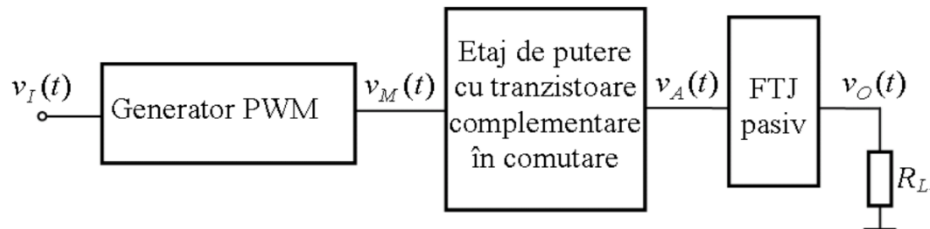
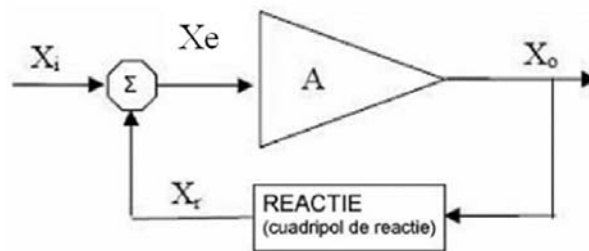


- reducerea drastică a puterii pierdute pe tranzistoare (prin funcționarea în comutare a tranzistoarelor amplificatoare);
- necesită radiator de dimensiuni mici, reducând astfel spațiul ocupat de amplificator
- Amplificatoarele în clasă D sunt utilizate în echipamente alimentate de la baterii, sisteme portabile, echipamente în care există constrângeri de spațiu, etc.
- Schema bloc:



7. Calculați valoarea amplificării cu reacție în funcție de valorile amplificării fără reacție și coeficientul de transfer al cuadripolului de reacție.

Răspuns: CAP. 4. Circuite electronice cu reacție, slide 4 - 5.

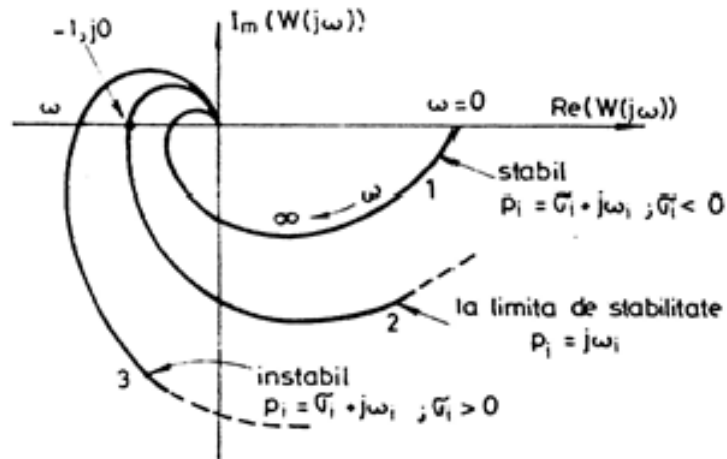


$$A_r = \frac{X_o}{X_i} = \frac{A \cdot X_e}{X_i} = \frac{A \cdot (X_i + X_r)}{X_i} = \frac{A \cdot (X_i + \beta \cdot X_o)}{X_i} = A + \beta \cdot A_r \Rightarrow A_r = \frac{A}{1 - \beta \cdot A}$$

8. Criteriul lui Nyquist. Enunț, diagramă, definiții rezervă amplitudine și fază.

Răspuns: CAP. 5. Stabilitate circuitelor electronice, slide 7 - 8.

Criteriul lui Nyquist: amplificatorul cu reacție este stabil dacă hodograful (graficul reprezentat în planul complex) lui $W(j\omega) = A(j\omega)\beta(j\omega)$ nu înconjoară punctul critic de coordonate $(-1, 0)$ pentru $\omega \in (-\infty, \infty)$.

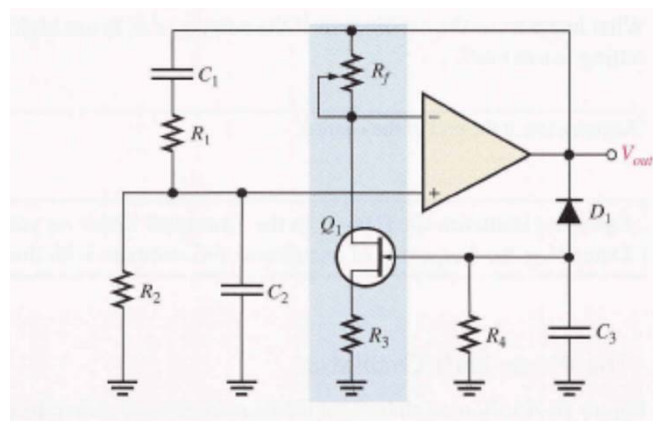


- Fie f^* frecvența pentru care $\arg(W(j\omega)) = \pi$ și f_c frecvența pentru care $|W(j\omega)| = 1$.
- O reformulare echivalentă a criteriului Nyquist este următoarea: dacă $f_c < f^*$ amplificatorul este stabil.
- Pentru a putea caracteriza cantitativ stabilitatea unui sistem, se definesc mărimile:
 - Rezervă (marginea) de amplitudine,
 $R_a = 1 - |W(j\omega^*)|$ sau $R_a \text{ [dB]} = -20\lg(|W(j\omega^*)|)$
 - Rezerva (marginea) de fază,
 $R_\varphi = \pi + \arg(W(j\omega_c))$

9. Schema unui oscilator cu rețea RC selectivă (Wien) cu control automat al amplificării. Explicați rolul componentelor din circuit.

Răspuns: CAP. 6. Oscilatoare, slide 23 - 24.

- Toate metodele practice de obținere a stabilității oscilațiilor și a unui semnal nedistorsionat presupun un control automat al amplificării. Practic aceasta înseamnă reglarea amplificării dependent de amplitudinea oscilațiilor.
- Una din posibilități este utilizarea unui TEC-J care să funcționeze ca un rezistor controlat în tensiune ($R_{DS} = f(u_{GS})$).



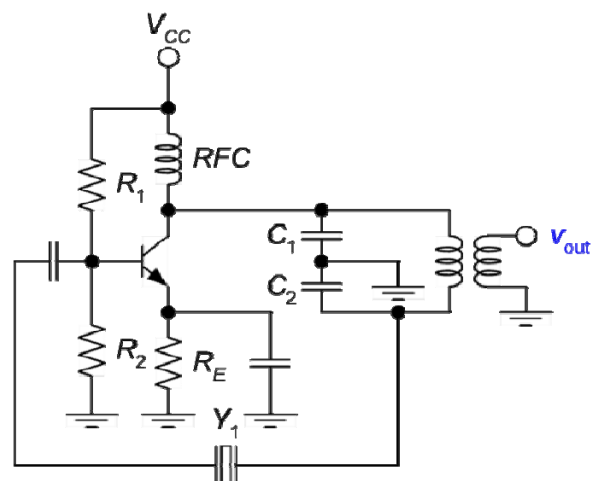
- R1, C1, R2, C2 – cuadripolul de reacție pozitivă, rețeaua Wien, determină frecvența oscilațiilor
- Rf – parte a cuadripolului de reacție negativă, determină amplitudinea oscilațiilor
- D1 – dioda conduce doar în alternanța negativă, deoarece Q1 are nevoie de tensiune u_{gs} negativă
- C3 – se încarcă spre tensiunea de vârf în alteranța negativă
- R4 – polarizare grilă tranzistor cu efect de câmp, formează împreună cu D1 și C3 un detector de vârf

R3 și cu rezistența drenă – sursă formează cea de a doua parte a cuadripolului de reacție negativă
Q1 – tranzistor cu efect de câmp, are valoare rezistenței r_{ds} controlată de amplitudinea oscilației

10. Proprietăți și principii ale oscilatoarelor cu cuarț. Schema oscilatorului Colpitts cu cristal de cuarț

Răspuns: CAP. 6. Oscilatoare, slide 30 – 32, 37.

- În aplicațiile unde stabilitatea și precizia frecvenței de oscilație sunt critice se vor folosi oscilatoare cu cristal de cuarț.
- Funcționarea acestui tip de oscilatoare se bazează pe **efectul piezoelectric**: apariția sarcinilor electrice pe suprafețele unui monocristal care este deformat mecanic.
- **Efectul piezoelectric direct** constă în apariția unei diferențe de potențial între fețele unui cristal supus la presiune mecanică. **Efectul piezoelectric invers** constă în apariția unor deformări ale cristalului (oscilații mecanice) într-un câmp electric variabil.
- Dimensiunile fizice ale cristalului determina frecvența vibrațiilor.
- Cristalele de cuarț sunt facute din SiO_2 .
- Dacă frecvența tensiunii aplicate coincide cu una dintre frecvențele proprii de oscilație mecanică are loc un fenomen de **rezonanță**; oscilațiile mecanice au loc cu **pierderi foarte mici** de energie, datorate frecărilor interne, astfel încât sistemul mecanic (cuarțul), extrage din sistemul electric cantități foarte mici de energie, necesare compensării pierderilor. Astfel, cuarțul se comportă ca un circuit rezonant cu pierderi foarte mici, deci cu factorul de calitate $Q = \omega_s L_q / R_q$ **foarte mare**.
- Aceasta însușire, împreună cu **marea stabilitate** a frecvențelor proprii, **prețul redus**, **dimensiunile mici** și gama foarte largă a frecvențelor la care pot fi folosiți, fac din rezonatorul cu cuarț cel mai utilizat mijloc de stabilizare a frecvenței oscilatorilor electronici.
- Din cristal se taie plăcuțe paralelipipedice sau cilindrice, care se metalizează pe fețe opuse și se utilizează ca rezonatori.
- Oscilator Colpitts cu cristal de cuarț:



CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

Anul II

1. Specificati si definiti cinci parametri referitori la circuitul de intrare a AO. (§2.2, pag.68-69)

1. Parametri referitori la circuitul de intrare:

- **tensiunea de decalaj inițială** U_{i0} (sau decalaj inițial de tensiune ori „offset” de tensiune) reprezentând o tensiune de eroare cauzată de inegalitatea tensiunilor U_{BE} (U_{GS}) ale tranzistoarelor de la intrările etajului diferențial de intrare. Acest decalaj inițial se măsoară prin tensiunea ce trebuie aplicată la o intrare, cu o polaritate sau alta, pentru a realiza o tensiune de ieșire nulă (exemplu: 1...5 mV la amplificatoare operaționale cu tranzistoare bipolare uzuale, 10 mV la cele cu intrare pe TECJ sau MOS, 10 μ V la amplificatoare hibride cu pereche TECJ, 1 μ V la amplificatoare hibride cu chopper);

- **deriva termică de tensiune**, $\Delta U_{i0}/\Delta T$, denumită și sensibilitate termică sau coeficient de temperatură al tensiunii de decalaj inițial; arată variația cu temperatura a acestei tensiuni și se măsoară în μ V/ $^{\circ}$ C;

- **curentul de polarizare a intrărilor** (sau „curent de intrare”), reprezentând valoarea medie a curenților de la cele două intrări. Exemplu:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

pentru intrare pe tranzistoare bipolare. Valoarea acestui curent depinde de tipul etajului diferențial de intrare;

- **curentul de decalaj inițial**, I_{i0} (sau „offset de curent”) reprezentând eroarea cauzată de inegalitatea curenților de intrare ai etajului diferențial; este măsurat ca diferență a curenților de la cele două intrări în situația când $U_e=0$ (de obicei $I_{i0}<0,1 I_B$);

- **deriva termică de curent**, denumită și sensibilitate termică sau coeficient de temperatură al curentului de decalaj inițial; reprezintă raportul $\Delta I_{i0}/\Delta T$ și se măsoară în nA/ $^{\circ}$ C sau pA/ $^{\circ}$ C;

- **rezistența de intrare diferențială** (pentru semnal diferențial), care reprezintă deseori și rezistența de intrare nesimetrică;

- **factorul de rejecție a semnalului comun**, CMRR (de obicei 90...110 dB);

- **factorul de rejecție a variației tensiunilor de alimentare** – SVRR, măsurat în dB (sau inversul lui, în μ V/V).

Acesta reprezintă raportul între variația tensiunii simetrice de alimentare și semnalul diferențial, ce produc aceeași tensiune de ieșire diferențială.

2. Specificati si definiti doi parametri referitori la comportarea in regim dinamic a AO. (§2.2, pag.70)

2. Parametri referitori la comportarea în regim dinamic (ca amplificator):

- **amplificarea de tensiune**, fără reacție, la semnal mare, în condiții de $\pm E$ și R_S precizate. Valoarea amplificării este în mod obișnuit 100.000...300.000;

- **banda de frecvență la amplificare unitară**, ce reprezintă frecvența de tăiere a axei logf de către caracteristica de frecvență a amplificatorului fără reacție corectat (sau frecvența de tăiere a amplificatorului cu reacție în regim de repetor, când $A_{ur}=1$, respectiv când $20 \log A_{ur} = 0$);

- **viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire**, „slew-rate”, notată SR, pentru semnal mare. La unele amplificatoare (cu corecție externă) se dă viteza maximă realizabilă pentru diferite corecții (care se aleg în funcție de amplificarea cu reacție dorită).

Pentru ca un semnal sinusoidal cu anumită amplitudine să sufere distorsiuni mici - 1% - la trecerea prin amplificator, trebuie ca mărimea SR să aibă o valoare:

$$SR \geq 2\pi f_{max} (u_{em})_{max}$$

iar pentru distorsiuni mai mici, coeficientul 2 se înlocuiește cu unul mai mare (3...4 pentru 0,5% sau chiar 8...10 pentru distorsiuni neglijabile). Deseori se dă în catalog caracteristica $(u_{em})_{max} = F(f_{max})$ rezultată din relația de mai sus, pentru semnal sinusoidal cu distorsiuni 1% și o anumită corecție (deci o anumită viteză SR), (fig.2.9). Abaterea de la forma de variație hiperbolică este datorată atingerii excursiei maxime de tensiune la ieșirea AO impusă de alimentare și sarcină.

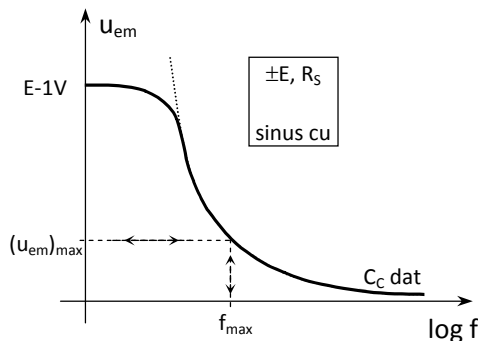


Fig. 2.9. Amplitudinea maximă a semnalului sinusoidal de la ieșirea AO în funcție de frecvență, în condițiile în care

3. Prezentați oglinda de curent cu tranzistor tampon și analizați valoarea raportului dintre curenții de pe cele două ramuri în contextul utilizării sale ca și sarcina activă pentru un etaj diferențial de intrare dintr-un AO integrat. (§1.1, pag.26)

$$\frac{I_e}{I_{ref}} = \frac{\beta_1\beta_3 + \beta_1}{\beta_2\beta_3 + \beta_2 + 2 + n} \rightarrow 1$$

care poate fi făcut apropiat de 1 alegând potrivit valoarea rezistenței R_{E3} . Această rezistență are și rolul de a asigura o mai bună stabilitate termică circuitului.

Rezistențele R_E pot mări sensibil rezistența de ieșire R_e a sursei de curent (în colectorul lui T_1). În unele amplificatoare integrate rezistențele R_E permit legarea între emitoarele lui T_1 și T_2 , din exteriorul integratului, a unui potențiomtru care poate ajusta fin raportul I_e / I_{ref} ("echilibrarea" amplificatorului).

4. Ce este o sursa band-gap, care este forma generala a tensiunii sale de iesire si explicati pe baza acestei formule principiul sau de functionare. (§1.2, pag.32, 33, 34)

4. Sursă de tensiune de referință de tip "band-gap"

Coeficientul de temperatură de $-2\text{mV}/^\circ\text{K}$ al tensiunii U_{BE} se poate compensa dacă se însumează cu aceasta o tensiune având un coeficient de temperatură de $+2\text{mV}/^\circ\text{K}$. Acest procedeu este utilizat în circuitul din fig.1.19, unde A este un amplificator diferențial. Aici prin T_2 se realizează o reacție negativă mai puternică decât reacția negativă introdusă prin T_1 . Rezistența de ieșire a acestei surse de tensiune este foarte mică datorită reacției negative în configurație cu nod la ieșire.

Deoarece cele două intrări ale amplificatorului (care are o amplificare de tensiune ≥ 1000) au aproximativ același potențial U_1 rezultă:

$$U_{RC1} = U_{RC2}$$

deci:

$$I_{C2} = n I_{C1}$$

Căderea de tensiune pe rezistența R_1 este:

$$I_{C1}R_1 = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C0}} - U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C0}} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = U_T \ln n$$

Cu aceasta rezultă:

$$I_{C1} = \frac{U_T \ln n}{R_1}$$

care este un curent dependent de temperatură prin intermediul lui U_T .

Căderea de tensiune pe rezistența R_2 este:

$$U_{R2} = (I_{C1} + I_{C2})R_2 = R_2 \left(\frac{U_T \ln n}{R_1} + n \frac{U_T \ln n}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1} (n+1) U_T \ln n = N U_T$$

unde s-a notat $(R_2/R_1)(n+1)\ln n = N$ (constantă). Această tensiune (U_{R2}) trebuie să aibă un coeficient de temperatură de $+2\text{mV}/^\circ\text{K}$.

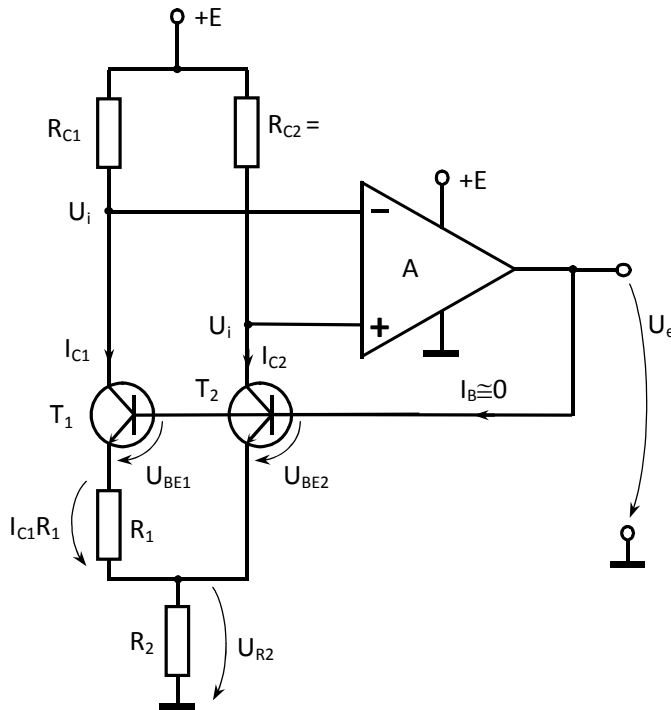


Fig. 1.19. Sursă de tensiune de referință de tip "band-gap"

Cunoscând că $U_T = kT/q$ (în care k este constanta lui Boltzmann iar q sarcina electronului), se scrie:

$$\frac{dU_{R2}}{dT} = N \frac{dU_T}{dT} = N \frac{k}{q}$$

care este o constantă independentă de temperatură. Se obține în continuare:

$$\frac{dU_{R2}}{dT} = N \frac{kT}{qT} = \frac{N U_T}{T} = +2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{K}}$$

Considerând o anumită situație, de exemplu aceea cu $T=300\text{K}$ și $U_T = 26 \text{ mV}$, rezultă:

$$N = 2 \cdot 10^{-3} \frac{300}{26 \cdot 10^{-3}} \cong 23.$$

Acest număr este realizat suficient de precis prin rapoarte de rezistențe. Astfel:

$$U_e = U_{BE2} + U_{R2} = U_{BE2} + NU_T = \text{const. (T)}$$

adică tensiunea U_e este compensată termic (în realitate nu total).

5. Amplificator inversor cu AO. Schema, expresia amplificării și condiția de minimizare a erorilor statice. (§3.1)
6. Amplificator neinversor cu AO. Schema, expresia amplificării și condiția de minimizare a erorilor statice. (§3.1)

5.6. Proprietățile amplificatorului operațional ideal

În multe aplicații A.O. se poate considera ideal, calculul circuitelor fiind atunci mult mai simplu. Aproximarea funcționării amplificatoarelor reale de a celor ideale se datorește performanțelor atinse în fabricarea lor.

Amplificatoarele operaționale ideale au următoarele proprietăți:

- amplificare de tensiune infinită,
- rezistență de intrare diferențială infinită,
- rezistență de ieșire nulă,
- curent de polarizare (intrare) nul,
- bandă de frecvență foarte largă (astfel încât nu intervine în funcționarea circuitului),
 - decalaje inițiale, derivate, zgomot nule,
- factor de rejecție a semnalului comun infinit,
- factor de rejecție a variației tensiunilor de alimentare infinit.

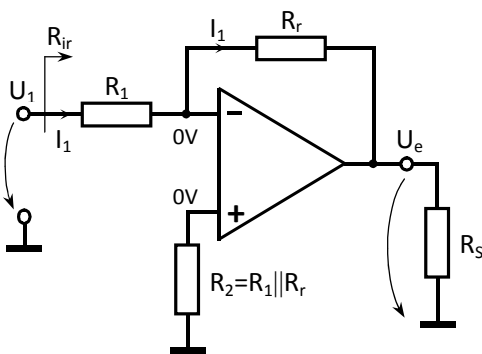
Pe baza acestor proprietăți se poate lucra cu AO folosind conceptele:

- curentul de intrare al AO ideal este nul,
- diferența de potențial dintre intrări este nulă.

Calculul circuitelor folosind AO ideal sunt valabile atât timp cât erorile AO real nu intervin semnificativ în tensiunea de ieșire. Deci acestea trebuie totuși apreciate sau verificate și comparate cu semnalul util de la intrare.

a) Amplificatorul inversor (fig.3.1).

Amplificarea cu reacție ideală a acestui circuit este:



$$A_{ur} = \frac{U_e}{U_1} = \frac{-I_1 R_f}{I_1 R_1} = -\frac{R_f}{R_1}$$

și poate fi făcută de orice valoare. **Rezistența de intrare** R_{ir} „văzută” de sursa U_1 este aproximativ egală cu R_1 și este de valoare relativ redusă ($n \times 10 \text{ K}\Omega$) din cauza reacției negative de tip paralel-paralel. Pentru a se lucra cu R_1 de valoare mare trebuie folosit un amplificator cu R_i foarte mare. Rezistența de ieșire este neglijabilă datorită reacției negative cu configurație paralel la ieșire.

Fig. 3.1. Amplificator inversor cu AO

b) Amplificator neinversor (fig.3.2).

Amplificarea de tensiune cu reacție este:

$$A_{ur} = \frac{U_e}{U_2} = \frac{U_e}{U_e \frac{R_1}{R_1 + R_f}} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

și poate fi doar **supraunitară** pentru acest circuit. Rezistența de intrare „văzută” de sursa U_2 este foarte mare, datorită reacției negative de tipul paralel-serie. Totuși ea este limitată la valoarea rezistenței de intrare pentru semnal comun care a fost ignorată față de rezistența de intrare diferențială până acum. La amplificatoarele uzuale rezistența de intrare pentru semnal comun are o valoare de ordinul $n \times 10 \text{ M}\Omega$.

Pentru realizarea unei amplificări de tensiune **subunitare** se poate utiliza un divizor de tensiune la intrarea + dar în acest caz rezistența de intrare coboară la o valoare obișnuită ($n \times 10 \text{ K}\Omega$), (fig.3.3). Pentru acest circuit se poate scrie tensiunea de ieșire:

$$U_e = U' \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) = U_2 \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right)$$

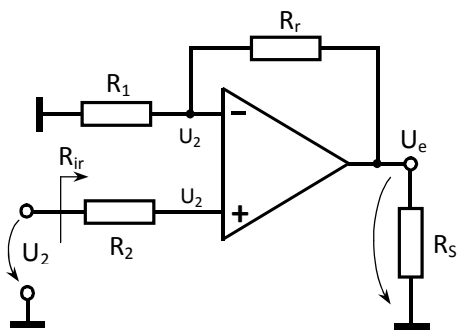


Fig. 3.2. Amplificator neinversor cu AO și acum amplificarea lui U_2 poate fi făcută subunitară.

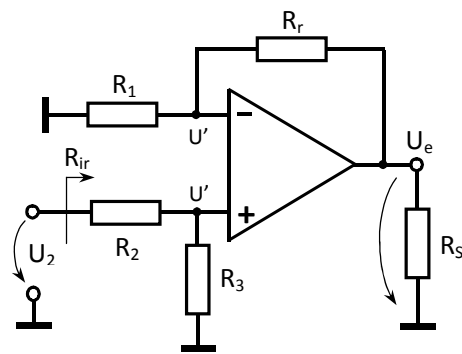


Fig. 3.3. Amplificator neinversor cu divizor

Rezistența de intrare devine însă relativ redusă: $R_{ir} \cong R_2 + R_3$

Pentru dimensionarea divizorului se vor utiliza condițiile:

- realizarea unei divizări impuse de relația de mai sus;
- realizarea unei erori minime prin egalitatea rezistențelor echivalente de la cele două intrări.

7. Amplificator logaritmă realizat cu un singur AO. (§3.2, pag. 91, 92)

7. Amplificatorul logaritmă.

Caracteristica volt-amperică exponențială a diodelor semiconductoare și a tranzistoarelor poate fi utilizată pentru realizarea unor amplificatoare cu caracteristică de transfer $u_e = f(u_1)$ logaritmă. Este vorba de relația:

$$i_C = I_{C0} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} \quad \text{sau} \quad u_{BE} = U_T \ln \frac{i_C}{I_{C0}}$$

Folosirea tranzistoarelor în aceste amplificatoare este justificată de păstrarea caracterului exponențial al relației $i_C - u_{BE}$ într-o gamă mai largă de variație a curentului decât al relației $i_D - u_D$ de la diode.

Schema de principiu a amplificatorului logaritmîc este dată în fig.3.11, iar schema se completează în

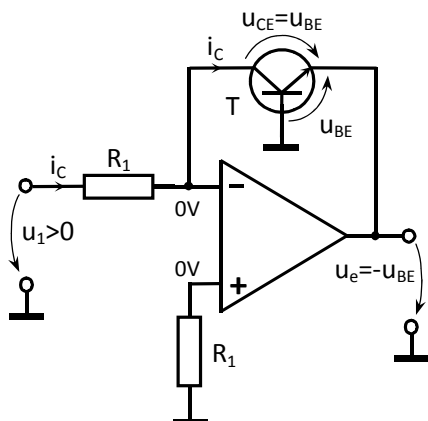


Fig. 3.11. Schema de principiu a unui

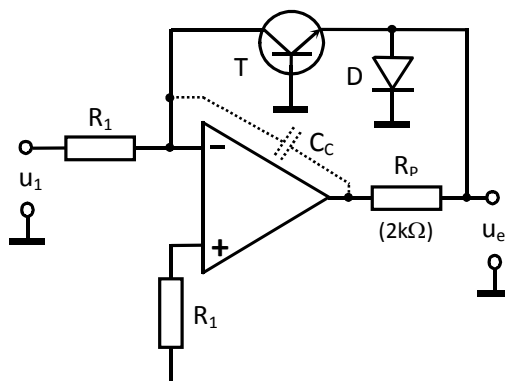


Fig. 3.12. Schemă practică pentru un amplificator

practică așa cum se arată în fig.3.12.

Pentru amplificatorul din fig.3.11 având $i_c = u_1/R_1$ se scrie:

$$u_e = -u_{BE} = -U_T \ln \frac{i_c}{I_{C0}} = -U_T \ln \frac{u_1}{R_1 I_{C0}}$$

și se constată că u_e este proporțională cu $\ln u_1$, adică se realizează o caracteristică de transfer logaritmîcă. Practic, la schema de principiu se mai adaugă câteva componente:

C_c – pentru corecția caracteristicii de frecvență (eliminarea oscilației de înaltă frecvență a amplificatorului cu reacție negativă);

R_p – pentru limitarea curentului de ieșire al amplificatorului (în situații incidentale) dar mai ales pentru reducerea amplificării de tensiune a tranzistorului T (R_p realizează o reacție negativă locală);

D – pentru protecția joncțiunii emitoare a tranzistorului contra unei tensiuni inverse incidentale mari (în mod normal este blocată).

Circuitul analizat mai sus prezintă însă câteva **dezavantaje** importante:

- dependența de temperatură a tensiunii de ieșire prin mărimile U_T și I_{C0} ;
- domeniul de variație restrâns al tensiunii de ieșire (câteva zecimi de V deoarece $|u_e| = |u_{BE}|$).

8. Prezentați amplificatorul de masură (clasic) cu 3 amplificatoare operaționale. (§3.4, pag.101,102)

8. Amplificatorul de masură (clasic) cu 3 amplificatoare operaționale.

...Totuși, **schema clasică** de amplificator de instrumentație este mai complicată dar oferă în schimb mai multe facilități (fig.3.23). Ea se poate realiza cu 3 AO distincte, din care primele două trebuie să fie de precizie, sau se poate găsi sub formă de circuit integrat monolitic la care se atașează din exterior R_A . Simetria circuitului de intrare duce la o creștere a factorului CMRR global.

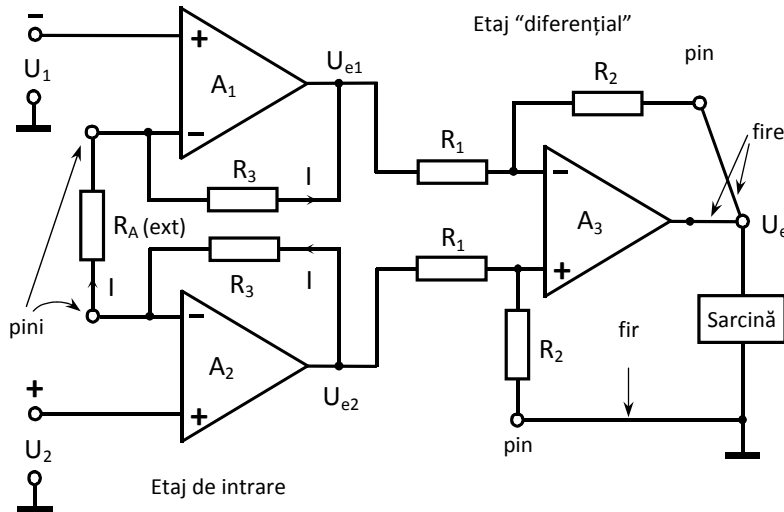


Fig. 3.23. Amplificator de măsură clasic

Relația tensiunii de ieșire se stabilește ținând cont că amplificatorul realizat cu A_3 este diferențial, iar amplificatoarele cu A_1 și A_2 sunt neinversoare, fiecare utilizând rezistența R_A care impune amplificarea (și poate fi deci programabilă):

$$U_e = (U_{e2} - U_{e1}) \frac{R_2}{R_1} = I(R_A + 2R_3) \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_2 - U_1}{R_A} (R_A + 2R_3) \frac{R_2}{R_1} =$$

$$= (U_2 - U_1) \left(1 + \frac{2R_3}{R_A} \right) \frac{R_2}{R_1} = A_{ur} (U_2 - U_1)$$

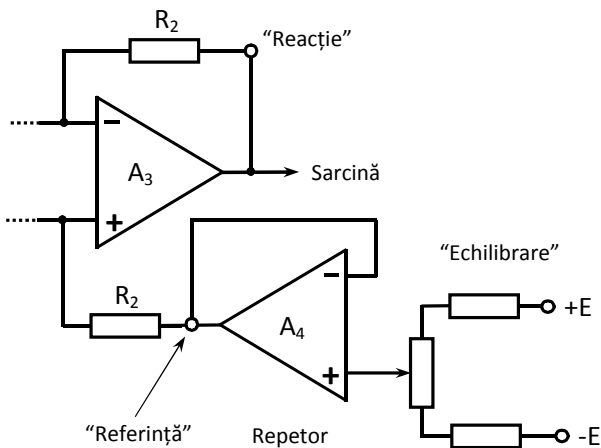


Fig. 3.24. Realizarea echilibrării la amplificatorul de măsură

Deci amplificatorul este „diferențial” și având la ambele intrări rezistență foarte mare – este un amplificator de „instrumentație”.

Un astfel de amplificator monolitic prezintă pini pentru intrările – și +, pini pentru conectarea unei rezistențe R_A (notați „Amplificare”), precum și un pin numit „Reacție” și un pin numit „Referință” (marcați în fig.3.23). Aceștia din urmă permit eliminarea efectelor nedorite ale firelor lungi spre sarcină (ambii pini se leagă prin fire separate direct pe bornele sarcinii), iar pinul „Referință” mai permite introducerea unui circuit de echilibrare (fig.3.24). Se cunosc soluții speciale pentru folosirea amplificatorului de instrumentație cu fire lungi la intrare și (sau) ieșire [3]. În cazul de față, **circuitul de echilibrare**, folosind un AO repetor, nu introduce rezistență în serie cu R_2 la pinul „Referință”, deci nu produce erori în amplificarea totală.

9. Prezentați redresorul de precizie monoalternanță inversor. (§3.5, pag.104, 105)

9. Redresor de precizie monoalternanță inversor.

...Există, de asemenea, varianta de redresor de precizie monoalternanță **inversor** (fig.3.28), care poate realiza și o amplificare.

În **semiperioada negativă** tensiunea $u_{eA} > 0$ și D_1 conduce, iar D_2 este blocată. În acest caz se pot scrie ecuațiile:

$$u_1 = i_1 R_1 + u_i \quad (1)$$

$$u_1 = -i_1 R_2 + u_i \quad (2)$$

$$u_{eA} = -u_i A_u \quad (3)$$

$$u_{eA} = u_{d1} + u_e \quad (4)$$

Eliminând i_1 , u_{eA} și u_i , rezultă pentru semiperioada negativă a tensiunii u_1 :

$$u_e = -\frac{u_1 \frac{R_2 + \frac{u_{d1}}{\beta_u A_u}}{R_1}}{1 + \frac{1}{\beta_u A_u}} = -\frac{u_1 \frac{R_2 + \varepsilon u_{d1}}{R_1}}{1 + \varepsilon} \quad \text{cu: } \beta_u = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad \varepsilon = \frac{1}{\beta_u A_u}$$

(β_u = factorul de reacție de tensiune). Deoarece $\beta_u A_u \gg 1$ rezultă cu aproximație:

$$u_e \cong -u_1 \frac{R_2}{R_1}$$

adică forma tensiunii de la ieșire repetă forma tensiunii de la intrare. Prin urmare se asigură precizia redresării și se poate realiza amplificarea dorită.

Dioda D_1 are rolul de redresor dar tensiunea u_{d1} este împărțită cu $\beta_u A_u \gg 1$, și efectul acesteia, inclusiv efectul termic, este neglijabil. Cu alte cuvinte, dioda D_1 prezintă o comportare ideală ce se datorește cuprinderii ei în bucla de reacție.

Pentru **semiperioada pozitivă** a tensiunii u_1 , tensiunea $u_{eA} < 0$ și dioda D_1 este blocată. În lipsa diodei D_2 ieșirea amplificatorului ajunge la saturație spre $-E$ și comutarea acesteia spre $u_{eA} > 0$ în semiperioada următoare ar fi lentă, D_1 nu se deschide la timp provocând deformarea tensiunii u_e deci imprecizie, ca în fig.3.26. Prezența diodei D_2 asigură evitarea saturației ieșirii amplificatorului (diodă antisaturație), menținând pe u_{eA} apropiată de zero ($-0,6$ V). Astfel, dioda D_2 conduce curentul ce vine de la intrare. Tensiunea u_i foarte mică produce prin divizorul R_2, R_S o tensiune de ieșire:

$$u_e = u_i \frac{R_S}{R_2 + R_S}$$

care este neglijabilă. Pe lângă tensiunea u_i redusă, în semiperioada pozitivă a lui u_1 contează la intrare și decalajul inițial de tensiune (nu se face echilibrarea).

Forma tensiunii de ieșire a redresorului monoalternanță și caracteristica de transfer sunt date în

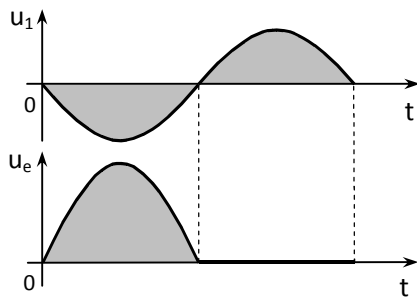


Fig. 3.29a. Formele de undă la intrarea și ieșirea redresorului

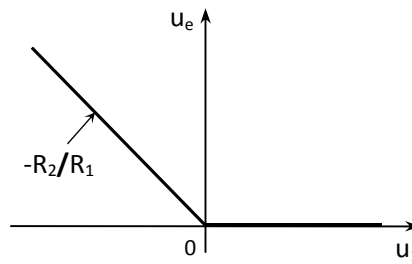


Fig. 3.29b. Caracteristica de transfer a

fig.3.29a și 3.29b.

Se pot redresa tensiuni mici de ordinul milivolților. Amplificatoarele integrate cu etaj final în clasă C (cu zonă moartă în caracteristica de transfer) nu sunt însă potrivite pentru redresoare de precizie de semnale mici (exemplu 709, 324 etc.).

Rezistența de intrare a redresorului de precizie inversor este modestă.

Dacă se dorește obținerea unei tensiuni redresate negative se inversează sensul celor două diode.

Pentru creșterea frecvenței tensiunii ce se redresează, cu menținerea preciziei, s-au mai aplicat unele soluții de îmbunătățire a compensării de frecvență [3]. Astfel, știind că în timpul scurt de comutare diodele D_1 și D_2 nu conduc, se poate crește factorul SR prin suspendarea corecției. Când corecția e prin efect Miller, condensatorul de corecție nu se conectează direct la ieșirea amplificatorului ci prin diodele D_1 , respectiv D_2 (fig.3.30). Când o diodă conduce corecția acționează normal.

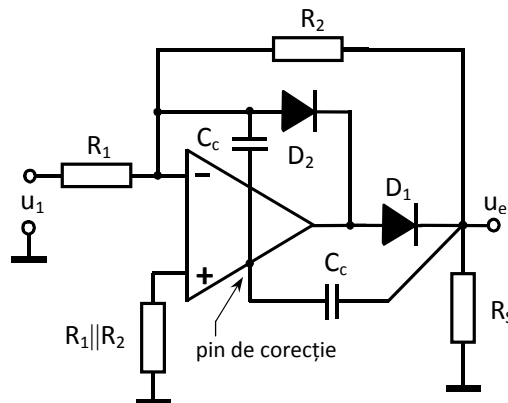


Fig. 3.30. Redresor cu frecvența de lucru mărită

prin efect Miller, condensatorul de corecție nu se conectează direct la ieșirea amplificatorului ci prin diodele D_1 , respectiv D_2 (fig.3.30). Când o diodă conduce corecția acționează normal.

10. Precizați câteva tipuri de comparatoare, desenați-le caracteristica de transfer și explicați care dintre acestea elimină riscul bascularilor multiple atunci când tensiunea de intrare este însoțită de zgomote. (§3.11)

10. Comparatoare.

Comparatoare simple (fără reacție)

Comparatoarele sunt circuite care indică, prin tensiunea de ieșire, situația relativă a două tensiuni aplicate la intrări (fig.3.74). Este vorba aici de un comparator pentru tensiuni cu același semn. De obicei una din tensiuni este variabilă iar cealaltă este fixă, reprezentând cu aproximație „pragul comparatorului”. Când tensiunea variabilă este U_1 comparatorul este „inversor”, iar când tensiunea variabilă este U_2 comparatorul este „neinversor”.

Caracteristica de transfer a acestor comparatoare este prezentată în fig.3.75a (pentru inversor) și b (pentru neinversor).

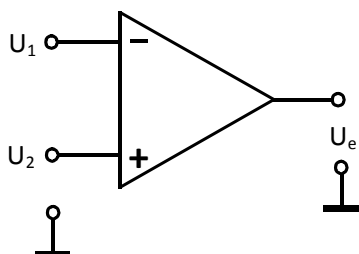


Fig. 3.74. Comparator simplu cu AO

Pentru situația $U_1 < U_2$ rezultă la ieșire $U_e = U_{emp}$ nivelul logic superior (pozitiv), iar pentru $U_1 > U_2$ rezultă $U_e = U_{emn}$ – nivelul logic inferior (negativ de obicei, dacă se alimentează AO cu două surse). Se folosește comparator inversor dacă se dorește bascularea ieșirii de la nivel superior spre inferior, atunci când tensiunea de intrare crescătoare depășește tensiunea fixă și comparator neinversor în caz contrar.

Dacă însă tensiunile U_1 și U_2 (sau una dintre ele) conțin zgomote, când tensiunea variabilă ajunge în dreptul zonei de indecizie apare fenomenul de „vibrație” (oscilație) a tensiunii de la ieșirea comparatorului (fig.3.76) care înseamnă schimbarea de câteva ori, consecutiv, a deciziei logice – deci comenzi false (uneori supărătoare) pentru circuitele și dispozitivele conectate la ieșire. Acesta este dezavantajul major al comparatorului simplu din fig.3.73; tensiunile ce se compară trebuie să fie foarte

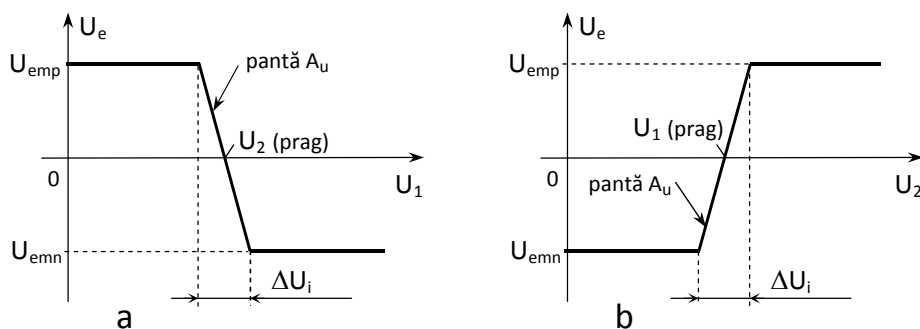


Fig. 3.75. Caracteristicile de transfer pentru comparatorul simplu inversor (a) și neinversor (b)

„curate” pentru evitarea „vibrațiilor”.

Comparatoare cu reacție pozitivă („cu histerezis”)

Pentru eliminarea fenomenului de „vibrație” a tensiunii de ieșire a comparatorului, când tensiunile U_1 și U_2 (sau una dintre ele) conțin zgomote, se utilizează o reacție pozitivă (fig.3.79). Prin aceasta apare în caracteristica de transfer un „histerezis” (fig.3.80), care este mult mai lat decât zona de indecizie de la comparatorul fără reacție. Aceasta conduce la o eroare de comparare sensibil mai mare, dar în schimb decizia logică este fermă.

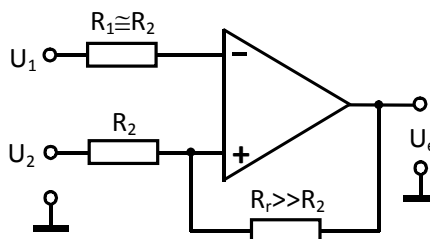
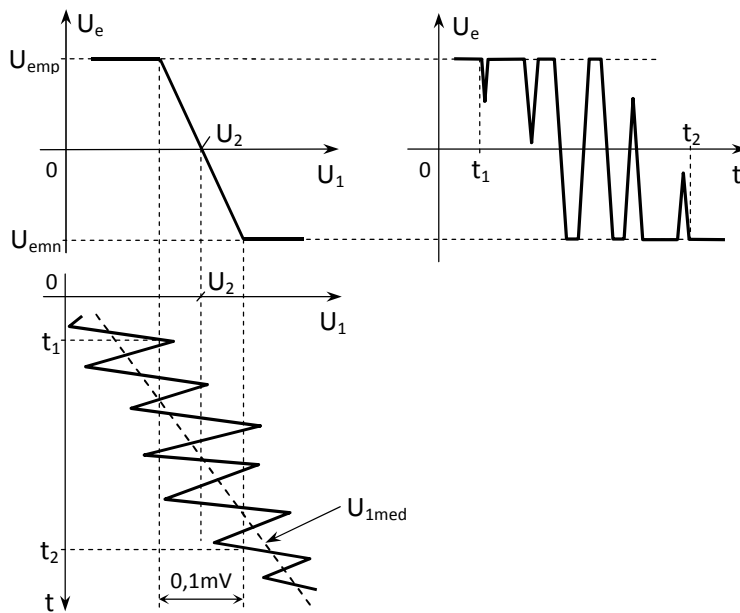


Fig. 3.79. Comparator cu reacție pozitivă



Și în acest caz întâlnim comparator „inversor” și „neinversor”, după intrarea la care este aplicată tensiunea variabilă.

a) Comparatorul inversor

Acest comparator se folosește atunci când se dorește bascularea ieșirii de la nivel superior spre inferior, dacă tensiunea de intrare crescătoare depășește tensiunea fixă. Caracteristica de transfer a acestui comparator este prezentată în fig.3.80.

Pentru explicarea funcționării comparatorului se consideră inițial că $U_1 < 0$ și de valoare absolută mare (punctul A de pe caracteristica de transfer), iar $U_2 > 0$. Atunci $U_2 \gg U_1$ și la ieșire se obține nivelul U_{emp} . Pe divizorul $R_r - R_2$ rezultă la intrarea + o tensiune, notată cu U_1' , care îndeplinește inegalitatea $U_1' > U_2$. Dacă

tensiunea U_1 crește

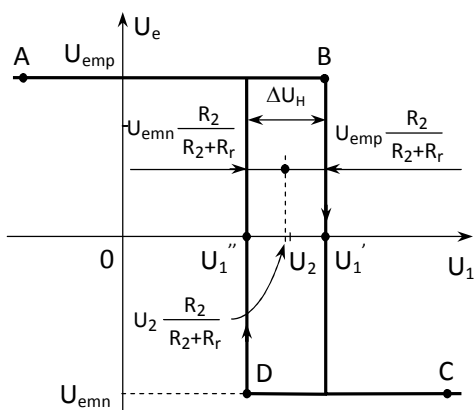


Fig. 3.80. Caracteristica de transfer a

comparatorului inversor

și atinge valoarea U_1' (punctul B pe caracteristică) intervine bascularea comparatorului care are loc din cauza situației tensiunilor existente direct la intrările + și – . Datorită reacției pozitive realizată prin R_r , bascularea se accelerează pentru că diferența dintre tensiunile de la intrările + și – se mărește rapid prin scăderea tensiunii U_e începând din punctul B. Astfel, trecerea la nivelul U_{emn} are loc pentru o variație foarte mică a tensiunii U_1 și în caracteristica de transfer apare o ramură practic verticală.

Creșterea în continuare a tensiunii variabile U_1 conduce la atingerea unui punct C pe caracteristică. Acum, pe divizorul $R_r - R_2$ apare la intrarea + o tensiune notată cu U_1'' și de valoare $U_1'' < U_2$ (fig.3.80). Dacă în continuare U_1 scade, bascularea spre nivelul logic superior începe la atingerea valorii U_1'' - punctul D - și are loc la fel de brusc ca și prima basculare, datorită accentuării diferenței tensiunilor de la intrări prin reacție pozitivă. Nivelurile U_1' și U_1'' , la care apar basculările se numesc „**pragurile**” comparatorului. Ele se pot calcula ținând cont de cele două situații ale tensiunilor pe divizorul $R_r - R_2$ (fig.3.81) la momentul începerii basculării.

Eroarea de comparare în acest caz este determinată în primul rând de distanțele dintre praguri și tensiunea fixă U_2 și se consideră cea mai mare dintre cele două distanțe.

(dacă acestea nu sunt egale între ele). **Lățimea zonei de histerezis** este stabilită de utilizator, întrucât ea trebuie să depășească amplitudinea vârf-la-vârf a zgomotelor însumate ale tensiunilor ce compară, U_1 și U_2 , (fig.3.82). În acest fel nu mai apar “vibrațiile” ieșirii comparatorului. În concluzie, se adoptă:

$$\Delta U_H > 1,2 \cdot \sum U_{zg.v.v.}$$

pentru a avea siguranța că la traversarea zonei de histerezis nici un vârf negativ al zgomotelor însumate nu va duce la coborârea tensiunii U_1 după momentul t_1 până sub pragul U_1'' . Bascularea va fi fermă și are loc în momentul t_1 al atingerii pentru prima dată a pragului U_1' dacă ΔU_H este bine adoptată. Desigur, în prealabil se va face tot posibilul ca zgomotele suprapuse peste cele două tensiuni să fie cât mai reduse, spre a se putea lucra cu ΔU_H mic.

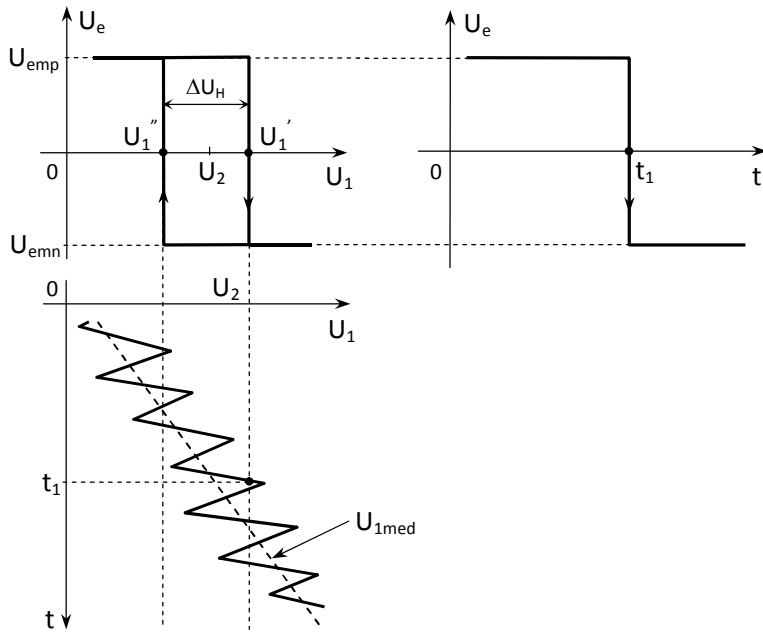


Fig. 3.82. Comportarea comparatorului cu histerezis de tip inversor

CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE

Anul II

1. Prezentări funcționarea unui decodificator pe post de demultiplexor

Utilizarea DCD 74HC(T)138 pe post de DMUX se poate face în următoarele moduri:

- dacă intrarea de date (D_i) este o intrare de validare activă pe „0” (G_{2A} sau G_{2B}) și codul de selecție este $A = „1”, B = „1”,$ și $C = „0”,$ datele prezente la intrarea de date se vor regăsi la ieșirea Y_3 . Pentru $D_i = „0”,$ circuitul este validat corect și ieșirea selectată este $Y_3 = „0”$ (figura 1). Pentru $D_i = „1”,$ circuitul nu este validat și ieșirea selectată este $Y_3 = „1”$ (figura 2). Astfel datele prezente la intrarea de date se regăsesc nemodificate la ieșirea selectată.

- dacă intrarea de date (D_i) este o intrare de validare activă pe „1” (G_1) și codul de selecție este $A = „0”, B = „1”,$ și $C = „1”,$ datele prezente la intrarea de date se vor regăsi la ieșirea Y_6 . Pentru $D_i = „1”,$ circuitul este validat corect și ieșirea selectată este $Y_6 = „0”$ (figura 3). Pentru $D_i = „0”,$ circuitul nu este validat și ieșirea selectată este $Y_6 = „1”$ (figura 4). Astfel datele prezente la intrarea de date se regăsesc negate la ieșirea selectată.

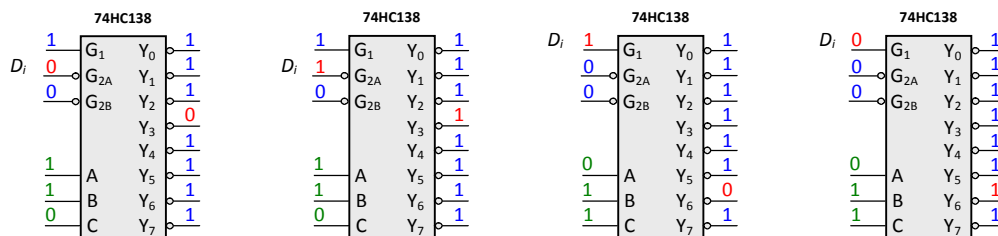


Figura 1;

Figura 2;

Figura 3;

Figura 4.

Concluzie: Nu se fabrică DMUX. Pe post de DMUX se poate folosi orice DCD care are o intrare de validare. Dacă aceasta este activă pe „0” se obține un DMUX neinversor iar dacă este activă pe „1” se obține un DMUX inversor.

2. Desenați reprezentarea simbolică a unui bistabil de tip D care comută pe frontul crescător al impulsului de tact, tabelului lui de funcționare și formele de undă aferente

Unul dintre cele mai simple bistabile care se produce sub formă integrată este bistabilul de tip D, activ pe frontul crescător al impulsului de tact aplicat la intrarea CK (figura 5).

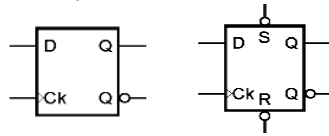


Figura 5. Bistabilul D care comută pe frontul crescător al tactului.

Informația aflată la intrarea D este transferată la ieșirea Q pe frontul crescător al tactului (conform tabelului 1). Dacă semnalul CK este pe palier (durata cât are valoarea „1” sau „0”), semnalul aplicat la intrarea D nu influențează ieșirea.

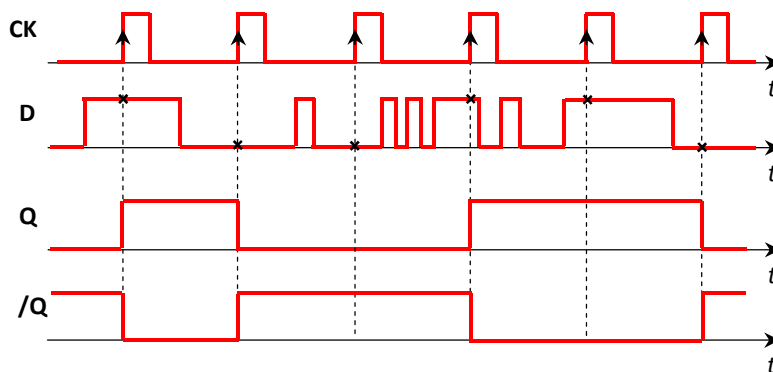
Tabelul 1

D	Q
0	0
1	1

Pe lângă intrarea D, circuitul poate avea și două intrări asincrone prioritare /S și /R. Funcționarea se bazează pe tabelul 2 cu observația că dacă ambele intrări prioritare sunt inactive circuitul funcționează sincron conform tabelului 1.

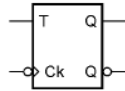
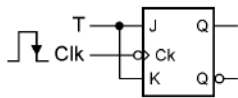
Tabelul 2

/S	/R	Q	/Q	
0	1	1	0	
1	0	0	1	
1	1			Funcționare sincronă conform tabelului 1
0	0	1	1	Stare interzisă



3. Desenați reprezentarea simbolică a unui bistabil de tip T care comută pe frontul descrescător al impulsului de tact, tabelului lui de funcționare și formele de undă aferente

Bistabilul T se obține numai din CBB JK-MS prin conectarea împreună a intrărilor J și K (CBB JK-MS este forțat să funcționeze doar în situațiile $J = K = „0”$ și $J = K = „1”$).



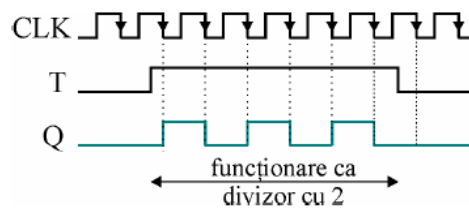
T_n	Q_{n+1}
0	Q_n
1	$\overline{Q_n}$

Tabelul de funcționare:

Obs:

Dacă T este permanent „1”, $Q_{n+1} = \overline{Q_n}$,

bistabilul basculează la fiecare impuls de tact.

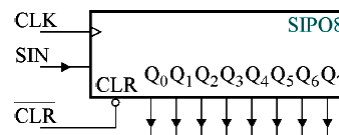


4. Descrieți modalitățile de realizare a conversiei serie-paralel,

respectiv paralel-serie a datelor

Conversia serie-paralel necesită utilizarea unui registru SIPO; ea se face în n tacte corespunzătoare celor n biți ai cuvântului binar.

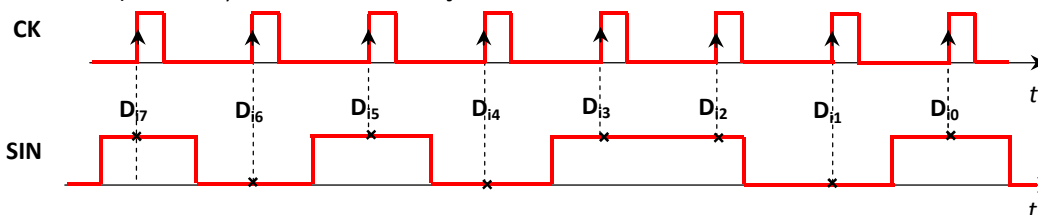
Funcționare:



Se șterge conținutul registrului punând intrarea /CLR la „0” (cu toate că principial nu este necesară inițializarea conținutului registrului, deoarece el se va suprascrie oricum după n impulsuri de tact).

Considerând un registru SIPO de 8 biți, secvența de înscriere a informației este D_7, D_6, \dots, D_0 – fiind necesare 8 impulsuri de tact pentru ca bitul D_7 (cel mai semnificativ) să ajungă la ieșire pe poziția corectă – Q_7 . În acest moment cuvântul este înscris în totalitate în registru și poate fi citit paralel.

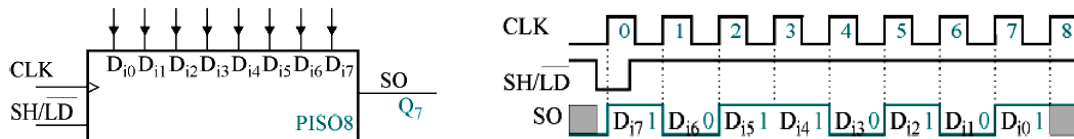
Ritmul în care sunt aduși biții la intrarea serială SIN trebuie să fie corelat cu secvența de aplicare a impulsurilor de tact. Registrul comută pe frontul crescător al tactului (chiar dacă bistabilele comută pe frontul descrescător). Secvența care se convertește este 10101101.



Obs.: Fiecare ieșire Q_i poate fi folosită ca ieșire serială (circuitul se poate folosi ca SISO1, ... SISO8).

Conversia paralel-serie necesită utilizarea unui registru PISO. Conversia se face în n tacte corespunzătoare celor n biți ai cuvântului binar.

Pentru înscrierea paralelă a datelor D_{17}, \dots, D_{10} se pune intrarea SH//LD = „0” și se aplică un impuls de tact (înscrierea propriu-zisă se face pe frontul crescător al semnalului de tact). Pentru citirea serială a datelor (a cuvântului de n biți) se pune intrarea SH//LD = „1” și se aplică $n-1$ impulsuri de tact.



Întreaga operație de conversie necesită n perioade de tact, prima fiind destinată pentru încărcarea paralelă, iar restul pentru citirea serială.

5. Descrieți, pe scurt, principalele de realizare a memoriilor temporare FIFO și LIFO

Memoriile temporare sunt organizate pe n cuvinte binare de câte b biți compuse din b registre de deplasare seriale SISO de câte n biți fiecare.

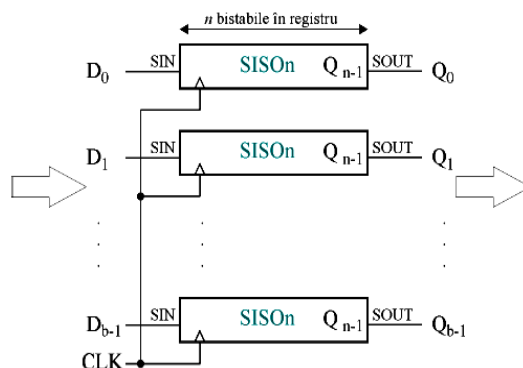
Memoria FIFO (First In First Out) se realizează cu ajutorul unor registre SISO care permit deplasarea într-un singur sens (spre dreapta).

Înscrierea cuvintelor binare de b biți în memorie se face în paralel pe cele b intrări seriale prin aplicarea a câte unui impuls de tact și deplasarea acestora spre dreapta.

Memorie este plină atunci când s-au înscris toate cele n cuvinte binare. După umplerea completă a memoriei, primul cuvânt *citit* (paralel pe cele b ieșiri seriale) este primul cuvânt înscris în memorie.

În procesul de citire, informația se deplasează în continuare spre dreapta cu fiecare impuls de tact aplicat. Prin citire, informația se pierde!

Acest tip de memorie poate fi utilizat la gestionarea adreselor altor memorii pe durata întreruperilor unui sistem cu microprocesor.



Memoria temporară LIFO (Last In First Out) necesită registre SISO care pot deplasa informația în ambele sensuri (o intrare R/\bar{L} - Right//Left - specifică sensul deplasării).

Înscriserea cuvintelor se face ca la memoria FIFO, prin deplasarea spre dreapta a datelor ($R/\bar{L} = 1$) iar citirea se face prin deplasarea acestora spre stânga ($R/\bar{L} = 0$).

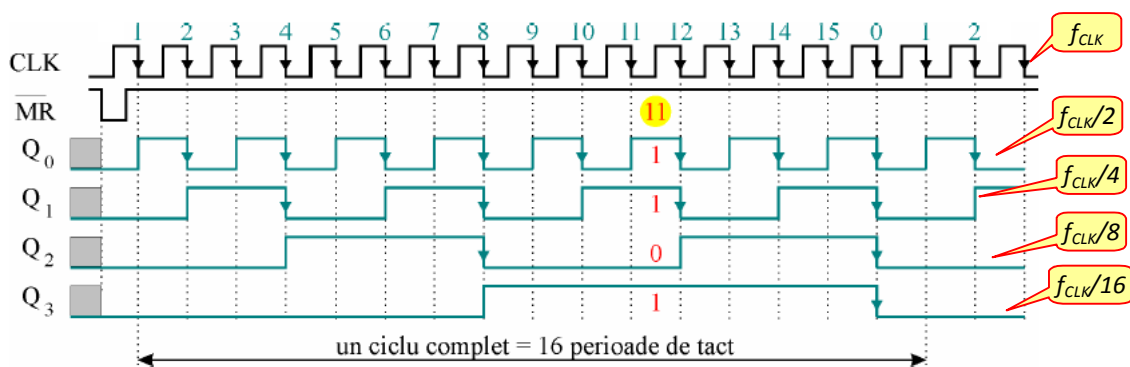
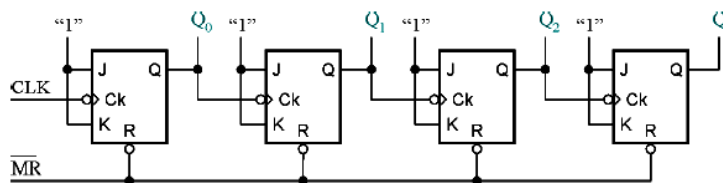
Astfel ultimul cuvânt înscris va fi primul citit.

Memoria LIFO se utilizează ca memorie stivă în sistemele cu microprocesoare.

6. Desenați schema unui numărător asincron binar, pe 4 biți, explicați funcționarea sa,

și trasați formele de undă aferente

Un numărător asincron binar, pe 4 biți, este format din 4 bistabile de tip T (provenite din JK-MS) cu T permanent pe „1”. Impulsurile de tact se aplică doar primului bistabil. Următoarele bistabile au ca semnal de tact ieșirea Q a bistabilului anterior (MR – Master Reset este o denumire sinonimă cu R - Reset sau CLR).



Obs:

1). Numărătorul numără în sens crescător (direct) adică cu fiecare impuls de CK aplicat, valoarea numărătorului crește cu o unitate.

2). Numărătorul este modulo 16 (are 4 bistabile), al 16-lea impuls de tact încheie ciclul, el aducând numărătorul pe zero. Cel de-al 17-lea tact global este primul impuls de tact din cel de-al doilea ciclu.

3). La un moment dat, codul binar obținut citind ieșirile corespunde cu numărul de impulsuri de tact aplicate în ciclul respectiv (citind ieșirile după 11 tacte rezultă $Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1011$ care corespunde cu numărul 11 codat binar). Aceasta este practic funcția de **numărare**.

4). Bistabilele funcționează ca **divizoare de frecvență cu 2**. Ieșirea Q_0 divizează cu 2 frecvența tactului, Q_1 divizează cu 2 frecvența semnalului Q_0 și cu 4 frecvența tactului, etc.

5). Pentru extinderea capacității de numărare se pot conecta mai multe numărătoare în cascadă prin conectarea ieșirii Q_3 la intrarea de tact a următorului numărător.

7. Desenați schema unui numărător sincron binar, pe 4 biți, explicați funcționarea sa, și trasați formele de undă aferente

Numărătoare sincrone sunt numărătoare la care impulsul de tact se aplică simultan tuturor bistabilelor (de tip T) permițând, astfel funcționarea la frecvențe de tact mult mai mari (tipic 35MHz).

În cadrul unui ciclu de numărare, la trecerea dintr-o stare în alta, unele bistabile trebuie să comute, altele nu. Înseamnă că numărătoarele trebuie realizate cu bistabile de tip T care au intrarea T accesibilă pentru a permite ca, înaintea aplicării următorului impuls de tact, intrarea T a bistabilului ce trebuie să comute să fie conectată la „1” iar intrarea T a bistabilului ce nu trebuie să comute să fie conectată la „0”.

Apare, astfel, necesitatea utilizării unor circuite logice pentru generarea valorilor T ce corespund celor n bistabile folosite pentru ca funcționarea numărătorului să decurgă în conformitate cu *tabelul de funcționare* dorit.

Nr. tacte	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
initializare	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1
16 (0)	0	0	0	0

Din tabel se deduc următoarele:

- bistabilul Q_0 trebuie să basculeze la fiecare impuls de tact, deci $T_0 = 1$;
- bistabilul Q_1 basculează numai dacă înaintea aplicării tactului $Q_0 = 1$ deci $T_1 = Q_0$;
- bistabilul Q_2 basculează numai dacă înaintea aplicării tactului Q_0 și Q_1 sunt pe „1” adică: $T_2 = Q_0 \cdot Q_1 = Q_1 \cdot T_1$.

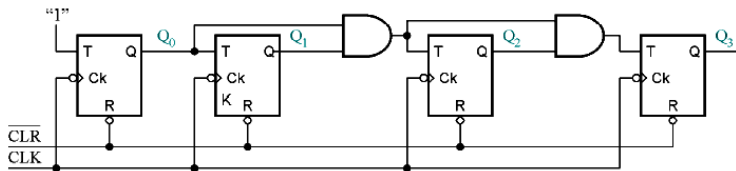
- bistabilul Q_3 basculează numai dacă înaintea aplicării impulsului de tact Q_0, Q_1 și Q_2 sunt pe „1”
deci $T_3 = Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2 = Q_2 \cdot T_2$.
- în general se poate scrie: $T_{n-1} = Q_0 \cdot Q_1 \cdot \dots \cdot Q_{n-2} = T_{n-2} \cdot Q_{n-2}$.

În funcție de modul de scriere al valorilor T se disting două **metode de generare** a acestora:

- **serială** – dacă valoarea curentă a lui T se obține din cea anterioară:

$$T_2 = T_1 \cdot Q_1 \quad \text{și} \quad T_3 = T_2 \cdot Q_2.$$

Schema numărătorului sincron obținut prin metoda serială:



Durata minimă a impulsului de tact este:

$$T_{CLK \min} = t_{PCLK \rightarrow Q} + (n - 2)t_{PSI} + \Delta t.$$

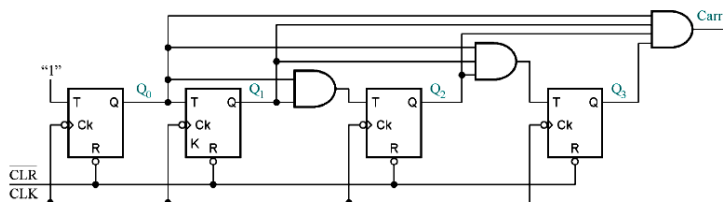
Dezavantaj: - t_p mai mare decât în cazul generării paralele a valorilor T .

Avantaj: - se utilizează numai porți ȘI cu două intrări.

- **paralelă** – dacă valorile lui T se obțin direct din valorile lui Q :

$$T_2 = Q_0 \cdot Q_1 \quad \text{și} \quad T_3 = Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2$$

Schema numărătorului sincron obținut prin metoda paralelă:



În cazul generării *paralele* a valorilor T durata minimă a impulsurilor de tact este:

$$T_{CLK\min} = t_{PCLK \rightarrow Q} + t_{PSI} + \Delta t$$

Se observă că t_p este mai mic ceea ce conduce la o frecvență de tact mai ridicată. Din acest motiv aceasta este varianta preferată la realizarea numărătoarelor sincrone integrate.

Semnalul Carry (semnalul de transport) se generează din semnalele $Q_0, Q_1, Q_2,$ și Q_3 . $Cy = Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2 \cdot Q_3$ și se aplică intrării T a numărătorului (bistabilului) următor în cazul extinderii capacității de numărare (cascadarea numărătoarelor).

8. Prezențați, sumar, principalele metode de obținere

a divizoarelor de frecvență programabile

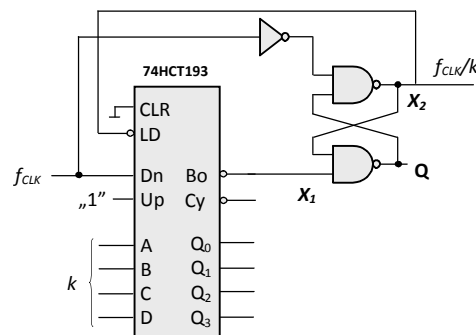
Divizoarele de frecvență programabile sunt divizoare de frecvență la care raportul de divizare se poate modifica de la un ciclu de divizare la următorul.

Varianta 1 – cu numărare în sens invers și încărcare paralelă.

Este cea mai utilizată metodă de obținere a unui divizor programabil. Se bazează pe utilizarea unui numărător reversibil cu posibilitatea de a fi încărcat paralel. Numărul cu care se realizează divizarea (k) se aduce la intrările paralele și se încarcă în numărător prin activarea liniei $/LD$. Numărătorul este decrementat cu frecvența f_{CLK} aplicată la intrarea Count Down (Dn) până când el ajunge în starea 0000. În acel moment ieșirea Borrow ($/Bo$) trece pe „0”, activează intrarea $/LD$, și inițiază o nouă încărcare a numărătorului cu numărul k .

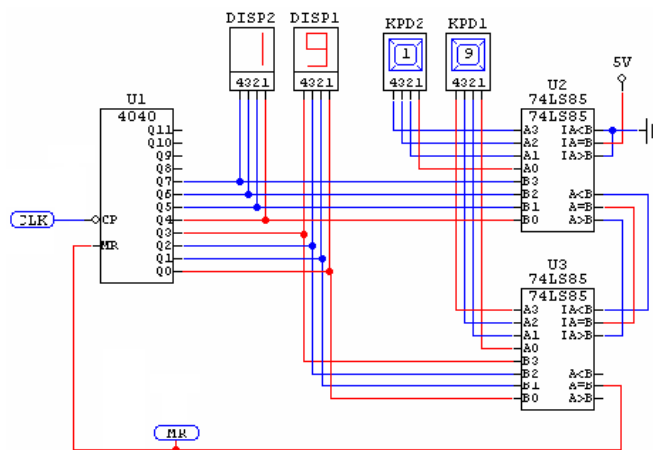
Deoarece bistabilele din componența numărătorului nu au același timp de încărcare și, astfel apare riscul unei încărcări incomplete, este necesar intercalarea unui bistabil SR de memorare a impulsului de încărcare (la fel ca la numărătoarele modulo p).

Astfel, la ieșirea $/Q$ a acestuia se obține semnalul f_{CLK}/k .



Varianta 2 – cu numărare în sens direct și comparator.

Metoda utilizează un numărător asincron (4040) și două comparatoare pe 4 biți (74LS85) care specifică raportul de divizare k. Numărătorul numără în sens direct, de la 0 până la valoarea k prestabilită de comutatoarele [KPD1 și KPD2]. În acel moment comparatoarele sesizează egalitatea și activează semnalul de ștergere /MR. Schema prezentată este pe 8 biți.



Pentru obținerea unui divizor de frecvență pe 12 biți sunt necesare un numărător și un comparator pe 12 biți.

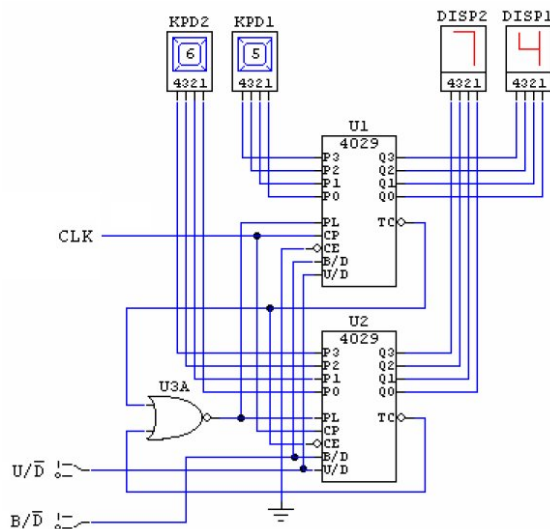
Schema prezentată este una care funcționează foarte bine în regim de simulare digitală, dar nu în realitate deoarece folosește circuite CMOS și TTL LS în același montaj. Pentru a rezolva acest neajuns, cel mai bine este să se folosească variantele HC sau HCT ale circuitelor prezentate: 74HCT4040 și 74HCT85, caz în care schema nu va mai prezenta nici un neajuns.

Varianta 3 – combinată, cu posibilitatea numărării în ambele sensuri.

Este cea mai versatilă metodă. Se bazează pe folosirea numărătoarelor 4029 la care intrarea de încărcare este comandată de o poartă SAU-NU cu un număr de intrări egal cu numărul de circuite 4029 utilizate.

Circuitul oferă:

- numărare în sens crescător, de la numărul prestabilit k la 255 (dacă $U/\overline{D} = 1$);
- numărare în sens descrescător, de la p la 0 (dacă $U/\overline{D} = 0$);
- numărare binară (dacă $B/\overline{D} = 1$);
- numărare zecimală (dacă $B/\overline{D} = 0$).



9. Enumerați principalele avantaje și dezavantaje ale memoriilor SRAM

în comparație cu memoriile DRAM

Memoriile RAM se clasifică în:

- RAM statice (**SRAM** – Static Random Access Memory) la care celula elementară de memorare este un latch D realizat în tehnologie bipolară sau unipolară;
- RAM dinamice (**DRAM** – Dynamic Random Access Memory) - celula elementară este o capacitate; sunt realizate numai în tehnologie unipolară NMOS sau CMOS.

Memoria SRAM *păstrează datele* pentru o perioadă de timp *nelimitată*, până în momentul în care ea este rescrisă. În schimb, memoria DRAM necesită *rescrierea permanentă*, la câteva fracțiuni de secundă, altfel informațiile fiind pierdute.

Avantajele memoriei SRAM: utilitatea crescută datorită modului de funcționare și viteza foarte mare (raportul de timp de acces SRAM/DRAM = 8-16).

Dezavantajele memoriei SRAM: densitatea de integrare mai redusă și prețul mult mai mare decât al memoriei DRAM (de obicei raportul de capacitate DRAM/SRAM = 4-8 iar raportul de cost SRAM/DRAM = 8-16).

Aplicațiile de bază ale memoriilor RAM se regăsesc la PC-urile. Memoria SRAM este folosită cel mai adesea ca memorie intermediară/cache, pe când DRAM-ul este utilizat ca memorie principală a oricărui sistem.

10. Explicați, pe scurt, funcționarea unei memorii DRAM

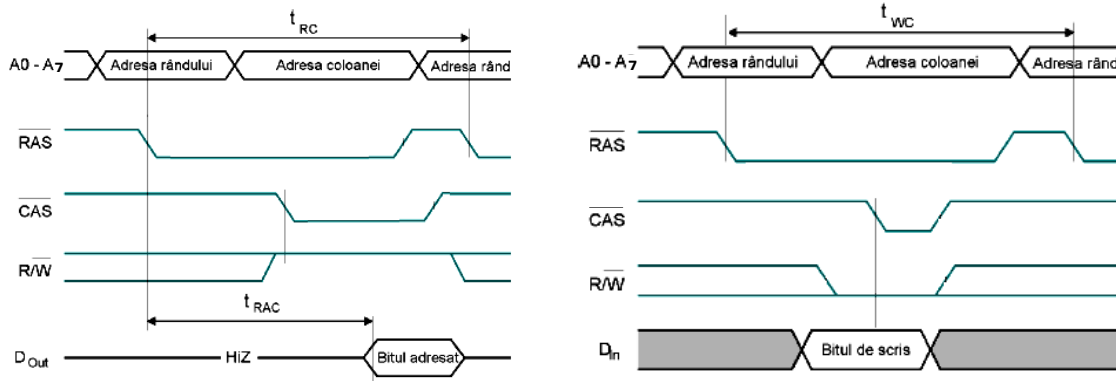
(citire, scriere, reîmprospătare)

Citirea informației memorate într-o memorie DRAM

La liniile de adresă se aduce adresa de linie $A_0...A_7$. După ce aceasta s-a stabilizat se activează linia \overline{RAS} pentru încărcarea adresei de linie în registrul din circuitul de comandă. În continuare adresa se decodifică, se selectează linia și conținutul tuturor celulelor de memorare aferente liniei se scrie în registrul de linii.

Apoi se aduce la intrare adresa de coloane $A_8...A_{15}$. După ce aceasta s-a stabilizat se activează semnalul \overline{CAS} . Pe frontul descrescător al \overline{CAS} se investighează linia \overline{WE} . Aceasta trebuie să fie pe „1” deoarece se execută o operație de citire. Tot pe frontul descrescător al semnalului \overline{CAS} se memorează adresa coloanei $A_8...A_{15}$ în registrul corespunzător din circuitul de comandă. Cu ajutorul lor și al MUX-ului, se selectează una dintre cele 256 de coloane ale liniei memorate în registrul de linii, și conținutul celulei selectate se transmite, prin buffer (aflat în stare normală), spre ieșire D_{out} .

În continuare se dezactivează \overline{RAS} -ul (conținutul registrului de linii se reînscrie în matricea de memorare) apoi se dezactivează și \overline{CAS} -ul și linia D_{out} trece pe Z.



Citirea informației

Scrierea informației

Scrierea informației în memorie

Furnizarea adresei locației de memorare în care urmează să se scrie informația se face la fel ca la operația de citire.

Deosebirile apar pe frontul descrescător al \overline{CAS} când în urma investigării se găsește linia \overline{WE} pe „0”. Acest fapt înseamnă că urmează o operație de scriere și, tot în acel moment datele care urmează a fi scrise trebuie să fie prezente pe linia D_{in} . În continuare se memorează adresa coloanei $A_8...A_{15}$ în registrul corespunzător din circuitul de comandă. Cu ajutorul lor și al DMUX-ului, se selectează una dintre cele 256 de coloane ale liniei memorate în registrul de linii, și informația de pe D_{in} se memorează în această celulă.

În continuare se dezactivează \overline{RAS} -ul (conținutul registrului de linii se reînscrie în matricea de memorare) apoi se dezactivează și \overline{CAS} -ul.

Reîmprospătarea informației memorate

Se folosește un numărător pe 8 biți, cu funcționare continuă care generează adresele celor 256 de linii. Pe frontal descrescător al semnalului /RAS se selectează o linie ce corespunde adresei. Conținutul fiecărei celule ale acestei linii se înscrie în registru de linii. Pe frontul crescător al semnalului /RAS se reînscrie informația din registru de linii, regenerată în celulele corespunzătoare.

În continuare se trece la următoarea adresă și se reîmprospătează informațiile din celulele liniei următoare.

Sisteme de prelucrare numerică cu procesoare

Anul II

1. Structura generală a unui sistem de prelucrare numerică cu procesor (SPN)

[1], pag. 11

În acest capitol sunt prezentate principiile generale privind structura și funcționarea unui sistem de prelucrare numerică cu procesor (SPN).

Structura generală a unui SPN este prezentată în figura 1.1. Unitatea centrală de prelucrare (UCP), este cea mai importantă componentă a unui astfel de sistem. Principala funcție a UCP este de a executa un program reprezentat printr-o secvență de instrucțiuni. Programul este încărcat în prealabil în memorie, mai concret în memoria program. Execuția programului implică existența unor date care urmează să fie prelucrate. Acestea se găsesc fie în memoria de date, fie sunt preluate de la periferice. Execuția programului se concretizează prin generarea unor date care pot fi stocate în memoria de date sau pot comanda perifericele. Perifericele asigură schimbul de informații cu exteriorul. În cea mai simplă formă perifericele sunt reprezentate de porturile de intrare-ieșire (intrări-ieșiri numerice). Alte exemple de periferice sunt: convertoarele analog-numeric (intrări analogice), convertoarele numeric-analogice (ieșiri analogice), interfețele (porturile) seriale, temporizatoarele.

Un *procesor (microprocesor)*, care este specific calculatoarelor personale, conține doar UCP, relativ la figura 1.1. Acesta are o mare putere de calcul deoarece trebuie să execute mai multe aplicații în același timp. De aceea, memoria și perifericele sunt externe, fiind poziționate în interiorul carcasei calculatorului. Un *microcontroler*, la fel ca un *procesor de semnal*, conține toate cele 3 elemente componente din figura 1.1 integrate în aceeași capsulă. Aceste două dispozitive sunt folosite pentru aplicații dedicate. Diferența între cele două este că procesorul de semnal este optimizat din punct de vedere al instrucțiunilor pentru a face prelucrări de semnal (filtrări numerice sau transformări Fourier rapide) în timp ce un microcontroler are integrate o gamă mai largă de periferice, în special intrări-ieșiri numerice.

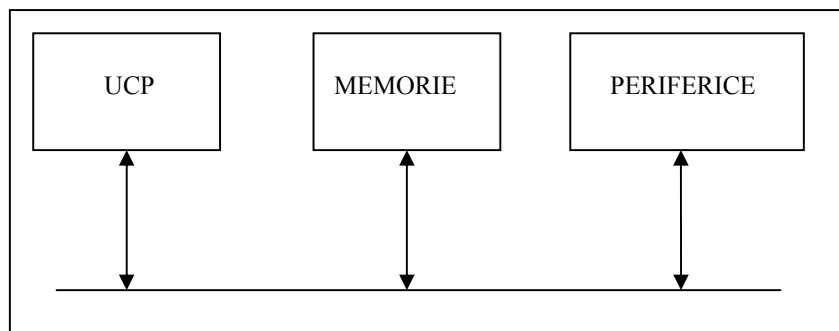


Fig. 1.1 Structura generală a unui SPN.

2. Să se precizeze funcțiile registrelor PC (Program Counter) și, respectiv, SR (Status Register) pentru un procesor.

[1], pag. 13, 15, 34-35.

Registrul PC (*Program Counter*) indică adresa din memorie a instrucțiunii care urmează să fie executată (adresa primului octet al instrucțiunii). Rezultă că după fiecare instrucțiune registrul PC își mărește conținutul cu numărul de octeți ai codului mașină ai instrucțiunii respective. Acest lucru este valabil când execuția programului este liniară, adică nu există ramificații în program. O ramificație înseamnă că următoarea instrucțiune executată nu este cea de la adresa care urmează după ultimul octet al instrucțiunii curente, ci una situată la o adresă mai mare sau mai mică. Există trei posibilități de ramificații: instrucțiunii de salt, apeluri de subrutine sau răspunsuri la cereri de întrerupere. În aceste situații, registrul PC va fi încărcat cu adresa instrucțiunii unde se va face saltul. Această adresă este cu un număr de unități mai mare sau mai mică decât conținutul registrului PC înainte de salt.

Registrul SR (*Status Register*) conține la majoritatea dispozitivelor biți indicatori care sunt modificați în urma execuției unei instrucțiuni aritmetice sau logice: C (*Carry*), V (*Overflow*), N (*Negative*), Z (*Zero*).

Bitul indicator de transport C (*Carry bit*). Acest bit este poziționat la nivel logic 1 dacă rezultatul unei operații aritmetice a produs un transport și este poziționat la nivel logic 0 dacă nu a avut loc un transport.

Bitul indicator de depășire V (*Overflow bit*). Acest bit se poziționează la nivel logic 1 dacă rezultatul unei operații aritmetice depășește domeniul de valori corespunzător reprezentării în cod complementul lui doi.

Bitul indicator de semn N (*Negative bit*). Acest bit se poziționează la nivel logic 1 dacă rezultatul unei operații este un număr negativ și la nivel logic 0 dacă rezultatul operației este un număr pozitiv.

Bitul indicator de zero Z (*Zero bit*). Acest bit se poziționează la nivel logic 1 în urma execuției unei instrucțiuni al cărei rezultat este zero și este poziționat la nivel logic 0 dacă rezultatul este diferit de zero.

De asemenea, registrul SR conține și bitul care permite validarea întreruperilor mascabile, notat de obicei GIE (*General Interrupt Enable*). În afară de acești biți, registrul SR mai poate conține și alți biți.

3. Să se precizeze funcția registrului SP (Stack Pointer) și a memoriei stivă pentru un procesor.

[1], pag. 14, 15.

Funcția registrului SP este în strânsă legătură cu registrul PC. Apelul unei subrutine sau răspunsul la o cerere de întrerupere înseamnă un salt la o adresă unde este plasată subrutina (subrutina de întrerupere).

Astfel, în figura 1.3 instrucțiunea $CALL S_1$, aflată la adresa $ADR1$ apelează subrutina S_1 , aflată la adresa AS_1 . La încheierea subrutinei (instrucțiunea RET) programul trebuie să se reîntoarcă la instrucțiunea care urmează după cea care a făcut apelul, adică instrucțiunea $Instr. 1$, aflată la adresa $ADR1+n$ (n reprezintă numărul de octeți ai instrucțiunii $CALLS_1$). Pentru a fi posibil acest lucru, registrul PC trebuie încărcat cu adresa $ADR1+n$. Această adresă a fost disponibilă în registrul PC după extragerea codului mașină al instrucțiunii $CALL S_1$, înainte de decodificarea și execuția acestei instrucțiuni. De aceea, execuția instrucțiunii $CALL S_1$ înseamnă mai întâi salvarea registrului PC și abia apoi încărcarea lui cu adresa de salt (AS_1 , în acest caz). Zona de memorie unde se realizează salvarea se numește *stivă*.

De obicei salvarea în stivă se face la adrese descrescătoare. În acest sens, registrul SP (*Stack Pointer*, indicator al vârfului stivei) este decrementat cu 1 pentru fiecare octet salvat în stivă. Conținutul acestui registru indică adresa ultimului octet salvat.

Se presupune că înainte de execuția instrucțiunii $CALL S_1$ conținutul registrului SP era $4000h$. Deoarece fiecare adresă salvată în stivă conține 2 octeți, înseamnă că registrul SP a fost decrementat de 4 ori, adică conține valoarea $3FFCh$. La execuția instrucțiunii RET din subrutina S_2 , registrul PC se încarcă cu conținutul stivei de la adresele SP și SP+1 (adică $3FFCh$ și $3FFDh$), iar registrul SP se incrementează cu 2 unități. La execuția instrucțiunii RET din subrutina S_1 registrul PC se încarcă de asemenea cu conținutul stivei de la adresele SP și SP+1 ($3FFEh$ și $3FFFh$ în acest caz), după care registrul SP se incrementează din nou cu 2 unități. Rezultă că numerele existente în stivă se citesc în ordinea inversă celei în care au fost salvate, de unde denumirea de stivă sau memorie LIFO (*Last In First Out*).

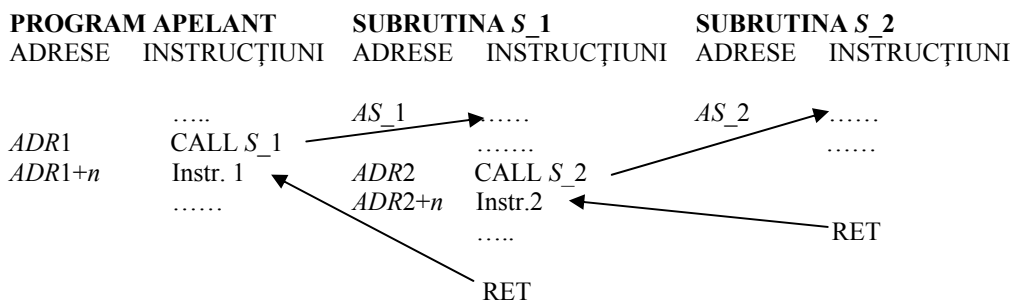


Fig. 1.3 Apelul unei subrutine.

4. Funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere

[1], pag. 27.

În principiu, funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere se face conform figurii 1.13. Instrucțiunea în curs de execuție în momentul primirii cererii de întrerupere se află în PROGRAMUL PRINCIPAL la adresa $ADR1$. Ea este executată complet, după care se face automat saltul pentru execuția SUBRUTINEI DE ÎNTRERUPERE. După încheierea subrutinei de întrerupere, execuția programului continuă de la adresa $ADR1+n$ (n reprezintă numărul de octeți ai instrucțiunii de la adresa $ADR1$). Pentru a fi posibil acest lucru, adresa $ADR1+n$, care este conținută în registrul PC după extragerea instrucțiunii de la adresa $ADR1$, este automat salvată în stivă. Apoi, registrul PC este încărcat (tot automat!) cu adresa subrutinei de întrerupere (numită și *vector de întrerupere*, *interrupt vector*) corespunzătoare sursei i . Efect: începe execuția subrutinei de întrerupere. De remarcat că înaintea execuției subrutinei de întrerupere, o parte dintre registrele microcontrolerului, printre care registrul SR, sunt salvate în stivă. Execuția subrutinei de întrerupere se încheie cu o instrucțiune de tip RETI (*return from interrupt*) care implică refacerea registrelor salvate în stivă, inclusiv a registrului Program Counter, având ca efect continuarea execuției de la adresa $ADR1+n$.

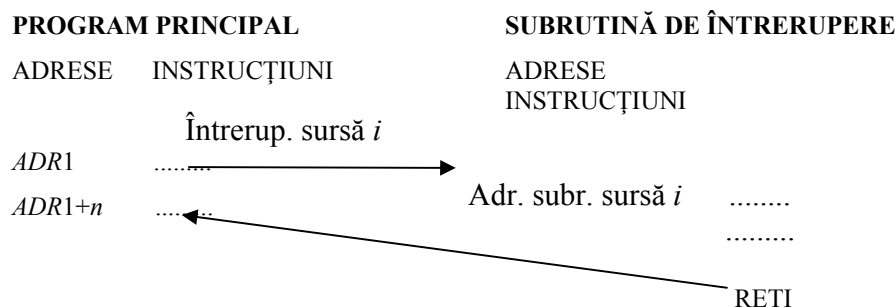


Fig. 1.13. Funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere.

5. Să se prezinte principal funcțiile de ieșire și de intrare ale unui pin al unui microcontroler (Digital I/O).

[1] pag. 16,17.

În figura 1.6 se prezintă principal funcțiile de ieșire și de intrare ale unui pin.

Astfel, pentru un pin având funcția de ieșire, informația binară (un bit cu valoarea 0 sau 1 logic) este transmisă din microcontroler la pin, regăsindu-se sub forma unei tensiuni (0 logic-0V, 1 logic-tensiunea de alimentare pozitivă $+V_{cc}$). Tensiunea respectivă poate fi măsurată cu un voltmetru.

Pentru un pin având funcția de intrare, informația binară aplicată la pin sub forma unei tensiuni de la o sursă (0 logic-0V sau masă, 1 logic-tensiunea de alimentare pozitivă +V_{cc}) este transmisă în microcontroler, regăsindu-se în valoarea unui bit (0 sau 1 logic).

Rezumând, cele două operații pot fi prezentate sintetic astfel:

Ieșire: bit (scris prin program) → tensiune la pin (măsurată cu un voltmetru).

Intrare: tensiune la pin (aplicată de la o sursă) → bit (citit prin program).

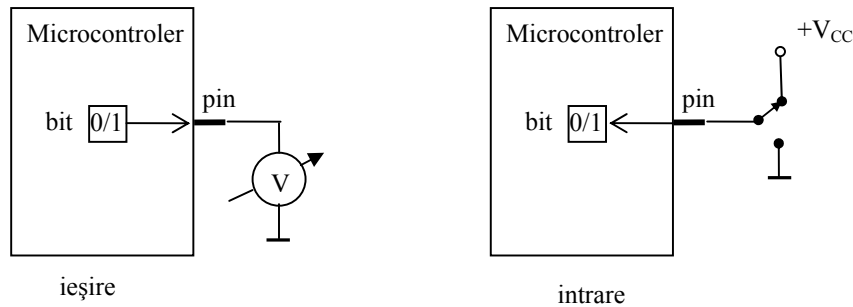


Fig. 1.6 Funcțiile de ieșire și, respectiv, de intrare ale unui pin.

6. Care este rolul magistralei de adrese (MA) într-un sistem de prelucrare numerică cu procesor? Dacă MA are 16 linii, care este dimensiunea spațiului memorie adresat? Determinați intervalul de adresare corespunzător unei capacități de memorie de 8 Kocteți care începe la adresa 2500h.

[2], slide nr. 7, 8.

Magistrala de adrese selectează locația de memorie care urmează să fie scrisă sau citită. Pentru o magistrală de adrese de 16 biți, dimensiunea spațiului de memorie adresat este de $2^{16}1B = 2^6 2^{10}B = 64 \text{ KB}$.

Intervale de adresare	Capacitate de memorie
0000h÷00FFh	256 octeți
0000h÷00FFh	256 octeți
...	
0000h÷03FFh	1024 octeți = 1 koctet
...	
0000h÷0FFFh	4 kocteți
...	
0000h÷3FFFh	16 kocteți

Din tabel se deduce că la 8 kocteți corespunde intervalul 0000-1FFFh. Pentru obținerea intervalului cerut, se translatează capetele intervalului 0000-1FFFh cu 2500h, adică se obține intervalul 2500h-44FFh.

7. Descrieți funcția de temporizare a unui periferic de tip Timer (temporizator)

[1], pag. 18.

Un periferic de tip „Timer” sau temporizator generează evenimente periodice. Perioada evenimentelor sau temporizarea se stabilește prin numărarea unui număr prestabilit de impulsuri cu o anumită perioadă. Astfel, temporizatorul conține un numărător și un generator de semnal de tact. Numărătorul se încarcă cu o constantă iar apoi se decrementează cu 1 la fiecare impuls primit [1]. Temporizarea corespunde anulării conținutului numărătorului. Primul impuls primit după anulare reîncarcă constanta și apoi procesul se continuă în acest fel. Există și varianta în care numărătorul începe numărarea de la 0 și își incrementează conținutul la fiecare impuls primit. În acest caz temporizarea corespunde momentului când conținutul numărătorului egalează o constantă prestabilită. În acest scop Timer-ul conține un comparator. La următorul impuls primit numărarea reîncepe de la 0. De fiecare dată când temporizarea se încheie (conținutul numărătorului se anulează sau egalează constanta predefinită) un bit indicator (*flag*) este trecut pe 1 logic.

Expresia temporizării este

$$T = \frac{Cst + 1}{f_0} = (Cst + 1)T_0, \quad (1.1)$$

unde Cst este constanta de temporizare, iar $f_0 = 1/T_0$ reprezintă frecvența impulsurilor de numărare.

Pe baza relației (1.1) rezultă cele două posibilități de modificare a perioadei de temporizare: modificarea constantei Cst sau modificarea frecvenței f_0 . A doua variantă se realizează de obicei prin divizarea semnalului furnizat de generatorul de tact.

Există temporizatoare de 8 biți, 16 biți, 24 de biți, etc. În funcție de numărul de biți al temporizatorului rezultă valoarea maximă a constantei Cst .

În practică, utilizarea unui temporizator implică să se facă o acțiune de fiecare dată când perioada de temporizare s-a încheiat (modificarea stării unui led, citirea stării unui pin programat ca intrare, declanșarea unei conversii analog-numeric, etc.). Pentru aceasta este necesară testarea continuă a bitului indicator (*flag*) și executarea acțiunii respective în momentul când bitul devine 1. Bitul respectiv trebuie imediat șters (trecut pe 0) pentru ca ulterior să se poată detecta noua trecere pe 1.

8. Descrieți principal funcția de captură a unui timer (temporizator). Prezentați apoi pe baza schemei de mai jos, funcționarea modului Timer_A al familiei de microcontrolere MSP430x4xx în modul de lucru „captură”.

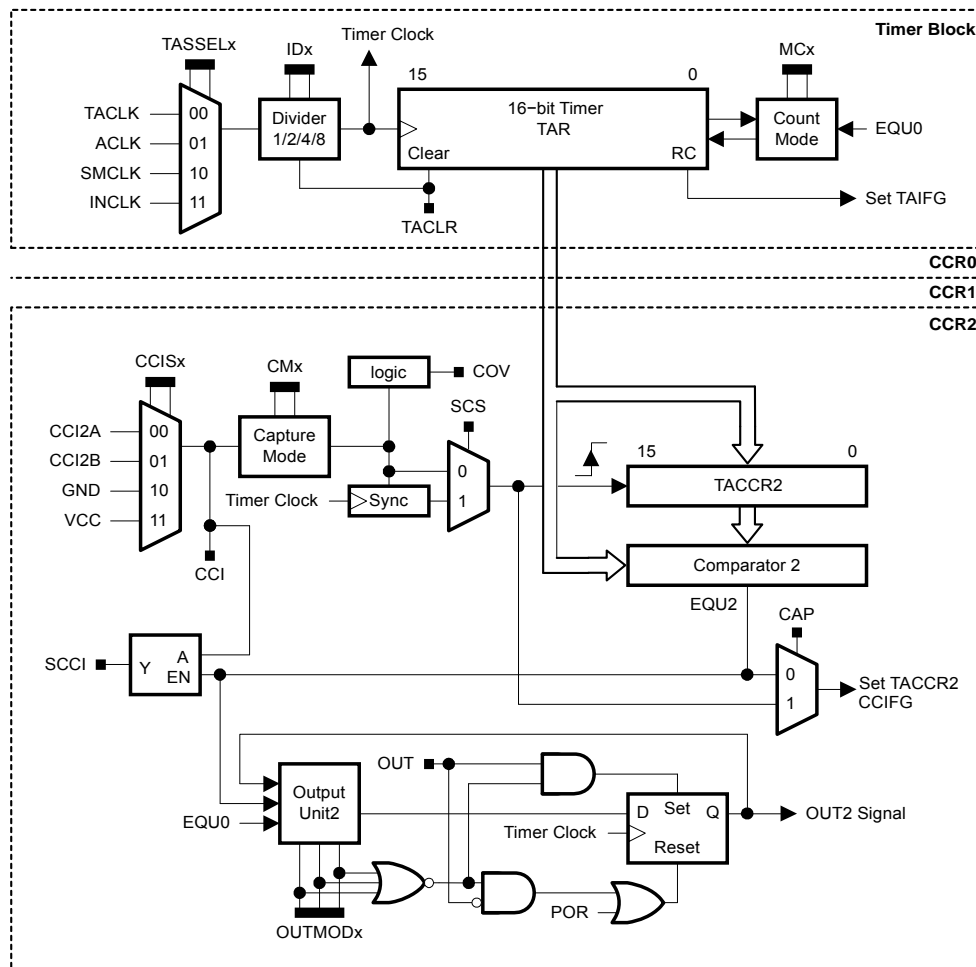


Fig. 3.7 Structura modului Timer_A [2].

[1], pag. 18, pag. 94-95.

Funcția de *captură* presupune existența unui semnal exterior microcontrolerului notat *s* (aplicat la un pin) pe lângă structura de bază care conține numărătorul și generatorul de semnal de tact. În acest caz numărătorul numără crescător. Operația de captură implică captarea (reținerea) conținutului numărătorului în momentele de timp corespunzătoare fronturilor semnalului *s*.

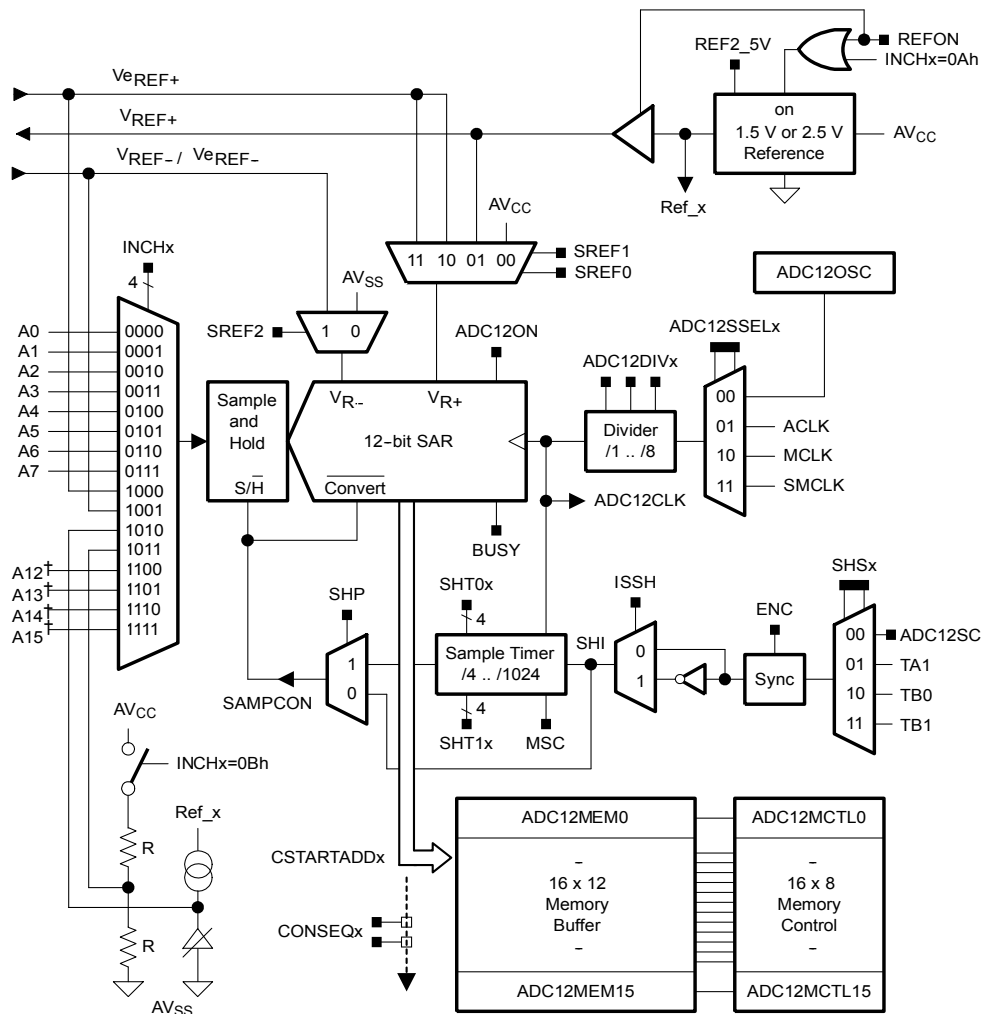
Unitățile CCR0, CCR1 și CCR2 permit implementarea *funcției de captură*, când bitul CAP este pe 1 logic. Prin intermediul biților CCISx se selectează unul din cele 4 semnale posibile (CCIA și CCIxB provin de la pini). Frontul (fronturile) acestui semnal vor declanșa captura. Dacă biții CCISx au succesiv valorile binare 11, 10, 11, 10, ..., semnalul de intrare comută între Vcc și GND. Astfel se pot face capturi fără a fi nevoie de un semnal extern. Biții CMx permit selectarea frontului semnalului ales cu biții

CCISx, la apariția căruia se va face captura (crescător, descrescător sau ambele). În momentul când are loc captura:

-conținutul registrului numărător TAR este memorat în registrul TACCRx, x=0, 1, 2;

-bitul indicator (flag) TACCRx CCIFG, x=0, 1, 2, devine 1 logic.

9. Descrieți principial funcția unui modul ADC (analog to digital converter) al unui microcontroler. Prezentați apoi pe baza schemei de mai jos (modulul ADC12 al familiei de microcontrolere MSP430x4xx) cum se măsoară temperatura.



† MSP430FG43x and MSP430FG461x devices only

Fig. 3.11 Structura ADC12 [2].

[1], pag. 21, 104, 109.

Un periferic de tip “ADC” (*Analog to Digital Converter*, convertor analog-digital sau analog-numeric) primește la intrare o tensiune, care poate lua orice valoare într-un interval dat, pe care o convertește într-un număr reprezentat prin n biți. Expresia numărului furnizat de ADC, notat N_{ADC} , numit și rezultatul conversiei este

$$N_{ADC} = 2^n \frac{U_{in}}{U_{ref}}, \quad (1.4)$$

unde U_{in} reprezintă tensiunea de intrare iar U_{ref} reprezintă o tensiune de referință, care impune și intervalul în care U_{in} poate lua valori, adică $[0, U_{ref}]$. Numărul de biți n are valori de tipul 8, 10, 12 sau chiar 16 și se mai numește rezoluție.

Cuanta convertorului (numită și 1 LSB) este reprezentată prin expresia

$$q = \frac{U_{ref}}{2^n}. \quad (1.5)$$

Folosind cuanta se poate determina tensiunea de intrare în funcție de rezultatul conversiei, $U_{in} = qN_{ADC}$. Aceasta reprezintă însă o aproximare a U_{in} deoarece determinarea rezultatului prin relația (1.4) implică o aproximare în sensul că N_{ADC} reprezintă de fapt cel mai apropiat întreg de numărul rațional $2^n U_{in} / U_{ref}$.

Modulul ADC12 are 16 intrări analogice (numite și canale), A0, A1,...,A15. Dintre acestea, 12 corespund unor pini ai microcontrolerului, iar 4 sunt conectate direct la tensiuni interne (una dintre acestea, A10, selectată când biții INCHx au valoarea 1010, corespunde unui senzor de temperatură).

Acesta furnizează o tensiune care depinde de temperatură ($Temp$), considerată în grade Celsius, conform relației:

$$U_{Temp} = 0,00355Temp + 0,986. \quad (3.5)$$

Determinarea temperaturii implică: conversia tensiunii corespunzătoare canalului 10 (adică N_{ADC}), determinarea U_{in} din (1.4), iar apoi variabila $Temp$ se determină din (3.5) unde U_{Temp} este U_{in} determinat anterior.

10. Descrieți principal interfața serială sincronă de tip SPI (*Serial Peripheral Interface*).

[1] pag. 24, 25.

Termenul de sincron se referă la faptul că există o linie comună de semnal de tact comandată de unul dintre dispozitive, cel care are funcția de *master*. Și în acest caz există câte o linie pentru transmisia în fiecare sens și una de masă.

Comunicația serială sincronă între o componentă cu funcție *master* și o componentă cu funcție *slave* este prezentată în figura 1.11.

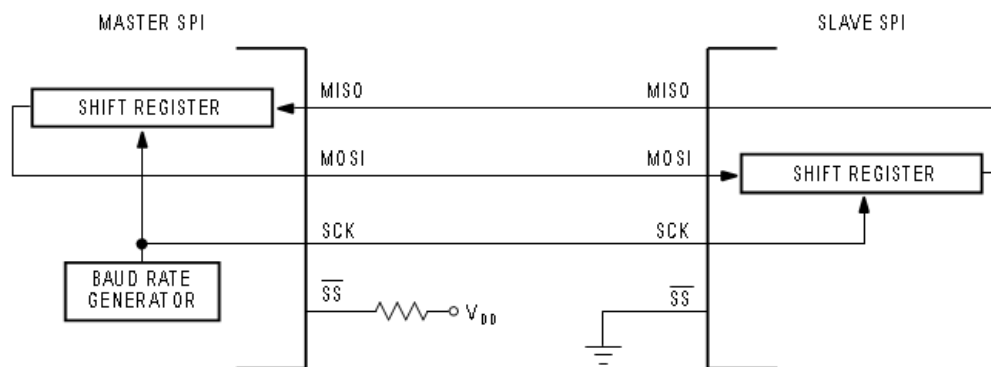


Fig. 1.11 Comunicația serială sincronă.

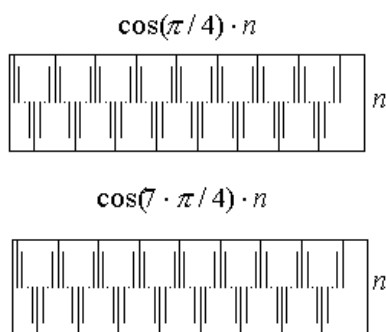
Comanda interfeței SPI pentru funcția *master/slave* se realizează prin linia de selecție */SS (Slave Select)*. Interfața SPI a componentei *master* conține circuite (*baud rate generator*) pentru generarea semnalului de tact (*Serial Clock*) SCK. Cele două dispozitive SPI conțin câte un registru de deplasare (*shift register*) de n biți (valori uzuale pentru n : 8, 16) care sunt interconectate într-o configurație de registru distribuit de $2n$ biți prin liniile de date MOSI (*Master Out/Slave In*) și MISO (*Master In/Slave Out*), figura 1.11. Transferul de date se realizează prin deplasarea cu n biți a conținutului registrului distribuit, sincronizată cu semnalul de tact SCK, și are ca rezultat schimbul de octeți între cele două componente *master/slave*.

CIRCUITE ȘI SISTEME

ANUL II

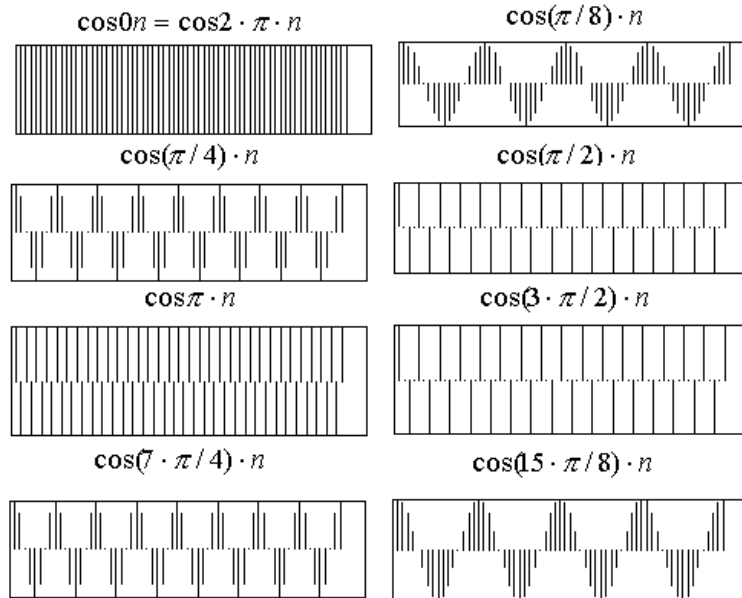
1. Confuzii datorate eșantionării. Exemple

Prin eșantionarea ideală a semnalului $x(t) = A \cos \omega_0 t$ cu pasul T_e se obține semnalul în timp discret $x[n] = A \cos \Omega_0 n$ cu $\Omega_0 = \omega_0 T_e$. Pentru diferite alegeri ale pasului de eșantionare ar trebui să se obțină semnale în timp discret diferite. Există însă alegeri diferite ale pasului de eșantionare care conduc la același semnal în timp discret. De exemplu pentru $T_{e1} = \pi / 4 \omega_0$ se obține semnalul în timp discret $x_1[n] = A \cos \frac{\pi}{4} n$ iar pentru $T_{e2} = 7\pi / 4 \omega_0$ se obține semnalul $x_2[n] = A \cos \frac{7\pi}{4} n$. Dar, datorită periodicității funcției cosinus cu perioada 2π , se poate scrie: $x_2[n] = A \cos(2\pi - \frac{\pi}{4})n = x_1[n]$. Cele două semnale în timp discret sunt reprezentate grafic în figura de mai jos.



Analizând figura se constată că cele două semnale în timp discret sunt identice.

În consecință, există alegeri diferite ale pasului de eșantionare, care pot conduce la semnale în timp discret identice, producând confuzie. Exemple similare pot fi observate și în figura de mai jos.

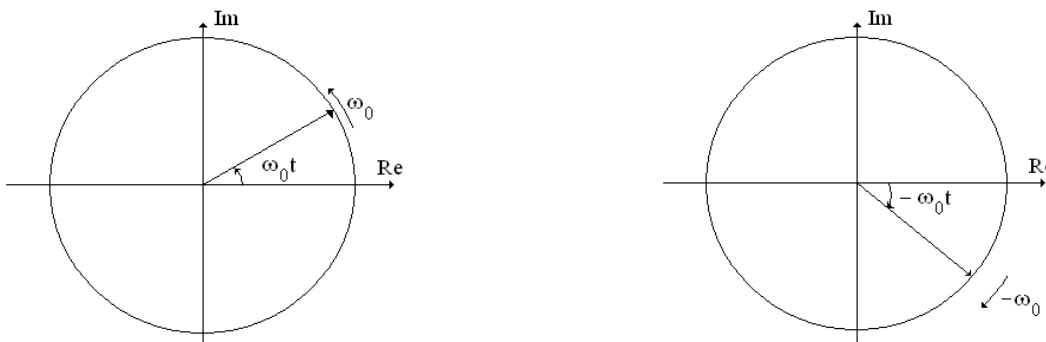


2. Semnale complexe. Fazori. Conceptul de frecvență negativă

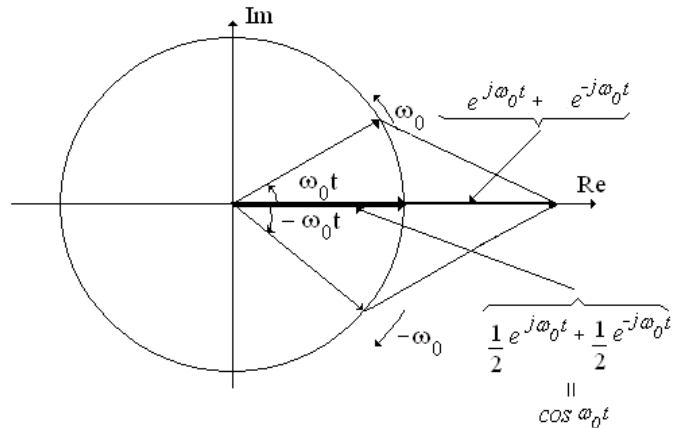
Este bine cunoscută prima formulă a lui Euler:

$$\cos \omega_0 t = \frac{e^{j\omega_0 t} + 1/e^{j\omega_0 t}}{2}.$$

Cele două exponențiale complexe din membrul drept sunt semnale complexe care se mai numesc și fazori. Ele pot fi reprezentate ca și vectori rotitori în planul complex. Acești vectori au module unitare și se rotesc cu viteze unghiulare ω_0 și respectiv $-\omega_0$. Ei sunt reprezentați în figura de mai jos.



Dar ω_0 reprezintă și pulsația (sau frecvența) semnalului $\cos \omega_0 t$. De aceea se mai spune că frecvența fazorului $e^{-j\omega_0 t}$ este negativă. Acest concept nu are un suport fizic, dar este util pentru simplificarea calculului. Construcția semnalului $\cos \omega_0 t$ cu ajutorul celor doi fazori este prezentată în figura următoare.



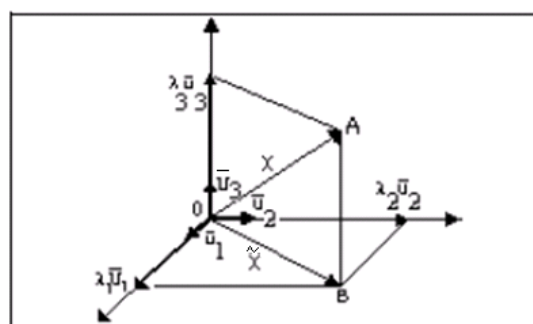
3. Teorema proiecției. Exemplu de aplicare în teoria aproximării

Enunțul teoremei proiecției este următorul.

Fie H un spațiu Hilbert și H_s un subspațiu Hilbert închis al acestuia. Oricare ar fi vectorul x din H există un vector \tilde{x} din H_s care reprezintă cea mai bună aproximare a lui x cu elemente din H_s , care are proprietățile:

- distanța de la x la \tilde{x} este cea mai mică distanță de la x la orice element din H_s ;
- eroarea comisă, $e = x - \tilde{x}$, este ortogonală pe subspațiul H_s .

Dacă dimensiunea spațiului Hilbert H este 3 și dacă dimensiunea spațiului Hilbert H_s este 2, atunci teorema proiecției se particularizează la teorema celor trei perpendiculare așa după cum se vede în figura de mai jos.



Cea mai bună aproximare a vectorului $OA=x$ cu elemente din planul generat de versorii \vec{u}_2 și \vec{u}_3 este dată de vectorul $OB=\tilde{x}$, proiecția vectorului OA pe acest plan (H_s).

În acest caz, eroarea de aproximare este dată de vectorul $BA=e$, care este într-adevăr ortogonal pe H_s (așa după cum afirmă cea de a doua consecință a teoremei proiecției).

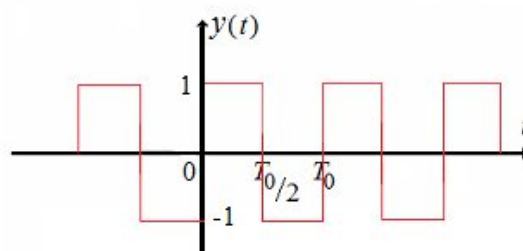
Dacă se consideră că spațiul Hilbert H are dimensiunea n fiind generat de baza $\{u_1, u_2, \dots, u_n\}$ și că spațiul Hilbert H_s este generat de baza $\{u_1, u_2, \dots, u_m\}$ cu $m < n$ atunci cea mai bună aproximare a lui

$$x = \sum_{k=1}^n \langle x, u_k \rangle u_k \text{ cu elemente din } H_s \text{ este pe baza teoremei proiecției } \tilde{x} = \sum_{k=1}^m \langle x, u_k \rangle u_k \text{ obținut prin}$$

trunchierea descompunerii lui x la un număr de m elemente.

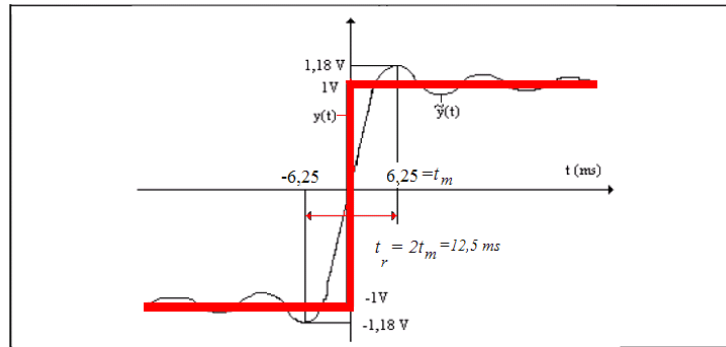
4. Fenomenul Gibbs

În anul 1898, Albert Michelson, fizician experimental, a construit primul analizor de spectru. El a dorit să facă analiza spectrală a semnalului periodic din figura de mai jos.



Unda dreptunghiulară cu factorul de umplere 0,5
fara componenta continua.

Fiind de bandă limitată, ca orice aparat experimental, analizorul său nu a putut să măsoare componentele armonice ale semnalului decât până la un anumit ordin. Folosind aceste valori, Michelson a încercat să reconstruiască semnalul analizat, dar în loc să obțină forma de undă reprezentată cu roșu în figura următoare, a obținut forma de undă reprezentată cu negru.



Fenomenul Gibbs pentru o undă rectangulară cu $T_0=1s$ (factor de umplere 0,5).

Neînțelegând motivul pentru care s-a obținut prin reconstrucție o formă de undă diferită de cea analizată, Michelson i-a cerut ajutorul lui Gibbs. Acesta i-a oferit explicația următoare.

Descompunerea în serie Fourier trigonometrică a semnalului din prima figură este:

$$y(t) = \frac{4}{\pi} \sin \omega_0 t + \frac{4 \sin 3\omega_0 t}{3\pi} + \dots$$

și are o infinitate de termeni. Trunchiind această descompunere la primii săi n termeni, se obține aproximarea:

$$\tilde{y}(t) = \frac{4}{\pi} \sin \omega_0 t + \frac{4 \sin 3\omega_0 t}{3\pi} + \dots + \frac{4 \sin(2n-1)\omega_0 t}{(2n-1)\pi} = \frac{4\omega_0}{\pi} \int_0^t [\cos \omega_0 \tau + \cos 3\omega_0 \tau + \dots + \cos(2n-1)\omega_0 \tau] d\tau ,$$

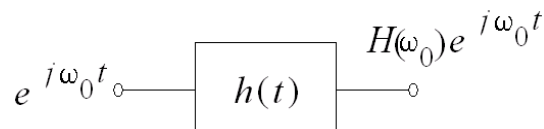
sau, exprimând în formă compactă suma de cosinusuri și aproximând cu ajutorul funcției sinus integral Si :

$$\tilde{y}(t) \approx \frac{2}{\pi} Si(2n\omega_0 t)$$

al cărei grafic este tocmai curba neagră din ultima figură. Osculațiile sale au condus la denumirea de fenomen Gibbs, specific tuturor reconstrucțiilor prin trunchiere.

5. Răspunsul sistemelor liniare și invariante în timp continuu la semnale periodice. Metoda armonică

Exponențiala complexă de modul unitar este funcție proprie pentru orice sistem liniar și invariant în timp, așa cum este ilustrat în figura următoare.



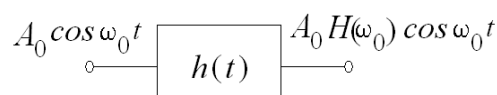
Valoarea proprie corespunzătoare este răspunsul în frecvență al sistemului calculat la frecvența exponențialei complexe (ω_0).

Dacă la intrarea sistemului se aduce o combinație liniară de exponențiale complexe,

$$x(t) = \sum_k c_k e^{jk\omega_0 t}, \text{ atunci, pe baza principiului suprapunerii efectelor, se va obține semnalul}$$

$$y(t) = \sum_k c_k H(k\omega_0) e^{jk\omega_0 t}.$$

Pentru $c_k = \frac{A_0}{2}$ pentru $k = \pm 1$ și $c_k = 0$ în rest, se obține metoda armonică, prezentată în figura următoare.



Răspunsul poate fi exprimat și în forma echivalentă:

$$A_0 |H(\omega_0)| \cos(\omega_0 t + \arg\{H(\omega_0)\})$$

care permite măsurarea caracteristicilor de modul și de fază ale răspunsului în frecvență al sistemului. Pentru valori succesive ale lui ω_0 se măsoară amplitudinea răspunsului, valorile obținute servind la trasarea caracteristicii de modul și faza inițială a răspunsului, valorile obținute servind la trasarea caracteristicii de fază a răspunsului în frecvență al sistemului.

6. Teorema simetriei. Aplicații

Majoritatea proprietăților transformării Fourier sunt valabile pentru semnale de clasă $L^1 \cap L^2$. În cazul semnalelor de clasă L^2 sunt valabile câteva proprietăți suplimentare. Una dintre acestea este teorema simetriei. Enunțul acestei teoreme este următorul.

Transformata Fourier a transformatei Fourier a semnalului $x(t)$ este proporțională cu $x(-t)$.

$$F\{F\{x(t)\}(\omega)\}(t) = 2\pi x(-t).$$

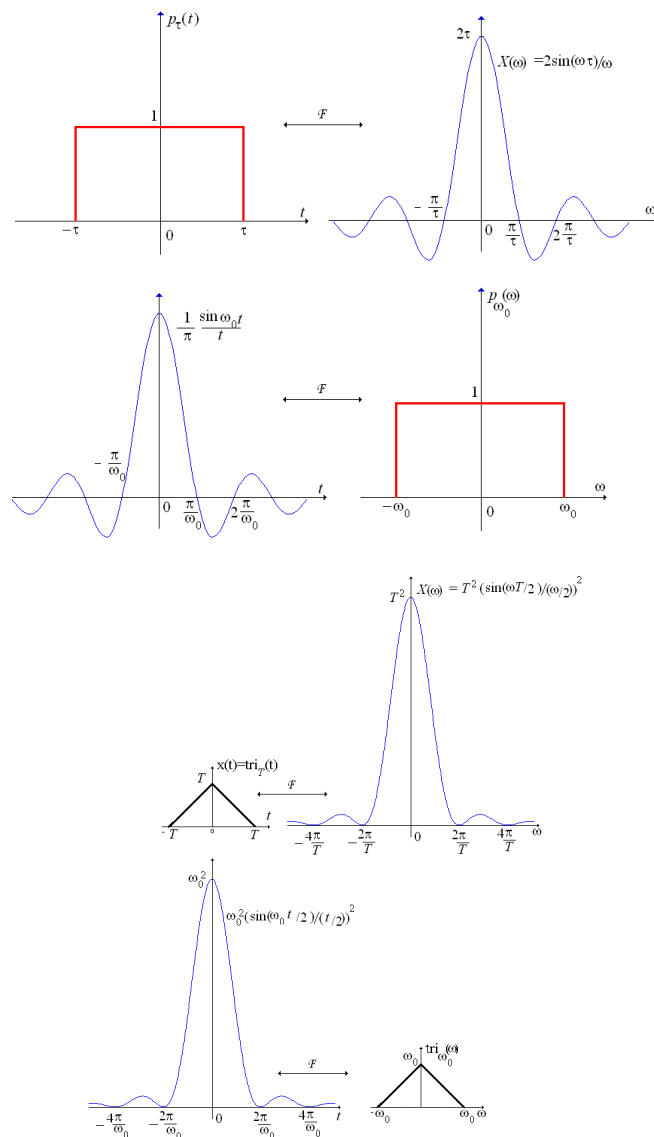
Această teoremă permite calculul transformărilor Fourier ale unor noi semnale pe baza unor transformate Fourier deja cunoscute.

Făcând schimbările de variabile și de constante de forma

$\omega \rightarrow t$ și $t \rightarrow \omega$ se obține schema de calcul a unor noi transformate Fourier din figura de mai jos.

$$\begin{array}{l}
 x(t) \leftrightarrow X(\omega) = F\{x(t)\}(\omega) \\
 X(t) \leftrightarrow 2\pi x(-\omega) = F\{X(t)\}(\omega)
 \end{array}$$

În continuare se prezintă două aplicații ale acestei teoreme.



7. Relația de incertitudine Heisenberg-Gabor

Este bine cunoscut faptul că semnalele de durată limitată sunt de bandă nelimitată și că semnalele de bandă limitată sunt de durată nelimitată. Totuși este necesară localizarea semnalelor în domeniile timp și frecvență. Pentru localizarea în timp se folosesc două mărimi: timpul central, t_c și dispersia semnalului în jurul timpului central, σ_t^2 , definite după cum urmează:

$$t_c = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t|x(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt}, \quad \sigma_t^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (t-t_c)^2|x(t)|^2 dt}{2 \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt}.$$

La fel și în domeniul frecvență, pentru localizare se folosește

frecvența centrală, ω_c și dispersia spectrului semnalului în jurul frecvenței centrale, σ_ω^2 , definite în ecuațiile următoare:

$$\omega_c = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega|X(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |X(\omega)|^2 d\omega}, \quad \sigma_\omega^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (\omega-\omega_c)^2|X(\omega)|^2 d\omega}{2 \int_{-\infty}^{\infty} |X(\omega)|^2 d\omega}.$$

Cu ajutorul acestor dispersii se poate enunța relația de incertitudine Heisenberg-Gabor. Enunțul său este următorul.

Dacă σ_t și σ_ω pot fi calculate pentru un anumit semnal, atunci este valabilă relația:

$$\sigma_t \sigma_\omega \geq \frac{1}{2}$$

oricare ar fi semnalul considerat.

Egalitatea are loc dacă și numai dacă semnalul considerat este Gaussian.

În consecință, dacă localizarea temporală a unui semnal este mai bună decât localizarea temporală a unui alt semnal, atunci localizarea frecvențială a primului semnal va fi mai slabă decât localizarea frecvențială a celui de al doilea semnal. Pentru numeroase semnale σ_t sau σ_ω au valori infinite. Pentru aceste semnale relația lui Heisenberg-Gabor este inoperantă.

8. Diagrame spectrale pentru semnale periodice în timp discret

Caracterizarea în domeniul frecvență a semnalelor periodice în timp discret se face cu ajutorul coeficienților descompunerii în serie Fourier a acestor semnale. Există mai multe tipuri de diagrame spectrale, de modul, de fază și de putere. Diagrama spectrală de modul reprezintă mulțimea dubletelor de forma (modulul coeficientului, frecvența corespunzătoare coeficientului). Diagrama spectrală de fază se referă la dublete de forma (faza coeficientului, frecvența corespunzătoare coeficientului) iar diagrama spectrală de putere la dublete de forma (pătratul modulului

coeficientului, frecvența corespunzătoare coeficientului). Coeficienții Fourier ai semnalului $x[n]$, periodic de perioadă N se calculează cu formula,

$$c_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-jk \frac{2\pi}{N} n}.$$

Secvența acestor coeficienți este periodică de perioadă N . În continuare se prezintă un exemplu. Se consideră semnalul $x[n] = \sin \frac{2\pi}{N} n$, care este periodic de perioadă N . El poate fi descompus în serie Fourier pe baza celei de a doua formule a lui Euler:

$$x[n] = \frac{1}{2j} e^{j \frac{2\pi}{N} n} - \frac{1}{2j} e^{-j \frac{2\pi}{N} n},$$

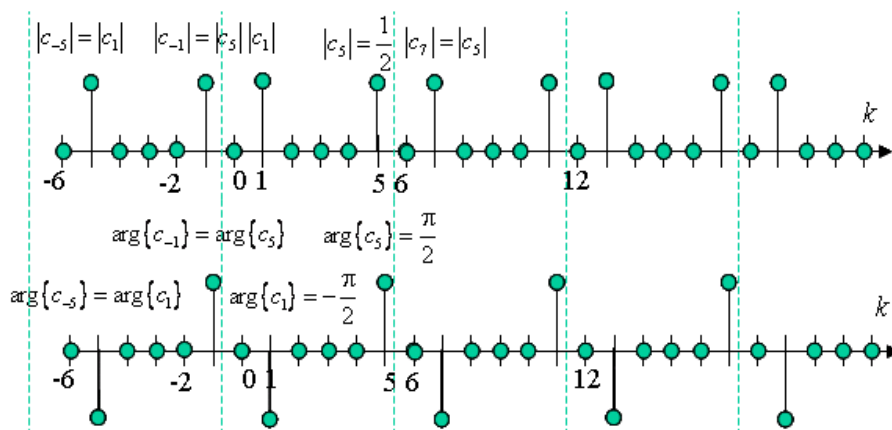
sau, pe baza periodicității exponențialei complexe:

$$x[n] = \frac{1}{2j} e^{j \frac{2\pi}{N} n} - \frac{1}{2j} e^{j \frac{2\pi}{N} (N-1)n}.$$

Prin identificare cu formula de descompunere în serie Fourier a semnalelor periodice în timp discret:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} c_k e^{jk \frac{2\pi}{N} n},$$

se obțin valorile celor doi coeficienți Fourier nenuli: $c_1 = \frac{1}{2j}$ și $c_{N-1} = -\frac{1}{2j}$. Pentru $N=6$, se obțin diagramele spectrale de modul și de fază din figura următoare.



9. Funcția de corelație pentru semnale discrete de energie finită

Funcția de corelație a două semnale x și y , măsoară gradul de asemănare dintre aceste două semnale. Ea se mai numește și funcție de intercorelație a semnalelor x și y și pentru semnale de energie finită se definește cu relația:

$$R_{xy}[k] = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x^*[n]y[n+k].$$

Spectrul său se numește densitate interspectrală de energie a celor două semnale și poate fi calculat cu relația:

$$S_{XY}(\Omega) = X^*(\Omega)Y(\Omega).$$

În cazul în care cele două semnale sunt identice, $x=y$, vorbim despre autocorelație și despre densitate spectrală de putere. În continuare se prezintă câteva proprietăți ale funcției de autocorelație.

Proprietatea 1. Teorema Wiener-Hincin

Autocorelația unui semnal este pereche Fourier cu densitatea sa spectrală de putere:

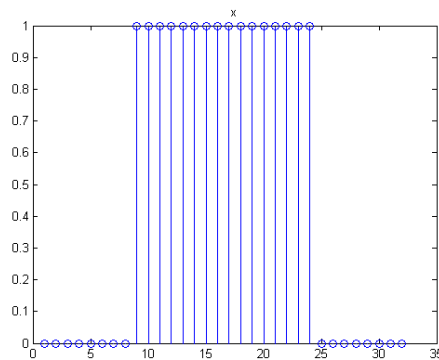
$$R_x[k] \leftrightarrow |X(\Omega)|^2 = S_x(\Omega).$$

Proprietatea 2. Funcția de autocorelație are un maxim în origine. Această valoare este egală cu energia semnalului.

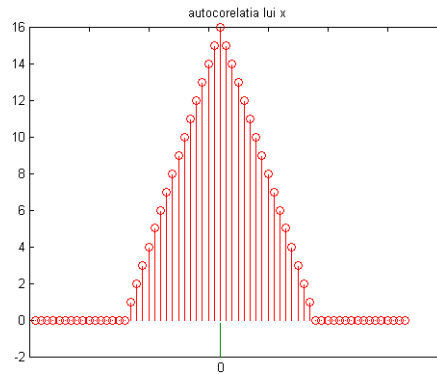
$$W_x = R_x[0] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |X(\Omega)|^2 d\Omega.$$

Proprietatea 3. Funcția de corelație este pară.

Se consideră semnalul din figura de mai jos.



Autocorelația sa este reprezentată grafic în figura următoare.



Analizând ultima figură se constată că s-a obținut o funcție pară cu maximul în origine de valoare egală cu energia semnalului din figura anterioară.

10. Relația între densitățile spectrale de putere și de energie ale semnalelor ce trec prin sisteme discrete, liniare și invariante în timp

Sistemul cu răspunsul la impuls $h[n]$ răspunde la semnalul de intrare $x[n]$ cu semnalul $y[n]$. Legătura dintre aceste semnale este dată de ecuația $y[n] = x[n] * h[n]$. Luând în ambii membri transformata Fourier în timp discret, se obține:

$Y(\Omega) = X(\Omega)H(\Omega)$ sau $|Y(\Omega)|^2 = |X(\Omega)|^2 |H(\Omega)|^2$ adică $S_y(\Omega) = |H(\Omega)|^2 S_x(\Omega)$. Dacă semnalul $x[n]$ este de energie finită, atunci funcțiile $S_x(\Omega)$ și $S_y(\Omega)$ reprezintă densități spectrale de energie iar dacă semnalul $x[n]$ este de putere medie finită atunci funcțiile $S_x(\Omega)$ și $S_y(\Omega)$ reprezintă densități spectrale de putere.

Dacă semnalul de intrare în sistem este un zgomot alb atunci $S_x(\Omega) = N_0$, o valoare constantă, iar densitatea spectrală de putere a semnalului de la ieșire devine egală cu pătratul modulusului răspunsului în frecvență al sistemului. În consecință, cu ajutorul unui zgomot alb, se poate identifica pătratul modulusului răspunsului în frecvență al unui sistem liniar și invariant în timp discret. Aceasta este o metodă de identificare a răspunsului în frecvență al unui sistem liniar și invariant în timp discret echivalentă cu metoda armonică.

Zona Tematica 5