

# Prelegerea nr. 13

## CIRCUITE DE EȘANTIONARE-MEMORARE

Orice semnal eșantionat sau multiplexat trebuie reconstituit într-o manieră aproximativă prin stocarea amplitudinii fiecărui impuls. Rolul memoriei (analogice) este de a menține informația originală a eșantionului pe întreg intervalul de eșantionare. Din fig. 11.1 se poate observa că prin eșantionare-memorare se creează un semnal în trepte, aproximație a semnalului analogic original.

Un circuit de eșantionare-memorare (sample-and-hold) trebuie să stocheze rapid în memorie amplitudinea impulsului eșantion și să mențină această amplitudine (fără modificări) pe durata dintre două impulsuri de eșantionare adiacente.

Cel mai simplu circuit de eșantionare-memorare, prezentat în fig. 11.2, ilustrează natura limitărilor în performanțele circuitului.

Informația este transferată în condensatorul de memorare  $C$  prin conectarea în conducție a tranzistorului (comutator) MOS, funcționând ca un chopper serie.

Pe durata scurtă a intervalului de eșantionare informația este stocată prin încărcarea condensatorului  $C$  la valoarea eșantionului din semnalul analogic. Încărcarea are loc prin rezistența de conducție  $R_{ON}$  a tranzistorului MOS în serie cu impedanța sursei de semnal  $R_s$ .

Pentru a asigura încărcarea corectă (cât mai aproape de valoarea reală a eșantionului) pe durata fiecărui impuls de eșantionare, constanta de timp trebuie restrânsă, așa cum se prezintă în relația (11.1):

$$\tau_i = (R_{ON} + R_s) \cdot C < \frac{T_p}{k} \tag{11.1}$$

Relația (11.1) stabilește dependența între lățimea impulsului de eșantionare  $T_p$  și valoarea maximă permisă pentru capacitatea  $C$ . Valoarea  $k$  se fixează în funcție de eroarea admisibilă în aplicația concretă.

Pe durata memorării (intervalul între impulsurile de eșantionare), condensatorul  $C$  se poate descărca în trei moduri:

- prin curentul invers al joncțiunii sursă-substrat al tranzistorului MOS;
- prin curentul de fugă propriu al condensatorului;
- prin impedanța de intrare  $R_i$  (fixată de curenții de polarizare) a amplificatorului operațional.

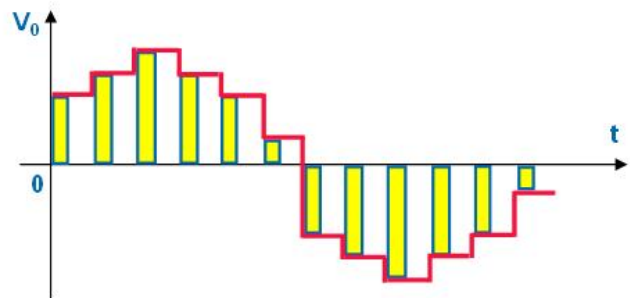


Figura 11.1

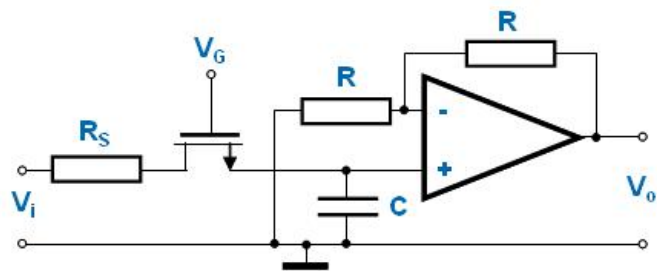


Figura 11.2

Alegând un condensator de memorare de calitate (de exemplu cu dielectric *mylar* sau *teflon*), curentul de fugă are valori nesemnificative. De asemenea curentul invers al joncțiunii sursă-substrat de la tranzistorul MOS este foarte mic. Rezultă că cea mai importantă cale de descărcare a condensatorului de memorare o reprezintă impedanța de intrare în amplificatorul operațional. În aceste condiții, constanta de timp de descărcare a condensatorului este (11.2):

$$\tau_d = C \cdot R_i \quad (11.2)$$

Se observă contradicția ce apare din punct de vedere al constantelor de timp: la încărcare se dorește o constantă de timp cât mai redusă (pentru a scurta durata impulsului de eşantionare), în timp ce la descărcare se impune o constantă de timp cât mai mare (pentru a permite o durată de memorare cât mai lungă). Cum în ambele expresii ale constantelor de timp apare aceeași valoare a capacității  $C$ , rezultă că îndeplinirea condițiilor impuse rezultă numai din marea diferență de valoare a rezistențelor din circuitul de încărcare, respectiv descărcare.

Pentru performanțe optime se tolerează o descărcare extrem de redusă a condensatorului în faza de memorare. Prin aproximarea liniară a descărcării exponențiale și prin normalizare se obține un factor de merit  $M$  al circuitului de eşantionare-memorare pentru modul de lucru memorare (11.3):

$$M = \frac{dv_i / dt}{v_i} = \frac{1}{R_i \cdot C} \quad \left[ \frac{V/s}{V} \right] \quad (11.3)$$

Acest factor de merit indică scăderea relativă a semnalului în unitatea de timp (viteza de degradare). Cu cât  $M$  are o valoare mai mică, cu atât circuitul este mai performant.

Amplificatorul operațional realizează decuplarea capacității de memorare de sarcina de ieșire a circuitului. Evident, cele mai bune performanțe se vor obține cu operaționale ce prezintă impedanțe de intrare foarte mari, de exemplu cele cu tranzistoare cu efect de câmp pe intrări. Performanțe ridicate se obțin și prin utilizarea amplificatoarelor operaționale cu intrare pe tranzistoare în conexiune Darlington. Reacția negativă poate fi folosită pentru realizarea unui factor de scală a semnalului memorat (tensiunea de ieșire), prin intermediul câștigului etajului neinversor cu amplificator operațional.

În fig. 11.3 se arată cum reacția negativă poate aduce o îmbunătățire majoră a performanțelor într-un circuit de eşantionare-memorare.

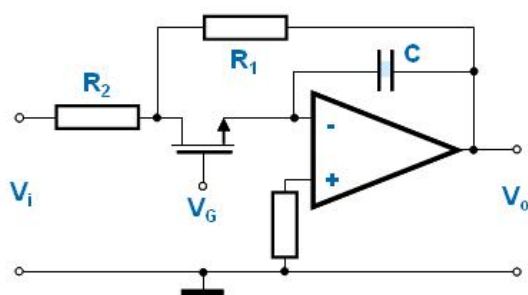


Figura 13.3

Condensatorul de memorare este conectat în bucla de reacție negativă a unui amplificator cu mare câștig. Când tranzistorul poartă (MOS) este în conducție (contact închis) pe durata intervalului de eşantionare, rețeaua rezistivă formată din  $R_1$  și  $R_2$  este conectată în circuit și începe perioada de lucru cu reacție negativă a amplificatorului.

Pentru un amplificator la care s-au ales rezistențele din condiția  $R_1 = R_2$ , câștigul în curent continuu pe durata intervalului de

încărcare a condensatorului este -1. Condensatorul se va încărca în acest interval practic la valoarea  $-v_i$  (printr-un proces de integrare, ceea ce justifică denumirea montajului).

Când se trece în faza de memorare, contactul serie se deschide (prin blocarea tranzistorului MOS). Astfel, bucla de reacție se desface și amplificatorul operațional rămâne practic în buclă deschisă.

Efectul creșterii câștigului net se reflectă printr-o capacitate Miller de valoare  $C(1-A_v)$ ,  $A_v$  reprezentând câștigul în buclă deschisă a amplificatorului operațional.

Valoarea capacității  $C$  apare multiplicată prin efect Miller cu marele câștig în buclă deschisă al operaționalului (tipic  $10^4 \dots 10^5$ ). Ca rezultat, constanta de timp de descărcare capătă în acest caz valoarea (11.4):

$$\tau_d = R_i \cdot C \cdot (1 - A_v) \quad (11.4)$$

Factorul de merit  $M$  (rata de degradare) se îmbunătățește, conform relației (11.5):

$$M = \frac{dv_i / dt}{v_i} = \frac{1}{R_i \cdot C \cdot (1 - A_v)} \quad (11.5)$$

Eroarea de degradare devine în acest caz nesemnificativă, reducându-se practic de ordinul  $10^4 \dots 10^5$  ori față de cazul precedent.

## 12. SISTEME DE ACHIZIȚIE A DATELOR

### Definiție

Sistemele de achiziție a datelor (**SAD**) sunt circuite complexe care au rolul de a realiza conversia  $A/D$  a unui sau a mai multor semnale analogice, cu scopul memorării temporare, a transmiterii, prelucrării sau vizualizării informației achiziționate.

Luând în considerare aceste aspecte, sistemele de achiziție s-au impus din ce în ce mai mult în cadrul  $AEMC$ , mai ales pentru situațiile în care este necesară prelucrarea numerică a semnalelor provenind de la mai multe traductoare. În ultimul timp, ca urmare a realizării de **SAD** în tehnologie monolitică, utilizarea lor s-a extins, asigurându-se performanțe din ce în ce mai înalte la un preț în scădere accentuată.

Dintr-o primă analiză sumară, rezultă că elementul esențial al oricărui sistem de achiziție de date îl constituie convertorul analog-digital. În jurul acestui convertor se grupează, funcție de specificul aplicației urmărite, și alte circuite de prelucrare a semnalelor. Configurația și tipurile de circuite utilizate sunt dependente de anumiți factori, cum ar fi:

- rezoluția și precizia impuse conversiei analog-digitale;
- numărul canalelor analogice deservite;
- frecvența de eșantionare specifică fiecărui canal;
- capacitatea de prelucrare în timp real a datelor;
- condiționarea semnalelor de intrare;
- prețul.

În cele ce urmează vom face o succintă trecere în revistă a principalelor aspecte legate de factorii menționați.

- În ceea ce privește rezoluția convertoarelor  $A/D$  integrate actuale folosite în sistemele de achiziție, acestea oferă rezoluții de 8, 10, 12 sau 16 biți, garantându-se o eroare de neliniaritate în limita  $\pm 1/2 BS_{min}$ .

- De regulă, conversia  $A/D$  este precedată de eșantionarea și memorarea temporară a valorii eșantioanelor prelevate din proces. Criteriul de fixare a frecvenței de eșantionare se alege, din considerente de aplicație, funcție de spectrul de frecvențe al semnalelor de intrare, de performanțele de viteză ale convertoarelor  $A/D$  și de precizia impusă prelucrării informației. Când interesează numai parametrii statistici ai semnalelor, conform teoremei eșantionării, o frecvență de eșantionare dublă față de cea mai mare frecvență din spectrul de semnal este suficientă.

Uneori se dorește refacerea semnalului original pe baza eșantioanelor prelevate și fără efectuarea de calcule. În aceste situații frecvența de eșantionare trebuie să fie de cel puțin 8 - 10 ori mai mare decât frecvența maximă a spectrului.

Perioada de eșantionare este condiționată de elementul esențial al unui **SAD** - convertorul *A/D* - prin aceea că nu poate lua valori mai mici decât timpul de conversie (nu putem prelua un nou eșantion de semnal până nu s-a terminat conversia eșantionului anterior, cu rezoluția fixată în sistem).

Din acest punct de vedere trebuie reținut faptul că la convertoarele *A/D* integrate din producția curentă s-au impus anumite valori tipizate ale timpului de conversie. Astfel întâlnim valori de 25, 15, 4 sau 1  $\mu$ s, corespunzând la rate teoretice de conversie de 40, 66.66, 250 kHz sau 1 MHz.

Eroarea finală a prelucrării semnalului cumulează componente datorate atât eșantionării cât și cuantificării.

- Performanțele și structura **SAD** sunt influențate și de capacitatea de prelucrare în timp real a procesorului utilizat pentru prelucrarea informației înaintea transmiterii.

Pentru optimizarea performanțelor trebuie realizat un compromis acceptabil între banda de frecvențe a semnalelor de intrare și complexitatea algoritmilor de prelucrare în timp real realizabili pe procesorul sistemului.

În aplicații complexe, caracterizate de benzi largi de frecvențe și volume mari de calcule aferente algoritmilor utilizați, se folosesc sisteme de calcul adecvate, cum ar fi cele bazate pe micro sisteme bit-slice, structuri multiprocesor, rețele neuronale, utilizarea unor dispozitive aritmetice rapide.

Nu trebuie neglijat nici aspectul utilizării unui software adecvat, orientat pe probleme de prelucrare în timp real (tot mai mult prezent pe piață în ultima vreme).

- Anumite caracteristici ale semnalelor de intrare impun adaptări ale structurii **SAD**. Apare necesară uneori condiționarea semnalelor, ce constă în anumite operațiuni de prelucrare analogică a semnalelor înaintea aplicării lor la convertorul *A/D*.

Astfel se pot pune mai bine în valoare performanțele sistemului sau se pot evita o serie de probleme. De exemplu semnalele pot fi amplificate (cu câștig programabil) pentru a adapta gama dinamică a semnalelor de intrare la diapazonul de intrare a convertorului *A/D*, ceea ce asigură utilizarea integrală a rezoluției acestuia. Uneori apare necesară o compresie logaritmică a semnalelor, ceea ce poate simplifica algoritmi de prelucrare.

O atenție deosebită trebuie acordată filtrării semnalelor, atât din considerente de prelucrare finală cât și pentru a respecta condițiile impuse de teorema eșantionării. Astfel se realizează filtre trece-jos cu frecvența de tăiere la cel mult jumătate din frecvența de eșantionare. Aceste filtre (anti-aliasing) opresc semnalele a căror frecvență nu respectă condițiile impuse de teorema eșantionării și care pot produce rezultate false.

Folosind anumite criterii, se pot realiza clasificări ale sistemelor de achiziție.

Un prim criteriu de analiză este mediul de lucru al acestor sisteme. Se întâlnesc:

### **Sisteme de achiziție care funcționează în medii favorabile**

Situația se referă de exemplu la sistemele amplasate în laboratoare, la care se impun performanțe înalte în ceea ce privește precizia și raportul semnal/zgomot. În aceste medii nu apar probleme deosebite în ceea ce privește temperatura de lucru sau nivelul perturbațiilor electromagnetice.

### **Sisteme de achiziție care funcționează în medii grele de lucru**

În această categorie se pot include sistemele de achiziție ce funcționează în mediu industrial, echipamentele militare, sisteme telecomandate. Specifică acestor aplicații este necesitatea bunei funcționări într-un domeniu larg de temperaturi și în prezența unor perturbații foarte puternice. Se impun anumite măsuri constructive specifice, cum ar fi ecranarea riguroasă și utilizarea structurilor ce asigură eliminarea (reducerea) erorilor de mod comun. Pentru situațiile în care sistemele prezintă o importanță vitală, se impune utilizarea de circuite redundante.

Al doilea criteriu este numărul canalelor monitorizate. Sistemele de achiziție sunt:

- **SAD monocanal** - care, funcție de structură, se subîmpart în:
  - ▶ structură numai cu circuite pentru conversia directă a semnalului analogic;
  - ▶ structură cu preamplificator, urmat de circuite de conversie;
  - ▶ structură cu preamplificator, circuit de eșantionare-memorare și circuit de conversie;
  - ▶ structură cu preamplificator, circuit de condiționare, circuit de eșantionare-memorare și circuit de conversie (cea mai complexă structură).
- **SAD multicanal** - care, la rândul lor, se clasifică după cum urmează:
  - ▶ cu multiplexarea ieșirilor convertoarelor *A/D*, fiecare canal având convertor (cea mai complexă structură);
  - ▶ cu multiplexarea ieșirilor circuitelor de eșantionare-memorare;
  - ▶ cu multiplexarea intrărilor circuitelor de eșantionare-memorare;
  - ▶ SAD multicanal pentru semnale de nivel mic.

Această clasificare a *SAD* multicanal corespunde în succesiunea sa unei descreșteri a complexității. Clasificarea *SAD* după numărul de canale și subîmpărțirile menționate pun în evidență cel mai bine principalele caracteristici funcționale, motiv pentru care în cele ce urmează prezentarea circuitelor va urmări structurile precizate din acest punct de vedere. Întrucât toate circuitele electronice ce intervin în structura *SAD* au fost studiate anterior, în continuare se va face o prezentare la nivel de schemă bloc, cu evidențierea principalelor elemente specifice de funcționare și utilizare și cu prezentarea performanțelor.

## Sistem de achiziție monocanal cu conversie directă

*SAD* monocanal cu conversie directă reprezintă varianta cea mai simplă și conține un convertor *A/D* ce execută conversia mărimii de intrare, cu o frecvență impusă de necesitățile instalației în care este inclus și ținând seama de caracteristicile semnalului. Schema bloc a sistemului de achiziție de acest tip este prezentată în fig. 12.1.

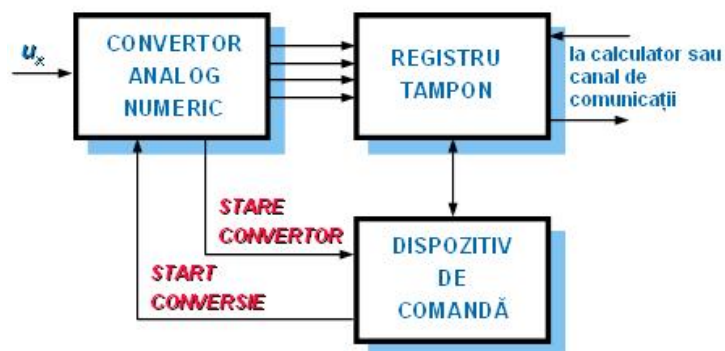


Figura 12.1

Cuvântul de cod de la ieșirea convertorului *A/D* este memorat temporar într-un registru tampon, în vederea transmiterii sale către un calculator (direct sau printr-un canal de comunicații adecvat). Cuvântul de cod cuprinde rezultatul conversiei (în reprezentare binară), un bit de polaritate și un bit pentru semnalarea depășirii intervalului de măsurare. Funcționarea sistemului de achiziție poate fi controlată de un dispozitiv de comandă locală. Acesta primește de la convertor informația despre stare care indică sfârșitul procesului de conversie și generează semnalul de start al următoarei conversii (conform unui anumit ciclu de funcționare).

Înainte de generarea impulsului de start al unei noi conversii, se poate da comanda de încărcare a rezultatelor în registrul tampon. Dispozitivul de comandă poate lipsi din această structură, rolul său fiind preluat de procesorul de prelucrare a datelor, situație în care semnalele de *stare convertor* și *start conversie* sunt vehiculate prin intermediul registrului tampon.

Limitarea spectrului de frecvență a semnalelor ce pot fi prelucrate cu această structură, rezultă după cum urmează:

Se consideră cazul în care se utilizează un convertor *A/D* cu aproximații succesive, de *n* biți. Condiția de bună funcționare (fără erori), limitează viteza de variație a semnalului de intrare  $u_x(t)$ , astfel încât pe durata unei conversii variația semnalului de intrare să nu depășească 1 *LSB* ( $BS_{min}$ ).

Altfel, apar erori. Condiția menționată este satisfăcută dacă se respectă inegalitatea (12.1):

$$\left. \frac{du_x(t)}{dt} \right|_{\max} \leq \frac{V_{FS} / 2^n}{T_C} \quad (12.1)$$

unde:

- $n$  - numărul de biți ai convertorului (rezoluția) ;
- $V_{FS}$  - diapazonul mărimii de intrare ;
- $T_C$  - timpul de conversie.

În cazul în care semnalul de intrare are formă sinusoidală (12.2):

$$u_x(t) = U_m \cdot \sin \omega t \quad (12.2)$$

viteza maximă de variație rezultă ca fiind (12.3):

$$\left. \frac{du_x(t)}{dt} \right|_{\max} = \omega \cdot U_m \cdot \cos \omega t|_{\max} = \omega_{\max} \cdot U_m \quad (12.3)$$

și inegalitatea (12.1) capătă forma (12.4):

$$\omega_{\max} \cdot U_m \leq \frac{V_{FS} \cdot 2^{-n}}{T_C} \quad (12.4)$$

Situația cea mai restrictivă apare atunci când  $U_m = V_{FS}$ , rezultând (12.5):

$$\begin{aligned} \omega_{\max} \cdot V_{FS} &\leq \frac{V_{FS} \cdot 2^{-n}}{T_C}, \quad \omega_{\max} \leq \frac{2^{-n}}{T_C}, \\ 2 \cdot \pi \cdot f_{\max} &\leq \frac{2^{-n}}{T_C} \Rightarrow f_{\max} = \frac{2^{-(n+1)}}{\pi \cdot T_C} \end{aligned} \quad (12.5)$$

## Exemplu de analiză

Se consideră cazul unui convertor *A/D* cu registru cu aproximații succesive având o rezoluție  $n = 8$  biți și un timp de conversie  $T_C$  de  $50 \mu s$ . Calculăm frecvența maximă a semnalului sinusoidal pe care sistemul de achiziție îl poate accepta la intrare fără apariția erorilor. Folosind relația (12.5), rezultă:

$$f_{\max} = \frac{2^{-(n+1)}}{\pi \cdot T_C} = \frac{2^{-(8+1)}}{\pi \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 12,4 \text{ Hz}$$

Deși rezoluția impusă nu este deosebit de ridicată (pentru tehnologiile actuale putând fi considerată chiar modestă), iar viteza de lucru este relativ ridicată, frecvența maximă a

semnalului sinusoidal de intrare este foarte mică. În esență limitarea apare în zona de trecere prin zero a semnalului sinusoidal, când viteza sa de variație este maximă.

Pentru a înțelege mai bine modul de manifestare a limitării de viteză a semnalului de intrare, în fig. 12.2 se ilustrează procesul de apariție a erorilor în cazul conversiei unei tensiuni liniar variabile ce se modifică cu  $2\frac{1}{2} \text{ LSB}$  ( $BS_{min}$ ) pe durata unui interval de conversie  $T_c$ , (8 tacte) în cazul utilizării unui convertor A/D cu aproximații succesive de 8 biți.

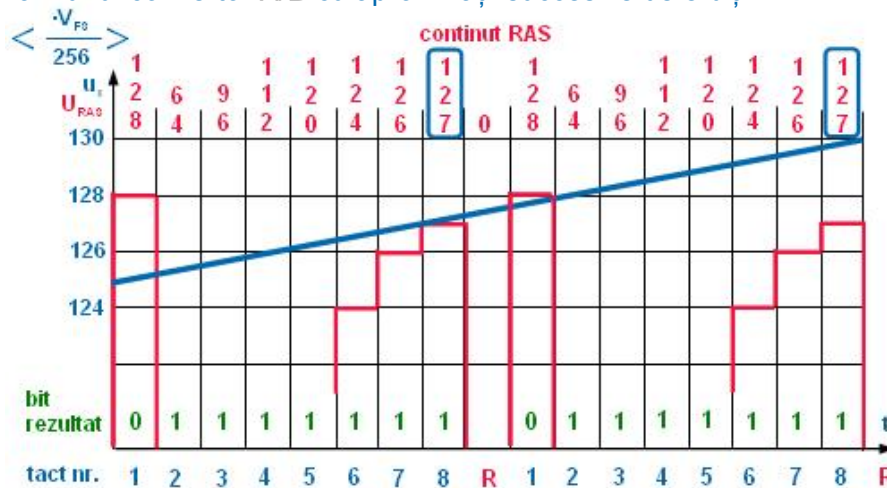


Figura 12.2

Se observă că pe durata a două conversii tensiunea  $u_x$  variază de la  $125/256$  la  $130/256$  din valoarea diapazonului  $V_{FS}$ . Cu toate acestea, rezultatele ce se obțin în urma celor două conversii sunt identice – 127, corespunzătoare canalului  $(127/256) \cdot V_{FS}$ .

Această egalitate se poate explica ținând seama de momentele în care comparația semnalului de intrare cu cel de reacție este în limitele de precizie ale convertorului ( $\pm 1/2 BS_{min}$ ).

Astfel, pentru prima conversie momentul corespunde celui de-al 8-lea tact (ultimul) de acționare a RAS (semnalul de intrare "vine din urmă"), în timp ce pentru cea de-a doua conversie momentul corespunde tactului 1 (după care tensiunea de reacție "vine din urmă", dar nu reușește să mai "prindă" semnalul de intrare).

Cele două momente "cheie" sunt atât de apropiate în timp, încât semnalul de intrare nu poate varia cu mai mult de  $BS_{min}$ , astfel că rezultatele vor fi identice (respectând în condițiile concrete de funcționare semnificația erorii de cuantificare).

Sistemele de achiziție de date cu conversie directă se utilizează atunci când semnalul analogic trebuie transmis printr-un mediu cu perturbații puternice. Prin amplasarea SAD lângă sursa de semnal, pe linia de transmisie a semnalului se vehiculează informația sub formă numerică, mult mai puțin afectată de perturbații.

## Exemplu de analiză

De exemplu, pentru un convertor A/D de  $n = 8$  biți și  $V_{FS} = 10 \text{ V}$ , o perturbație suprapusă peste semnalul analogic ce depășește  $BS_{min} = V_{FS}/2^n = 10/2^8 \approx 40 \text{ mV}$  determină apariția unui rezultat eronat la conversie. Dacă comparăm acest nivel acceptabil al erorii produse de perturbațiile electromagnetice asupra semnalului analogic cu imunitatea la zgomot a circuitelor integrate digitale (TTL, CMOS), ce atinge valori de ordinul volților, îmbunătățirea ce se obține prin configurarea menționată a sistemului este evidentă. La creșterea rezoluției, utilizarea acestui principiu este obligatorie. Pentru transmisia numerică a informației există coduri corectoare de erori, cu avantaje suplimentare modului de lucru propus.

## Sistem de achiziție monocanal cu preamplificare și conversie directă

În anumite situații este necesară preamplificarea semnalului analogic, înainte de intrarea convertorului  $A/D$  (fig. 12.3).

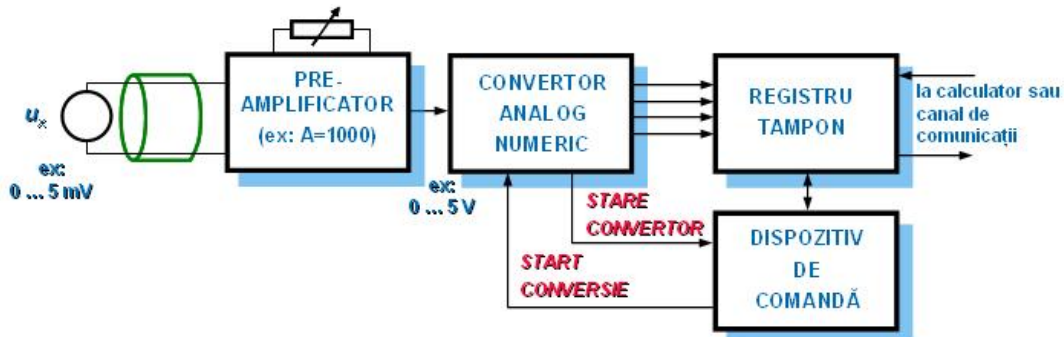


Figura 12.3

Convertoarele  $A/D$ , cele integrate în special, au standardizat valoarea diapazonului de intrare (5 sau 10 V), ceea ce impune adaptarea semnalului de intrare la diapazonul de intrare al convertorului  $A/D$ , pentru a utiliza corect și eficient rezoluția convertorului.

Adaptarea se realizează practic prin mărirea sau micșorarea gamei dinamice a semnalului analogic (prin amplificare sau atenuare). Problemele de adaptare sunt mai dificile când se impune o amplificare a semnalelor. Problema este rezolvată în mod optim dacă domeniul de variație al semnalului analogic este egal cu diapazonul de intrare al convertorului  $A/D$ .

În acest caz semnalul analogic de intrare poate fi cuantificat cu toate valorile numerice posibile permise de rezoluția convertorului. Dacă semnalul analogic de intrare are o valoare corespunzătoare, scalarea se face cu un singur amplificator operațional, într-o configurație de amplificare corespunzătoare aplicației.

Dacă semnalul este de nivel foarte mic (de ordinul mV) sau dacă în sistem se manifestă tensiuni de mod comun de valori ridicate, se impune folosirea unui amplificator diferențial de tip instrumentație. Parametrii acestui circuit, în ceea ce privește amplificarea, banda de trecere, factorul de rejecție al modului comun și impedanța de intrare, pe baza cărora se stabilește în final structura amplificatorului instrumentație, sunt determinați de caracteristicile surselor de semnal, de mediul de lucru și de factorul cost.

Un caz particular este atunci când sistemul de achiziție trebuie separat galvanic de sursa de semnal. Soluția este utilizarea amplificatoarelor izolație.

Domeniile specifice de utilizare a acestei configurații de  $SAD$  se suprapun practic peste domeniile de aplicație ale amplificatoarelor izolație, remarcând în mod deosebit situațiile referitoare la aparatura medicală, la prelucrarea semnalelor suprapuse peste potențiale (în raport cu pământul) mari, sau la achiziția unor semnale de nivel scăzut în prezența unor tensiuni de mod comun mari.

## Sistem de achiziție monocanal cu circuit de eșantionare-memorare

Introducerea circuitului de eșantionare-memorare în structura sistemului de achiziție permite creșterea vitezei de variație a semnalului de intrare, fără reducerea preciziei. Schema bloc a unui astfel de sistem este prezentată în fig. 12.4:

În intervalul de timp dintre două conversii, circuitul de eșantionare-memorare este în modul de lucru "eșantionare" (sample -  $S$ ), urmărind variațiile semnalului de intrare. În momentul de dinaintea declanșării conversiei, circuitul de eșantionare-memorare este trecut în modul "memorare" (hold -  $H$ ). Această stare este menținută pe toată durata conversiei, astfel că operațiunea de conversie  $A/D$  se efectuează asupra valorii instantanee a semnalului de intrare corespunzătoare sfârșitului fazei de eșantionare.



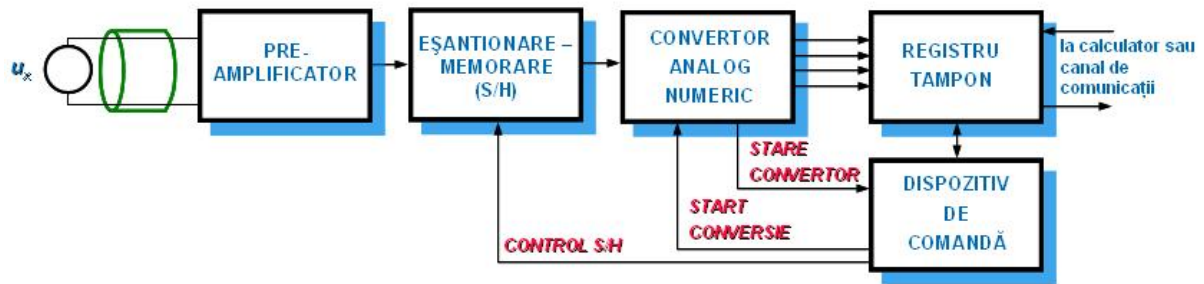


Figura 12.4

Astfel, pe toată durata conversiei tensiunea de intrare în convertorul  $A/D$  este (în mod ideal) constantă, și precizia nu mai este afectată de viteza de modificare a semnalului analogic. Apare imediat și o condiție de proiectare a sistemului, impusă de modul de apariție a erorilor, respectiv, pe durata conversiei, tensiunea memorată de circuitul de eșantionare-memorare nu are voie să se degradeze cu mai mult de  $BS_{min}$ .

Se precizează cu exactitate momentele de timp la care se referă rezultatul, indiferent de viteza de variație a semnalului de intrare (spre deosebire de cazul sistemelor cu conversie directă). Aceste momente corespund finalului fazei de eșantionare a semnalului analogic.

În fig. 12.5 se utilizează convertor  $A/D$  cu registru cu aproximații succesive. Semnalul de intrare este de tip liniar variabil. Pentru a evidenția îmbunătățirile aduse de această structură, considerăm aceeași variație a semnalului de intrare ca în cazul  $SAD$  cu conversie directă, respectiv de la  $125/256$  la  $130/256$  din diapazonul  $V_{FS}$ .

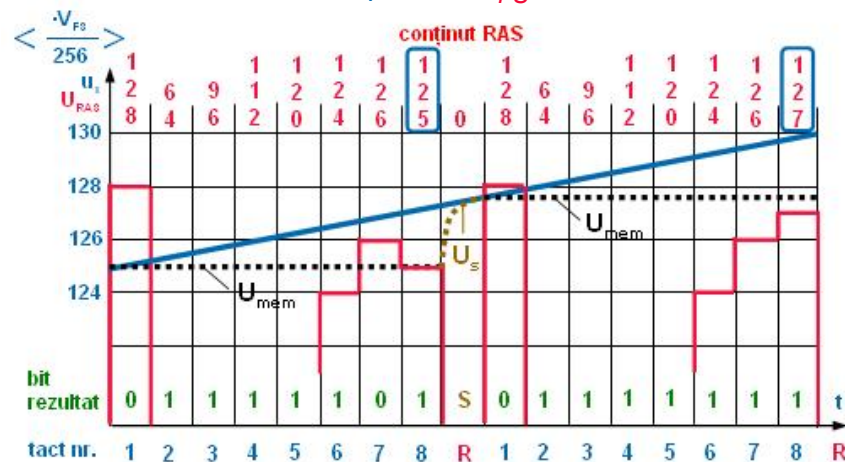


Figura 12.5

Codul numeric obținut corespunde (în limitele de precizie ale convertorului  $A/D$ ) valorii momentane a semnalului de intrare de la sfârșitul fazelor de eșantionare. Aceste momente corespund începerii procesului de conversie.

La sfârșitul celor două procese de conversie considerate se obțin două valori numerice diferite, corespunzând unor încadrări ale mărimii analogice de intrare în clasele  $(125/256) \cdot V_{FS}$ , respectiv  $(127/256) \cdot V_{FS}$ .

Circuitele de eșantionare-memorare au un coeficient de transfer unitar, apărând problema adaptării limitelor de variație a semnalului de intrare la diapazonul convertorului  $A/D$ . Problema se rezolvă, după cum s-a văzut anterior, prin utilizarea corespunzătoare a unui preamplificator.

### Observație

Utilizarea circuitelor de eșantionare-memorare este impusă într-o serie de aplicații și de alte considerente. Astfel, în cazul în care se dorește refacerea semnalului analogic pe baza eșantioanelor rezultate din conversie, utilizarea circuitelor de eșantionare-memorare asigură

stabilirea cu precizie a momentelor în care s-a făcut preluarea eșantioanelor de semnal. De asemenea, soluția se impune și în cazul utilizării altor tipuri de convertoare *A/D* (diferite de cele cu *RAS*), de exemplu convertoare *A/D* cu ciclu neprogramat, la care se obțin timpi de conversie ce diferă de la o conversie la alta.