

EA+TST-Discipline cu caracter general

CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE - TEORIE

1. Formulați metoda constantelor de timp de scurtcircuit (CTS) pentru calculul frecvenței f_j .

Răspuns: CAP. 2. Analiza în domeniile frecvență și timp, slides 36 - 37.

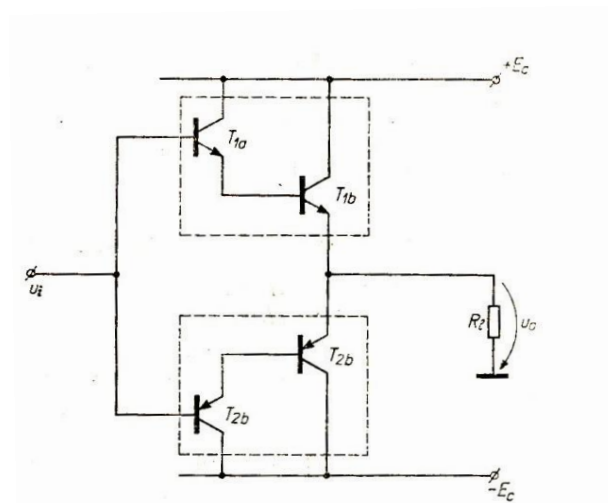
- Determinarea frecvenței limită inferioară pe baza funcției de transfer $A_U(j\omega)$ poate fi, în situațiile în care circuitul electronic este complex, dificilă
- Se preferă adesea folosirea unei metode aproximative dar mai rapide, denumită **metoda constantelor de timp de scurtcircuit**, ce permite determinarea f_j .
- Ea constă în asocierea, pentru fiecare condensator cu efect la joasă frecvență, unei constante de timp $\tau_k = R_{sk}C_k$ în care R_{sk} reprezintă rezistența echivalentă la bornele capacității C_k în condițiile în care circuitul este pasivizat și restul condensatoarelor sunt scurtcircuitate
- În aceste condiții:

$$\omega_j = \sum_{k=1}^n \frac{1}{\tau_k}$$
$$\Rightarrow f_j = \sum_{k=1}^n \frac{1}{2\pi\tau_k} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{2\pi R_{sk} C_k} = \sum_{k=1}^n f_k$$

în care n reprezintă numărul total de condensatoare cu efect la joasă frecvență.

2. Calculați factorul de amplificare în curent β pentru ansamblul format din T1a și T1b.

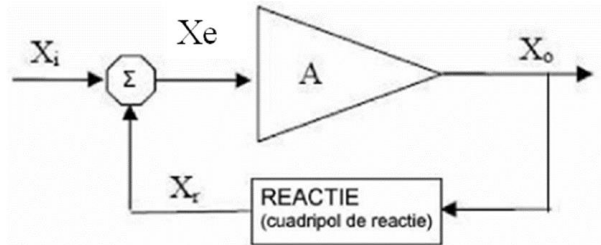
Răspuns: CAP. 3. Amplificatoare de putere, slide 21.



$$\beta_{ech} = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{\beta_2 \cdot I_{B2}}{I_{B1}} = \frac{\beta_2 \cdot I_{E1}}{I_{B1}} \cong \frac{\beta_2 \cdot I_{C1}}{I_{B1}} = \beta_1 \cdot \beta_2$$

3. 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.

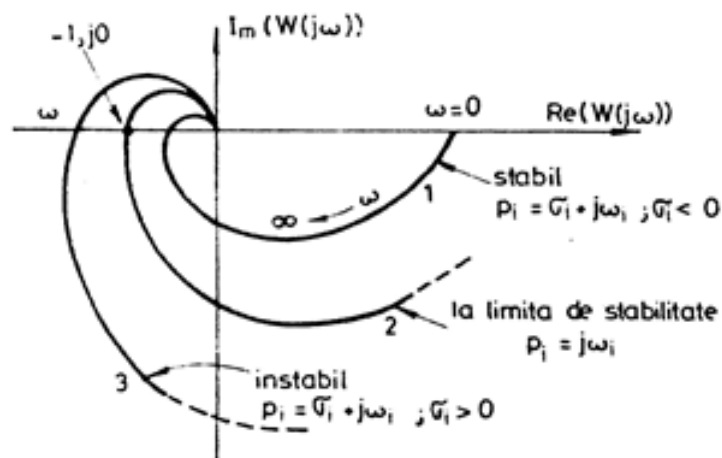


$$A_r = \frac{X_o}{X_i} = \frac{A \cdot X_e}{X_i} = \frac{A \cdot (X_i + X_r)}{X_i} = \frac{A \cdot (X_i + \beta \cdot X_o)}{X_i} = A + \beta \cdot A_r \Rightarrow A_r = \frac{A}{1 - \beta \cdot A}$$

4. 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 $\omega \in (-\infty, \infty)$.

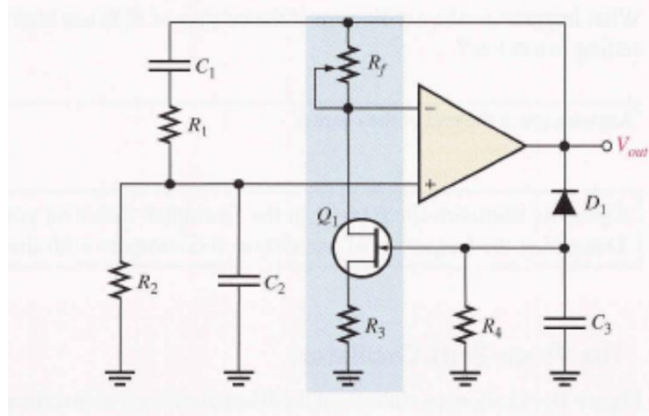


- Fie f^* frecvența pentru care $\arg(W(j\omega)) = \pi$ și f_c frecvența pentru care $|W(j\omega)| = 1$.
- O reformulare echivalentă a criteriului Nyquist este următoarea: dacă $f_c < f^*$ amplificatorul este stabil.
- Pentru a putea caracteriza cantitativ stabilitatea unui sistem, se definesc mărimile: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

5. 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 ($R_{DS} = f(u_{GS})$).



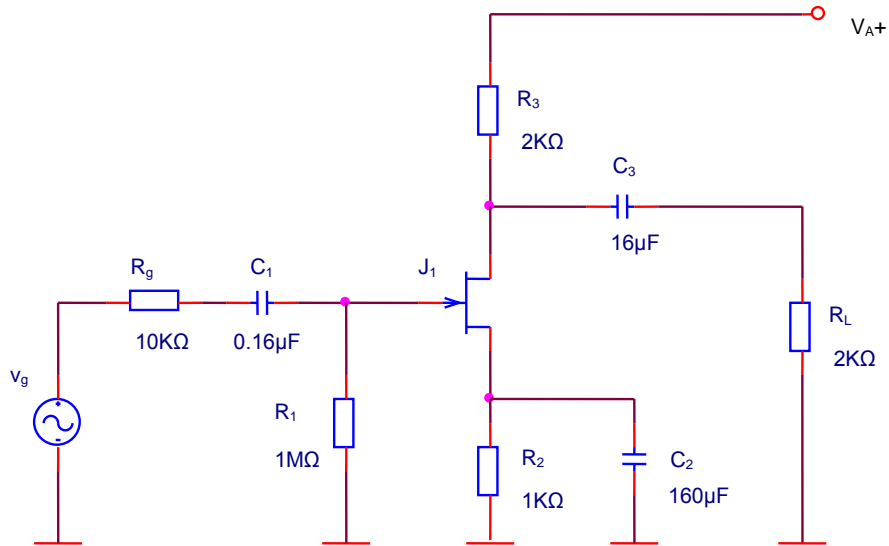
R1, C1, R2, C2 – cuadripolul de reacție pozitivă, rețeaua Wien, determină frecvența oscilațiilor
 Rf – parte a cuadripolului de reacție negativă, determină amplitudinea oscilațiilor
 D1 – dioda conduce doar în alternanța negativă, deoarece Q1 are nevoie de tensiune u_{gs} negativă
 C3 – se încarcă spre 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

CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE - PROBLEME

1. Se consideră circuitul amplificator din figur de mai jos, pentru care se cunosc parametrii TEC-J: $g_m = 5\text{mA/V}$, $r_{ds} = \infty$, $C_{gd} = 5\text{pF}$, $C_{gs} = 10\text{pF}$, $C_{ds} = 10\text{pF}$.

Să se determine frecvența de trecere la înalte:

- a) Folosind teorema lui Miller;
- b) Folosind metoda constantelor de gol.



Bibliografie: Seminar 2, pag. 6
https://intranet.etc.upt.ro/~CEF_A/

Rezolvare:

Se desenează schema echivalentă la frecvențe înalte și semnal mic (fig. 9).

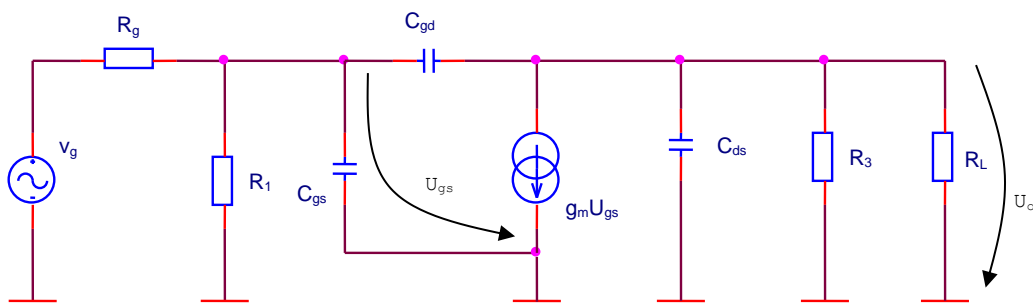


Fig. 9. Schema echivalentă la frecvențe înalte și semnal mic pentru circuitul din fig. 8.

a) Folosind teorema lui Miller se elimină capacitatea C_{gd} rezultând schema echivalentă din fig. 10.

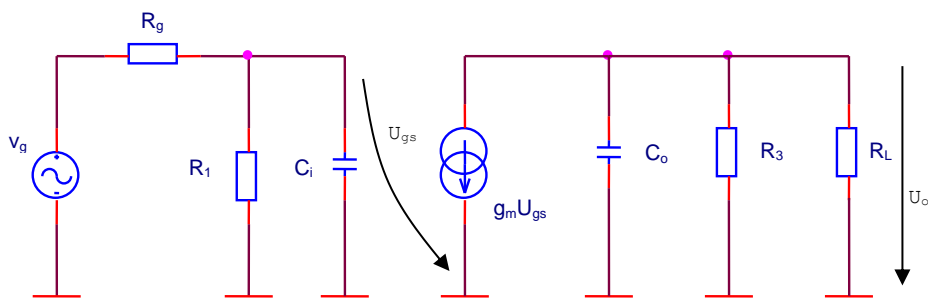


Fig. 10. Schema echivalentă după aplicarea teoremei lui Miller.

$$K = \frac{U_o}{U_i} \text{ și } U_o = -g_m U_{gs} (R_3 \parallel R_L), U_i = U_{gs} \Rightarrow K = A_{U0} = -g_m R_3 \parallel R_L = -5$$

(21)

$$C_{iM} = C_{gd}(1-K) = 30 \text{ pF}, C_{oM} = C_{gd} \left(1 - \frac{1}{K}\right) = 6 \text{ pF}$$

(22)

$$C_i = C_{gs} \parallel C_{iM} = C_{gs} + C_{iM} = 40 \text{ pF}, C_o = C_{ds} \parallel C_{oM} = C_{ds} + C_{oM} = 16 \text{ pF}$$

(23)

Frecvențele introduse de aceste capacități sunt:

$$f_{P1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_i \cdot R_{P1}}, R_{P1} = R_g \parallel R_1 \cong R_g \cong 10 \text{ K}\Omega \Rightarrow f_{P1} = 400 \text{ KHz}$$

(24)

$$f_{P2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_o \cdot R_{P2}}, R_{P2} = R_3 \parallel R_L = 1 \text{ K}\Omega \Rightarrow f_{P2} = 10 \text{ MHz}$$

(25)

Funcția de transfer la înaltă frecvență va fi atunci:

$$A_U(j\omega) = -5 \cdot \frac{1}{\left(1 + j \frac{f}{0.4 \cdot 10^6}\right) \cdot \left(1 + j \frac{f}{10 \cdot 10^6}\right)}$$

(26)

Relația de mai sus este aproximativă deoarece condensatorul C_{gd} introduce și o frecvență de zero.

Frecvența de trecere la înalte se poate aproxima prin $f_{P1} = 400 \text{ KHz}$ sau se poate calcula pe baza definiției:

$$\left|A_U(j\omega)\right|_{f=f_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{U0} \Rightarrow f_i = 393,7 \text{ KHz}$$

(27)

b) Metoda se aplică, relativ la schema echivalentă la frecvențe înalte, prezentată fig. 9. Se analizează pe rând efectul fiecărei capacități:

b1) Analiza efectului capacității C_{gs} .

Schema echivalentă obținută prin aplicarea metodei constantelor de gol este cea din fig. 11.

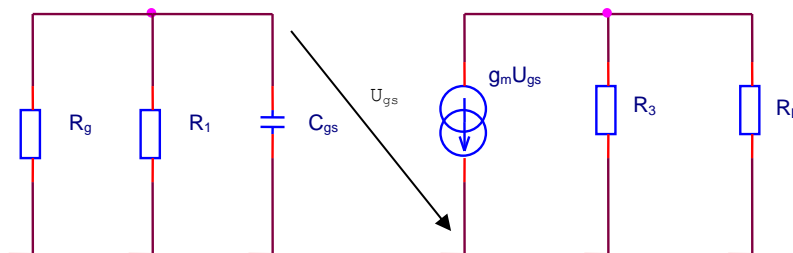


Fig. 11. Schema echivalentă, cazul C_{gs} .

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{gs} \cdot R_{p1}}, R_{p1} = R_1 \parallel R_g \cong R_g \cong 10K \Rightarrow f_{p1} = 1,6MHz$$

(28)

b2) Analiza efectului capacității C_{gd} .

Schema echivalentă obținută prin aplicarea metodei constantelor de gol este prezentată în fig. 12.

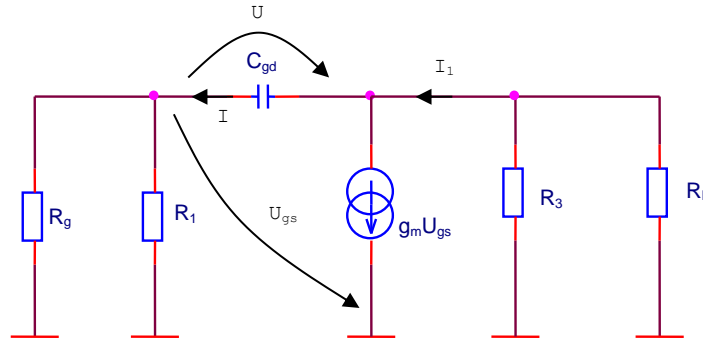


Fig. 12. Schema echivalentă, cazul C_{gd} .

$$f_{p2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{gd} \cdot R_{p2}}, R_{p2} = \left| \frac{U}{I} \right|$$

(29)

Aplicând teoremele lui Kirchhoff se pot scrie următoarele relații:

$$-i \cdot R_g \parallel R_1 + u_{gs} = 0 \Rightarrow u_{gs} = i \cdot R_g \parallel R_1$$

(30)

$$I_1 = g_m \cdot u_{gs} + I = I(1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1)$$

(31)

$$U - I \cdot R_g \parallel R_1 - I_1 \cdot R_3 \parallel R_L = 0 \Rightarrow U = I \cdot R_g \parallel R_1 + I \cdot (1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1) \cdot R_3 \parallel R_L$$

(32)

$$R_{p2} = \frac{U}{I} = R_g \parallel R_1 + (1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1) \cdot R_3 \parallel R_L = 61K\Omega. \Rightarrow f_{p2} = 524,6KHz$$

(33)

b3) Analiza efectului capacității C_{ds}

Schema echivalentă obținută prin aplicarea metodei constantelor de gol este cea din fig. 13.

$$f_{p3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{ds} \cdot R_{p3}}, R_{p3} = R_3 \parallel R_L = 1K \Rightarrow f_{p3} = 16MHz$$

(34)

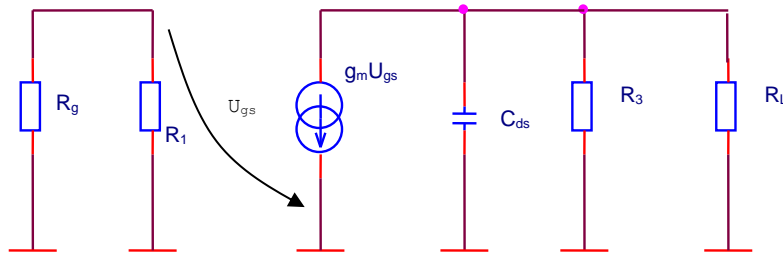


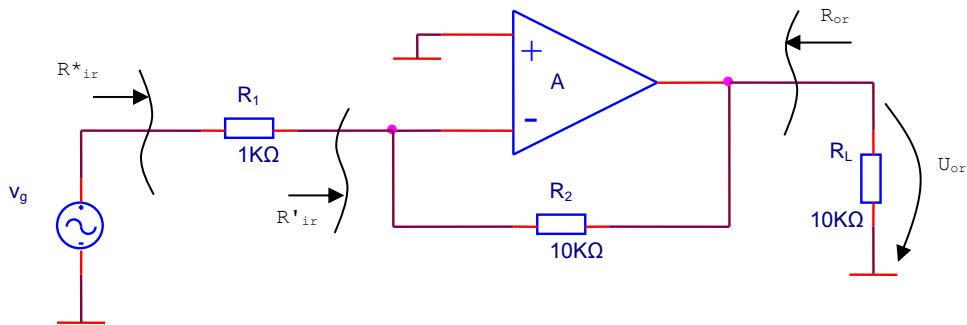
Fig. 13. Schema echivalentă, cazul C_{ds} .

Efectul cumulat al celor trei capacități se determină astfel:

$$\frac{1}{f_i} = \frac{1}{f_{i1}} + \frac{1}{f_{i2}} + \frac{1}{f_{i3}} \Rightarrow f_i \cong 385,2 \text{ KHz.}$$

2. Amplificatorul A , din figura de mai jos este considerat după o schemă de cuadripol având $R_i = 1 \text{ K}\Omega$, amplificarea de tensiune $A_u = 100$ și $R_o = 0,1 \text{ K}\Omega$ și variația relativă a amplificării de tensiune este $\frac{\Delta A_u}{A_u} = 20\%$. Să se calculeze la frecvențe medii

mărimile: $A_{U_{gr}} = \frac{u_o}{v_g}, R_{ir}^*, R_{or}, \frac{\Delta A_{U_{gr}}}{A_{U_{gr}}}$.



Bibliografie: Seminar 4, pag. 2
https://intranet.etc.upt.ro/~CEF_A/

Rezolvare:

- Se identifică cuadripolul de reacție pe baza faptului că acesta aduce o fracțiune din tensiunea de la ieșirea amplificatorului înapoi la intrare. Acest lucru este realizat de R_2 .

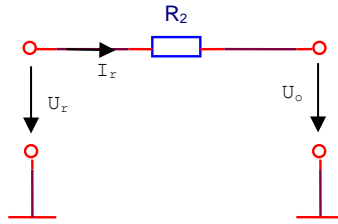


Fig. 2. Cuadripolul de reacție.

- Se redesenează schema amplificatorului ținând cont de influența pasivă a cuadripolului de reacție.

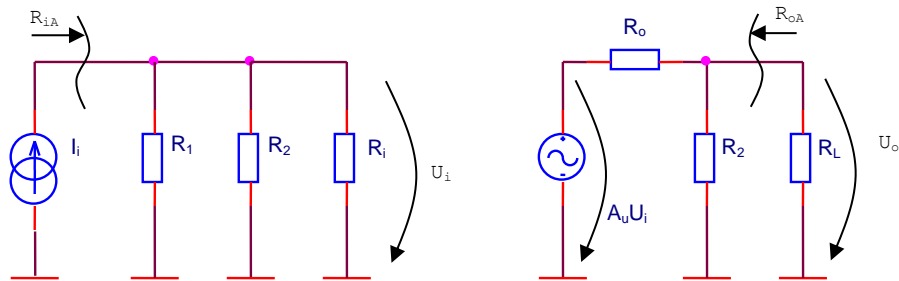


Fig. 3. Schema echivalentă, cu influența cuadripolului de reacție inclusă, pentru circuitul din fig. 1.

Pentru această schemă fără reacție se calculează mărimile de interes:

$$R_{iA} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_i = 0,47 \text{ K}\Omega$$

$$R_{oA} = R_2 \parallel R_o \cong 100 \Omega$$

$$Z_T = \frac{U_o}{I_i} = \frac{A_u U_i \frac{R_L \parallel R_2}{R_o + R_L \parallel R_2}}{-\frac{U_i}{R_1 \parallel R_2 \parallel R_i}} = -A_u \frac{R_L \parallel R_2}{R_o + R_L \parallel R_2} \cong -46,7 \text{ K}\Omega$$

$$\beta = \left. \frac{I_r}{U_o} \right|_{U_r=0} = \frac{I_r}{-I_r R_2} = -\frac{1}{R_2} = -0,1 (\text{K}\Omega)^{-1}$$

- Se obțin parametrii amplificatorului cu reacție:

$$Z_{Tr} = \frac{Z_T}{1 + \beta Z_T} \cong -8,24k\Omega, R_{ir} = \frac{R_{iA}}{1 + \beta Z_T} \cong 84\Omega, R_{or} = \frac{R_{oA}}{1 + \beta Z_T} \cong 17,6\Omega$$

$$R_{ir}^* = R_1 + R_{ir}';$$

$$R_{ir} = R_1 \parallel R_{ir}' \cong R_{ir}' \Rightarrow R_{ir}^* = R_1 + R_{ir}' \cong R_1$$

$$A_{Ugr} = \frac{U_o}{I_g} \cdot \frac{I_g}{v_g} = Z_{ir} \cdot \frac{1}{R_1} = -8,24$$

$$\frac{\Delta A_{Ugr}}{A_{Ugr}} = \frac{1}{1 + \beta Z_T} \cdot \frac{\Delta A_U}{A_U} = 3,5\%$$

CIRCUITE INTEGRATE DIGITALE

1. Circuitul basculant bistabil de tip D care comută pe frontul crescător al impulsului de tact: reprezentarea simbolică, tabelul 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 1).

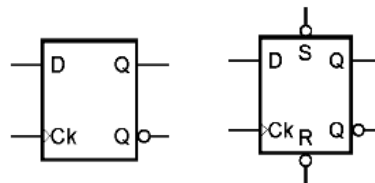


Figura 1. Bistabilul D care comută pe frontul crescător al tactului.

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

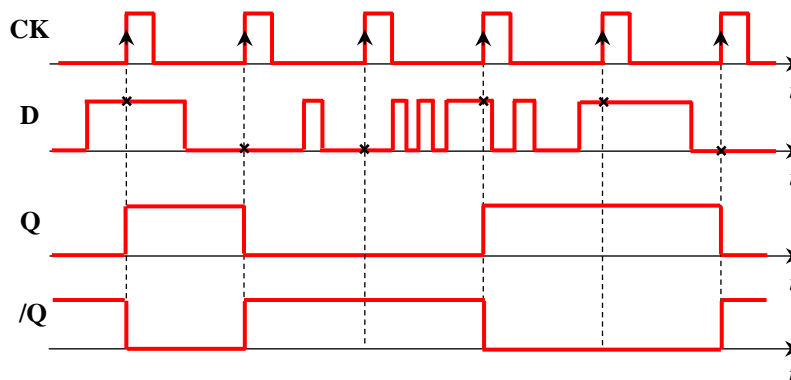
D	Q
0	0
1	1

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

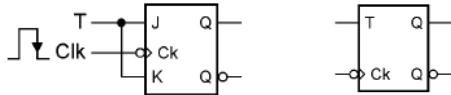
/S	/R	Q	/Q
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1		
0	0	1	1

Funcționare sincronă conform tabelului 1
Stare interzisă



2. Circuitul basculant bistabil de tip T care comută pe frontul descrescător al impulsului de tact: reprezentarea simbolică, tabelul 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 $J = K = „1”$).

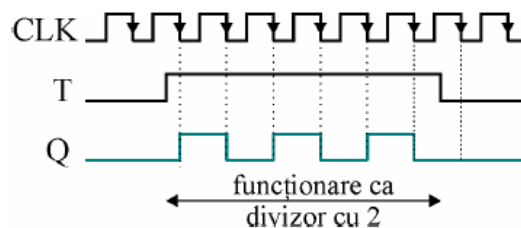


Tabelul de funcționare:

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

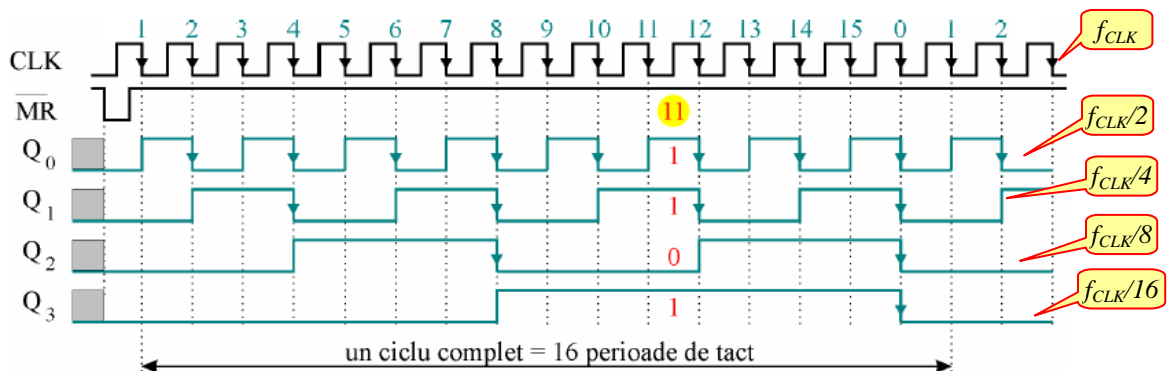
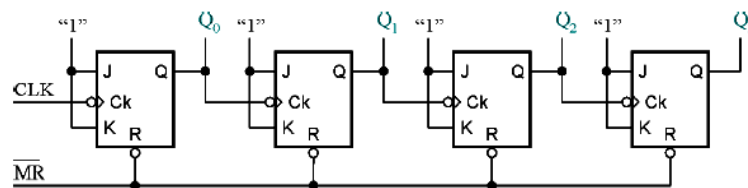
Obs:

Dacă T este permanent „1”, $Q_{n+1} = \overline{Q_n}$, bistabilul basculează la fiecare impuls de tact.



3. 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.

4. 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:
 $T_2 = Q_0 \cdot Q_1 = Q_1 \cdot T_1$.

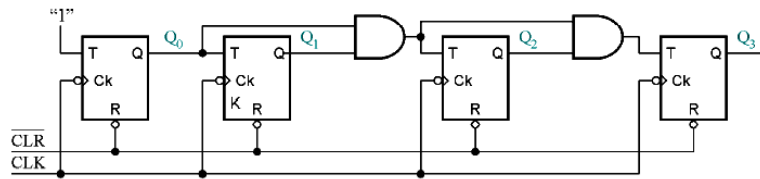
- bistabilul Q_3 basculează numai dacă înaintea aplicării impulsului de tact Q_0, Q_1 și Q_2 sunt pe „1” deci $T_3 = Q_0 \cdot Q_1 \cdot Q_2 = Q_2 \cdot T_2$.
- în general se poate scrie: $T_{n-1} = Q_0 \cdot Q_1 \cdot \dots \cdot Q_{n-2} = T_{n-2} \cdot Q_{n-2}$.

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:

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

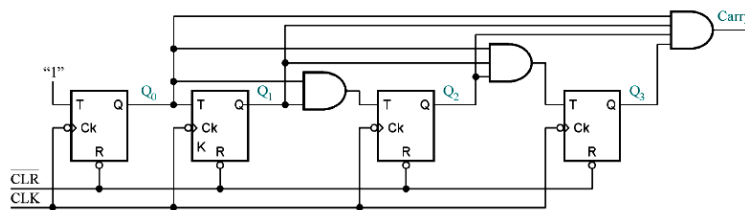
Dezavantaj: - t_p mai mare decât în cazul generării paralele a valorilor T .

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 frecvența 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).

5. Explicați, pe scurt, funcționarea unei memorii DRAM (citire, scriere, reîmprospătare)

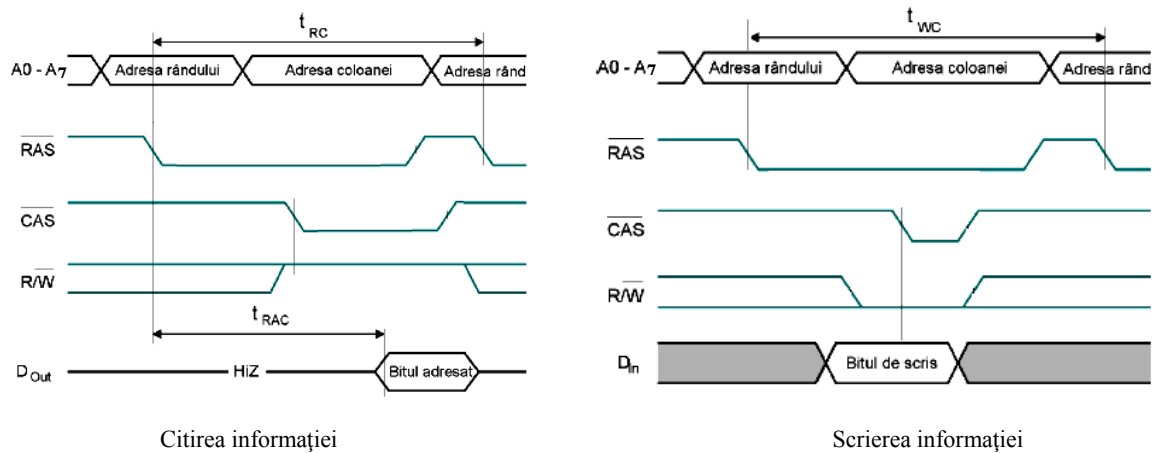
Citirea informației memorate într-o memorie DRAM

La liniile de adresă se aduce adresa de linie $A_0 \dots A_7$. După ce aceasta s-a stabilizat se activează linia /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 $A_8 \dots A_{15}$. După ce aceasta s-a stabilizat se activează semnalul /CAS. Pe frontul descrescător al /CAS se investighează linia /WE. Aceasta trebuie să fie pe „1” deoarece se execută o operație de citire. Tot pe frontul descrescător al semnalului /CAS se memorează adresa coloanei $A_8 \dots A_{15}$ 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 reînscris în matricea de memorare) apoi se dezactivează și \overline{CAS} -ul și linia D_{out} trece pe Z.



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 $A_8 \dots A_{15}$ 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 reînscris în matricea de memorare) apoi se dezactivează și \overline{CAS} -ul.

Reîmprospătarea informației memorate

Se folosește un numărator pe 8 biți, cu funcționare continuă care generează adresele celor 256 de linii. Pe frontal descrescător al semnalului \overline{RAS} se selectează o linie ce corespunde adresei. Conținutul fiecărei celule ale acestei linii se înscris în registrul de linii. Pe frontal crescător al semnalului \overline{RAS} se reînscris informația din registrul de linii, regenerată în celulele corespunzătoare.

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

6. Să se proiecteze un numărator asincron modulo 51. Acesta va fi prevăzut cu un circuit de reacție care va permite ștergerea număratorului după aplicarea a p impulsuri de tact. Se vor reprezenta grafic formele de undă ale semnalelor CLK , X_1 , X_2 pentru impulsurile de tact 50 – 53.

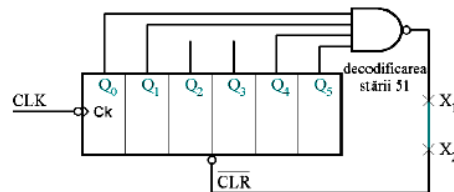
Numărul de bistabile necesare n este: $2^{n-1} < 51 < 2^n$. Relația este îndeplinită pentru $n=6$ ($32 < 51 < 64$).

Funcționarea număratorului cu $p=51$ implică resetarea sa după aplicarea celui de al 51-lea impuls de tact. Acest lucru este posibil prin **identificarea stării 51** cu ajutorul unui circuit (o poartă ȘI/ȘI-NU) și **ștergerea număratorului** prin activarea liniei \overline{CLR} .

Tabelul de funcționare al numărătorului este:

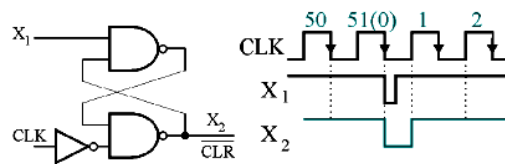
Nr. impuls tact	Q_5	Q_4	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1
...						
50	1	1	0	0	1	0
51 (0)	1 → 0	1 → 0	0	0	1 → 0	1 → 0

Determinarea acestei stări se face cu o poartă ȘI-NU cu 4 intrări conectate la ieșirile Q_5 , Q_4 , Q_1 , Q_0 care sunt simultan pe „1” doar când apare stare 51. În acel moment se activează intrarea /CLR (ieșirea porții ȘI-NU este „0” doar în această stare) care șterge numărătorul transformând starea 51 în starea 0. În acest fel numărul stărilor distincte ale numărătorului este redus la 51.



Schema prezentată nu prezintă o funcționare sigură datorită dispersiei timpilor de propagare t_{CLR-Q} . Bistabilul cu timpul de propagare cel mai scurt se șterge primul și ieșirea sa Q (care este una din intrările porții ȘI-NU) trece pe „0”. Astfel, ieșirea porții trece pe „1” și întrerupe procesul de resetare integrală a numărătorului (celelalte bistabile nu se mai șterg).

Pentru înlăturarea acestui dezavantaj este necesar un circuit de memorare a semnalului de ștergere (/CLR) pe o durată care să fie mai mică decât perioada impulsului de tact, dar suficient de mare pentru ștergerea sigură a tuturor bistabilelor. Acest circuit – un bistabil /S/R se intercalează între X_1 și X_2 .



7. Folosind memorii SRAM 6264 (de tip 8k x 8 biți) și un număr minim de circuite logice, să se obțină o memorie de 32k x 8 biți.

a). Numărul necesar de circuite 6264 este:

$$N = \frac{32k \times 8 \text{ biți}}{8k \times 8 \text{ biți}} = 4.$$

b). Memoria de 8k are $2^3 \cdot 2^{10} = 2^{13}$ locații de memorie care pot fi accesate utilizând 13 linii de adresă (A_0, \dots, A_{12}).

Memoria de 32k are $2^5 \cdot 2^{10} = 2^{15}$ locații de memorie, adică 15 linii de adresă.

Adresele suplimentare, A_{14} și A_{13} , decodificate cu ajutorul unui decodificator 2/4 (figura 6), se folosesc pentru validarea celor patru memorii conform tabelului 3.

Tabelul 3. Tabelul de validare a memoriei SRAM de 32k x 8 biți.

A_{14}	A_{13}	$A_{12}-A_0$	Memoria validată	Condiția de validare			
				\overline{CE}_0	\overline{CE}_1	\overline{CE}_2	\overline{CE}_3
0	0	X.....X	0	0	1	1	1
0	1	X.....X	1	1	0	1	1
1	0	X.....X	2	1	1	0	1
1	1	X.....X	3	1	1	1	0

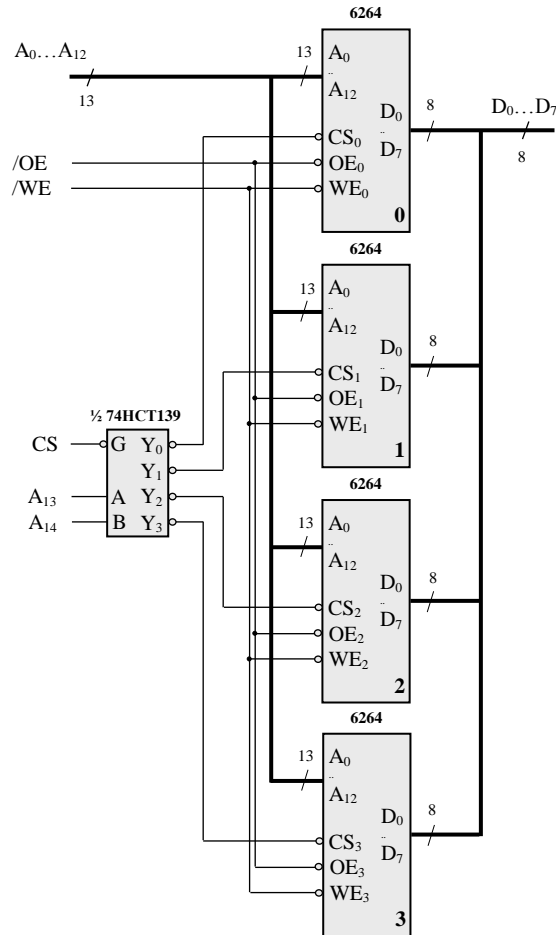


Figura 6. Memorie SRAM de capacitate 32k x 8 biți.

1. Prezentăți sursa de curent Widlar. (§1.1, pag. 23)

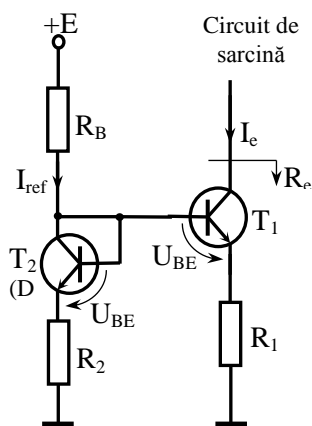


Fig. 1.1. Sursa de curent de “standard”.

Sursa de curent Widlar este obținută din sursa de curent standard (fig. 1.1), pentru care $R_2=0$. Sursa de curent Widlar (fig.1.2) este utilizată pentru obținerea unor curenți mici (cele două tranzistoare funcționează cu tensiuni U_{BE} diferite, $U_{BE1} < U_{BE2}$). Realizarea unui curent I_e mic ($n \times 1 \mu A$) ar necesita altfel creșterea exagerată a rezistenței R_B (pentru reducerea lui I_{ref}) sau a rezistenței R_1 (pentru reducerea raportului I_e / I_{ref}).

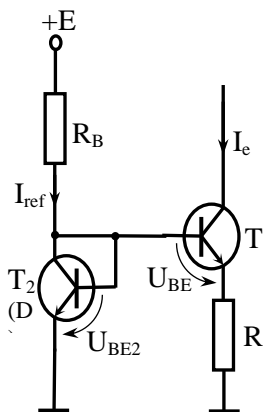


Fig. 1.2. Sursă curent Widlar.

Pentru stabilirea **relației curentului de ieșire** și a raportului I_e / I_{ref} se utilizează relația aproximativă a curentului de colector obținută din ecuația Ebers-Moll a acestuia:

$$I_C = \frac{\alpha_N I_{EB0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} (e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1) - \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} (e^{\frac{u_{CB}}{U_T}} - 1) \cong \frac{\alpha_N I_{EB0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} = I_{C0} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$$

unde u_{CB} este mare și negativă iar $u_{BE} \gg u_T$. Curentul I_{C0} este un curent de calcul ce poate fi denumit “**curent rezidual**”. El este proporțional cu curentul I_{EB0} deci cu aria joncțiunii emitoare a tranzistorului. Cu aceasta se pot scrie curenții:

$$I_e = I_{C0} e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}} \quad \text{și} \quad I_{ref} \cong I_{C0} e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}}$$

din care:

$$U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_e}{I_{C0}} ; \quad U_{BE2} \cong U_T \ln \frac{I_{ref}}{I_{C0}}$$

Pe bucla ce include intrările celor două tranzistoare se poate scrie ecuația:

$$U_{BE2} - U_{BE1} \cong I_e R_1$$

sau:

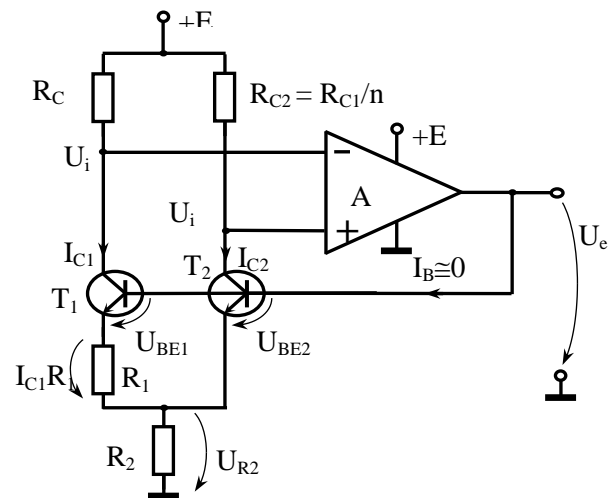
$$U_T \ln \frac{I_{ref}}{I_{C0}} - U_T \ln \frac{I_e}{I_{C0}} \cong I_e R_1 \quad \Rightarrow \quad U_T \ln \frac{I_{ref}}{I_e} \cong I_e R_1$$

din care:

$$I_e = \frac{U_T}{R_1} \ln \frac{I_{ref}}{I_e}$$

Din această ecuație, impunând pe I_{ref} și I_e se poate determina valoarea R_1 necesară. Rezultă rezistențe R_B și R_1 de valori normale. Evident, sursa Widlar nu poate fi o oglindă de curent.

2. Explicați ce este o sursă de tensiune de referință de tip “band-gap”. Pentru circuitul prezentat în figură, determinați condiția de compensare termică. (§1.2, pag. 32, 33, 34)



Coeficientul de temperatură de $-2mV/^\circ K$ al tensiunii U_{BE} se poate compensa dacă se însumează o tensiune de tip U_{BE} cu o tensiune având un coeficient de temperatură de $+2mV/^\circ K$. Acest procedeu este utilizat pentru obținerea unei tensiuni compensate termic. Forma generală a tensiunii de la ieșirea unei surse de tip “band-gap” este următoarea:

$$U_e = U_{BG} = U_{BE} + N \cdot U_T \approx 1,2V$$

Tensiunea de la ieșirea sursei band-gap este:

$$U_e = U_{BE2} + U_{R2}$$

și trebuie să arătăm că este de forma:

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

În circuitul din figură, A este un amplificator operațional. Deoarece cele două intrări ale amplificatorului au aproximativ același potențial U_i rezultă: $U_{RC1} = U_{RC2} \Rightarrow I_{C2} = n I_{C1}$

Căderea de tensiune pe rezistența R_1 este:

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

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

Căderea de tensiune pe rezistența R_2 este:

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

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 $+2mV/^\circ K$.

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

$$\frac{dU_{R2}}{dT} = N \frac{dU_T}{dT} = N \frac{k}{q} \quad (= \text{o constantă independentă de temperatură})$$

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

Considerând o anumită situație, de exemplu aceea cu $T=300K$ și $U_T = 26 mV$, rezultă că circuitul prezentat în figură va fi o sursă de tensiune de referință de tip “band-gap” (adică tensiunea U_e este compensată termic) dacă :

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

3. Prezențați amplificator inversor cu AO. Schema, expresia amplificării și condiția de minimizare a erorilor statice. (§3.1, pag. 86)

Idealizarea caracteristicilor AO facilitează o analiză simplificată a schemelor bazate pe astfel de amplificatoare. Se consideră că AO ideal are următoarele caracteristici:

a. Amplificare infinită $A=\infty$. Rezultă :

- *proprietatea P1*: intrările AO se află la același potențial: $U_+ - U_- = U_e / A \rightarrow 0$ când $A \rightarrow \infty$ deoarece U_e este finit. Rezultă că $U_+ = U_-$.

b. Impedanta de intrare este infinită $Z_i(R_i) \rightarrow \infty$.

Rezultă:

- *proprietatea P2*: curenții de intrare sunt nuli:

$I_+ = I_- = 0$.

c. Impedanța la ieșire (fără reacție) este nulă.

d. Tensiunea de ieșire se poate modifica instantaneu \rightarrow viteza de variație (Slew Rate) infinită.

e. Rejecția totală a semnalelor de mod comun; amplifică doar diferența dintre tensiunile aplicate la intrare.

Din proprietatea P2 a AO ideal avem: $I_+ = I_- = 0$. Rezultă că $U_+ = I_+ R_2 = 0$

Din proprietatea P1 avem: $U_+ = U_-$. Rezultă în cazul dat că $U_+ = U_- = 0$

În nodul unde avem potențialul U_- (Masa virtuală) scriem TK1: $I_1 = I_2 + I_-$ sau $I_1 = I_2$ ($I_+ = I_- = 0$)

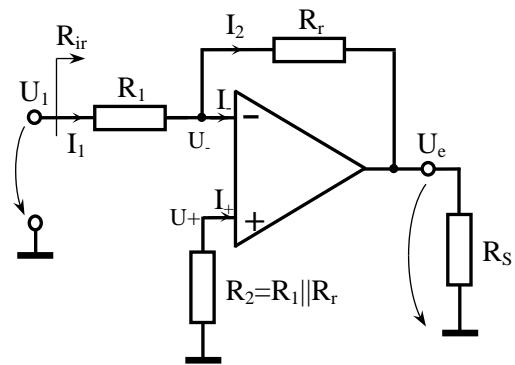
Exprimăm pe I_1 și I_2 : $I_1 = \frac{U_1 - U_-}{R_1} = \frac{U_1}{R_1}$ iar $I_2 = \frac{U_- - U_e}{R_r} = -\frac{U_e}{R_r} \rightarrow \frac{U_1}{R_1} = -\frac{U_e}{R_r}$. Rezultă că

amplificarea cu reacție ideală a acestui circuit este:

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

Pentru a evita apariția unui decalaj de tensiune la intrare datorită curenților de polarizare, condiția de erori statice minime se realizează dacă avem egalitatea rezistențelor echivalente de la cele două intrări:

$$R_2 = R_1 \parallel R_r$$



Amplificator inversor cu AO

4. Prezențați amplificator neinversor cu AO. Schema, expresia amplificării și condiția de minimizare a erorilor statice. (§3.1, pag. 86,87)

Idealizarea caracteristicilor AO facilitează o analiză simplificată a schemelor bazate pe astfel de amplificatoare. Se consideră că AO ideal are următoarele caracteristici:

a. Amplificare infinită $A = \infty$. Rezultă :

- *proprietatea P1*: intrările AO se află la același potențial: $U_+ - U_- = U_e / A \rightarrow 0$ când $A \rightarrow \infty$ deoarece U_e este finit. Rezultă că $U_+ = U_-$.

b. Impedanta de intrare este infinită $Z_i(R_i) \rightarrow \infty$. Rezultă:

- *proprietatea P2*: curenții de intrare sunt nuli:

$$I_+ = I_- = 0.$$

c. Impedanța la ieșire (fără reacție) este nulă.

d. Tensiunea de ieșire se poate modifica instantaneu \rightarrow viteza de variație (Slew Rate) infinită.

e. Rejecția totală a semnalelor de mod comun; amplifică doar diferența dintre tensiunile aplicate la intrare.

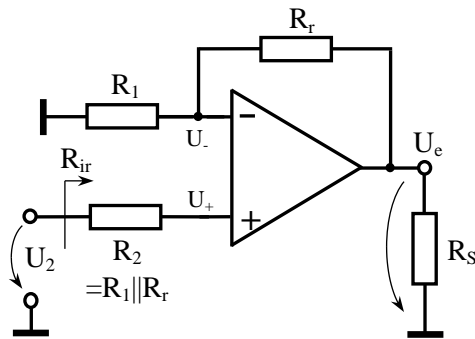


Fig. 3.2. Amplificator neinversor cu AO

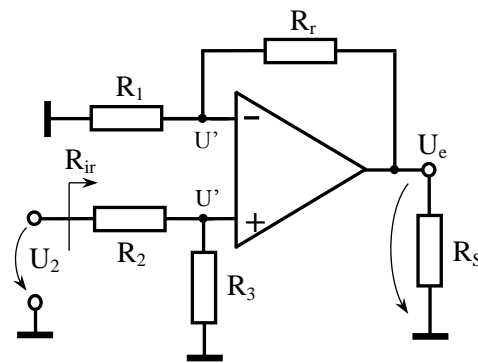


Fig. 3.3. Amplificator neinversor cu divizor

Se observă în figura 3.2. că: $U_2 = U_+$.

$U_- = U_e \frac{R_1}{R_1 + R_r}$ deoarece curentul pe intrări este nul iar R_1 și R_r alcătuiesc un divizor de

tensiune $U_- = U_+$ (conform P1 – scurt virtual) $U_2 = U_e \frac{R_1}{R_1 + R_r}$

Amplificarea în tensiune cu reacție este:

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

Pentru a evita apariția unui decalaj de tensiune la intrare datorită curenților de polarizare, condiția de erori statice minime se realizează dacă avem egalitatea rezistențelor echivalente de la cele două intrări:

$$R_2 = R_1 || R_r.$$

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 ($n \times 10K\Omega$), (fig.3.3). Pentru acest circuit se poate scrie tensiunea de ieșire:

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

și acum amplificarea lui U_2 poate fi făcută subunitară.

5. Prezențați amplificator logaritmă realizat cu un singur AO. (§3.2, pag. 91, 92)

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

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

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 logaritmă este dată în fig.3.11, iar schema se completează în practică așa cum se arată în fig.3.12.

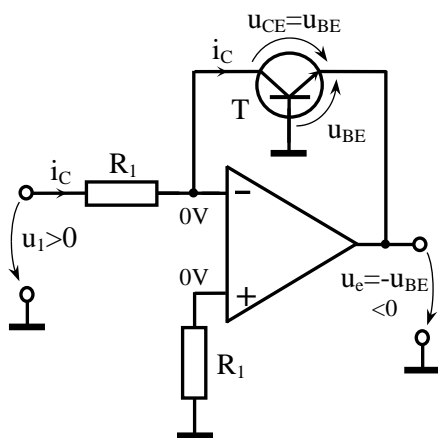


Fig. 3.11. Schema de principiu a unui amplificator logaritmă

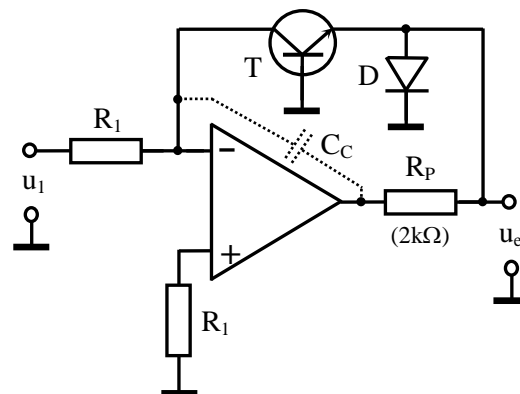


Fig. 3.12. Schemă practică pentru un amplificator logaritmă simplu

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

$$u_e = -u_{BE} = -U_T \ln \frac{i_C}{I_{Co}} = -U_T \ln \frac{u_1}{R_1 I_{Co}}$$

și se constată că u_e este proporțională cu $\ln u_1$, adică se realizează o caracteristică de transfer logaritmă. 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);

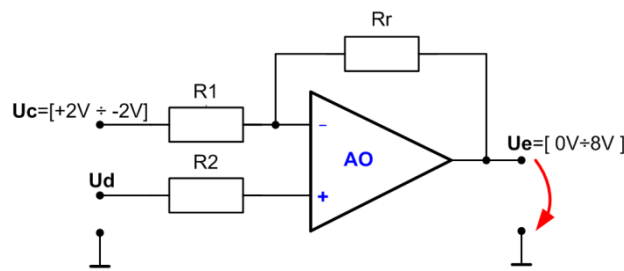
D – pentru protecția joncțiunii emitoare a tranzistorului contra unei tensiuni inverse incidentale mari (în mod normal este blocată).

Circuitul analizat mai sus prezintă însă câteva dezavantaje importante:

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

Problema 1: Să se proiecteze un convertor de domeniu de tensiune realizat cu un amplificator operațional la care tensiunea de comandă U_c se modifică între limitele $U_c = (+2\text{ V} \div -2\text{ V})$ iar la ieșire se obține o tensiune U_e care se modifică între limitele $U_e = (0\text{ V} \div +8\text{ V})$. Se consideră rezistența de reacție $R_r = 10\text{K}\Omega$ iar tensiunea de deplasare, notată cu U_d , va trebui obținută de la una dintre sursele de alimentare $\pm E = \pm 15\text{V}$ (bine stabilizate) ale amplificatorului operațional.

Rezolvare:
Schema posibilă:



Întrucât tensiunea de comandă scade între limitele $U_c = (+2\text{ V} \div -2\text{ V})$ iar tensiunea de ieșire crește între limitele $U_e = (0\text{ V} \div +8\text{ V})$ rezultă că vom utiliza un AO inversor. Schema inițială posibilă poate fi:

Determinăm $U_e \text{ max}$ și $U_e \text{ min}$:

$$U_{e \text{ max}} = -U_{c \text{ min}} \frac{R_r}{R_1} + U_d \left(1 + \frac{R_r}{R_1}\right)$$

$$U_{e \text{ min}} = -U_{c \text{ max}} \frac{R_r}{R_1} + U_d \left(1 + \frac{R_r}{R_1}\right)$$

Se determină raportul variației tensiunilor de ieșire și de comandă, $\frac{\Delta U_e}{\Delta U_c}$:

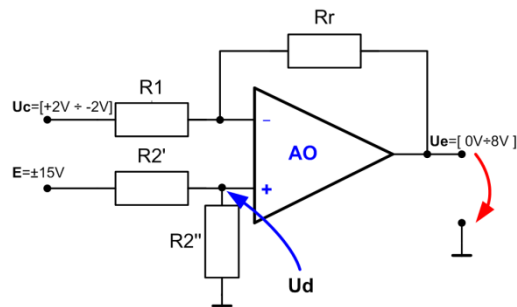
$$\frac{\Delta U_e}{\Delta U_c} = \frac{U_{e \text{ max}} - U_{e \text{ min}}}{U_{c \text{ max}} - U_{c \text{ min}}} = \frac{R_r}{R_1} = 2 \quad \text{rezultă } R_1 = \frac{R_r}{2} = 5\text{K}\Omega$$

Se determină tensiunea de deplasare U_d (de exemplu din relația corespunzătoare tensiunii $U_{e \text{ max}}$):

$$8 = -(-2) \frac{10 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3} + U_d \left(1 + \frac{10 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3}\right); \quad \text{rezultă } U_d = \frac{4}{3}\text{ V}$$

Tensiunea U_d se obține folosind un divizor rezistiv de la tensiunea de valoare $E = +15\text{V}$.

Rezultă schema:



Pentru determinarea valorilor celor 2 rezistențe ale divizorului rezistiv se scriu două relații: expresia tensiunii U_d corespunzătoare și condiția de erori minime (CEM):

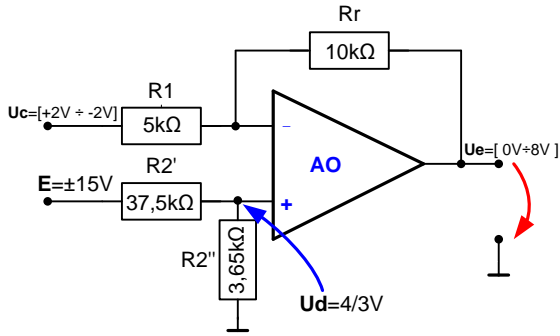
$$U_d = E \frac{R_2''}{R_2' + R_2''} \quad \text{respectiv} \quad R_1 || R_r = R_2' || R_2''$$

$$\text{adică } \frac{4}{3} = 15 \frac{R_2''}{R_2' + R_2''} \quad \text{respectiv} \quad 5\text{K}\Omega || 10\text{K}\Omega = R_2' || R_2''$$

$R_2' || R_2''$

$$\text{Rezultă } R_2' = \frac{150}{4} = 37,5\text{K}\Omega; \quad R_2'' = \frac{150}{41} = 3,65\text{k}\Omega$$

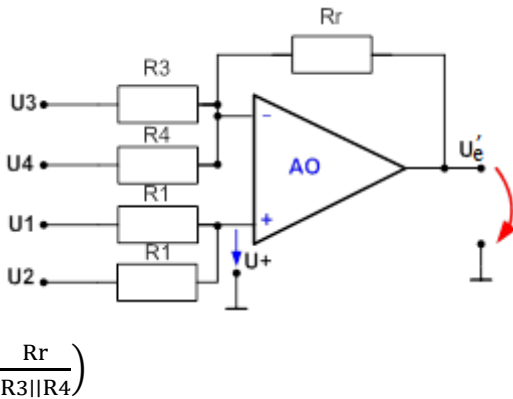
Schema finală cu valorile rezistențelor este următoarea:



Problema 2. Să se proiecteze un amplificator (cu un singur AO) a cărui tensiune de ieșire să corespundă relației: $U_e = 3 U_1 + 3 U_2 - 2 U_3 - 0,5 U_4$. Se consideră $R_r = 10 \text{ k}\Omega$.

Rezolvare:

Schema posibilă poate fi:



Întrucât tensiunile de intrare U_1 și U_2 sunt pozitive și au același coeficient (egal cu 3), acestea se vor conecta la intrarea neinversoare (+) prin rezistențe egale, R_1 . Rezultă:

$$U_+ = \frac{1}{2} \cdot (U_1 + U_2)$$

Expresia tensiunii de ieșire U_e va fi:

$$U_e' = -U_3 \frac{R_r}{R_3} - U_4 \frac{R_r}{R_4} + \frac{1}{2} (U_1 + U_2) \left(1 + \frac{R_r}{R_3 || R_4} \right)$$

Se identifică coeficienții pentru tensiunea de ieșire U_e din schema posibilă cu cei din expresia tensiunii de ieșire U_e din enunțul problemei:

$$\frac{R_r}{R_3} = 2, \text{ rezultând } R_3 = \frac{10\text{k}\Omega}{2} = 5\text{k}\Omega, \text{ respectiv}$$

$$\frac{R_r}{R_4} = \frac{1}{2}, \text{ rezultând } R_4 = 10\text{k}\Omega \cdot 2 = 20\text{k}\Omega$$

Verificăm dacă valorile obținute pentru rezistențele R_3 și R_4 sunt potrivite pentru obținerea valorii corecte a coeficienților tensiunilor aplicate pe intrarea neinversoare:

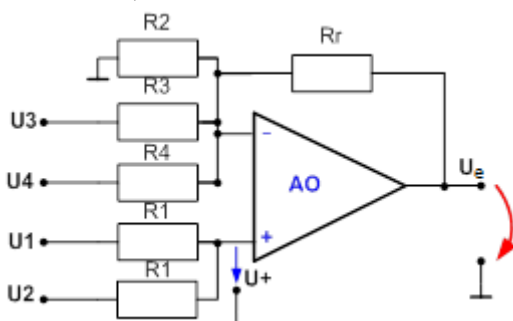
$$\frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_r}{R_3 || R_4} \right) ? 3$$

Calculăm $R_3 || R_4 = \frac{5 \cdot 20}{5 + 20} = \frac{100}{25} = 4\text{k}\Omega$; verificăm coeficienții pentru U_1 și U_2 :

$$\frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_r}{R_3 || R_4} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{10}{4} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{5}{2} \right) = \frac{1}{2} \cdot \frac{7}{2} = \frac{7}{4} < 3$$

Rezultă că trebuie mărit coeficientul $\frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_r}{R_3 || R_4} \right)$ până la valoarea 3 a coeficientului din enunț.

Pentru aceasta vom modifica schema inițială și vom introduce o rezistență R_2 la intrarea inversoare, conform schemei următoare:



Se rescrie expresia tensiunii de ieșire U_e care va include și rezistența R_2 adăugată:

$$U_e = -U_3 \frac{R_r}{R_3} - U_4 \frac{R_r}{R_4} + \frac{1}{2} (U_1 + U_2) \left(1 + \frac{R_r}{R_2 || R_3 || R_4} \right)$$

1. Vom calcula acum valoarea rezistenței R2 prin identificarea coeficienților:

$$\frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_r}{R_2 \parallel R_3 \parallel R_4} \right) = 3 ,$$

$$\frac{R_r}{R_2 \parallel R_3 \parallel R_4} = \frac{10\text{k}\Omega}{R_2 \parallel 4\text{k}\Omega} = 5\text{k}\Omega , \text{ rezultă că } R_2 = 4\text{k}\Omega$$

2. Se determină valoarea rezistenței R1 folosindu-ne de relația de îndeplinire a condiției de erori minime (CEM):

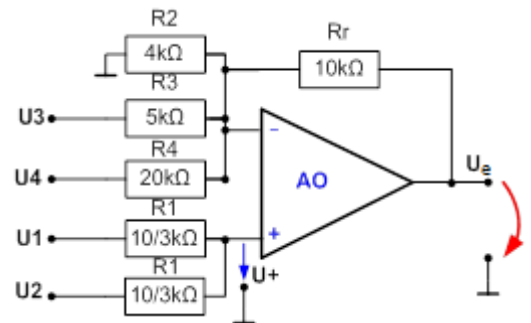
$$R_- = R_+ \Rightarrow R_r \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4 = R_1 \parallel R_1 \Rightarrow$$

$$\frac{R_1}{2} = R_r \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_4 \Rightarrow$$

$$\frac{R_1}{2} = 10\text{k}\Omega \parallel 4\text{k}\Omega \parallel 4\text{k}\Omega = \frac{5}{3} \text{ k}\Omega, \Rightarrow$$

$$R_1 = 2 \cdot \frac{5}{3} = \frac{10}{3} \text{ k}\Omega$$

Schema finală este următoarea:



PRELUCRAREA SEMNALELOR

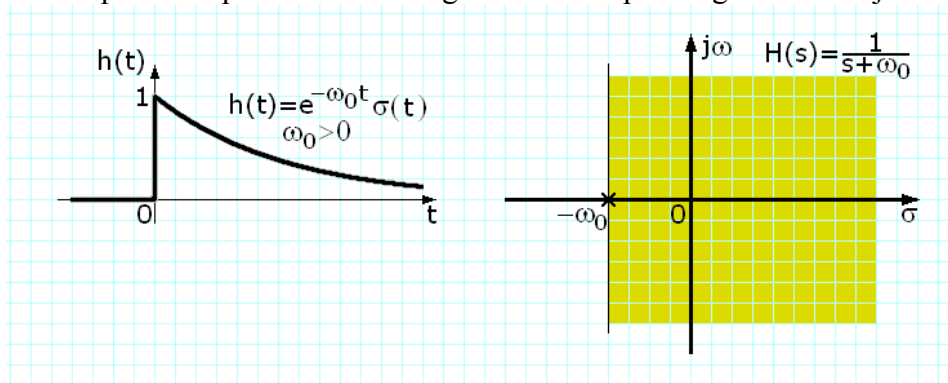
Bibliografie

[1] Corina Naforniță, Alexandru Isar, Signals and Systems, vol. II, Editura Politehnica, Timișoara, 2016.

1-Unde sunt amplasați polii funcției de transfer a unui sistem liniar și invariant în timp analogic stabil și cauzal ? Dați un exemplu.

[1] pag. 110

Polii funcției de transfer a unui sistem liniar și invariant în timp analogic stabil și cauzal sunt plasați în semiplanul stâng al planului complex, în timp ce zerourile pot fi plasate oriunde în planul complex. De exemplu pentru sistemul liniar și invariant în timp analogic stabil și cauzal cu răspunsul la impuls $h(t) = \exp(-\omega_0 t) \sigma(t)$, $\omega_0 > 0$, reprezentat în imaginea din stânga a figurii de mai jos, funcția de transfer este $H(s) = \frac{1}{s + \omega_0}$ cu un pol, $s_p = -\omega_0$. Amplasarea sa în planul complex este prezentată în imaginea din dreapta a figurii de mai jos.



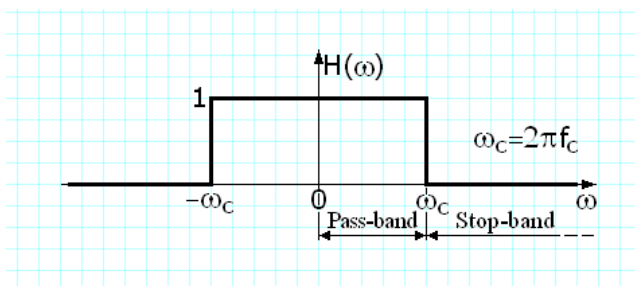
2-Care este expresia răspunsului în frecvență al unui filtru trece-jos ideal ? Dar a răspunsului la impuls ?

[1]-pag. 134

Expresia răspunsului în frecvență al unui filtru trece-jos ideal (reprezentat grafic în figura de mai jos) este poarta frecvențială, a cărei pereche Fourier este sinusul cardinal :

$H(\omega) = p_{\omega_c}(\omega) \leftrightarrow h(t) = \frac{\sin \omega_c t}{\pi t}$. Acest răspuns în frecvență nu verifică teorema Paley-

Wiener, în consecință filtrul trece jos ideal nu este un sistem cauzal.



3-Care este enunțul teoremei eșantionării WKS ?

[1]-pag. 150

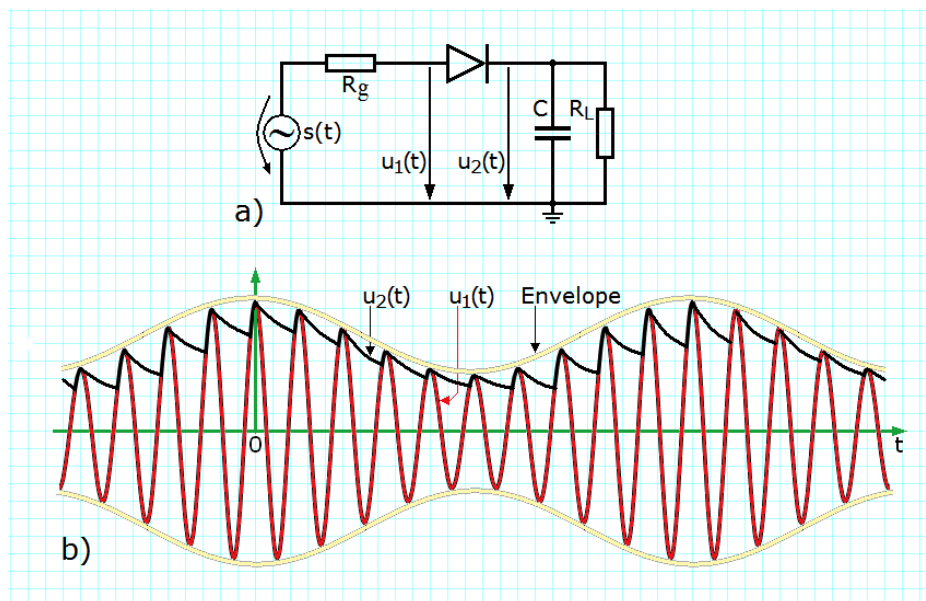
Dacă semnalul de energie finită $x(t)$ este de bandă limitată la ω_M , ($X(\omega)=0$ pentru $|\omega| > \omega_M$), atunci el este unic determinat din eșantioanele sale $\{x(nT_s)\}_{n \in \mathbb{Z}}$ dacă frecvența de eșantionare este mai mare sau cel puțin egală cu dublul frecvenței maxime din spectrul semnalului ($\omega_M / 2\pi$):

$$\omega_s \geq 2\omega_M$$

4-Cum se face demodularea semnalelor modulate în amplitudine cu purtătoare și două benzi laterale prin detecție de anvelopă ? Desenați schema demodulatorului și principalele forme de undă care îi descriu funcționarea.

[1]-pag. 275

Schema detectorului de anvelopă este prezentată în imaginea a) din figura de mai jos. Ea este compusă dintr-o diodă și un condensator conectate între sursa de tensiune care generează semnalul modulat în amplitudine cu purtătoare și două benzi laterale, $s(t)$ având rezistența de ieșire R_g și sarcină, având rezistența R_L . Atunci când tensiunea $u_1(t)$ este crescătoare și mai mare decât $u_2(t)$, dioda conduce și tensiunea de pe condensatorul C, $u_2(t)$, urmărește tensiunea $u_1(t)$. Atunci când tensiunea $u_1(t)$ este descrescătoare și mai mică decât $u_2(t)$, dioda se blochează și condensatorul se descarcă peste rezistența de sarcină. Anvelopa este reconstruită folosind filtrare trece jos. Formele de undă ale semnalului $s(t)$ și ale tensiunilor $u_1(t)$ și $u_2(t)$ sunt prezentate în imaginea b) a figurii de mai jos. Prin suprimarea componentei continue a semnalului obținut prin filtrare trece-jos se obține un semnal a cărui formă de undă este foarte asemănătoare cu forma de undă a semnalului modulator.



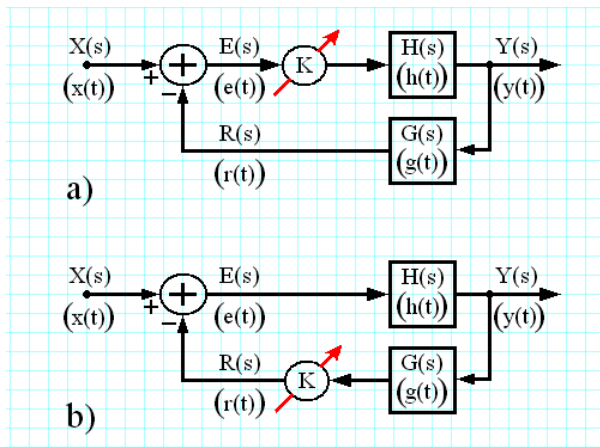
a) schema

detectorului de anvelopa; b) formele de unda pentru detector

5-Enunțați criteriul de stabilitate Nyquist pentru sisteme analogice în cazul particular în care sistemul în buclă deschisă este stabil

[1]-pag. 350, pag. 372

Reacția negativă se folosește pentru stabilizarea sistemelor instabile sau pentru creșterea impedanței de intrare, scăderea impedanței de ieșire sau lărgirea benzii sistemelor stabile. Sistemele cu reacție negativă sunt compuse din două căi : calea directă, descrisă de funcția de transfer $H(s)$ în imaginile a) și b) din figura de mai jos și calea de reacție, descrisă de funcția de transfer $G(s)$ în imaginile a) și b) din figura de mai jos. În imaginea a) este conectat și un amplificator cu câștig K pe calea directă iar în imaginea b) amplificatorul este conectat pe calea de reacție.



$$a) \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{KH(s)}{1 + KH(s)G(s)}$$

$$b) \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{H(s)}{1 + KH(s)G(s)}$$

Funcțiile de transfer în buclă închisă ale sistemelor din imaginile a) și b) sunt prezentate în ecuațiile a) și b), unde $H(s)G(s)$ reprezintă funcția de transfer a sistemului în buclă deschisă. Deoarece aceste sisteme în buclă închisă sunt cauzale, pentru ca să fie și stabile e necesar să nu aibă poli în

semiplanul drept.

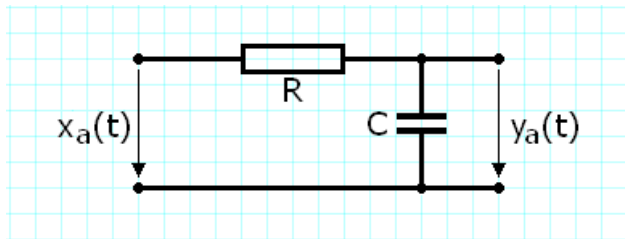
Criteriul lui Nyquist permite studiul stabilității în funcție de localizarea polilor sistemului în buclă închisă în planul complex, pe baza hodografului Nyquist al sistemului în buclă deschisă (formă și sens de parcurgere când frecvența crește) și a valorii câștigului K (punctul critic are coordonatele $(-1/K, 0)$), fără rezolvarea ecuației algebrice $1 + KH(s)G(s) = 0$.

- Dacă sistemul în buclă deschisă este stabil atunci funcția sa de transfer nu are poli în semiplanul drept sau pe axa imaginară. În acest caz particular, stabilitatea sistemului în buclă închisă este asigurată în conformitate cu criteriul lui Nyquist dacă hodograful funcției de transfer a sistemului în buclă deschisă $G(j\omega)H(j\omega)$ nu înconjoară punctul critic.
- Deoarece $h(t)$ și $g(t)$ sunt funcții reale, hodograful funcției de transfer a sistemului în buclă deschisă pentru $\omega : (-\infty, 0)$ se obține prin simetrie față de axa reală a planului complex din hodograful funcției de transfer a sistemului în buclă deschisă pentru $\omega : (0, \infty)$.

Problema 1- Care este funcția de transfer a sistemului digital obținut prin aplicarea metodei de echivalare bazată pe transformarea biliniară unui circuit RC trece-jos de ordinul I compus dintr-un rezistor de rezistență 1 kΩ și dintr-un condensator de capacitate 1 μF, dacă se consideră că se folosește un pas de eșantionare de 500 μs ?

[1]-pag. 265

Schema unui circuit RC trece-jos de ordinul I este prezentată în figura următoare.



Constanta de timp a acestui circuit este egală cu RC și este invers proporțională cu frecvența de tăiere a circuitului ω_0 : $\tau = RC = 1 \text{ ms}$, $\omega_0 = 1/RC = 1000 \text{ rad/s}$. Funcția de transfer a sistemului analogic liniar și invariant în timp este $H_a(s) = \frac{1}{1+s\tau}$. Metoda de echivalare a sistemelor analogice cu sisteme digitale constă în determinarea funcției de transfer a sistemului digital din funcția de transfer a sistemului analogic pe baza substituției

$$s = \frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}, \text{ adică } H_d(z) = H_a(s) \Big|_{s=\frac{2}{T} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}} \text{ unde } T \text{ reprezintă pasul de eșantionare.}$$

În cazul circuitului RC trece-jos se obține pentru pasul de eșantionare considerat următoarea funcție de transfer :

$$H_d(z) = \frac{\frac{T}{T+\tau}}{1 - \frac{\tau}{T+\tau} z^{-1}} = \frac{\frac{0,5}{1,5}}{1 - \frac{1}{1,5} z^{-1}} = \frac{0,5}{1,5 - z^{-1}}.$$

Problema 2 - Care este expresia unui semnal modulată în frecvență de bandă îngustă ?

Desenați schema bloc a unui modulator de frecvență de bandă îngustă, care să

moduleze purtătoarea $A_c \cos \omega_c t$, $A_c = 100 \text{ mV}$, $\omega_c = 2 \cdot 10^6 \cdot \pi \text{ rad/s}$ cu semnalul

modulator $A_m \cos \omega_m t$, $A_m = 10 \text{ mV}$, $\omega_m = 2 \cdot 10^3 \cdot \pi \text{ rad/s}$.

[1]-pag. 298

Expresia semnalului modulată în frecvență FM este :

$$s(t) = A_c \cos \theta_i(t) = A_c \cos[\omega_c t + \beta \sin \omega_m t],$$

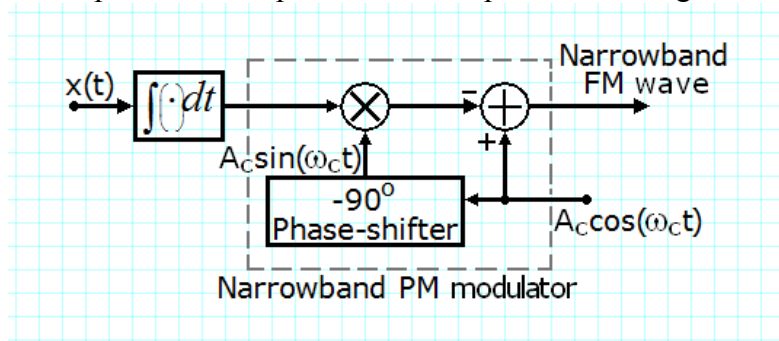
unde semnalul modulator este : $x(t) = A_m \cos \omega_m t$.

În funcție de valoarea indicelui de modulație în frecvență, $\beta = \Delta\omega / \omega_m$, distingem modulația de bandă îngustă ($\beta \ll 1$ radian) și de bandă largă ($\beta \gg 1$ radian). Semnalul FM poate fi scris : $s(t) = A_c \cos \omega_c t \cos(\beta \sin \omega_m t) - A_c \sin \omega_c t \sin(\beta \sin \omega_m t)$.

În cazul modulației de bandă îngustă, pentru $\beta < \frac{\pi}{36}$ pot fi făcute aproximările $\cos(\beta \sin \omega_m t) \cong 1$ și $\sin(\beta \sin \omega_m t) \cong \beta \sin \omega_m t$ și expresia semnalului FM devine :

$$s(t) = A_c \cos \omega_c t - \beta A_c \sin \omega_c t \sin \omega_m t \quad (1)$$

O schemă posibilă de implementare este prezentată în figura următoare.



La o intrare a modulatorului în frecvență este adus semnalul modulator $x(t)$ iar la cealaltă intrare este adus semnalul purtător $A_c \cos \omega_c t$, primul termen din expresia semnalului FM de bandă îngustă. Prin defazarea sa cu -90° se obține semnalul $A_c \sin \omega_c t$ care se înmulțește cu rezultatul integrării semnalului modulator $\frac{A_m}{\omega_m} \sin \omega_m t$, obținându-se cel de al doilea termen

$\frac{A_c A_m}{\omega_m} \sin \omega_c t \sin \omega_m t$. Comparând această expresie cu cel de al doilea termen al membrului

drept al relației (1) putem identifica valoarea lui $\beta = \frac{A_m}{\omega_m} = \frac{10^{-2}}{2\pi \cdot 10^3} \ll 1$. Este deci într-adevăr

vorba despre o modulație de bandă îngustă.

La ieșirea sumatorului din figură se obține semnalul modulat în frecvență de bandă îngustă.

SISTEME DE PRELUCRARE NUMERICĂ CU PROCESOARE

1. Arhitectura von Neumann și Harvard.

Arhitectura von Neumann:

În ciclul fetch, instrucțiunile și datele sunt aduse printr-o magistrală unică

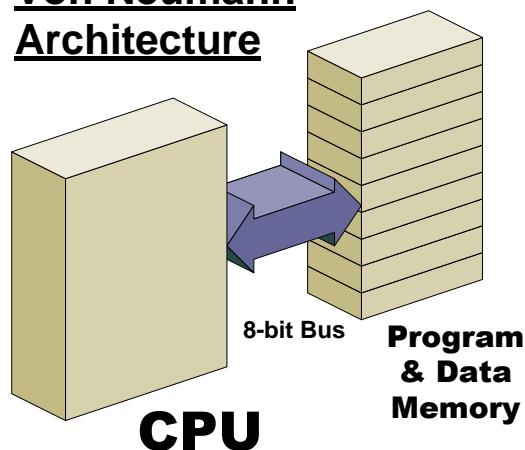
Dezavantaj: banda este limitată (performanța redusă)

Arhitectura Harvard:

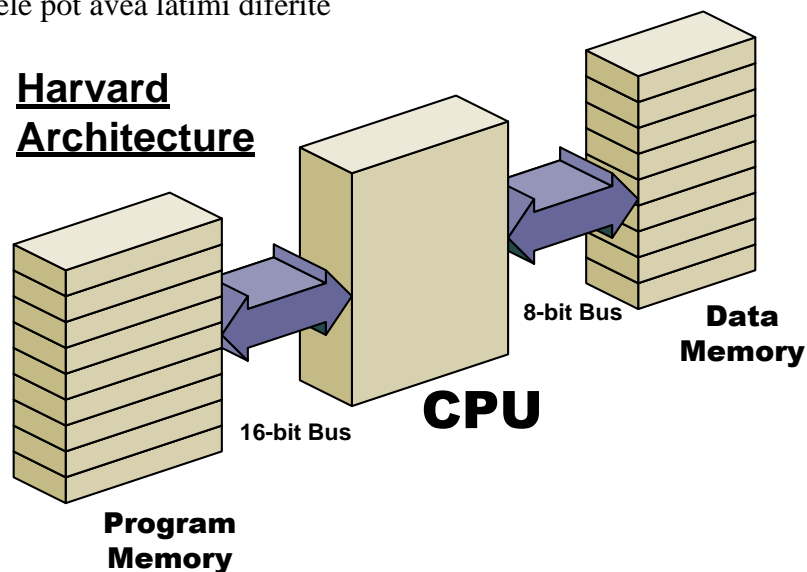
Utilizează magistrale separate pentru instrucțiuni și date

Avantaje: banda este îmbunătățită. Magistralele pot avea lățimi diferite

Von Neumann Architecture

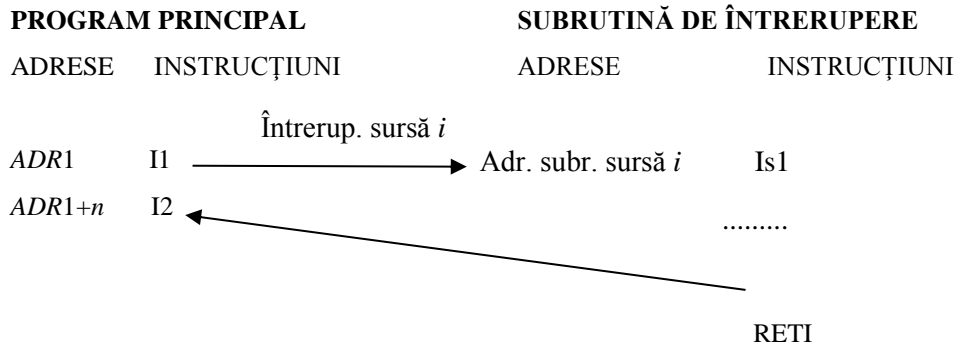


Harvard Architecture



2. Funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere

În principiu, funcționarea unui microcontroler la acceptarea unei cereri de întrerupere se face conform figurii de mai jos. Instrucțiunea în curs de execuție în momentul primirii cererii de întrerupere, I_1 , se află în PROGRAMUL PRINCIPAL la adresa ADR_1 . Ea este executată complet, după care se face automat saltul pentru execuția SUBRUTINEI DE ÎNTRERUPERE. După încheierea subrutinei de întrerupere, execuția programului continuă cu instrucțiunea I_2 , aflată la adresa ADR_1+n (n reprezintă numărul de octeți ai instrucțiunii I_1). Pentru a fi posibil acest lucru, adresa ADR_1+n , care este conținută în registrul PC după extragerea instrucțiunii de la adresa ADR_1 , 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, cu instrucțiunea I_{s1} . De remarcat că înainte de execuția 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 ADR_1+n .



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

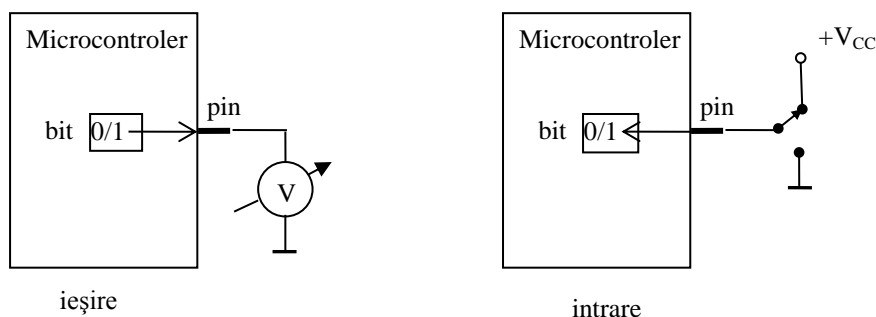
Pentru un pin având funcția de ieșire, informația binară (un bit cu valoarea 0 sau 1 logic) este transmisă din microcontroler la pin, regăsindu-se sub forma unei tensiuni (0 logic-0V, 1 logic-tensiunea de alimentare pozitivă $+V_{cc}$). Tensiunea respectivă poate fi măsurată cu un voltmetru.

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).

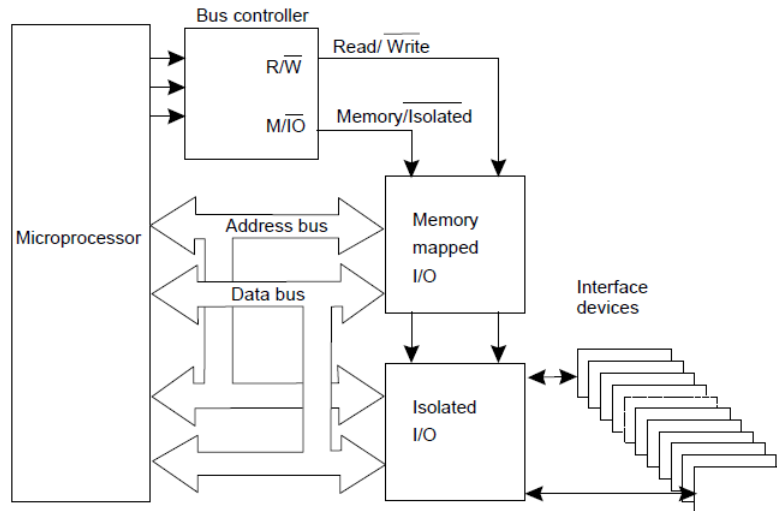
Intrare: tensiune la pin (aplicată de la o sursă) → bit (citit prin program).



4. Periferice izolate și mapate (memory mapped and isolated I/O)

Perifericele izolate se accesează prin intermediul instrucțiunilor I/O dedicate (de tip IN și OUT) și au un spațiu de adresare propriu. Procesoarele Pentium folosesc o astfel de abordare.

Perifericele memory-mapped partajează anumite locații de memorie prin intermediul cărora sunt accesate. Nu există instrucțiuni dedicate pentru aceste operații. Microcontrolerul PIC folosesc o astfel de abordare.



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

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, și de aceea timer-ul conține și 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 numărât.

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 .

Subiecte de tip studiu de caz sau problema

1. Să se scrie o secvență de program în limbajul C pentru microcontrolerul MSP430G2553 care complementează stările liniilor 0 și 6 ale portului 1 (la care sunt conectate 2 led-uri; inițial un led este aprins, celălalt este stins) cu frecvența de temporizare de 10 Hz, stabilită de registrul numărător TAR. Acesta este în modul de lucru *up* și are SMCLK ca semnal de tact (1 MHz).

Se cunosc funcțiile biților de interes din registrul **TACTL**:

Biții **TASSELx** (biții 9-8) selectează semnalul de tact al numărătorului de 16 biți astfel:

0 1, ACLK
1 0, SMCLK

Biții **IDx** (biții 7-6) selectează factorul de divizare al semnalului de tact al numărătorului de 16 biți astfel:

0 0, divizare cu 1
0 1, divizare cu 2

...

Biții **MCx** (biții 5-4) selectează modul de lucru al numărătorului de 16 biți astfel:

0 0 stop, numărătorul nu funcționează
0 1 modul *up*

...

Bitul **TAIFG** (bitul 0), devine 1 la depășirea sau anularea registrului numărător TAR.

Elemente de programare la nivel de bit necesare pentru rezolvare:

Așteptarea în buclă până când un bit dintr-un registru trece pe nivelul 1 logic:

```
while ((Nume_registru & masca) == 0); //masca va conține 1 logic în poziția bitului de interes
```

Punerea pe 0 logic (ștegera) a unui bit sau a unui grup de biți dintr-un registru, fără a modifica ceilalți biți existenți în registrul respectiv:

```
Nume_registru=Nume_registru & masca; //masca va conține 0 logic în pozițiile biților (bitului) care trebuie să fie șterși și 1 în rest
```

Complementarea valorii unui bit sau grup de biți:

```
Nume_registru=Nume_registru ^ masca; //masca va conține 1 logic în pozițiile biților (bitului) care trebuie să fie complementați și 0 în rest
```

Rezolvare:

Se cunoaște $T = \frac{(TACCR0)+1}{f_{CLK}}$

Se obține $TACCR0+1 = T \times f_{CLK} = f_{CLK} / f = 1 \text{ MHz} / 10 \text{ Hz} = 100000$. Această valoare depășește numărul maxim de 16 biți (65535) care poate fi înscris în registrul TACCR0. Ca urmare, trebuie realizată o divizare a frecvenței semnalului SMCLK, cu 2, de exemplu. Rezultă $f_{CLK} = 500 \text{ KHz}$.

Astfel: $TACCR0+1 = T \times f_{CLK} = f_{CLK} / f = 500 \text{ kHz} / 10 \text{ Hz} = 50\ 000$, sau $TACCR0 = 49999$.

Conținutul registrului TACTL:

```
10 0101 0000 = 250h  
b9b8 = 10, SMCLK;  
b7b6 = 01 Divizare cu 2;  
b5b4 modul up
```

Programul este prezentat în continuare

```
void main( void )
```

```

{
WDTCTL = WDTPW + WDTHOLD; // Stop watchdog timer
BCSCTL1 = CALBC1_1MHZ; // calibrare oscilator
DCOCTL = CALDCO_1MHZ;
    P1OUT=0;
    P1DIR=0x41; //P1DIR.6=1, P1.6 iesire; P1DIR.0=1, P1.0 iesire
    P1OUT=0x40; // P1OUT; starea inițială, P1OUT.6=1, P1OUT.0=0
    TACCR0=49999; //TAR numara pâna la 49999
    TACTL=0x250; //TASSELx=10b, SMCLK; IDx=01b, diviz. cu 2;
                //;MCx=01, modul up
    for(;;) {
    P1OUT=P1OUT^0x41; //complementeaza bitii 6 si 0 din reg. P1OUT
    while((TACTL&0x0001)==0x0000); //asteapta ca TAIFG=1
        TACTL=TACTL&0xFFFE; //sterge TAIFG
    }
}

```

2. Să se scrie un program pentru microcontrolerul MSP430G2553 care configurează unitatea CCR1 a modulului Timer_A pentru a genera un semnal dreptunghiular, folosind modul „reset-set”. Registrul numărător TAR este în modul de lucru *up* și are SMCLK ca semnal de tact (1 MHz). Ieșirea unității CCR1, notată OUT1, este disponibilă la pinul P1.2 dacă P1DIR.2=1 și P1SEL.2=1. Perioada semnalului generat trebuie să fie de 50 μs iar factorul de umplere de 0,2. Să se deseneze forma semnalului generat, corelat cu conținutul registrului numărător TAR.

Se cunosc funcțiile biților de interes din registrul **TACTL**:

Biții **TASSELx** (biții 9-8) selectează semnalul de tact al numărătorului de 16 biți astfel:

0 1, ACLK
1 0, SMCLK

Biții **IDx** (biții 7-6) selectează factorul de divizare al semnalului de tact al numărătorului de 16 biți astfel:

0 0, divizare cu 1
0 1, divizare cu 2

...

Biții **MCx** (biții 5-4) selectează modul de lucru al numărătorului de 16 biți astfel:

0 0 stop, numărătorul nu funcționează
0 1 modul *up*

...

Se cunoaște că în registrul TACCTL1, biții **OUTMODx**, care permit selecția modului de lucru al ieșirii ocupă pozițiile 7-5. În continuare, se prezintă valorile biților pentru două dintre modurile de lucru.

OUTMODx	modul de lucru
011	set-reset
...	
111	reset-set

Toate instrucțiunile necesare în program sunt de forma Registru = valoare;

Rezolvare:

Se știe că perioada semnalului generat este $T=(TACCR0+1)/f_{CLK}$.

Se obține $TACCR0+1=T \times f_{CLK}=50 \mu s \times 1 \text{ MHz}=50$, adică $TACCR0=49$; rezultă că nu este necesară o divizare a semnalului de tact.

Se știe că factorul de umplere al semnalului generat este: $f_u=(TACCR1+1)/(TACCR0+1)$.

Se obține $TACCR1+1=f_u (TACCR0+1)=0,2 \times 50=10$, adică $TACCR1=9$

Conținutul registrului TACTL:

10 0001 0000 = 210h

b9b8=10 SMCLK;

b7b6=00 divizare cu 1;

b5b4 modul *up*

Conținutul registrului TACCTL1:

1110 0000 = E0h

b7b6b5 = 111 modul reset-set;

Programul este prezentat în continuare

```
void main( void )
{
WDTCTL = WDTPW + WDTLHOLD; // Stop watchdog timer
BCSCTL1 = CALBC1_1MHZ; // calibrare oscilator
DCOCTL = CALDCO_1MHZ;
P1DIR = 0x04 ; P1DIR.2=1
P1SEL = 0x04 ;P1SEL.2=1, stabil funcție OUT1 pentru pinul P1.2
TACCR0 = 49; TAR numara pana la 49, apoi OUT1 comută
TACCR1 = 9; cealaltă comutare a lui OUT1: cand TAR=9
TACTL = 0x210; TASSELx=10b, SMCLK; MCx=01b, modul „up”
TACCTL1 = 0xE0; OUTMODx=111b, modul de ieșire reset-set
for(;;){}
}
```

Semnalul generat, corelat cu conținutul registrului numărător TAR:

