schemei este un circuit stabilizator integrat, cu tensiune de ieșire ajustabilă de tip LM317T [NaS07b]. Tensiunea la ieșire este fixată prin intermediul divizorului format din rezistențele de 240 Ω , respectiv 2.4 K Ω , la o valoare de aproximativ 13.8 V. Limitarea curentului este realizată de către ansamblul format din rezistența de măsurare a curentului, cu valoarea de 0.68 Ω și tranzistorul de tip 2N2222. Valoarea la care este limitat curentul de încărcare al acumulatorului este de aproximativ 40% din capacitatea nominală a acestuia, adică 0.88 A. Stabilizatorul integrat trebuie prevăzut cu un radiator termic corespunzător ($R_{tC-A} \sim 3...5^{\circ}\text{C/W}$), pentru a-i asigura răcirea în timpul funcționării.

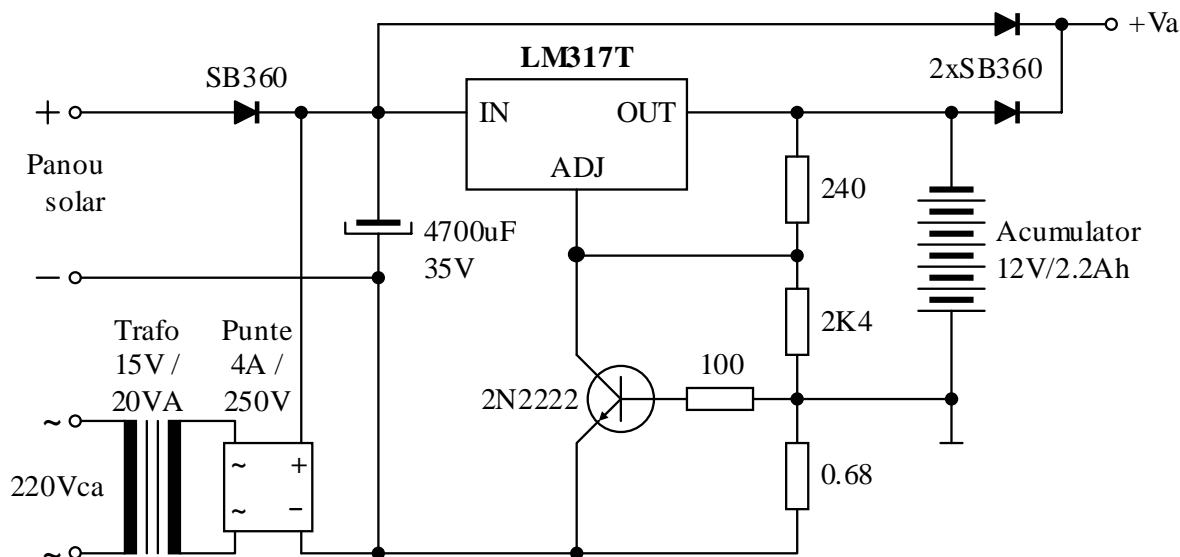


Figura 2.9. Circuitul pentru încărcarea acumulatorului.

Alimentarea din rețeaua de curent alternativ este asigurată prin intermediul unei surse de tensiune realizată cu un transformator de 15 V/20 VA, o punte redresoare de 4 A/250 V și un condensator pentru filtrarea tensiunii de 4700 $\mu\text{F}/35\text{ V}$.

Alimentarea din panoul solar se face prin intermediul unei diode Schottky de tip SB360 (3 A/60 V), care are rolul de a împiedica scurgerea de curent din redresor în panoul solar, atunci când modulul este alimentat de la rețea.

Tensiunea de alimentare V_a se obține fie direct din acumulator – când modulul nu este alimentat nici de la rețea nici din panoul solar –, fie de la una dintre aceste surse – atunci când sunt funcționale. Selectarea sursei pentru tensiunea V_a se face automat, prin intermediul uneia din cele două diode de tip SB360.

2.3. Funcțiile modulelor de interfață

Modulul de interfață realizează achiziția datelor de la senzori, generează semnalele de probă utilizate în aplicațiile de identificare și asigură comunicația cu modul de conectare. În continuare, vor fi prezentate aspecte legate de modul în care sunt implementate funcțiile de achiziție și generare a semnalelor de probă. Funcția de comunicație va fi descrisă separat, deoarece ea nu este specifică doar modulului de interfață.

2.3.1. Achiziția datelor de la senzori

Achiziția datelor presupune controlul dispozitivelor implicate în procesul de achiziție și prelucrarea primară a informației obținute, în scopul asigurării calității acesteia. Rezultatul procesului de măsură este format din eșantioanele semnalului care sunt achiziționate ciclic cu o frecvență bine determinată și reprezentate într-o formă numerică accesibilă pentru prelucrare.

Deoarece procesul de măsură atît la nivelul traductorului cît și al echipamentului electronic de achiziție este afectat de o serie de factori perturbatori, este necesară o prelucrare primară a semnalului, astfel încît să se obțină în final o calitate cît mai bună a informației achiziționate [PoD97a], [PoD97b], [PoD99a], [PoD99b].

Cele mai importante prelucrări primare realizate asupra semnalului măsurat în cadrul procesului de achiziție sunt:

- eșantionarea corectă a semnalului de intrare;
- conversia unităților de reprezentare și calibrarea echipamentului electronic de achiziție;

Semnalele cu evoluție continuă în timp sunt eșantionate (măsurate) la intervale de timp egale. Frecvența cu care se succed aceste măsurători reprezintă frecvența de eșantionare și trebuie aleasă suficient de mare (cu intervale de eșantionare suficient de dese) pentru a surprinde corect evoluția semnalului.

Din punctul de vedere al implementării, eșantionarea semnalului presupune comanda CAN în scopul declanșării achiziției la intervale de timp constante egale cu perioada de eșantionare (inversa frecvenței de eșantionare).

În cazul modulului de interfață se dorește achiziția a unui număr de maxim 4 semnale de la senzori diferiți. Convertorul analog-numeric integrat în structura microcontrolerului permite achiziția a maxim 8 semnale diferite, prin utilizarea unui multiplexor analogic. Multiplexorul se comportă ca un comutator electronic care conectează canalul de achiziție care se dorește a fi măsurat la intrarea CAN.

Controlul eșantionării se va realiza pe cale software, prin utilizarea unui timer (timerul 0) configurat astfel încît să genereze întreruperi la intervale de timp egale cu un sfert din perioada de eșantionare a unui semnal. Astfel, este permisă scanarea tuturor celor 4 canale în manieră ciclică: <canal 0>, <canal 1>, <canal 2>, <canal 3>, <canal 0>, <canal 1>, <canal 2>, etc.

Intreruperea generată de timer citește mai întîi rezultatul conversiei anterioare, selectează canalul următor care urmează să fie măsurat și, în final, declanșează un nou proces de achiziție. Informația citită din CAN se prezintă sub forma unui număr întreg cu valori între 0 și 4095 (deoarece convertorul are rezoluția de 12 biți), proporțional cu valoarea tensiunii măsurate (0 pentru 0 V și 4095 pentru 2.5 V).

Conform Teoremei Eșantionării a lui Shannon-Kotelnikov [StD96], un semnal continuu al cărui spectru de frecvență util se etalează într-o bandă de frecvențe joase de lărgime f_M este complet definit de eșantioanele sale dacă frecvența cu care se realizează eșantionarea este mai mare sau egală cu dublul lărgimii de bandă, adică $f_s \geq 2 f_M$. Îndeplinirea acestei condiții asigură prezența tuturor componentelor cu frecvența cuprinsă între zero și f_M în spectrul semnalului eșantionat într-o formă nealterată, cu evitarea fenomenului de aliere [StD96], [OpSc85], [PrMa96].

În practică, nu există semnale de bandă limitată, dar ele se consideră esențial localizate în frecvență în cadrul unei benzi stabilite experimental. Localizarea esențială presupune ca un procent suficient de mare al energiei semnalului (peste 90%) să se regăsească în banda experimentală de frecvențe. Lărgimea acesteia controlează fenomenul de aliere în frecvență (aliasing). Acest fenomen constă în intromisionarea liniilor spectrale de la frecvența înaltă ale semnalului analogic în zona de frecvență joasă a semnalului eșantionat. Astfel, are loc o *aliere* (*coalizare*) a liniilor spectrale din benzi opuse de frecvență, care produce distorsionarea spectrului semnalului discret. Dacă liniile spectrale de la frecvențe înalte au puteri suficient de mici, alierea cu liniile spectrale dominante de la frecvențe înalte nu poate produce distorsiuni vizibile.

Pentru a limita efectiv spectrul semnalului în banda de frecvențe experimentală, se apelează la un filtru analogic de tip trece-jos, de bandă largă, amplasat înaintea CAN. La modul ideal, acest filtru trebuie să permită trecerea nealterată a tuturor componentelor cu

frecvența mai mică decât jumătatea frecvenței de eșantionare și să elimine total celelalte componente. În realitate, conform Teoremei Paley-Wiener [PrMa96], filtrele ideale sunt imposibil de realizat cu mijloace electronice. Tot ce se poate obține este o clasă de filtre optimale, cu caracteristici din ce în ce mai apropiate de cea ideală. Obținerea de caracteristici apropiate de cea ideală impune precizie de proiectare și calitate înaltă a componentelor electronice utilizate.

În Figura 2.10 este ilustrată o schemă extrem de uzitată în Prelucrarea Semnalelor.

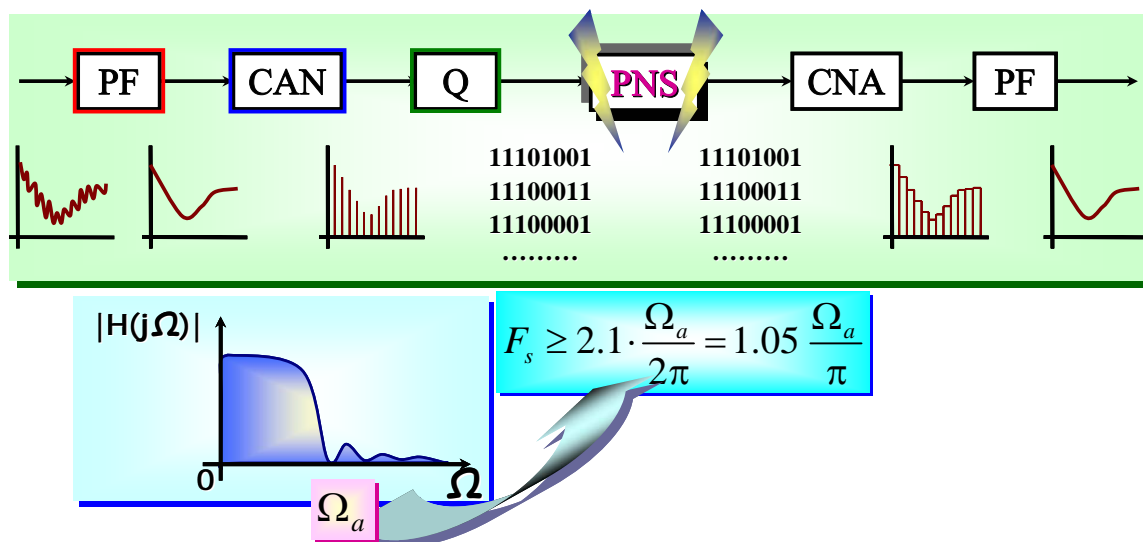


Figura 2.10. O schemă de prelucrare clasică a semnalelor, cu prefiltrare analogică.

Se observă că filtrul analogic amplasat înaintea CNA, care realizează pre-filtrarea (blocul PF din stînga) are o caracteristică mai mult sau mai puțin apropiată de cea ideală. Chiar dacă reușește să elimine o parte dintre puterile spectrale de frecvență înaltă ale semnalului analogic original, lobii paraziți ai filtrului (cei de la dreapta pulsației de tăiere Ω_a) introduc distorsiuni. Cu cît raportul dintre amplitudinea lobului principal al filtrului analogic și amplitudinea primului lob secundar este mai mare, cu atît distorsiunile introduse au pondere mai mică. Schema continuă cu eșantionarea realizată de CAN. Tot acesta convertește valorile măsurate în numere reprezentate pe un număr finit de biți (operație numită *cuantificare*), chiar dacă în figură această conversie este reprezentată separat de blocul Q. După prelucrarea numerică a semnalului (blocul PNS), semnalul poate fi reconstituit prin intermediul CNA (un interpolator, de fapt). În final, pentru a atenua distorsiunile introduse de metoda de interpolare (care adesea este de tip funcție în scară, realizată de un extrapolator de ordin zero), se poate apela la o nouă filtrare analogică de tip trece-jos (blocul PF din dreapta). Post-filtrarea nu are doar rol de netezire a semnalului analogic reconstituit, ci poate conduce și la reconstituirea parțială a zgomotului care însoțea semnalul original. Această operație exploatează chiar imperfecțiunile de realizare a filtrului analogic, pentru extinderea spectrului semnalului reconstituit dincolo de pulsația de tăiere.

În aplicațiile de achiziție de date, o soluție pentru atenuarea fenomenului de aliere în frecvență constă în utilizarea unui filtru de ordin superior care nu poate fi realizat decât în formă hibridă: o parte a acestuia (de ordin mic) se implementează în formă analogică, iar restul – în formă numerică. Fiind situat după eșantionare, filtrul numeric va prelua spectrul semnalului discret care conține în formă modificată componentele reziduale induse de filtrul analogic. Deoarece acest filtru nu poate elimina eficient componentele reziduale fără a altera spectrul util se recurge la supraeșantionarea semnalului continuu.

În acest fel, frecvența critică de la care începe să se manifeste fenomenul de aliere crește suficient de mult ca, la acea valoare, filtrul analogic să fie eficient. Spectrul semnalului eșantionat în acest mod este mult mai larg și conține atît componentele utile cît

și acea parte din componentele perturbatoare care ar fi trebuit eliminate, dar care nu au fost filtrate eficient pe cale analogică. Totuși, în acest caz, componentele nedorite apar cu aceeași frecvență ca în semnalul original, ceea ce permite filtrarea lor de către filtrul numeric de ordin superior. Filtrele numerice au proprietatea de a putea fi proiectate mai ușor și de a se aproia mai repede de caracteristicile ideale. În plus, ele pot fi implementate și în manieră software, nu doar hardware.

Procedura de filtrare utilizând un filtru hibrid analogic-numeric și supraeșantionarea semnalului sunt schematizate în **Figura 2.11**.

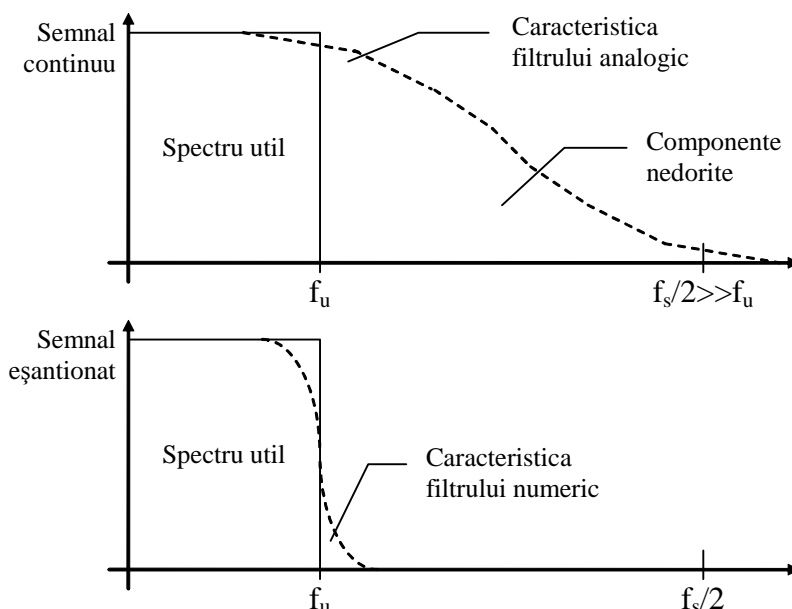


Figura 2.11. Principiul prefiltrării semnalului prin intermediul unui filtru hibrid analogic-numeric.

Cele două grafice de mai sus trebuie interpretate astfel: filtrul analogic elimină acele componente care ar putea perturba funcționarea filtrului numeric; acesta din urmă realizează apoi selecția componentelor utile. Semnalul rezultat în urma filtrării numerice nu conține componente cu frecvențe superioare celei maxime utile f_u , ceea ce permite re-eșantionarea acestuia cu o frecvență mai mică, egală cu dublul acesteia.

Procedura prezentată este utilizată pe scară largă în sistemele actuale de achiziție de semnal, deoarece distribuie în mod eficient funcția de filtrare între o componentă analogică puțin costisitoare și cea numerică, mai complexă, dar implementată software fără a mări excesiv costul echipamentului.

Rezumînd cele prezentate anterior, se pot descrie primele blocuri care intră în componența lanțului de prelucrare primară a semnalului achiziționat. Ele sunt înseriate ca în **Figura 2.12**.

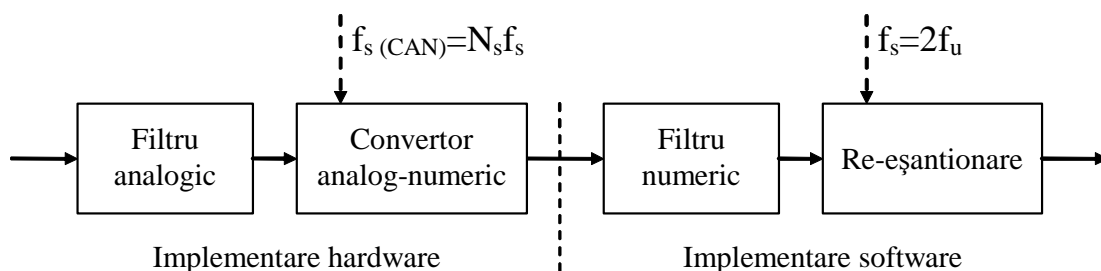


Figura 2.12. Implementarea mecanismului de eșantionare și filtrare.

Gradul de supraeșantionare (întregul N_s) trebuie ales suficient de mare, astfel încît să poată fi utilizate filtre electronice simple. Alegerea unui grad prea mare corespunde unei

perioade de eșantionare foarte mici la nivelul CNA. Deși acest lucru nu reprezintă o problemă pentru convertoarele actuale, totuși apar probleme la nivelul filtrului numeric. Discretizarea unui filtru numeric de ordin superior la o perioadă de eșantionare mult mai mică decât constanta sa proprie de timp conduce la obținerea unor coeficienți cu valori care variază într-un gamă foarte largă (valori foarte mici sunt combinate cu valori foarte mari). Apar astfel probleme numerice legate de precizia calculelor care se efectuează pentru evaluarea ieșirii filtrului. Acestea pot fi evitate printr-o alegere corespunzătoare a gradului de supraeșantionare. În practică, N_s variază între 4 și 16. Aceasta înseamnă că semnalul continuu este supus unor eșantionări cu frecvențe de la 4 pînă la 16 ori mai mari decât cele necesare.

Și filtrele numerice utilizate trebuie să prezinte o caracteristică de frecvență cît mai apropiată de cea ideală. Se pot utiliza atît filtre de tip **IIR** (cu răspuns infinit la impuls), cît și de tip **FIR** (cu răspuns finit la impuls) [OpSc85], [PrMa96]. Deși filtrele de tip FIR sunt mai ușor de implementat (deoarece prezintă o sensibilitate inferioară la erorile de calcul datorate reprezentărilor în precizie finită ale coeficienților răspunsului la impuls și eșantioanelor semnalului), în practică se folosesc relativ frecvent *filtre IIR de tip eliptic* [OpSc85], [PrMa96]. Acest tip de filtru este caracterizat de un răspuns în frecvență foarte apropiat de cel ideal, chiar pentru filtre de ordin relativ scăzut (cu maxim 8 poli ai funcției de transfer).

Pentru proiectarea unui filtru eliptic de tip trece-jos se poate apela funcția MATLAB **ellip**, după cum urmează:

$$[b,a]=\text{ellip}(N,Rp,Rs,Fc) ;$$

Argumentele de intrare în apelul funcției corespund parametrilor filtrului eliptic dorit:

- **N** – ordinul filtrului (care trebuie să fie un număr par);
- **Rp** – neuniformitatea răspunsului în banda de trecere, exprimată în dB;
- **Rs** – atenuarea minimă în banda de oprire, exprimată în dB;
- **Fc** – frecvența relativă de tăiere a filtrului, cu valoarea între 0 și 1, unde 1 corespunde jumătății frecvenței critice de eșantionare a lui Nyquist.

Argumentele de ieșire, **b** și **a** sunt vectori care conțin coeficienții funcției de sistem a filtrului:

$$H_N^{\text{ellip}}(q^{-1}) = \frac{B_N(q^{-1})}{A_N(q^{-1})}, \quad (2.1)$$

unde:

$$A_N(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_N q^{-N} \text{ și } B_N(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_N q^{-N}. \quad (2.2)$$

Caracteristica de frecvență rezultată respectă parametrii impuși. Panta caracteristicii în regiunea de tranziție dintre banda de trecere și cea de oprire este o consecință a valorilor acestor parametri. Panta este cu atît mai abruptă cu cît ordinul filtrului este mai mare și mai puțin abruptă cu cît neuniformitatea impusă în banda de trecere este mai redusă sau atenuarea în banda de oprire este mai mare.

În **Tabelul 2.1**, sunt enumerați coeficienții a trei filtre eliptice (de ordine 4, 6 și 8), pentru care **Rp=0.1** [dB], **Rs=40** [dB] și **Fc=0.1** (corespunzînd unei supraeșantionări cu $N_s=10$).

În **Figura 2.13** sunt ilustrate caracteristicile de frecvență ale celor trei filtre proiectate anterior.

Tabelul 2.1. Coeficienții polinoamelor funcției de sistem ai unor filtre eliptice.

	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8
N=4	-3.35285	4.33494	-2.54877	0.57385	-	-	-	-
N=6	-5.31387	11.9406	-14.5053	10.0387	-3.75076	0.59085	-	-
N=8	-7.24033	23.1851	-42.8627	50.0146	-37.7066	17.9324	-4.91776	0.59535

	b_0	b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6	b_7	b_8
N=4	0.01275	-0.02776	0.03710	-0.02776	0.01275	-	-	-	-
N=6	0.01074	-0.04993	0.10722	-0.13573	0.10722	-0.04993	0.01074	-	-
N=8	0.01037	-0.06936	0.21325	-0.39409	0.47969	-0.39409	0.21325	-0.06936	0.01037

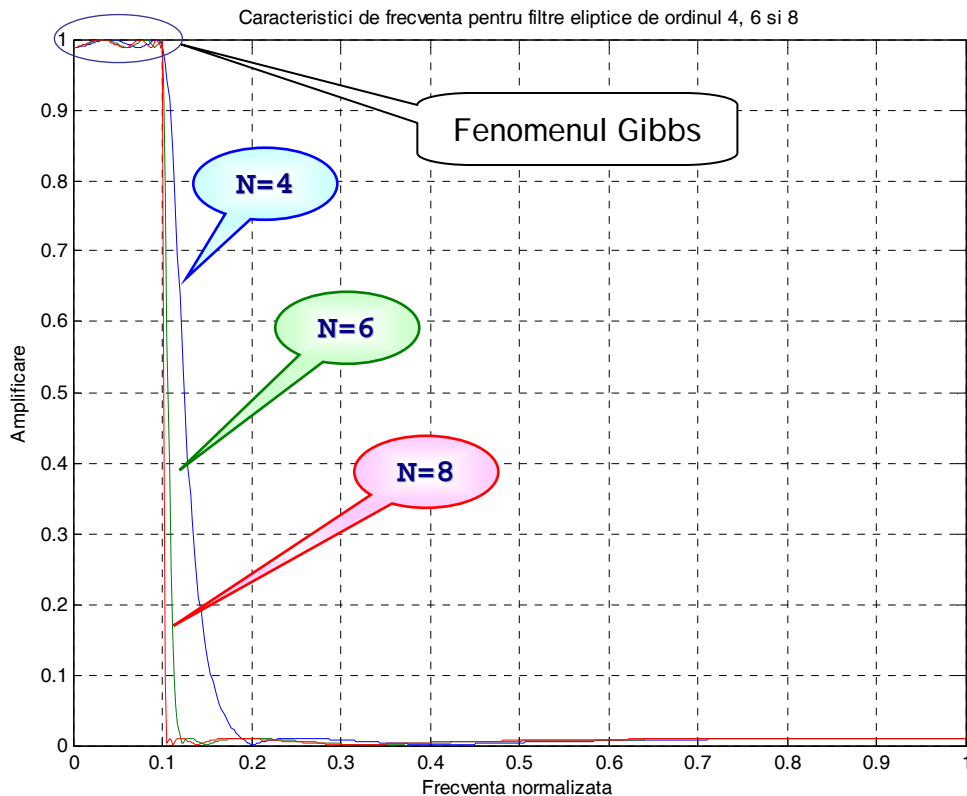


Figura 2.13. Caracteristicile de frecvență ale filtrelor eliptice proiectate.

Se observă că, pentru ordinul 6, se obține o caracteristică acceptabilă iar pentru ordinul 8 – o caracteristică aproape ideală. Toate caracteristicile sunt afectate însă de fenomenul Gibbs (oscilațiile în jurul palierului superior de pe lobul principal, cauzate de atenuarea puternică a primului lob secundar), acesta fiind principalul dezavantaj al filtrelor eliptice. Din considerente legate de volumul de calcule necesare se va utiliza filtrul de ordin 6. Analizând coeficienții polinoamelor corespunzătoare acestui filtru, se observă că, pentru polinomul A_N , valorile acestora variază foarte dispersat (între 0.59085 și -14.5053), în timp ce, pentru B_N , valorile sunt mult mai grupate (între 0.01074 și -0.13573). Implementarea numerică a operațiilor de calcul necesare evaluării ieșirii filtrelor face apel la reprezentarea numerelor reale în virgulă fixă. Alegerea este motivată de faptul că, în cazul utilizării acestui format, toate operațiile de calcul (înmulțiri și adunări) se realizează asupra unor valori numerice întregi, ceea ce are ca rezultat simplificarea programului și obținerea unor viteze de calcul ridicate. De aceea, gama largă de variație a coeficienților filtrelor conduce la probleme legate de precizia reprezentării și, în consecință, la erori numerice de calcul inacceptabile. Pentru a reduce efectele numerice nedorite, filtrul eliptic

de ordin 6 a fost implementat sub forma unei cascade de 3 etaje de ordinul 2, obținute prin descompunerea filtrului inițial:

$$H_N^{\text{ellip}}(q^{-1}) = \frac{B_N(q^{-1})}{A_N(q^{-1})} = \frac{B_N^3(q^{-1})}{A_N^3(q^{-1})} \circ \frac{B_N^2(q^{-1})}{A_N^2(q^{-1})} \circ \frac{B_N^1(q^{-1})}{A_N^1(q^{-1})}. \quad (2.3)$$

În expresia (2.3), coeficientul liber al fiecăruia dintre polinoamele A_N^i ($i \in \overline{1,3}$) este unitar. Ceilalți coeficienți ai etajelor de filtrare sunt enumerați în Tabelul 2.2. Se observă că valorile coeficienților celor trei etaje nu mai prezintă aceeași dispersie largă ca în cazul filtrului de ordinul 6, ceea ce permite o implementare mult mai precisă în virgulă fixă.

Tabelul 2.2. Coeficienții etajelor de ordinul 2 din implementarea filtrului eliptic de ordin 6.

	a_1^i	a_2^i	b_0^i	b_1^i	b_2^i
Etaj 1	-1.8633836	0.9665089	0.1036216	-0.1045130	0.1036216
Etaj 2	-1.7830923	0.8633291	0.5486253	-1.0173211	0.5486253
Etaj 3	-1.6674039	0.7081030	0.1889504	-0.3373575	0.1889504

Revenind la descompunerea (2.3), aceasta conduce la următorul program de calcul al ieșirii y a filtrului, atunci când se cunosc valorile intrării u :

$$\begin{aligned} \textcircled{1} \quad y^1[n] &= b_0^1 u[n] + b_1^1 u[n-1] + b_2^1 u[n-2] - a_1^1 y^1[n-1] - a_2^1 y^1[n-2]; \\ \textcircled{2} \quad y^2[n] &= b_0^2 y^1[n] + b_1^2 y^1[n-1] + b_2^2 y^1[n-2] - a_1^2 y^2[n-1] - a_2^2 y^2[n-2]; \\ \textcircled{3} \quad y[n] &= b_0^3 y^2[n] + b_1^3 y^2[n-1] + b_2^3 y^2[n-2] - a_1^3 y[n-1] - a_2^3 y[n-2]; \end{aligned} \quad \forall n \in \mathbb{N}^*. \quad (2.4)$$

Evident, cele 3 relații recursive de calcul din (2.4) pleacă de la inițializarea neutră:

$$u[-1] = u[-2] = 0 \quad \& \quad y^1[-1] = y^1[-2] = 0. \quad (2.5)$$

Următoarea etapă în prelucrarea primară a datelor achiziționate o reprezintă conversia unităților de reprezentare și calibrarea echipamentului electronic.

Una dintre problemele asociate achiziției de date de la diferite tipuri de senzori este aceea a reprezentării valorilor eșantionate. Cea mai simplă reprezentare ar fi cea în care se utilizează valoarea exprimată în unitățile fizice asociate fiecărui parametru în parte. Totuși, aceasta exprimare ridică o serie de probleme, în special din cauza gamelor foarte diverse în care pot varia valorile diferitelor mărimi. Dificultățile se manifestă la nivelul modulelor care prelucrează informația achiziționată, deoarece fiecare va trebui să fie particularizat pentru gama parametrilor pe care îi prelucrează. Particularizarea funcționării modulelor conduce la creșterea complexității acestora în detrimentul eficienței implementării.

Din acest motiv, în practică, se utilizează o reprezentare normalizată a parametrilor, cea mai frecventă fiind cea procentuală. În acest caz, valoarea reprezintă procentul din domeniul de măsură al traductorului utilizat. De exemplu, în cazul achiziționării unui debit prin intermediul unui traductor cu gama 0–1000 m³/h, valoarea corespunzătoare unui debit de 700 m³/h va fi de 70%. O operație similară de normalizare are loc chiar la nivelul traductoarelor care furnizează la ieșire semnale unificate. Aceste traductoare utilizează ca semnal de ieșire o mărime electrică cu o gama de variație independentă de natura și domeniul de variație asociate parametrului măsurat. Dacă se dorește utilizarea formei normalizate a semnalului, este necesar ca să se realizeze o asociere între gama de variație a semnalului recepționat de la senzor și valoarea procentuală dorită.

Elementul principal al interfeței de achiziție este CAN. Acesta realizează operația de măsurare propriu-zisă, oferind la ieșire echivalentul numeric asociat valorii semnalului

achiziționat. Convertorul integrat în microcontrolerul ADUC832 utilizează ca mărime de intrare o tensiune electrică care poate varia în gama 0–2.5 V. Valoarea numerică oferită la ieșire este un număr întreg reprezentat pe 12 biți (rezoluția convertorului), proporțională cu cea a semnalului de la intrare. Astfel, valorii minime a acestuia (0 V) îi corespunde valoarea numerică 0 (zero) iar celei maxime (2.5 V) îi corespunde valoarea maximă reprezentabilă pe 12 biți egală cu 4095.

Semnalul de curent cu gama 4–20 mA furnizat de senzori este transformat într-un semnal de tensiune, prin intermediul rezistenței de conversie cu valoarea de 100 Ω , rezultând o tensiune în gama 0.4–2 V. Semnalul este apoi aplicat filtrului analogic de tip trece-jos de ordinul II (care are o amplificarea unitară în regim staționar) și apoi aplicat la intrarea CAN. Rezultă că gama de variație a semnalului la intrarea convertorului va fi tot 0.4–2 V.

Rezumând toate aceste observații referitoare la funcționarea echipamentului electronic de achiziție a datelor, se obține o anumită corespondență între valoarea curentului recepționat de la traductor și valoarea numerică oferită la ieșire de către CAN. Dependența valorilor cuantificate de curentul emis de traductor este ilustrată în **Figura 2.14**.

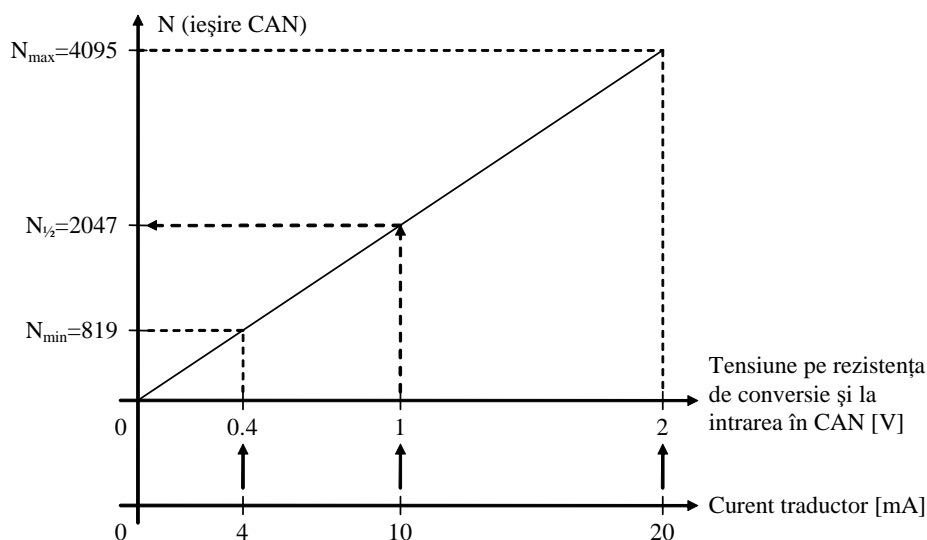


Figura 2.14. Corespondența dintre valorile curentului furnizat de senzori și valoarea numerică oferită de CAN.

Unele CAN aplică o lege de cuantificare ușor diferită, pentru a mări precizia de reprezentare. Astfel, dreapta din imagine nu mai pleacă din originea sistemului de coordonate, ci din punctul (0.4,0). În acest fel, gama de variație 0.4–2 V este asociată cu 4095 de cuante și nu cu doar 3277 de cuante, ca în figură.

De notat totuși că, în pofida dependenței liniare din **Figura 2.14**, în realitate, valoarea numerică reprezentată pe biți asociată unui anumit eșantion depinde neliniar de acesta, în special la capetele de scală, din cauza imperfecțiunilor senzorilor. De exemplu, în **Figura 2.15** este ilustrată o dependență de tip *perceptron* între valoarea cuantificată de către CAN și valoarea reală a parametrului măsurat. Alte variații sunt de asemenea posibile. Se observă cu ușurință că plaja de liniaritate a senzorului este flancată de două regiuni de neliniaritate, între valorile stînga-dreapta $U_L - U_R$. În consecință, numai gama de valori numerice cuprinsă între N_{\inf} și N_{\sup} prezintă încredere. Acesta este un fenomen imposibil de evitat, dar, pentru senzorii de mare precizie, zonele de neliniaritate sunt extrem de înguste, în raport cu zona de liniaritate. Aceasta înseamnă că N_{\inf} tinde la 0, în timp ce N_{\sup} tinde la N_{\max} . Evident, odată cu creșterea plajei de liniaritate a senzorilor, crește și prețul acestora (chiar în manieră exponențială).