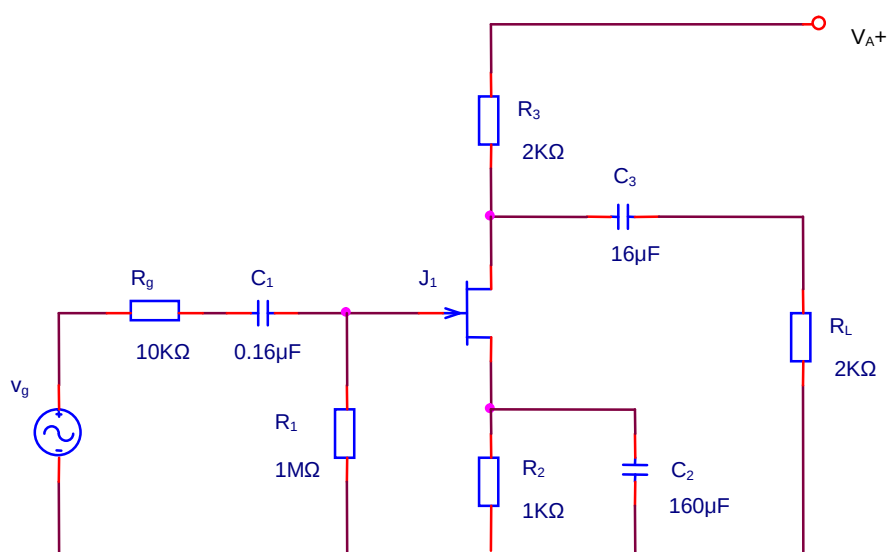


CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

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:

- Folosind teorema lui Miller;
- Folosind metoda constantelor de gol.



Sem. 2

Rezolvare:

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

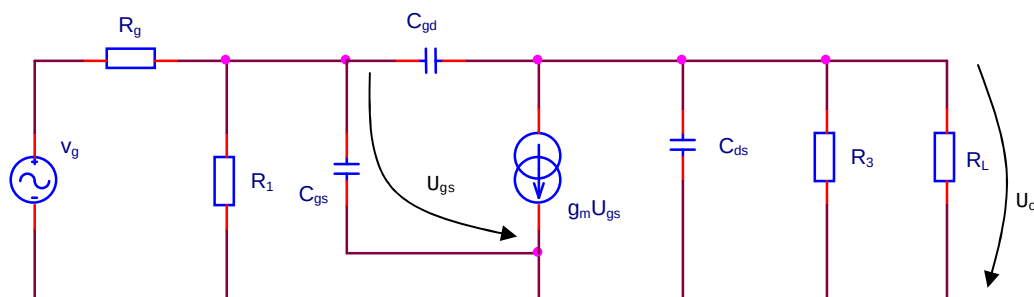


Fig. 9. Schema echivalentă la frecvențe înalte și semnal mic pentru circuitul din fig. 8.

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

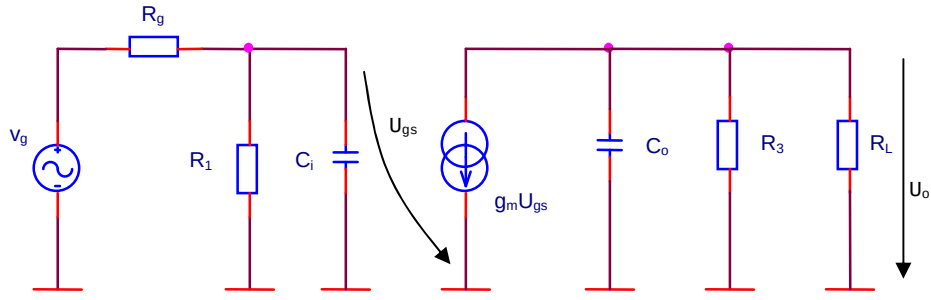


Fig. 10. Schema echivalentă după aplicarea teoremei lui Miller.

$$K = \frac{U_o}{U_i} \text{ și } U_o = -g_m U_{gs} (R_3 \parallel R_L), U_i = U_{gs} \Rightarrow K = A_{U0} = -g_m R_3 \parallel R_L = -5 \quad (21)$$

$$C_{iM} = C_{gd}(1-K) = 30 \text{ pF}, C_{oM} = C_{gd} \left(1 - \frac{1}{K}\right) = 6 \text{ pF} \quad (22)$$

$$C_i = C_{gs} \parallel C_{iM} = C_{gs} + C_{iM} = 40 \text{ pF}, C_o = C_{ds} \parallel C_{oM} = C_{ds} + C_{oM} = 16 \text{ pF} \quad (23)$$

Frecvențele introduse de aceste capacități sunt:

$$f_{P1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_i \cdot R_{P1}}, R_{P1} = R_g \parallel R_1 \cong R_g \cong 10 \text{ K}\Omega \Rightarrow f_{P1} = 400 \text{ KHz} \quad (24)$$

$$f_{P2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_o \cdot R_{P2}}, R_{P2} = R_3 \parallel R_L = 1 \text{ K}\Omega \Rightarrow f_{P2} = 10 \text{ MHz} . \quad (25)$$

Funcția de transfer la înaltă frecvență va fi atunci:

$$A_U(j\omega) = -5 \cdot \frac{1}{(1 + j \frac{f}{0.4 \cdot 10^6}) \cdot (1 + j \frac{f}{10 \cdot 10^6})} \quad (26)$$

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:

$$|A_U(j\omega)|_{f=f_i} = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{U0} \Rightarrow f_i = 393,7 \text{ KHz} \quad (27)$$

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.

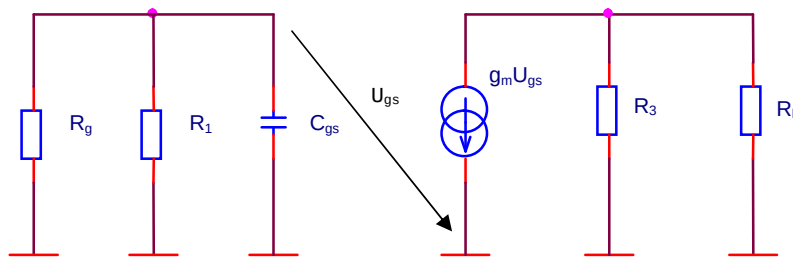


Fig. 11. Schema echivalentă, cazul C_{gs} .

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{gs} \cdot R_{p1}}, R_{p1} = R_1 \parallel R_g \cong R_g \cong 10K \Rightarrow f_{p1} = 1,6MHz \quad (28)$$

b2) Analiza efectului capacității C_{gd} .

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

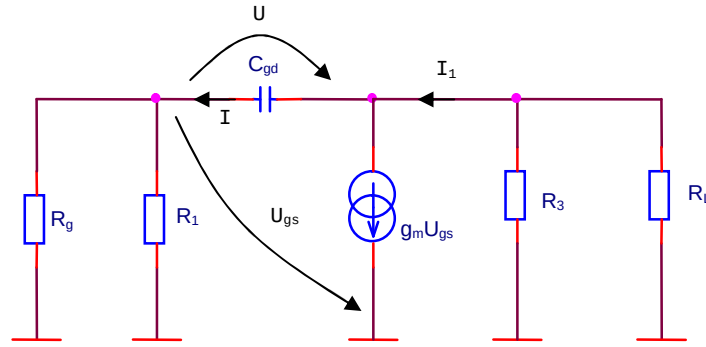


Fig. 12. Schema echivalentă, cazul C_{gd} .

$$f_{p2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{gd} \cdot R_{p2}}, R_{p2} = \left| \frac{U}{I} \right| \quad (29)$$

Aplicând teoremele lui Kirchhoff se pot scrie următoarele relații:

$$-i \cdot R_g \parallel R_1 + u_{gs} = 0 \Rightarrow u_{gs} = i \cdot R_g \parallel R_1 \quad (30)$$

$$I_1 = g_m \cdot u_{gs} + I = I(1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1) \quad (31)$$

$$U - I \cdot R_g \parallel R_1 - I_1 \cdot R_3 \parallel R_L = 0 \Rightarrow U = I \cdot R_g \parallel R_1 + I \cdot (1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1) \cdot R_3 \parallel R_L \quad (32)$$

$$R_{p2} = \frac{U}{I} = R_g \parallel R_1 + (1 + g_m \cdot R_g \parallel R_1) \cdot R_3 \parallel R_L = 61K\Omega. \Rightarrow f_{p2} = 524,6KHz \quad (33)$$

b3) Analiza efectului capacității C_{ds}

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

$$f_{p3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{ds} \cdot R_{p3}}, R_{p3} = R_3 \parallel R_L = 1K \Rightarrow f_{p3} = 16MHz \quad (34)$$

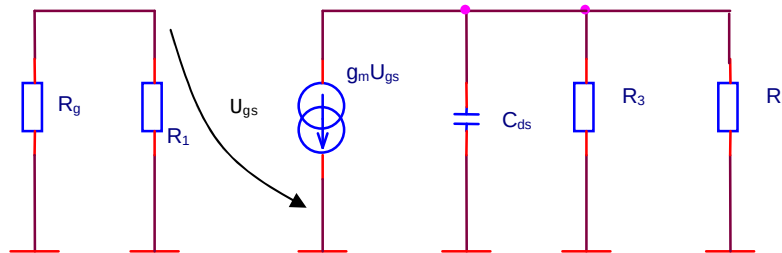


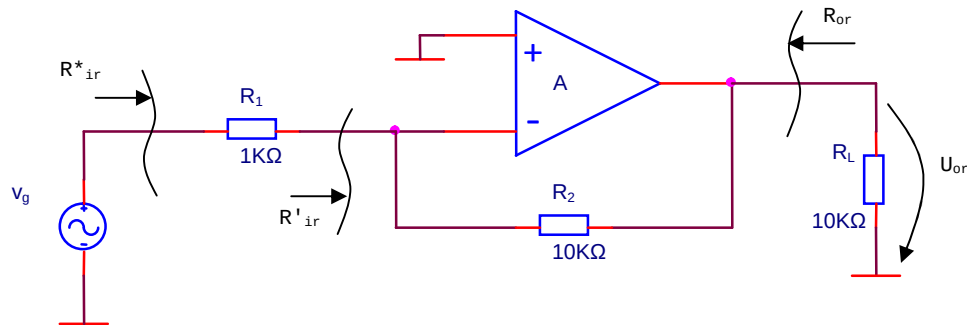
Fig. 13. Schema echivalentă, cazul C_{ds} .

Efectul cumulat al celor trei capacități se determină astfel:

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

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

$$\frac{\Delta A_u}{A_u} = 20\% . \text{ Să se calculeze la frecvențe medii } \text{mărimile: } A_{Ugr} = \frac{u_o}{v_g}, R_{ir}^*, R_{or}, \frac{\Delta A_{Ugr}}{A_{Ugr}} .$$



Sem. 4 (pg. 2-3).

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 .

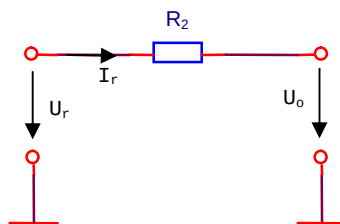


Fig. 2. Cuadripolul de reacție.

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

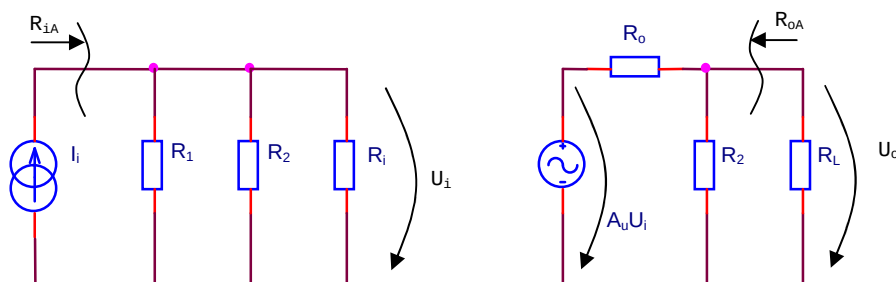


Fig. 3. Schema echivalentă, cu influența cuadripolului de reacție inclusă, pentru circuitul din fig. 1.

Pentru această schemă fără reacție se calculează mărimile de interes:

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

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

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

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

- Se obțin parametrii amplificatorului cu reacție:

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

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

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

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

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

Bibliografie:

Cursuri si seminarii

https://intranet.etc.upt.ro/~CEF_A/ sau https://intranet.etstudc.upt.ro/~CEF_B/

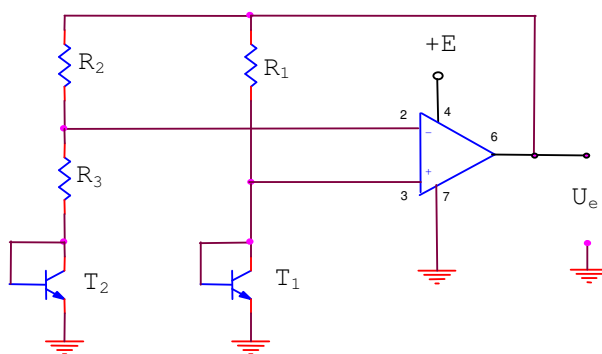
Circuite integrate analogice

Problema 1.

a) Să se demonstreze faptul că circuitul din figură poate fi o sursă de tensiune de referință de tip “band gap” (T_1 și T_2 fiind identice).

b) Să se determine valoarea rezistenței R_3 în acest caz, având $R_1=10k\Omega$, $R_2=27,2k\Omega$.

c) Pentru $U_{BE} \approx 0,6V$ să se calculeze valorile curenților de colector ai tranzistoarelor, neglijând pe I_B .



Soluție

Se pot scrie ecuațiile

$$U_{BE1} - U_{BE2} = I_{C2} R_3 \quad (1)$$

$$I_{C2} R_2 = I_{C1} R_1 \quad \text{sau} \quad \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{deci} \quad I_{C2} = I_{C1} \frac{R_1}{R_2} \quad (2)$$

Din (1) și (2) rezultă $U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C1} \frac{R_1 R_3}{R_2}$ sau $U_T \ln \frac{R_2}{R_1} = I_{C1} \frac{R_1 R_3}{R_2}$ deci

$$I_{C1} = \frac{R_2}{R_1 R_3} U_T \ln \frac{R_2}{R_1}$$

Tensiunea de ieșire se scrie acum

$$U_e = I_{C1} R_1 + U_{BE1} = \frac{R_2}{R_1 R_3} R_1 U_T \ln \frac{R_2}{R_1} + U_{BE1} \quad (3)$$

Se constată că U_e are forma:

$$U_e = U_{BE1} + \left(\frac{R_2}{R_3} \ln \frac{R_2}{R_1} \right) U_T = U_{BE1} + N \cdot U_T$$

unde $N = \left(\frac{R_2}{R_3} \ln \frac{R_2}{R_1} \right)$ este o constantă realizabilă cu precizie datorită rapoartelor de rezistențe. Se știe că este o sursă de tip “band gap” și că pentru $N=23$ apare compensarea termică a lui U_e și că $U_e \cong 1,2V$

Calculul curenților:

$$I_{C1} R_1 \cong 0.6V \quad \text{deci} \quad I_{C1} = \frac{0.6}{R_1} = \frac{0.6}{10} = 0.06mA = 60\mu A$$

$$I_{C2} = I_{C1} \frac{R_1}{R_2} = 60 \frac{10}{27.2} = 22.1\mu A$$

Pentru compensare termică: $N=23$ și pentru $R_2=27,1k\Omega$ și $R_1=10k\Omega$

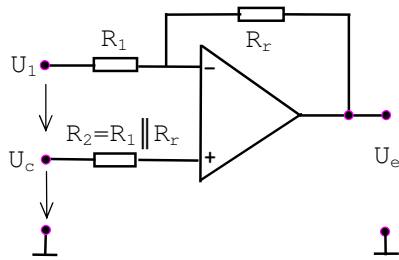
$$\frac{R_2}{R_3} \ln \frac{R_2}{R_1} = 23 \quad \frac{R_2}{R_3} = 23 \quad \text{deci} \quad R_3 = \frac{R_2}{23} = 1.178K\Omega$$

Problema 2.

5.15 Să se dimensioneze rezistențele amplificatorului operațional și tensiunea U_1 astfel încât, dispunând de o tensiune de intrare $U_c = -3...+3V$, să se obțină $U_e = 0...12V$. Tensiunea fixă se va realiza apoi cu ajutorul uneia din sursele de alimentare $\pm E = \pm 5V$ (bine stabilizate) ale amplificatorului. Rezistența de la intrarea inversoare se va adopta de $5k\Omega$.

Soluție

Tensiunile U_c și U_e au același sens de variație deci trebuie utilizat un amplificator neinversor. Tensiunea variabilă U_c se aplică la intrarea neinversoare iar tensiunea fixă o considerăm la cealaltă intrare pentru simplitate.



Se verifică dacă amplificarea necesară este mai mare decât 1 (pentru că altfel la intrarea + este necesară divizarea tensiunii U_c întrucât pentru această intrare $A_{ur+} \geq 1$).

Astfel

$$A_{ur+} = \frac{\Delta U_e}{\Delta U_c} = \frac{U_{emax} - U_{emin}}{U_{cmax} - U_{cmin}} = \frac{12 - 0}{3 - (-3)} = 2 > 1$$

prin urmare nu este necesar divizor.

Notînd $A_{ur-} = R_r / R_1$ (amplificarea pentru intrarea -) se scrie tensiunea de ieșire la una din cele două limite, de exemplu:

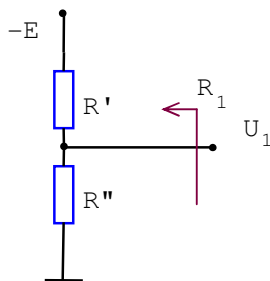
$$U_{emin} = -U_1 \cdot A_{ur-} + U_{cmin} \cdot (1 + A_{ur-})$$

unde $A_{ur-} = A_{ur+} - 1 = 1$. Se obține astfel

$$U_1 = [U_{cmin} (1 + A_{ur-}) - U_{emin}] / A_{ur-} = \frac{-3 - 0}{1} = -6V$$

Adoptînd $R_1 = 5k\Omega$ rezultă $R_r = A_{ur-} \cdot R_1 = 5k\Omega$.

Tensiunea U_1 se realizează cu un divizor, astfel că R_1 nu se mai folosește:



$$\begin{cases} U_1 = E \frac{R''}{R' + R''} \\ R_1 = R' \parallel R'' = R' R'' / (R' + R'') \end{cases}$$

Făcînd raportul ecuațiilor se obține

$$R_1 / U_1 = R' / E \Rightarrow R' = 12,5k\Omega \text{ și } R'' = 8,33k\Omega$$

Toate cele patru rezistențe trebuie să fie de precizie.

Circuite integrate digitale

Aplicații pentru licență

1. Folosind un numărător sincron, binar, cu ștergere sincronă și porți convenabil alese, să se realizeze un numărător modulo 11 având secvența de numărare: 0, 1, 2, ..., 10, 0, 1, 2,

Soluție: Schema numărătorului modulo 11 este prezentată în figura 1. Pentru obținerea secvenței 0, 1, 2, ..., 10, 0, 1, ... se utilizează o poartă ȘI-NU, cu două intrări, care detectează starea 10 ($Q_3Q_2Q_1Q_0 = 1010$) și, prin activarea intrării $\overline{CLR}$, determină ca următoarea stare să fie 0000. Deoarece ștergerea se face sincron, acest numărător nu necesită un circuit suplimentar pentru memorarea impulsului de ștergere.

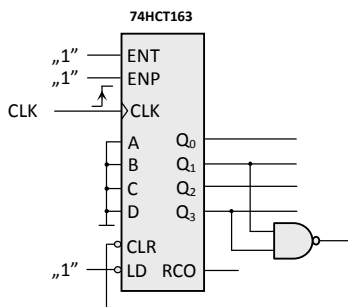


Figura 1. Schema numărătorului sincron modulo 11 cu secvența de numărare 0, 1, 2, ..., 10, 0, 1, ...

2. Folosind memorii EPROM de tip 27C256 (32k x 8 biți) și un număr minim de porți logice, să se obțină o memorie de 64k x 8 biți.

Soluție: a). Numărul necesar de circuite 27C256 este:

$$N = \frac{64k \times 8 \text{ biți}}{32k \times 8 \text{ biți}} = 2.$$

b). Memoria de 32k are $2^5 \cdot 2^{10} = 2^{15}$ locații de memorie care pot fi accesate utilizând 15 linii de adresă ($A_0, \dots, A_{14}$).

Memoria de 64k are $2^6 \cdot 2^{10} = 2^{16}$ locații de memorie, adică 16 linii de adresă.

Adresa suplimentară, A_{15} , se folosește pentru validarea celor două memorii conform tabelului 1.

Tabelul 1. Tabelul de validare a memoriei de 64k x 8 biți.

A_{15}	$A_{14} - A_0$	Memoria validată	Condiția de validare	
			$\overline{CS_0}$	$\overline{CS_1}$
0	X.....X	0	0	1
1	X.....X	1	1	0

Schema memoriei de 64k x 8 biți este prezentată în figura 2.

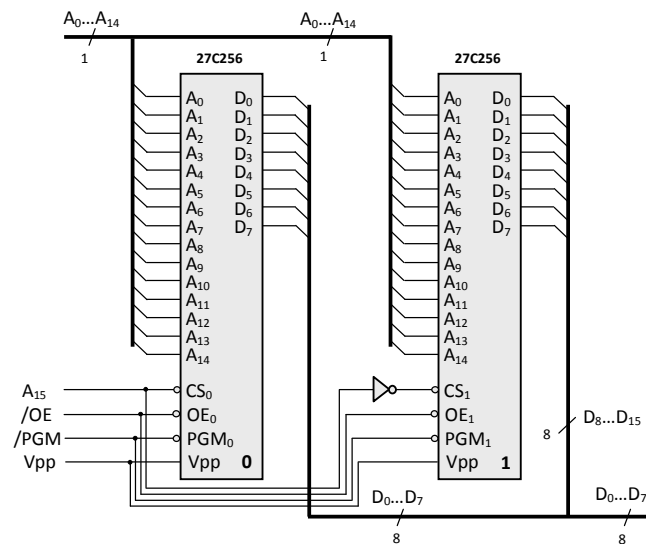


Figura 2. Memorie de capacitate 64k x 8 biți.

Semnale și Sisteme

1. Există semnale neidentice nule a căror convoluție să fie identic nulă ?

<http://www.tc.etc.upt.ro/teaching/ssist/Semnale-sisteme-4-2010.pdf>

$$y(t) = \lim_{\substack{\Delta \rightarrow 0 \\ k\Delta \rightarrow \tau}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta) S\{dir_{\Delta}(t - k\Delta)\} \Delta = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) S\{\delta(t - \tau)\} d\tau$$

$$S\{\delta(t - \tau)\} = h_{\tau}(t)$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h_{\tau}(t) d\tau$$

$h(t) = S\{\delta(t)\}$ raspunsul la impuls al sistemului

Daca sistemul este invariant in timp $h_{\tau}(t) = S\{\delta(t - \tau)\} = h(t - \tau)$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau = x(t) * h(t)$$

$$\lim_{\substack{\Delta \rightarrow 0 \\ k\Delta \rightarrow 0}} \hat{x}(t) = x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \delta(t - \tau) d\tau,$$

$$x(t) = x(t) * \delta(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \delta(t - \tau) d\tau$$

2.5.1 Produsul de convolutie intre functii

$$f(t), g(t) \in L_{loc}^1$$

$$(f * g)(t) = \int_{-\infty}^{\Delta} f(\tau) g(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\Delta} g(\tau) f(t - \tau) d\tau$$

Operatia de convolutie este comutativa a.p.t.

$$(f * g)(t) = (g * f)(t)$$

3.5 Convoluția în timp continuu.

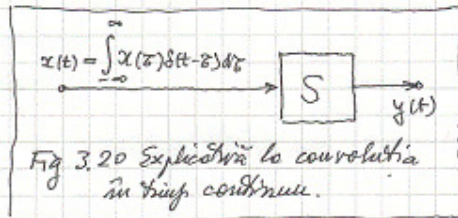
Amplasăm proprietatea de filtrare a impulsului Dirac, $\delta(t)$, dată prin relația (1.27)

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t) \delta(t) dt = \varphi(0)$$

Se poate fi modificată punând ca funcție test semnalul $x(\tau)$, ca impuls vorbirea sa deplasată, $\delta(t-\tau)$, cu suportul $\tau=t$. Vom considera t o constantă în raport cu τ , variabila de integrare. Avem deci:

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \delta(t-\tau) d\tau = x(t) \quad (3.42)$$

Considerăm că aplicăm semnalul $x(t)$ la intrarea unui sistem liniar (achiziție și procesare), în timp continuu, descris de operatorul S . La



ieșirea sistemului liniar apare semnalul $y(t)$ dat de

$$\begin{aligned} y(t) &= S\{x(t)\} \\ &= S\left\{\int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \delta(t-\tau) d\tau\right\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) S\{\delta(t-\tau)\} d\tau \end{aligned} \quad (3.43)$$

Am ținut seama de faptul că S și integrale sunt operatori liniari și deci pot fi aplicați în orice succesiune. Am mai ținut seama de faptul că, în raport de timpul curent t , τ este o constantă, prin urmare $x(\tau)$ este o constantă. Ca urmare a proprietății de omogenitate $x(\tau)$ care în fața operatorului S poate aplica doar lui $\delta(t-\tau)$, înțelegem funcția de timpul curent t . Se notează răspunsul sistemului la intrarea la impulsul unitar $\delta(t)$, cu $h(t)$:

$$h(t) = S\{\delta(t)\} \quad (3.44)$$

Dacă se aplică la intrarea sistemului impulsul unitar deplasat cu τ , $\delta(t-\tau)$, răspunsul este:

2. Poate fi construit un filtru trece-jos a cărui caracteristică de modul să scadă cu 10 dB/decadă ?

<http://www.tc.etc.upt.ro/teaching/ssist/Cap5.pdf>

pag. 60, pag. 78

S-a arătat că un semnal cauzal are un spectru complex (§ 5.2). Dar $h(t)$, pentru sistemele realizabile este cauzal și deci spectrul său $H(\omega)$, numit și răspunsul

în frecvență al sistemului este complex. Evident, vom lua în considerare și sisteme necauzale, utilizate în teoria semnalelor și a sistemelor, care nu au $H(\omega)$ neapărat complex. În practica curentă însă este de reprezentat variația unei mărimi complexe $H(\omega)$ cu frecvența. Se pot reprezenta modulul și faza în două grafice separate sau, se poate utiliza o reprezentare în coordonate polare, obținând "hodograful" funcției complexe $H(\omega)$.

O problemă majoră care apare în practică este legată de ecartul mare de variație al frecvenței și al modulului răspunsului în frecvență. Dacă ne referim la domeniul audio "standard" $f: 20\text{Hz} \div 20000\text{Hz}$ este clar că nu putem reprezenta un detaliu pentru variația lui $|H(\omega)|$ în jurul frecvenței $f = 20\text{Hz}$ deoarece unitatea de măsură ce se poate lua este de, să zicem 20cm pentru 20000Hz ceea ce înseamnă că pe 1 cm de axă se reprezintă 1000Hz sau 1mm de axă corespunde la 100Hz ! Prin urmare 20Hz nici nu este reprezentabil, cu atât mai puțin detalii în jurul acestei frecvențe.

În mod curent, la filtre sau la alte circuite, $|H(\omega)|$ se modifică crescând sau scăzând de mii de ori. Prin urmare aceeași problemă apare și cu axa verticală pentru $|H(\omega)|$.

Acesta este motivul pentru care reprezentarea modulului răspunsului în frecvență se face în coordonate logaritmice, fără însă a exclude, atunci când este posibilă, utilizarea coordonatelor liniare.

Axa frecvențelor se etalonează în $\log_{10}\omega = \lg\omega$, $\omega > 0$, începând evident cu o frecvență nenulă. Prin definiție între frecvențele ω_1 și $10\omega_1$ avem o "decadă" iar între frecvențele ω_1 și $2\omega_1$ o "octavă".

Spre exemplu între $2\pi \cdot 500\text{rad/sec}$ (500Hz) și $2\pi \cdot 5000\text{rad/sec}$ (5000Hz) avem o decadă. Tot o decadă avem și între $2\pi \cdot 10^6\text{rad/sec}$ și $2\pi \cdot 10^7\text{rad/sec}$, deși lungimea domeniilor de frecvență nu este aceeași. În schimb raportul frecvențelor este același.

În axe logaritmice unei decade i se conferă o anumită lungime și, pentru fixarea ideilor, fie ea $l = 50\text{mm}$. Se pune întrebarea ce segment x_2 , pe axa $\lg\omega$ trebuie acordat unei octave? Se aplică regula de "trei simplă" sub forma:

$$\begin{array}{ll} \lg 10 & \dots\dots\dots l = 50 \text{ [mm]} \\ \lg 2 & \dots\dots\dots x_2 \text{ [mm]} \end{array}$$

de unde $x_2 = l \cdot \lg 2 = 50 \cdot 0.3 = 15\text{mm}$.

În mod asemănător se determină lungimea segmentului x_k ce trebuie acordat unei frecvențe de k ori mai mari decât frecvența din stânga intervalului reprezentat:

$$x_k = l \cdot \log_{10} k = l \cdot \lg k \quad 1 < k < 10 \quad . \quad (5.198)$$

În figura 5.28 se arată o axă $\lg f$, f [Hz], gradată între 0,1Hz și 100Hz, deci într-un interval de trei decade. Se pot observa marcate câteva decade și câteva octave. Se reține că octava și decada nu se definesc ca diferență de frecvențe ci ca rapoarte de frecvențe. În axe logaritmice rapoartele apar ca diferențe.

Axa poate fi gradată și în $\lg\omega$, $[\omega] = \text{rad/sec}$, neexistând practic deosebiri între cele două tipuri de axe.

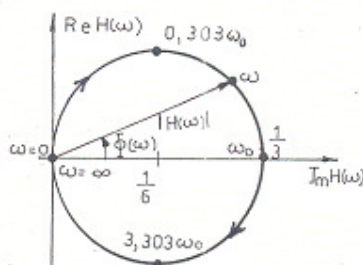


Fig. 5.43 Hodograful răspunsului în frecvență al punții Wien.

analizați și curbele respective sunt marcate în figura 5.42. Însumând cei trei termeni, se obține caracteristica $\Phi(\omega)$ ce traversează axa la $\omega = \omega_0$. Prin urmare, la frecvența $\omega_0 = 1/RC$ [rad/sec], puntea nu defazează și introduce o atenuare de valoare $1/3$ (-9,54 dB).

În figura 5.43 este arătat hodograful răspunsului în frecvență al punții Wien. El este un cerc pentru ω variind între 0 și ∞ .

Realizarea unei pante echivalente de 10 dB/decadă pentru caracteristica de frecvență

Se consideră sistemul din figura 5.44. Amplificatoarele operaționale se consideră ideale. Referindu-ne numai la primul etaj se știe că:

$$H_1(\omega) = \frac{U_1(\omega)}{X(\omega)} = 1 + \frac{Z_R(\omega)}{R} ; \quad Z_R(\omega) = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C} = \frac{R_1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}} ; \quad \omega_1 = \frac{1}{R_1 C} .$$

(5.245)

Prin urmare:

$$H_1(\omega) = 1 + \frac{R_1}{R(1 + j\omega R_1 C)} = \frac{R + R_1}{R} \cdot \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}} ; \quad \omega_2 = \frac{1}{R_P C} ; \quad R_P = \frac{RR_1}{R + R_1} .$$

(5.246)

Răspunsul în frecvență al primului etaj este deci:

$$H_1(\omega) = A \frac{1 + j(\omega/\omega_2)}{1 + j(\omega/\omega_1)} .$$

(5.247)

În mod asemănător se determină funcțiile de transfer ale etajelor realizate cu amplificatoarele A_2 și A_3 . Deoarece rezistențele din schemă sunt aceleași iar capacitatea scade de 10 ori respectiv de 100 de ori, frecvențele de tăiere ce intervin cresc de 10 ori respectiv de 100 de ori:

Sisteme de prelucrare numerică cu procesoare

Subiecte de tip studiu de caz sau problema

1. Să se scrie o secvență de program în limbaj de asamblare care permite transmiterea prin portul serial asincron (UART) a octetului existent în registrul acumulator.

[2], pag. 153-154.

5.4.8. MODULUL DE INTERFAȚĂ PENTRU COMUNICAȚIE SERIALĂ ASINCRONĂ

Introducere

Această lucrare se referă la utilizarea modului de interfață pentru comunicație serială asincronă SCI (*Serial Communication Interface*) al microcontrolerului MC9S12XDP512 în sistemul de dezvoltare a aplicațiilor ZK-S12-A.

Programarea modului SCI

Sistemul ZK-S12-A conține 2 porturi independente, SCI0 și SCI1 care sunt implementate prin intermediul primelor două canale ale modului SCI al microcontrolerului MC9S12XDP512. Fiecare astfel de port are doi pini, TX, pentru transmisie și RX, pentru recepție. Pentru fiecare port există câte un conector cu 9 pini denumit RS-232 0 și, respectiv, RS-232 1. În cadrul fiecărui conector, pinul 2 corespunde lui TX, iar pinul 3 corespunde lui RX. Cele două porturi pot fi accesate prin registre similare ca și structură, notate SCI_xDEN, unde $x = 0$ sau 1, iar DEN este denumirea registrului.

Partea practică

1) Să se scrie un program care realizează transmiterea repetitivă a caracterului ABH la portul SCI0. Frecvența de comunicație f_c va avea valoarea de 9600 Hz, caracterul va avea 8 biți și nu se va folosi bit de paritate.

Pentru stabilirea frecvenței de comunicație se consideră relația:

$$f_c = f_{osc} / (16 * (SCI0CR12 + 0)),$$

unde SCI0CR12+0 reprezintă un număr de 13 biți care trebuie înscris în registrul pentru stabilirea frecvenței SCIBR; acest registru este format din două registre de 8 biți, SCIBRL (partea mai puțin semnificativă) și SCIBRH (partea mai semnificativă);

După efectuarea calculului rezultă $SCI0CR12 + 0 = 52$, acest număr urmând a fi înscris în registrul SCIBRL.

În cele ce urmează se prezintă secvența de instrucțiuni care programează portul SCI0 conform cerințelor din enunț.

```
MOV B #52,SCI0BDL      ; Se stabilește frecvența de comunicație
MOV B #00,SCI0CR1      ; Se stabilește numărul de date pe ca-
                        ; Se stabilește numărul de date pe ca-
MOV B #08,SCI0CR2      ; Se validează transmisia
MOV B #00,SCI0SR2      ; Se selectează polaritatea normală la trans-
                        ; misie
e2: MOV B #AB,SCI0DRL   ; Se transmite caracterul curent
e1: LDAA SCI0SR1        ; Se citește registrul de stare SR1
      ANDA #80          ; Se izolează bitul TDRE
      BEQ e1            ; Dacă TDRE = 0, se mai citește registrul de
                        ; stare SR1
```

2

BRA e2

; Dacă TDRE = 1, se trece la transmiterea următorului caracter

Se rulează programul. Se vizualizează cu ajutorul osciloscopului forma semnalului prezent la pinul TX al portului SCIO.

a) Să se deseneze diagrama semnalului care ar trebui să se obțină la pinul TX. Se cunoaște că cei 8 biți ai caracterului sunt încadrați de un bit de start (cu valoarea 0 logic) și, respectiv, de un bit de stop (cu valoarea 1 logic), iar transmiterea caracterului se face începând cu cel mai puțin semnificativ bit. În plus, fiecare bit este inversat datorită circuitului amplificator de magistrală MAX 3232 care face legătura între pinii microcontrolerului și conectori. Să se compare apoi diagrama desenată cu cea obținută prin intermediul osciloscopului.

b) Să se determine experimental frecvența de transmisie măsurând cu ajutorul osciloscopului durata unui bit.

c) Să se modifice programul pentru a inversa polaritatea pentru datele transmise, verificând apoi cu osciloscopul efectul modificării.

2) Să se scrie un program care realizează conectarea internă a transmițătorului la receptor în cadrul portului SCIO, permițând apoi transmiterea a 35 de caractere care vor fi recepționate și înscrise în memorie începând cu adresa 1100h.

Se cunoaște că realizarea buclei interne între transmițător și receptor se face prin stabilirea valorii 1 logic pentru bitul LOOPS, situat în poziția cea mai semnificativă din cadrul registrului SCLCR1.

În cele ce urmează se prezintă secvența de instrucțiuni care programează portul SCIO conform cerințelor din enunț.

	LDX #1100	<i>se pun caracterele</i>	; Se stabilește adresa de început
	LDAB #35	<i>de caractere</i>	; Se stabilește numărul de caractere
	MOVB #52,SCIOBDL		; Se stabilește frecvența de comunicație
	MOVB #80,SCIOCR1		; Se validează realizarea buclei interne, se stabilește numărul de biți de date pe caracter la 8 și se invalidează bitul de paritate
	MOVB #80C, SCIOCR2		; Se validează transmisia și recepția
	MOVB #800,SCIOCR2		; Se selectează polaritatea normală la transmisie și recepție
	LDAA SCIOSR1		; Se golește registrul de stare SR1
e2:	MOVB #\$AB,SCIODRL		; Se transmite caracterul curent
e1:	LDAA SCIOSR1		; Se citește registrul de stare SR1
	ANDA #80		; Se izolează bitul TDRE
	BEQ e1		; Dacă TDRE = 0, se mai citește registrul de stare SR1
e3:	LDAA SCIOSR1		; Se citește registrul de stare SR1
	ANDA #20		; Se izolează bitul RDRF

2. Să se scrie o secvență de program în limbaj de asamblare care permite recepția unui octet prin portul serial asincron (UART) și înscriserea acestuia în registrul acumulator.

Bibliografie:

- [1] Curs SPNP.ppt, în https://intranet.etc.upt.ro/~SPNP_B/LICENTA/
- [2] L. Toma ș.a., Microcontrolere HCS12X, Teorie și aplicații, Editura de Vest, Timișoara, 2008.
- [3] L1.pdf, în https://intranet.etc.upt.ro/~SPNP_B/LICENTA
- [4] L. Toma, Sisteme de achiziție și prelucrare numerică a semnalelor, Editura de Vest, Timișoara, 1996.