

CURS – 8

CIRCUITE DE MULTIPLEXARE ȘI EȘANTIONARE/MEMORARE

Autor: Conf.dr.ing. Constantin Harja

III.1. CIRCUITE DE MULTIPLEXARE

III.1.1. GENERALITĂȚI

Un multiplexor analogic (*MUX*) este un bloc funcțional cu n intrări și o ieșire care la un moment dat permite transmiterea la ieșire doar a semnalului de la una din intrări. Altfel spus, *MUX* permite selecția și transmiterea succesivă în timp a mai multor semnale analogice pe o cale comună.

MUX poate fi utilizat și pentru a realiza operația inversă, adică transmiterea unui semnal pe mai multe căi distincte. În acest caz se utilizează denumirea de demultiplexor (*DEMUX*).

Există și *MUX/DEMUX* pentru semnale logice. Acestea nu pot fi utilizate pentru semnale analogice, în schimb *MUX/DEMUX* analogice pot fi utilizate, cu anumite restricții (viteză, încărcare etc.) și pentru multiplexarea/demultiplexarea semnalelor logice.

Din punct de vedere fizic, *MUX/DEMUX* analogice sunt constituite dintr-un număr egal cu 2^x (2, 4, 8, 16) de comutatoare analogice conectate și comandate în mod adecvat, conform Fig.III.1. Selecția canalelor se realizează cu un cod numeric în baza doi, aplicat la intrările unui decodificator, *DEC*, care prin intermediul unui circuit de comandă, *COM*, acționează comutatorul corespunzător valorii zecimale a codului numeric.

Tipurile de comutatoare utilizate la realizarea *MUX/DEMUX* sunt cele electromecanice (relee *Reed*) sau cu dispozitive semiconductoare (diode, tranzistoare bipolare sau cu efect de câmp).

Atunci când semnalele de selectat au nivele rezonabile și nu există posibilitatea apariției de tensiuni de mod comun între sursele de semnal, se preferă *MUX/DEMUX* realizate cu tranzistoare FET care prezintă performanțe optime în comparație cu alte soluții. Aceste tipuri de *MUX/DEMUX* se realizează sub formă de circuite integrate, un exemplu fiind cele în tehnologie *CMOS*.

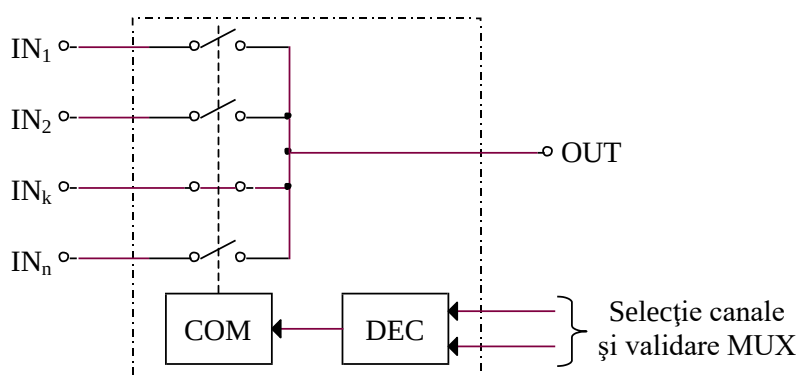


Fig.III.1. Schema echivalentă a unui *MUX/DEMUX*.

Dacă semnalele de intrare au nivele mari în curent sau tensiune, sau dacă există posibilitatea apariției de tensiuni de mod comun cu valoare ridicată, se pot utiliza și multiplexoare cu contacte mecanice. Dintre acestea, în aplicațiile practice cunosc o largă utilizare releele electromagnetice și releele *Reed*, realizate în capsule miniatură, care pot asigura o rezistență de contact de ordinul a 10

m Ω , o rezistență de izolație de ordinul a $10^{13} \Omega$ și timpi de comutare de ordinul milisecundelor.

III.1.2. MULTIPLEXOARE ȘI DEMULTIPLEXOARE CMOS

MUX/DEMUX realizate în tehnologie CMOS, la fel ca și celelalte tipuri, sunt constituite dintr-un număr de comutatoare elementare conectate astfel încât să realizeze o anumită structură de MUX cum ar fi: [1 din 16], $2 \times [1 \text{ din } 8]$, [1 din 8], $2 \times [1 \text{ din } 4]$, $3 \times [1 \text{ din } 2]$ etc. Schema electrică a unui comutator elementar CMOS, numit și *poartă de transmisie*, este reprezentată în Fig.III.2.

Elementul de comutare propriu-zis este constituit din tranzistoarele MOSFET Q_4 - Q_5 , unul cu canal p și celălalt cu canal n , conectate în paralel și comandate în antifază, prin intermediul inversoarele I_1 - I_2 . Ca urmare, ambele tranzistoare din componența comutatorului se vor găsi simultan fie în conducție, fie în stare blocată. Comutatorul auxiliar realizat cu tranzistoarele MOSFET Q_1 - Q_3 , are rolul de a conecta substratul tranzistorului Q_5 (cu canal n), fie la tensiunea de intrare când comutatorul este deschis, fie la masă când comutatorul este blocat. Acest artificiu reduce variația rezistenței comutatorului cu tensiunea de intrare.

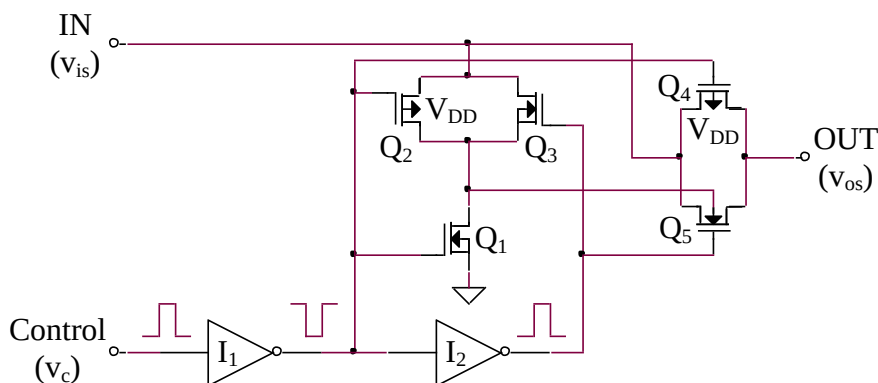


Fig.III.2. Schema electrică de principiu a unei porți de transmisie CMOS.

Comutatorul este realizat din tranzistoarele Q_4 - Q_5 , unul cu canal p și celălalt cu canal n , conectate în paralel și comandate în antifază, cu ajutorul inversoarele I_1 - I_2 . Ca urmare, ambele tranzistoare vor fi simultan fie în conducție fie în stare blocată.

Schema echivalentă a porții de transmisie CMOS este reprezentată în Fig.III.3. Această schemă este valabilă pentru oricare alt tip de comutator, diferind numai valorile parametrilor din schemă. Analizând această schemă se pot identifica sursele de erori statice și dinamice.

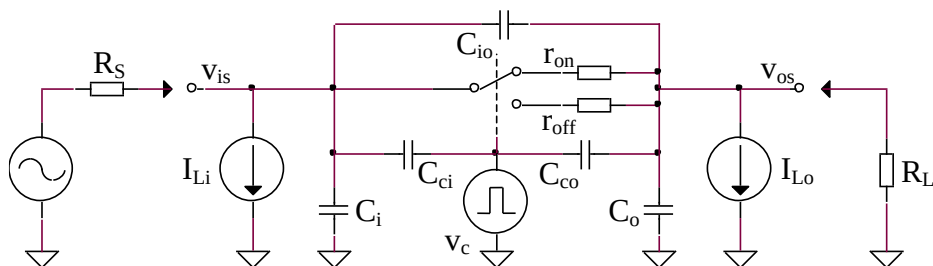


Fig.III.3. Schema echivalentă a unei porți de transmisie CMOS.

Dintre sursele de erori statice (r_{on} , r_{off} , I_{Li} și I_{Lo}), cea mai dificil de minimizat este eroarea produsă de curenții de scurgere de la intrare, I_{Li} și de la ieșire, I_{Lo} , care produc căderi parazite de tensiune pe rezistența sursei de semnal, R_S , sau pe rezistența sursei de semnal în serie cu rezistența

în starea deschis, r_{on} . Efectul rezistenței r_{off} este cu totul neglijabil ($r_{off} \approx 10^{10}-10^{12} \Omega$), iar efectul r_{on} , poate fi ușor anihilat prin utilizarea după *MUX* a unui amplificator cu rezistență mare de intrare.

Dintre sursele de erori dinamice, determinate de capacitățile parazite de intrare, C_i , ieșire, C_o , intrare-ieșire, C_{io} , sau cuplaj a sursei de comandă cu calea de semnal, C_{ci} și C_{co} , nu poate fi neglijat efectul capacității C_{io} care se face resimțit atunci când canalul este blocat, cât și efectul capacităților C_{ci} și C_{co} , care facilitează pătrunderea fronturilor semnalului de comandă pe calea de semnal.

Capacitățile de cuplaj C_{ci} și C_{co} , sunt constituite din capacitățile C_{gd} și C_{gs} ale tranzistoarelor Q_4 și Q_5 . Cum cele două tranzistoare sunt unul de canal n , celălalt de canal p și comanda se face în antifază, semnalele parazite care vor apare la ieșire vor fi datorate întârzierii introduse de poarta I_2 și diferenței între capacitățile parazite C_{gd} și C_{gs} ale celor două tranzistoare.

III.2. CIRCUITE DE EȘANTIONARE-MEMORARE

III.2.1. PRINCIPIILE EȘANTIONĂRII-MEMORĂRII

Măsurarea numerică a mărimilor cu variație continuă în timp, presupune discretizarea valorilor acestor mărimi, fiindcă mărimile cu variație continuă pot lua o infinitate de valori, atât într-un anumit interval de timp, cât și într-un anumit interval de nivel. Deci procesul de discretizare trebuie să se desfășoare pe două direcții. Mai întâi are loc discretizarea în domeniul timpului, în sensul că măsurarea numerică nu este continuă în timp, ci se efectuează la anumite momente de timp prestabilite. Apoi are loc o discretizare a valorii instantanee prelevate la un moment dat, în sensul că acestei valori i se atașează un număr, care, spre deosebire de mărimea cu variație continuă, nu poate lua într-un anumit interval decât o mulțime finită de valori.

Discretizarea în domeniul timpului se efectuează prin *eșantionare-memorare*, iar în domeniul nivelului prin *conversie analog-numerică*.

Prin urmare, eșantionarea constă în prelevarea, într-un anumit interval de timp, a unui număr finit de valori instantanee ale mărimii cu variație continuă, ce urmează să fie discretizate în nivel, adică convertite numeric, iar memorarea este necesară pentru menținerea constantă a valorii eșantionate pe durata conversiei analog-numerice.

Un aspect important este în ce măsură o mărime reprezentată prin eșantioanele sale conservă informația conținută în semnalul inițial și conduce la refacerea semnalului inițial. În acest scop trebuie cunoscută acțiunea procesului de eșantionare-memorare asupra spectrului semnalului de eșantionat și stabilirea condițiilor în care acest spectru nu suferă modificări substanțiale ireversibile.

III.2.1.1. Eșantionarea periodică ideală

Eșantionarea periodică ideală este exprimată matematic prin produsul dintre semnalul de eșantionat și un șir de impulsuri *Dirac* cu perioada $T_e = 1/f_e$, unde f_e este frecvența de eșantionare. Presupunând că $X(f)$ și $\Phi(f)$ reprezintă transformata *Fourier* și densitatea spectrală de putere a semnalului de eșantionat, $x(t)$, se poate demonstra că $x_e(t)$, $X_e(f)$ și $\Phi_e(f)$, reprezentând semnalul eșantionat, transformata *Fourier* și densitatea spectrală de putere a semnalului eșantionat, au expresiile:

$$\begin{aligned}
x_e(t) &= x(t) \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta(t - kT_e); \\
X_e(f) &= f_e \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} X(f - nf_e); \\
\Phi_e(f) &= f_e^2 \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \Phi(f - nf_e).
\end{aligned} \tag{III.1}$$

În cazul unui semnal $x(t)$, cu o densitate spectrală de putere de formă trapezoidală limitată de $f_{\max} < f_e/2$, ecuațiile (III.1) corespund Fig.III.4, unde impulsurile *Dirac* sunt reprezentate prin săgeți de lungime egală cu valorile instantanee ale funcției $x(t)$ la momentele de timp corespunzătoare. Din (III.1) și Fig.III.4 se observă că densitatea spectrală de putere a semnalului eșantionat, $x_e(t)$, corespunde unei repetiții periodice a densității spectrale de putere a semnalului de eșantionat, $x(t)$, multiplicată cu f_e^2 , perioada de repetiție fiind f_e . Se mai observă că în interiorul benzii $[-f_{\max}, +f_{\max}]$ spectrul semnalului original $x(t)$, se regăsește fără deformări în spectrul semnalului $x_e(t)$, cu condiția ca $f_{\max} < f_e/2$. Ca urmare, toată informația conținută în $x(t)$ se conservă, fiind regăsită în $x_e(t)$.

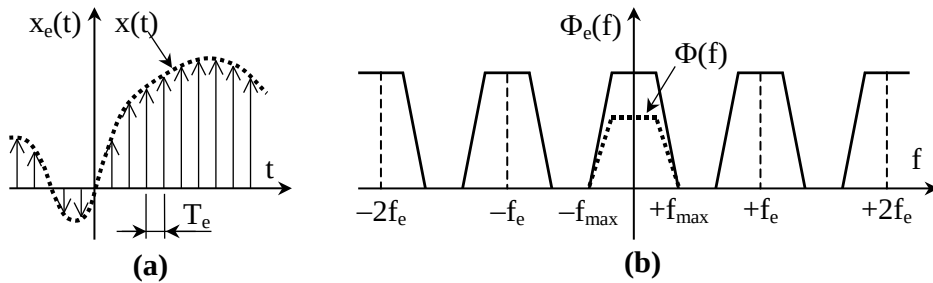


Fig.III.4. Ilustrarea eșantionării periodice ideale:
(a) – forma de undă; (b) – densitatea spectrală.

Dacă frecvența de eșantionare nu respectă condiția $f_e > 2f_{\max}$, atunci trapezele învecinate se vor suprapune, astfel că spectrul semnalului eșantionat va fi alterat în zona de suprapunere.

Eșantionarea realizată fizic se abate într-o anumită măsură de la eșantionarea periodică ideală și va apare o deformare a spectrului semnalului de eșantionat analizată în paragrafele următoare.

3.2.1.2. Eșantionarea periodică cu memorare

În acest caz se consideră că fiecare eșantion este memorat o anumită durată de timp, t_0 . Semnalul eșantionat cu memorare, $x_{em}(t)$, va arăta sub forma unui tren de impulsuri dreptunghiulare cu amplitudinea corespunzătoare valorilor instantanee de la eșantionarea periodică ideală, Fig.III.5.a.

Dacă se notează cu $X_{em}(f)$ și $\Phi_{em}(f)$ transformata *Fourier* și densitatea spectrală de putere a semnalului eșantionat cu memorare, $x_{em}(t)$, se poate demonstra valabilitatea relațiilor:

$$\begin{aligned}
X_{em}(f) &= t_0 f_e \frac{\sin(\pi f t_0)}{\pi t_0 f} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} X(f - nf_e) e^{-j\pi n f t_0}; \\
\Phi_{em}(f) &= t_0^2 f_e^2 \left[\frac{\sin(\pi f t_0)}{\pi f t_0} \right]^2 \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \Phi(f - nf_e).
\end{aligned} \tag{III.2}$$

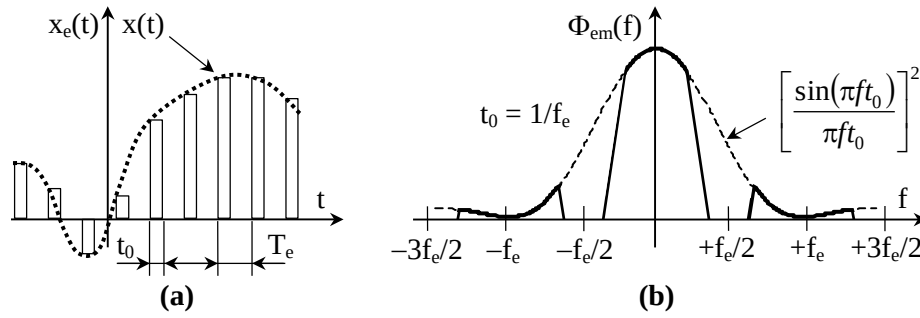


Fig.III.5. Ilustrarea eșantionării periodice cu memorare:

(a) – forma de undă; (b) – densitatea spectrală.

Comparativ cu spectrul semnalului eșantionat ideal, conform (III.1), spectrul semnalului eșantionat cu memorare este afectat de o funcție pondere de forma $\sin(\pi f t_0)/\pi f t_0$. Deci spectrul $\Phi_{em}(f)$ reprezintă o imagine deformată a spectrului $\Phi_e(f)$, după cum rezultă din Fig.III.5.b, unde s-a considerat cazul limită în care timpul de memorare îndeplinește condiția: $t_0 = 1/f_e$.

În situația de mai sus, funcția pondere ia forma $\sin(\pi f/f_e)/\pi f/f_e$ și se poate calcula abaterea relativă între $X_{em}(f)$ și $X(f)$: $\varepsilon = 1 - \sin(\pi f/f_e)/\pi f/f_e$, în funcție de raportul f/f_e . Astfel, se poate constata că $\varepsilon = 1 \%$ pentru $f/f_e = 1/4$, iar pentru $\varepsilon < 0,1 \%$ trebuie ca $f/f_e < 1/40$ sau $f_e > 40 f$. Dacă se consideră abaterea între densitățile spectrale de putere, pentru aceleași valori ale abaterii frecvența de eșantionare trebuie dublată. Totodată, se adăugată și întârzierea introdusă prin funcția de memorare, explicitată în (III.2) prin factorul $e^{-j\pi f t_0}$.

III.2.1.3. Eșantionarea periodică cu mediere

Ca realizare fizică, nu există dispozitive electronice atât de rapide încât să determine valoarea instantanee a unui semnal continuu variabil. Ca urmare, va fi determinată o valoare medie pe un anumit interval de timp finit, T_μ :

$$x_\mu(t) = \bar{x}(t, T_\mu) = \frac{1}{T_\mu} \int_{t-T_\mu}^t x(\tau) d\tau, \quad (III.3)$$

unde $x_\mu(t)$ se numește *medie glisantă* pe intervalul T_μ .

Prin urmare, la fiecare moment de timp, semnalul $x_\mu(t)$ reprezintă media semnalului $x(t)$ pe un interval de timp imediat anterior, cu valoarea T_μ . În aceste condiții se poate considera că de fapt eșantionarea se efectuează asupra semnalului $x_\mu(t)$ și nu asupra lui $x(t)$.

În domeniul frecvenței, transformarea semnalului $x(t)$ în $x_\mu(t)$ prin (III.3) poate fi exprimată astfel:

$$X_\mu(f) = X(f) \cdot G(f), \quad (III.4)$$

cu ajutorul unei funcții de transfer de forma:

$$G(f) = \frac{\sin(\pi f T_\mu)}{\pi f T_\mu} e^{-j\pi f T_\mu}. \quad (III.5)$$

Transformata *Fourier* și densitatea spectrală de putere a semnalului generat de eșantionarea semnalului $x(t)$ cu frecvența f_e , cu mediere pe intervalul T_μ și cu memorare pe durata t_0 se pot deduce din (III.5) și (III.2), rezultând cu următoarea formă:

$$X_{e\mu}(f) = t_0 f_e \frac{\sin(\pi f t_0)}{\pi t_0 f} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} X(f - n f_e) \frac{\sin \pi T_\mu (f - n f_e)}{\pi T_\mu (f - n f_e)} e^{-j\pi f (t_0 + T_\mu)}; \quad (III.6)$$

$$\Phi_{e\mu}(f) = (t_0 f_e)^2 \left[\frac{\sin(\pi f t_0)}{\pi f t_0} \right]^2 \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \Phi(f - n f_e) \left[\frac{\sin \pi T_\mu (f - n f_e)}{\pi T_\mu (f - n f_e)} \right]^2;$$

de unde se poate observa că (III.6) tinde spre (III.2), dacă $T_\mu \rightarrow 0$.

Durata de mediere T_μ produce o deformare a spectrului semnalului $x(t)$, corespunzătoare unei filtrări trece-jos înainte de eșantionare. Această deformare se adaugă celei rezultate din memorare pe durata t_0 , reprezentată în Fig.III.5.b. Ca urmare, timpul de mediere T_μ trebuie redus la limita posibilităților fizice, determinată în ultimă instanță de viteza circuitelor electronice utilizate. Din acest motiv, este ușor de anticipat faptul că circuitele de eșantionare-memorare, lucrând în comutație, trebuie să aibă viteză de răspuns mult mai mare decât alte convertoare de măsurare.

III.2.1.4. Teorema lui Shannon

În cele prezentate mai sus, s-a scos în evidență influența modului sau metodei de eșantionare, asupra spectrului semnalului eșantionat.

Însă prezintă importanță și stabilirea condițiilor în care semnalul original poate fi reconstituit pe baza eșantioanelor sale rezultate dintr-o eșantionare periodică ideală. Aceste condiții sunt precizate de teorema lui Shannon a cărei enunț este:

Semnalul analogic $x(t)$ este descris complet printr-un șir infinit de eșantioane ale sale, obținute printr-o eșantionare periodică ideală cu frecvența f_e , cu condiția ca spectrul lui $x(t)$ să nu conțină nici o componentă de frecvență superioară valorii $f_e/2$.

Altfel spus, dacă $f_{\max}$ este frecvența cea mai ridicată din spectrul semnalului $x(t)$, teorema lui Shannon se exprimă prin condiția: $f_e = 1/T_e \geq 2f_{\max}$, care se mai numește și *criteriul Nyquist*. În aplicațiile practice frecvența de eșantionare se ia superioară acestei limite. Nerespectarea condiției Shannon atrage după sine suprapunerea unor componente spectrale care devin astfel imposibil de separat după eșantionare, așa cum este ilustrat în Fig.III.6, prin suprapunerea trapezelor învecinate.

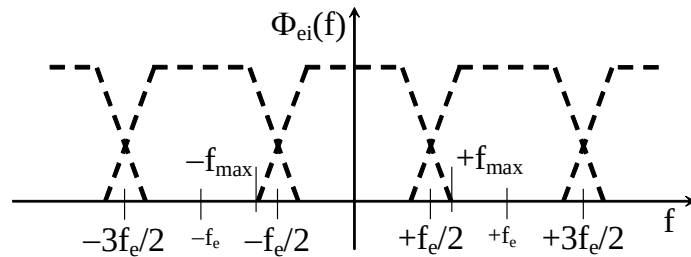


Fig.III.6. Ilustrarea efectului nerespectării condiției Shannon.

Condiția $f_e \geq 2f_{\max}$ este necesară, dar nu suficientă pentru a reconstitui semnalul original fără deformări. În acest scop, mai este nevoie și de un filtru trece-jos ideal, care să prezinte o frecvență de tăiere egală cu $f_e/2$, pentru a se putea extrage porțiunea din $\Phi_e(f)$ care reprezintă spectrul $\Phi(f)$.

III.2.1.5. Filtrare anti-aliasing

Nici un semnal fizic nu posedă un spectru de frecvență limitat și aceasta se întâmplă cel puțin din cauză că orice semnal este întotdeauna însoțit de zgomot alb (densitate de putere constantă în toată banda). Astfel, niciodată nu există garanția că teorema lui Shannon va fi respectată.

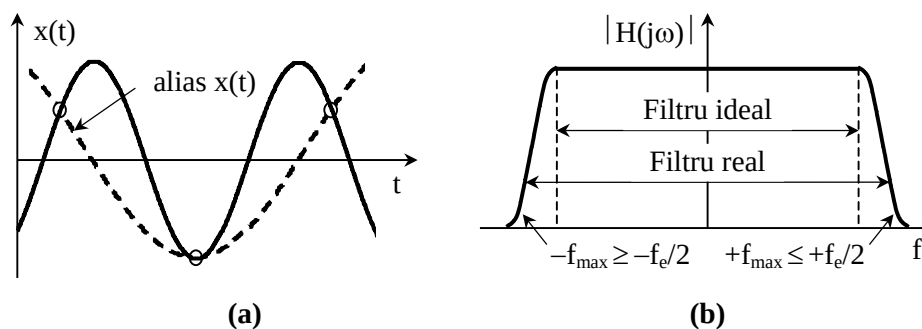


Fig.III.7. Semnalului alias și filtrarea anti-aliasing:

(a) – ilustrarea semnalului alias; (b) – caracteristica filtrului anti-aliasing.

Din Fig.III.7.a, se observă cum poate arăta un semnal reconstituit, atunci când nu este respectată condiția *Shannon*. Al doilea semnal, reprezentat cu linie punctată, care ar rezulta în urma refacerii semnalului original din eșantioane generate cu frecvență insuficientă, constituie așa-zisul semnal *alias* al semnalului inițial. În cazul unui semnal însoțit de zgomot, va apare un semnal *alias* al zgomotului care poate conduce la erori imprevizibile.

Din aceste considerente, se impune a fi plasat înainte de circuitul de eșantionare, un filtru trece-jos numit filtru *anti-aliasing*. În această situație, funcția de transfer a acestui filtru, $H(f)$, va determina frecvența de eșantionare minimă, care garantează refacerea semnalului original cu o anumită eroare acceptată, conform Fig.III.7.b.

Eroarea generată de filtrului *anti-alias* se poate estima prin raportul $\varepsilon = 10\log(P_r/P_x)$, unde P_r reprezintă puterea semnalului filtrat, iar P_t – puterea totală a semnalului inițial. De exemplu, pentru un filtru *Butterworth* cu frecvența de tăiere, f_c , pentru a menține această eroare sub 1% sau -20 dB, este necesară condiția $f_e/f_c \cong 3$, dacă filtrul este de ordinul 3. În cazul unui filtru *RC* de ordinul întâi, pentru același nivel al erorii de filtrare trebuie ca $f_e/f_c \cong 130$.

În practică se stabilește un compromis optim între nivelul admis al erorii generate de filtrare, frecvența de eșantionare și ordinul filtrului *anti-alias*.

III.2.2. CIRCUITE DE EȘANTIONARE-MEMORARE NEINVERSOARE

Circuitele de eșantionare-memorare trebuie să îndeplinească două condiții principale. În primul rând, momentul și durata eșantionării trebuie să fie bine precizate, astfel ca prin aceasta să se contribuie la reducerea timpului de mediere. Apoi, tensiunea eșantionată trebuie să fie menținută constantă pe durata conversiei analog-numerice, acesta fiind scopul esențial al eșantionării.

În principiu, un circuit de eșantionare-memorare este constituit dintr-un comutator pentru eșantionare și un condensator pentru memorare, funcționarea acestuia înregistrând două faze. În prima fază, numită *fază de achiziție*, comutatorul este pe poziția închis, iar tensiunea de pe condensator urmărește semnalul de intrare. În momentul eșantionării, comutatorul trece în starea blocat, iar condensatorul trebuie să păstreze constantă tensiunea din acel moment pe toată durata fazei următoare, numită *fază de memorare*. Spre exemplificare, în Fig.III.8 este reprezentată schema de principiu a unui circuit de eșantionare-memorare neinvertor.

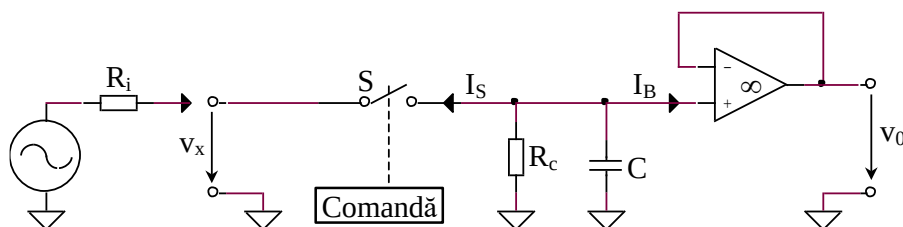


Fig.III.8. Principiul de funcționare al circuitelor de eșantionare-memorare.

Se consideră că sursa de semnal v_x are rezistența internă R_i , iar comutatorul S prezintă în starea închis o rezistență notată cu r_{on} . Etajul cu AO este un repetor de tensiune, pentru a asigura preluarea tensiunii de pe condensatorul C , fără a îi altera sarcina. Când comutatorul S este în starea ON, tensiunea pe condensatorul C urmărește valoarea instantanee a semnalului de intrare cu o întârziere determinată de constanta de timp $\tau_i = (R_i + r_{on})C$. Reducerea acestei constante de timp este de mare importanță, deoarece de ea depinde în principal durata eșantionării. Astfel, pentru o eroare de 0,05%, durata eșantionării trebuie să fie de minimum $8\tau_i$.

După ce S trece în starea OFF, C se descarcă datorită curenților de intrare al AO, de scurgere al comutatorului S și de pierderi al condensatorului C , viteza de descărcare fiind dată de relația:

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} \left(I_s + I_B + \frac{v_C}{R_C} \right) \cong \frac{1}{C} I_B. \quad (\text{III.7})$$

fiindcă ponderea cea mai mare o are curentul I_B al AO. Pentru ca descărcarea condensatorului pe durata memorării să nu introducă erori semnificative, trebuie ca constanta de timp de descărcare să fie de cel puțin 10^5 ori mai mare decât timpul pentru care valoarea memorată este necesară.

În scopul reducerii constantei de timp de încărcare a condensatorului se utilizează scheme în care comutatorul este inclus într-o buclă de reacție, datorită căreia efectul rezistenței r_{on} devine nesemnificativ, conform Fig.III.9.

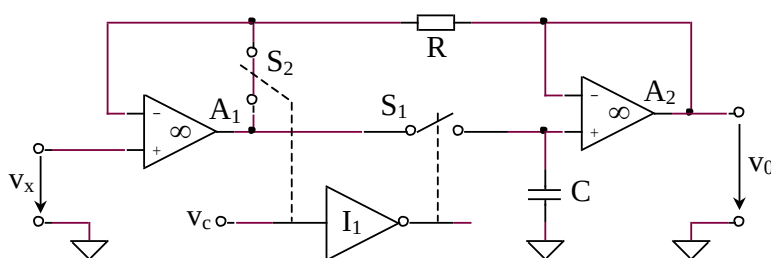


Fig.III.9. Circuit de eșantionare-memorare neinversor cu reacție.

În Fig.III.9, cele două comutatoare, S_1 și S_2 , sunt comandate în antifază. Se poate observa că pe durata de achiziție ($S_1 = ON$ și $S_2 = OFF$), datorită legăturii prin R dintre cele două AO, A_1 va forța încărcarea condensatorului prin r_{on1} , astfel ca în permanență tensiunea de ieșire, v_0 , să fie egală cu tensiunea de intrare, v_x . În acest caz, timpul de încărcare, respectiv întârzierea cu care tensiunea pe condensator urmărește semnalul de intrare sunt determinate de A_1 prin curentul maxim pe care acesta îl poate debita la ieșire sau/și prin *slew-rate*.

Pe durata de memorare, $S_1 = OFF$ și $S_2 = ON$. Rolul S_2 este de a limita excursia de tensiune la ieșirea A_1 , în scopul conservării vitezei de răspuns. În absența S_2 , pe durata memorării S_1 fiind în starea OFF se întrerupe legătura dintre A_1 și A_2 și ca urmare A_1 se va satura la una din tensiunile de

alimentare, iar revenirea din saturație și excursia de tensiune până la valoarea v_x , se efectuează lent.

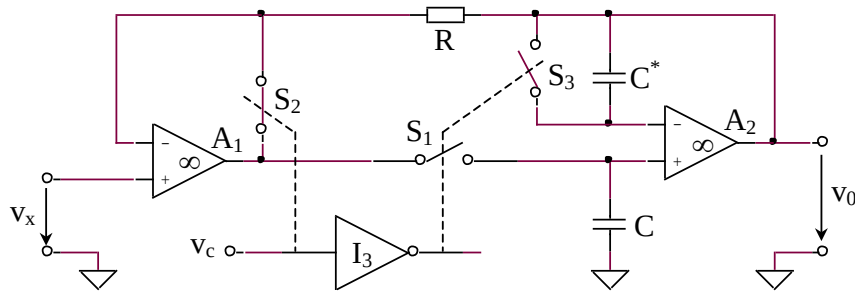


Fig.III.10. Reducerea influenței curentului de intrare al repetorului A_2 .

Pentru reducerea influenței curentului de polarizare al repetorului A_2 asupra descărcării condensatorului se poate utiliza artifiiciul de schemă prezentat în Fig.III.10. Se observă că față de schema anterioară s-a introdus în plus comutatorul S_3 și condensatorul C^* . Pe durata de achiziție, când $S_1, S_3 = ON$ și $S_2 = OFF$, schema funcționează identic cu cea din Fig.III.9. Iar pe durata de memorare, când $S_1, S_3 = OFF$ și $S_2 = ON$, variația tensiunii de ieșire este dată de relația de mai jos:

$$\frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C} I_B^+ - \frac{1}{C^*} I_B^-, \quad (III.8)$$

care, dacă $C = C^*$ și $I_B^+ = I_B^-$, devine $dv_0/dt = 0$. De obicei, $I_B^+ \neq I_B^-$ și $|I_B^+ - I_B^-| = I_{OS}$, astfel că $dv_0/dt = I_{OS}/C$, unde I_{OS} reprezintă curentul de decalaj la intrare. Astfel s-a substituit efectul curentului de polarizare la intrare cu efectul curentului de decalaj care este mai mic cu un ordin de mărime.

Dacă AO A_2 este prevăzut cu tranzistoare FET la intrare, atunci curentul de polarizare al acestuia poate fi de același ordin de mărime sau mai mic decât curentul de scurgeri al comutatorului S_1 . În această situație, poate prezenta interes și reducerea efectului curentului de scurgeri al comutatorului S_1 . O schemă posibilă, care rezolvă această problemă, este prezentată în Fig.III.11.

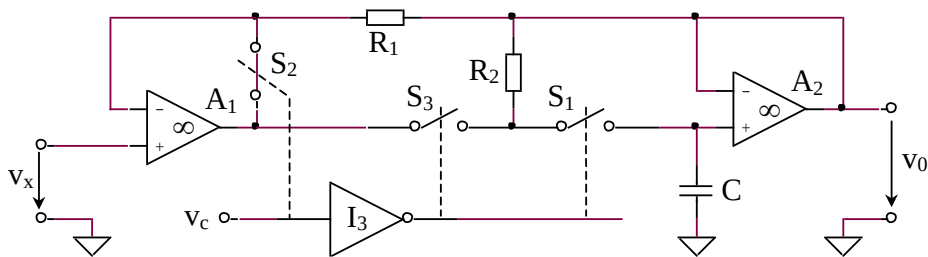


Fig.III.11. Reducerea influenței curentului de scurgeri al comutatorului S_1 .

Schema de mai sus, conține în plus, față de schema de bază din Fig.III.9, comutatorul S_3 și rezistența R_2 . Pe durata de achiziție, când $S_1, S_3 = ON$ și $S_2 = OFF$, schema funcționează în mod identic cu cea din Fig.III.9. Pe durata de memorare, când $S_1, S_3 = OFF$ și $S_2 = ON$, datorită rezistenței R_2 căderea de tensiune pe comutatorul S_1 este practic nulă, deci și curentul de scurgeri este aproape nul. Această situație este valabilă dacă S_1 - S_3 sunt realizate cu tranzistoare MOSFET, care de regulă satisfac condiția $i_{ds} \gg i_{gs}$. În acest caz, dacă $v_{ds1} = 0 \Rightarrow i_{ds1} = 0$.

Un exemplu de circuit de eșantioane-memorare realizat industrial sub formă de circuit integrat (ANALOG DEVICES) este prezentat în Fig.III.12. Spre deosebire de schema de principiu din Fig.III.9, comutatorul S_2 este înlocuit prin diodele D_1, D_2 cu același rol, iar condensatorul de

memorare este conectabil din exterior, valoarea acestuia fiind la latitudinea utilizatorului.

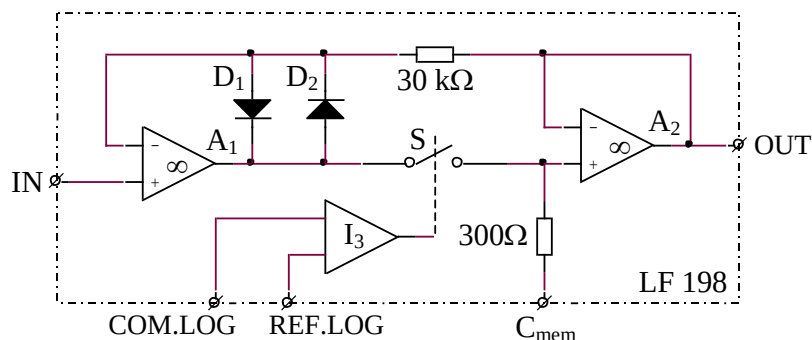


Fig.III.12. Exemplu de circuit integrat de eşantionare-memorare.

III.2.3. CIRCUITE DE EŞANTIONARE-MEMORARE INVERSOARE

Cu toate că, cele mai frecvent utilizate sunt circuitele de eşantionare-memorare neinversoare, chiar dacă acestea nu amplifică suplimentar semnalul de intrare, sunt posibile şi circuite de eşantionare-memorare inversoare, cu amplificare supraunitară. Aceste circuite au condensatorul de memorare plasat în bucla de reacţie negativă a unui amplificator inversor şi pot realiza o amplificare supraunitară în tensiune, cu inversarea fazei semnalului, conform schemei de principiu reprezentată în Fig.III.13. Dacă $S = ON$, tensiunea de ieşire tinde spre valoarea $v_0 = -v_x R_2 / R_1$, cu o constantă de timp $\tau_1 = R_2 C$, iar când $S = OFF$, tensiunea pe condensator şi cea de ieşire tind să rămână constante.

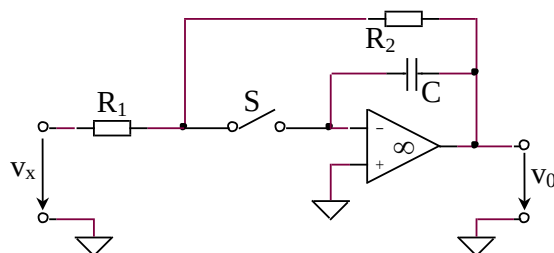


Fig.III.13. Circuit de eşantionare-memorare inversor.

Cauzele care conduc la alterarea sarcinii condensatorului sunt aceleaşi ca şi în cazul circuitelor neinversoare. Schemele practice de acest tip sunt astfel completate, încât să rezulte o minimizare a surselor preponderente de erori, în mod asemănător cu cazul circuitelor neinversoare.

III.2.4. CARACTERISTICI TEHNICE ALE CIRCUITELOR DE EŞANTIONARE-MEMORARE

În afară de erorile relative la faptul că timpii de achiziţie şi memorare sunt finiţi, trebuind să satisfacă cerinţele $t_{achiziție} \rightarrow 0$ şi $t_{memorare} \rightarrow \infty$, mai intervin şi alte surse de erori care afectează funcţionarea unui circuit de eşantionare-memorare, cum ar fi:

- tensiunile de *offset* ale AO;
- cuplajul între semnalul de intrare şi condensatorul de memorare, care apare datorită capacităţii parazite a comutatorului în starea blocat;
- cuplajul dintre semnalul de comandă şi condensatorul de memorare, care apare datorită

capacităților parazite existente între intrările de comandă și de semnal ale comutatorului.

Influența surselor de erori și definirea principalilor parametri caracteristici ai circuitelor de eșantionare-memorare, este ilustrată în diagrama semnalelor de intrare și de ieșire din Fig.III.14.

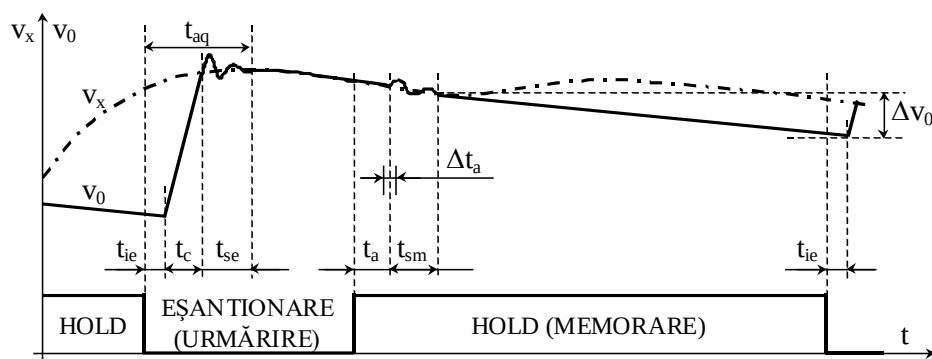


Fig.III.14. Parametrii caracteristici ai circuitelor de eșantionare-memorare.

Parametrii caracteristici fazei de eșantionare sau de urmărire sunt:

- **Timpul de întârziere la eșantionare, t_{ie}** – este intervalul de timp scurs între momentele apariției comenzii de eșantionare și cel al închiderii efective a comutatorului. Acesta depinde de viteza circuitelor de comandă și a comutatorului și poate avea valori de 5-150 ns, tipic 15-20 ns.
- **Timpul de creștere, t_c** – reprezintă intervalul de timp necesar pentru ca tensiunea pe condensator să ajungă la nivelul semnalului de intrare. Acest parametru depinde de viteza de creștere a tensiunii de ieșire (*slew-rate*) a AO din structura circuitului. Ca urmare, amplificatoarele utilizate în acest scop au *slew-rate* de ordinul a 200-400 V/μs, în cazul circuitelor rapide, coborând până la nivelul de 3-5 V/μs pentru circuitele mai lente, de uz general.
- **Timpul de stabilire la eșantionare, t_{se}** – reprezintă intervalul de timp necesar pentru stingerea regimului tranzitoriu al circuitului, care în momentul închiderii comutatorului este solicitat la semnal treaptă.
- **Timpul de achiziție, t_{aq}** – reprezintă suma timpilor de întârziere, de creștere și de stabilire la eșantionare. Deci t_{aq} , este intervalul de timp minim cât trebuie să dureze eșantionarea, pentru ca circuitul să dea rezultate corecte. Timpul de achiziție are valoarea stabilită în funcție de precizie. De exemplu, pentru o creștere a preciziei de la 0,1% la 0,01%, t_{aq} trebuie să crească de 4-5 ori, cum ar fi de la 6 la 25 μs.

Dacă timpul de eșantionare este mai mare decât timpul de achiziție, după expirarea acestuia circuitul intră în regim de urmărire a semnalului de intrare. Acest regim este caracterizat de o *eroare de câștig*, dată de diferența dintre tensiunile de intrare și de ieșire. Cauzele erorii de câștig pot fi tensiunile de *offset*, constanta de timp de încărcare a condensatorului de memorare (care nu este zero ci are o valoare finită), limitările în viteză ale AO etc.

Parametrii caracteristici fazei de memorare sunt:

- **Timpul de apertură, t_a** – reprezintă de fapt timpul de întârziere la memorare, adică intervalul de timp scurs între momentele apariției comenzii de memorare și deschiderii efective a comutatorului. Un timp de apertură constant ar rămâne fără nici o influență, fiindcă efectul lui ar fi echivalent cu un defazaj constant. În realitate, t_a variază atât aleator cât și sistematic, în funcție de temperatură, tensiune de alimentare sau tensiune de intrare. De exemplu, timpul de apertură

poate avea pentru unele circuite de eşantionare-memorare o derivă de 3-5%/°C.

- **Timpul de stabilire la memorare, t_{sm}** – reprezintă intervalul de timp necesar pentru stingerea regimului tranzitoriu al circuitului, după deschiderea comutatorului. Regimul tranzitoriu care apare la aplicarea comenzii de memorare include şi semnalul parazit care pătrunde prin capacităţile de cuplaj cu sursa de comandă. Din această cauză, apare un aşa-numit *decalaj la blocare* al tensiunii de ieşire.
- **Diafonia** – se defineşte ca variaţia tensiunii de ieşire datorită semnalului de intrare care pătrunde prin capacitatea parazită paralel a comutatorului în starea blocat. Diafonia depinde de frecvenţă şi se exprimă în decibeli.
- **Căderea sau panta de cădere a tensiunii de ieşire, Δv_o** – apare datorită pierderii de sarcină a condensatorului de memorare, prin rezistenţele şi generatoarele de curent parazite, care apar în paralel pe acest condensator.

Procesul de eşantionare-memorare ridică o mare varietate de probleme, care necesită o analiză atentă în vederea minimizării principalelor surse de erori şi menţinerii controlului asupra acestui proces, esenţial pentru calitatea rezultatelor finale.

Toate erorile unui circuit de eşantionare-memorare se pot deduce cantitativ din specificaţiile tehnice ale circuitului, cu excepţia erorii generate de timpul de apertură, fiindcă această eroare este dependentă de panta semnalului de intrare din momentul trecerii în starea de memorare, după cu reiese din Fig.III.15:

$$\Delta v_x = \frac{dv_x}{dt} t_a . \quad (III.9)$$

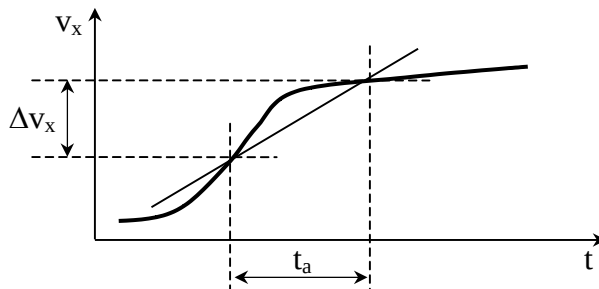


Fig.III.15. Efectul timpului de apertură.

Pentru cunoaşterea exactă a valorii Δv_x , este necesar să se ştie densitatea de probabilitate a pantei semnalului de intrare. În general, se estimează această eroare, admiţând că ea nu depăşeşte eroarea maximă pentru un semnal sinusoidal de frecvenţă f , egală cu frecvenţa maximă din spectrul semnalului şi cu amplitudinea A , egală cu valoarea maximă admisibilă a semnalului de intrare. În acest caz, dacă:

$$v = A \sin(\omega t), \quad \text{rezultă} \quad (dv/dt)_{\max} = \omega A = 2\pi f A, \quad (III.10)$$

se obţine:

$$\Delta v = 2\pi f A t_a \quad \text{sau} \quad \varepsilon = \Delta v / 2A = \pi f t_a . \quad (III.11)$$

Din relaţia de mai sus, se observă că efectul timpului de apertură este destul de critic. De exemplu, la un timp de apertură $t_a = 32$ ns se produce o eroare de 0,01%, dacă frecvenţa maximă din spectrul semnalului este 10 kHz.

