

# CALCUL DE FRECVENȚĂ, EFECT MILLER, COMPARATIE EC - CASCOD

## 7.1 EC.

Pentru amplificatorul din fig. se cunoaște:

$$V_{CC} = 18V$$

$$V_{EE} = -1,6V$$

$$Q_1 \equiv Q_2 \left\{ \begin{array}{l} \beta_F = \beta_0 = 160 = \beta \\ V_{BE} \approx 0,6V \\ r_0 = r_{\mu} = \infty \\ C_{\mu} = 1pF \\ C_{\pi} = 39pF \end{array} \right.$$

Să se calculeze:

a) psl

b)  $A_{vo}$ ,  $A_{vfo} = ?$  (amplificator în bandă)

c)  $B$ ,  $f_i$ ,  $f_s = ?$

$B$  = bandă amplificatorului

$f_i$  = frecvență de jos (sau frecvență limită inferioară)

$f_s$  = frecvență de sus (sau frecvență limită superioară)

a) psl

P. tranzistorul  $Q_1$  în RAN  $\Rightarrow V_{BE} \approx 0,6V$  și  $I_C = \beta \cdot I_B$ .

$$I_B \cdot R_B + V_{BE} = -V_{EE}$$

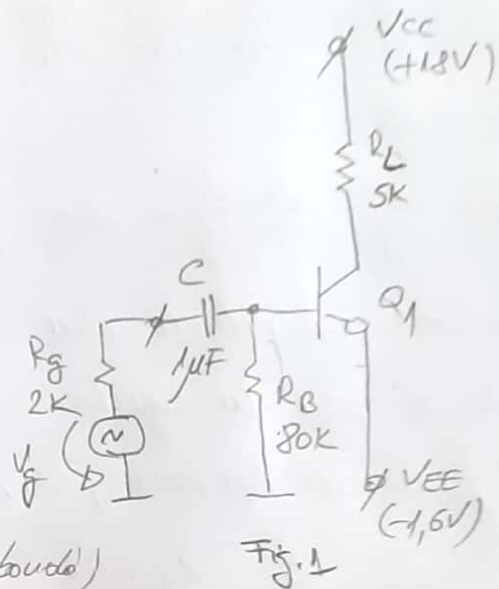
$$\frac{I_C}{\beta} \cdot R_B = -V_{EE} - V_{BE} \Rightarrow I_C = \frac{\beta (-V_{EE} - V_{BE})}{R_B} = 160 \cdot \frac{1}{80} mA = 2mA$$

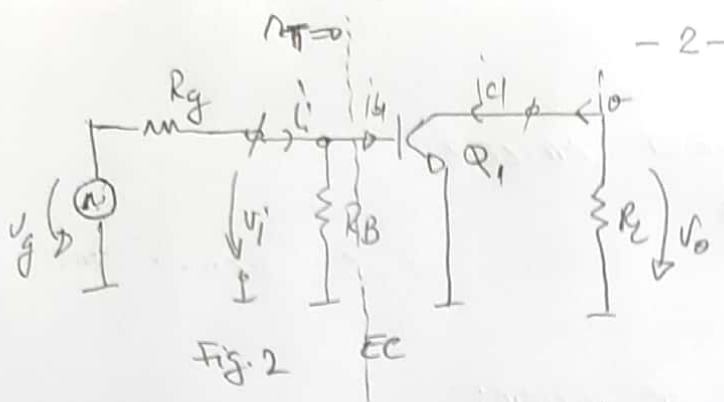
$$V_{CE} = V_{CC} - V_{EE} - R_C \cdot I_C = (18 + 1,6 - 10) V = 9,6V$$

$$Q_1 \left\{ \begin{array}{l} I_C = 2mA \\ V_{BE} = 0,6V \\ V_{CE} = 9,6V > V_{BE} \end{array} \right. \parallel \Rightarrow \text{RAN}$$

b) Schema de curent alternativ pentru calculul amplificator în bandă.

- în bandă (veri uero CEF) elementele reactive din amplificator au efect nul. La semnal, rezultă schema:





$$g_{m1} = 40 I_{E1} = 40 \cdot 2 \text{ mA} = 80 \text{ K}\Omega^{-1}$$

$$r_{\pi 1} = \frac{\beta}{g_{m1}} = \frac{160}{80} \text{ K}\Omega = 2 \text{ K}\Omega$$

În banda, reactanța condensatorului de cuplaj  $C$  este neglijabilă ( $\approx 0$ )

$$A_{v0} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{I_{C1}} \cdot \frac{I_{C1}}{I_{B1}} \cdot \frac{I_{B1}}{V_i} = -R_L \cdot \beta \cdot \frac{1}{R_{\pi 1}} = -g_{m1} \cdot R_L$$

$$A_{v0} = -400$$

$$A_{vg} = \frac{V_o}{V_g} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{V_i}{V_g} = A_{v0} \cdot \frac{V_i}{V_g}$$

Pe schemă echivalentă din

fig. 3 se scrie, cu regula

$$\text{divizorului de tensiune, } V_i = V_g \cdot \frac{R_B \parallel r_{\pi}}{R_B \parallel r_{\pi} + R_g}$$

$$\text{Ca urmare, } \frac{V_i}{V_g} = \frac{R_B \parallel r_{\pi}}{R_B \parallel r_{\pi} + R_g}$$

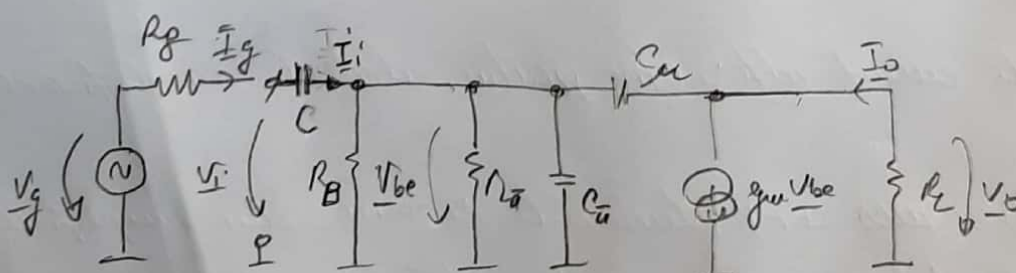
$$\text{Astfel, } A_{vg} = A_{v0} \cdot \frac{R_B \parallel r_{\pi}}{R_B \parallel r_{\pi} + R_g} \approx -\frac{r_{\pi}}{r_{\pi} + R_g} \cdot A_{v0} = \frac{2 \text{ K}}{4 \text{ K}} \cdot (-400) = -200$$

$$A_{vg} = -200$$

Deci, rezistența de intrare în amplificatorul cu EC este  $R_B \parallel r_{\pi} \approx r_{\pi} = 2 \text{ K}\Omega$ , rezistența ce are valoarea egală cu  $R_g$ , pusată din amplificator nu pierde din conștientizarea divizorului.

### f) CALCUL ÎN FRECVENȚĂ

Schéma echivalentă, valabilă la orice frecvență, este dată în fig. 4



Transistorul  $Q_1$  a fost înlocuit cu circuitul său echivalent de semnal mic în joasă frecvență.

Pe scheme din Fig. 4. se observă că:

$$\begin{aligned} C &= 1 \mu F \\ C_u &= 39 pF \\ C_\mu &= 1 pF \end{aligned}$$

$\Rightarrow$

Capacitatea  $C$  va avea o reactanță aproape nulă la multe frecvențe, deci, acolo vor conta capacitățile parazite ale tranzistorului  $\Phi(C_u \text{ și } C_\mu)$

Ca urmare, se poate denumi circuitul de multe frecvențe. (Fig. 5)

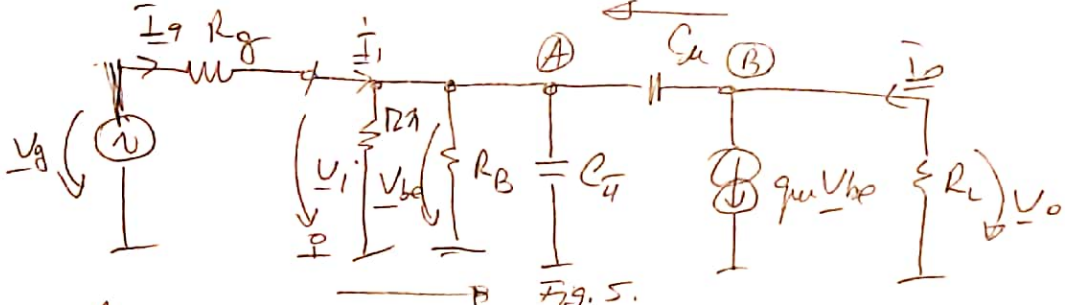


Fig. 5.

Așa cum arată circuitul de multe frecvențe din Fig. 5., transferul pe acest circuit este unidirecțional (de la intrare către ieșire). Există și un transfer invers (de la ieșire către intrare) prin capacitățile  $C_\mu$ .

Pentru urmare se dăruie transformarea amplificatorului din Fig. 5. într-unul unidirecțional. Acest lucru este posibil prin utilizarea teoriei Miller. Cu ajutorul acestei teorii, capacitatea  $C_\mu$  se poate "replă" în două capacități echivalente cu care se vor înlocui punctele A și B către masă. Ca în fig. 6.

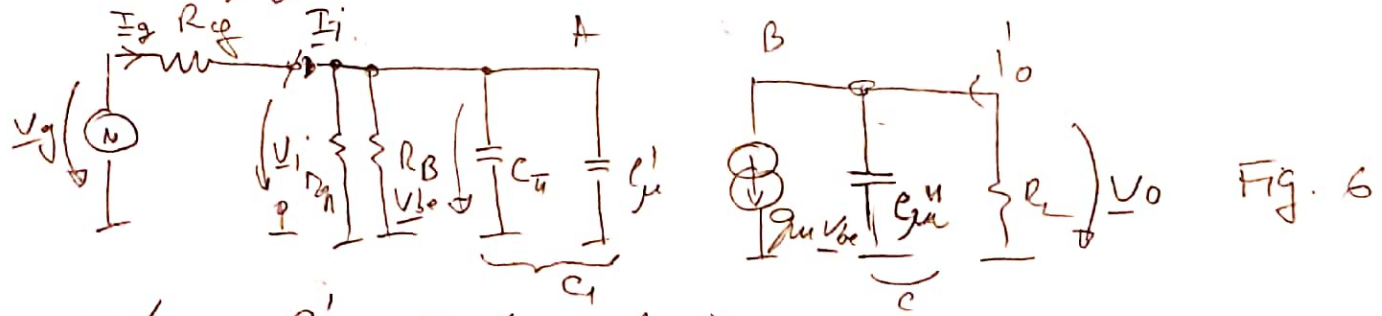


Fig. 6

unde,

$$C_1' = C_\mu (1 - A_{vo}) = 40 pF; \text{ Se notează:}$$

$$C_1'' = C_\mu (1 - \frac{1}{A_{vo}}) = 1 pF; \quad C_1 = C_u + C_1' = 440 pF$$

$$C_2 = C_1'' = 1 pF$$



Am două capacități echivalente, notate  $C_1$  și  $C_2$  pe fig. 6, formate din doi poli pentru amplificator. Atunci când frecvența crește și atinge valorile compunzătoare unui pol, amplificarea începe să scadă cu  $-20 \text{ dB/decada}$ .

Ca urmare, amplificarea poate fi scrisă:

$$|A_{vg}| = |A_{vg0}| \cdot \frac{1}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)}$$

unde  $\tau_1, \tau_2$  sunt constantele de timp asociate celor doi poli.

Frecvența limită superioară va fi calculată prin metodele constantei de timp.

$$f_s = \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2)} \quad \text{cu} \quad \begin{aligned} \tau_1 &= R_{e1} \cdot C_1 \\ \tau_2 &= R_{e2} \cdot C_2 \end{aligned}$$

Rezistențele echivalente  $R_{e1}, R_{e2}$  sunt rezistențele echivalente "văzute" de capacitățile  $C_1$  și  $C_2$  de la borne cu generatorul  $V_g$  privit. Prin privirea generatorului  $V_g$  rezultă circuitul echivalent din fig. 7.

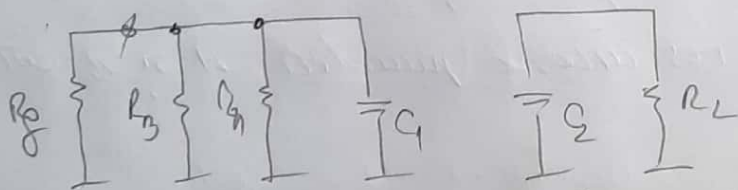


Fig. 7

$$\Rightarrow \begin{aligned} R_{e1} &= R_g \parallel R_3 \parallel R_1 \\ R_{e2} &= R_L = 5 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Deoarece  $R_g = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 \gg R_g \parallel R_3$ , ca urmare  $R_{e1} = \frac{R_g}{2} = 1 \text{ k}\Omega$ .

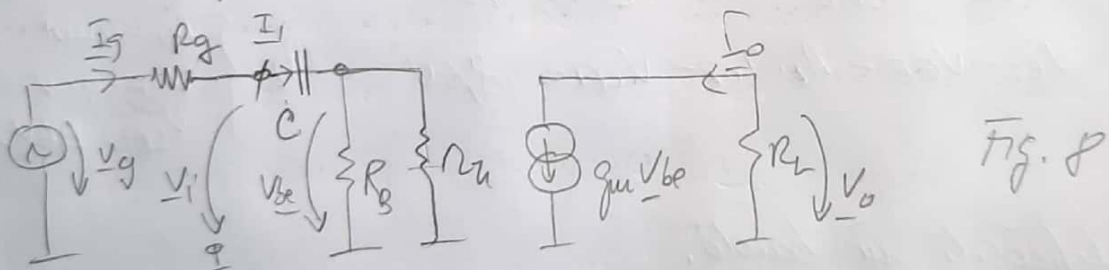
$$\text{Atfel: } \tau_1 = 1 \text{ k}\Omega \cdot 440 \text{ pF} = 440 \text{ nS}; \quad \tau_2 = 5 \text{ k}\Omega \cdot 1 \text{ pF} = 5 \text{ nS}.$$

Se poate observa că  $\tau_1$  este constanta de timp care contribuie cel mai mult la calculul  $f_s \Rightarrow C_1$  este polul dominant.

Mai mult decât atât, se observă că în voltorul lui  $C_1$  este o mai mare contribuție a curentului  $C_1$  care depinde de amplificarea  $A_{vo}$ . Deci, în câștigul de voltor este o amplificare mai mare în câștigul voltorului lui  $C_1$  este o mai mare contribuție a curentului  $C_1$  care depinde de amplificarea  $A_{vo}$ . Cu urmare,  $f_s$  este de ordinul amplificării  $A_{vo}$ .

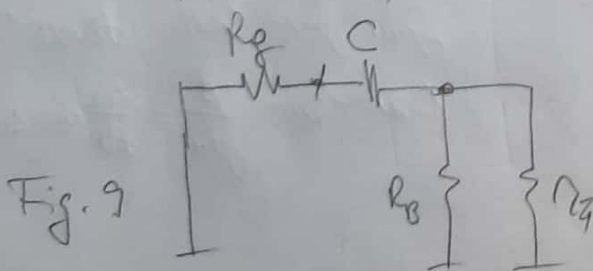
$$f_s = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_2)} \approx \frac{1}{2\pi R_1} \approx 362 \text{ KHz}$$

La joasă frecvență, reactanța capacităților  $C_1$  și  $C_2$  este foarte mică. Cu urmare, acestea se vor înlocui cu rezistențe infinite care nu vor conta, nu se va lua în considerare reactanța capacităților de cuplaj  $C = 1\mu$  înserată cu intrarea amplificatorului. Rezultatul circuitului de joasă frecvență (fig. 8).



$$f_s = \frac{1}{2\pi C_j} \text{ unde } C_j = R_{ej} \cdot C$$

$R_{ej}$  se obține prin rezistența  $V_{be}$  (fig. 9)



$$R_{ej} = R_g + R_B \parallel R_E \approx R_g + R_E = 2K$$

$$C_j = R_{ej} \cdot C = 4nF$$

$$f_{dec} \approx 40Hz$$

$$f_{ec} = \frac{1}{2\pi C_j} = 39,8Hz \approx 40Hz$$

Cu urmare, banda  $B = f_s - f_{ec} \approx 362KHz$

## 92] CASCOO

Pentru obiectivitatea compoziției nite cascoo și ec ne vor  
păstra parametrii tranzistoarelor soluției care ei ai tranzistoarelor  
utilizate în ec. Curenții de polarizare și tensiunile de alimentare  
rămân identice cu în soluția în jurstrial. Conducătorul de  
imploj al jurstrialului va fi identic.

a) .psf.

Presupunem  $Q_1, Q_2$  în RM

$$\Rightarrow V_{BE} \approx 0,6V$$

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

Curentul prin tranzistorul  $Q_1$   
ne determină în același mod ca

la EC. Rezultă  $I_{C1} = I_{C2} = 2mA$

$$V_{CE1} = 0 - V_{EE} - V_{BE2} \Rightarrow V_{CE1} = 1V$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - V_{EE} - R_L \cdot I_{C1} - V_{CE1} = 8,6V$$

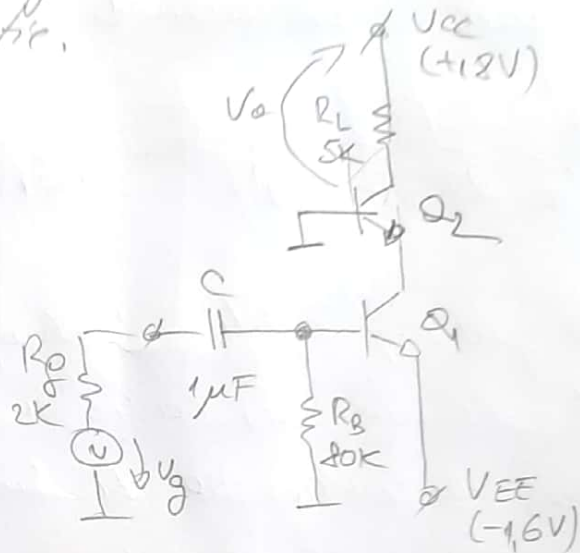


Fig. 10

$$Q_1 \left\{ \begin{array}{l} I_{C1} = 2mA \\ V_{BE} = 0,6V \\ V_{CE1} = 1V > V_{BE} \end{array} \right\} \Rightarrow \text{RM}$$

$$Q_2 \left\{ \begin{array}{l} I_{C2} = 2mA \\ V_{BE} = 0,6V \\ V_{CE2} = 8,6V > V_{BE} \end{array} \right\} \Rightarrow \text{RM}$$

b) Amplificările în buclă.

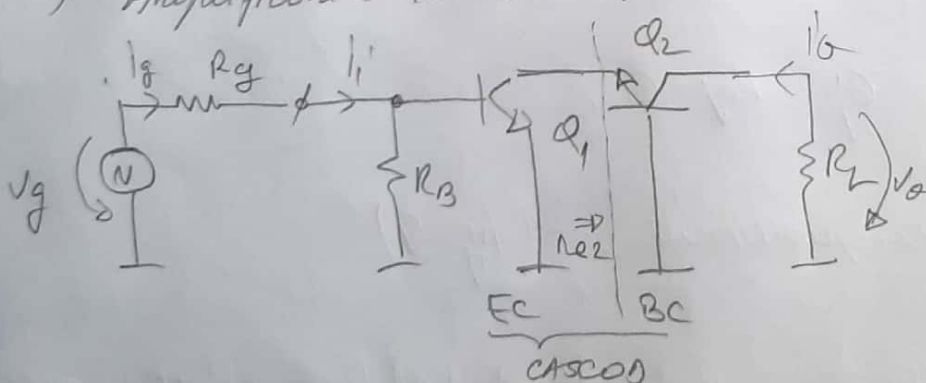


Fig. 11

$$g_{m1} = g_{m2} = 40I_C = 80 \text{ mS}$$

$$r_{be1} = r_{be2} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{160}{80} \text{ k}\Omega = 2 \text{ k}\Omega$$

$$A_{v_{CE}} = -g_{m1} \cdot R_L = -400$$

$$A_{v_{EC}} = -g_{m1} \cdot r_{be2} = -g_{m1} \cdot \frac{1}{g_{m2}} = -1$$

$$A_{v_{CASCO}} = A_{v_{EC}} \cdot A_{v_{CE}} = -400 //$$



$$A_{v_{o_{osc}}} = A_{v_{o_{osc}}} \cdot \frac{R_B \parallel R_{T1}}{R_B \parallel R_{T1} + R_g} \approx A_{v_{o_{osc}}} \cdot \frac{R_{T1}}{R_{T1} + R_g} = \frac{A_{v_{o_{osc}}}}{2} = \underline{\underline{-200}}$$

f) Calculul în frecvență

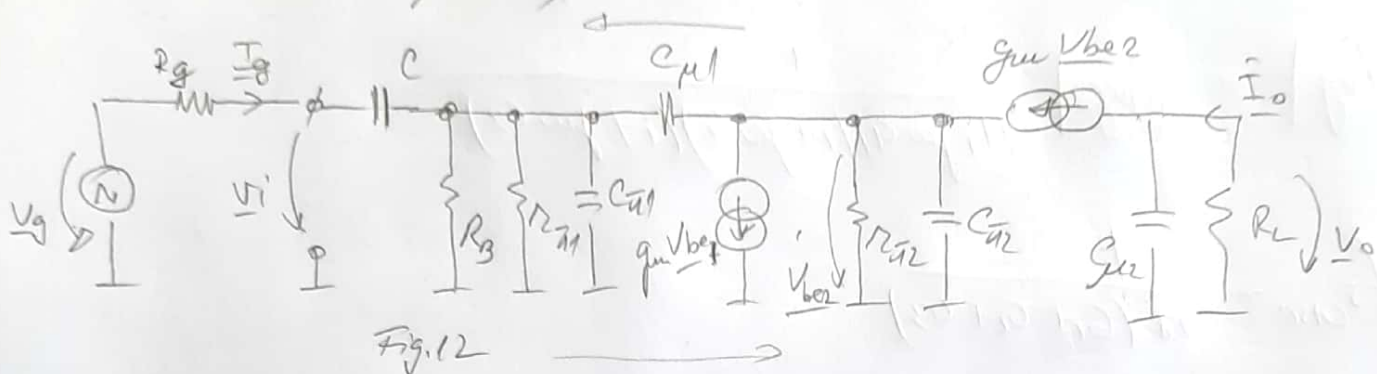


Fig. 12

Apore problema transferenței bidirectionale la EC. Problema se rezolvă cu la P1, prin aplicarea formulei Miller.

Circuitul de multă frecvență.

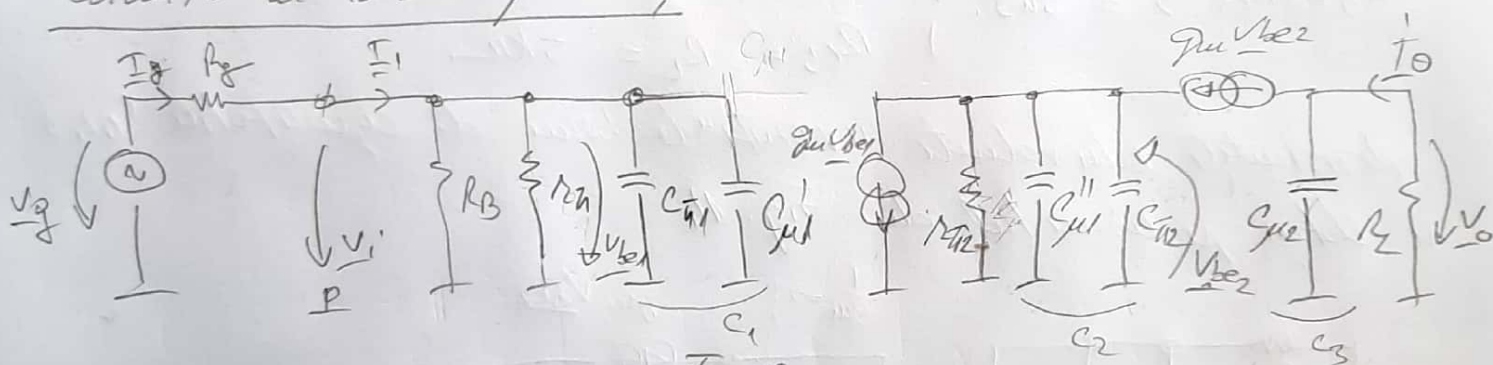


Fig. 13.

$$C_{\mu 1}' = C_{\mu 1} (1 - A_{v_{o_{EC}}}) = 2 \text{ pF};$$

$$C_{\mu 1}'' = C_{\mu 1} \left( 1 - \frac{1}{A_{v_{o_{EC}}}} \right) = 2 \text{ pF};$$

$$C_1 = C_{\mu 1}' + C_{\mu 1}'' = 4 \text{ pF}$$

$$C_2 = C_{\mu 1}'' + C_{\mu 2} = 4 \text{ pF}$$

$$C_3 = C_{\mu 2} = 1 \text{ pF}.$$

În situația cîscosului avem 3 poli, elogi de capacitatea echivalente  $C_1, C_2, C_3$ .

Cu o  $\omega$  mare este necesară capacitatea reflectată în intrarea etajului EC ( $C_{\mu 1}'$ ) datorată scăderii amplificării pe etaj ( $A_{v_{o_{EC}}} = -1$ ). În urma, polul dominant se mută la frecvență mai mare  $\Rightarrow$  cîștigul în frecvență d' cîșcosului

-8-

Menționăm stajului EC pe intrarea colectorului portușor  
 o rezistență de intrare mare față de Etapele BC  
 unde rezistența de intrare este  $1/g_m$ .

$$|A_{vg}| = |A_{vg0}| \frac{1}{(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_2)(1+j\omega\tau_3)}$$

$$f_{scase} = \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3)}$$

$$\tau_1 = R_{e1} \cdot C_1 = 4 \mu s ; \quad R_{e1} = R_{TH} \parallel R_B \parallel R_g \approx R_{TH} \parallel R_g = 1 k\Omega$$

$$\tau_2 = R_{e2} \cdot C_2 \approx 0,5 \mu s ; \quad R_{e2} = \frac{1}{g_m} = 0,0125 k\Omega$$

$$\tau_3 = R_{e3} \cdot C_3 = 5 \mu s ; \quad R_{e3} = R_L = 5 k\Omega$$

Rezistențele echivalente vor fi de lucru de capacitățile  $C_{1,2,3}$   
 se obțin pe circuitul din Fig. 14.

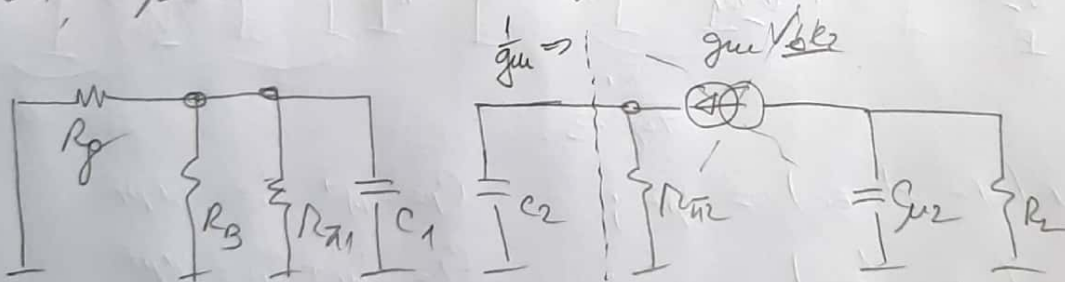
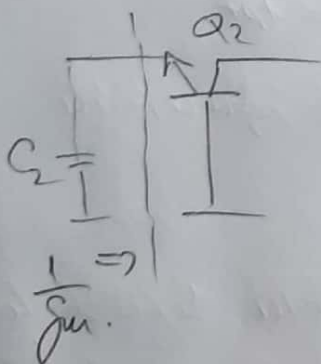


Fig. 14.



! Rezistența echivalentă văcută de  
 capacitorul  $C_2$  este rezistența de intrare  
 în et. BC  $\rightarrow 1/g_m$ .

$$f_{scase} \approx \frac{1}{2\pi(\tau_1 + \tau_3)} \approx \underline{\underline{3,42 MHz}}$$



Calculul frecvenței limită inferioare la case.  $U_{T1}$  joasă  
cu al de la  $P_1 \rightarrow EC$ .

$$f_{case} = f_{ice} \approx 40 \text{ kHz}$$

$$B_{case} = f_{scase} - f_{case} \approx 3,42 \text{ MHz}$$

### Concluzie:

Pentru oscilatoare, pe același tip de tranzistor se obține o frecvență limită superioară ( $f_s$ ) cu aproximativ un ordin de mărime mai mare decât în cazul amplif. cu EC.

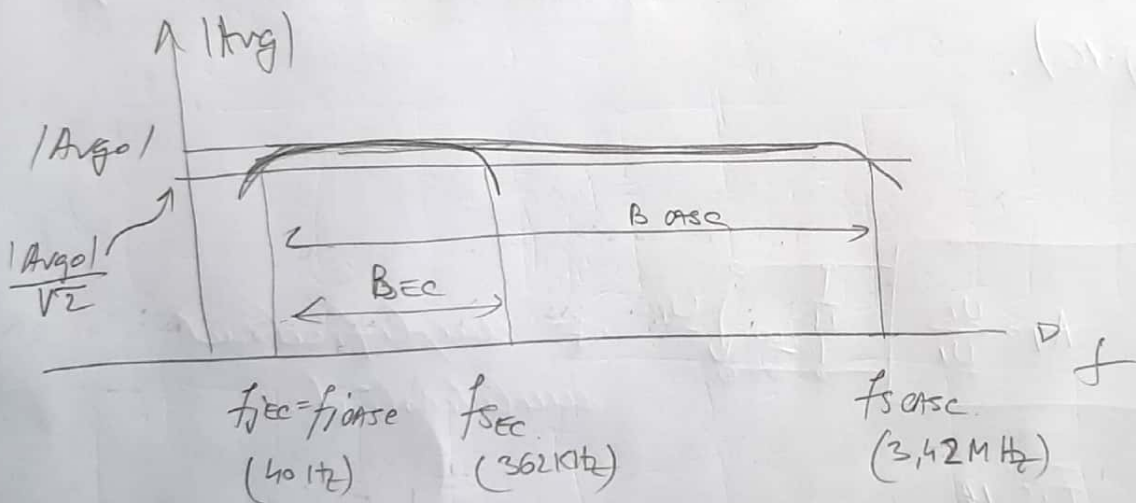


Fig. 15.

# UNI LATERALIZAREA AMPLIFICATOARELOR

Fie amplificatorul ideal de sumare ( $\underline{A_v}$ ) cu caracteristică  $\underline{z}$  echivalată într-o intrare și ieșire (fig. 15). Se pune problema transformării într-un amplificator unilateral.

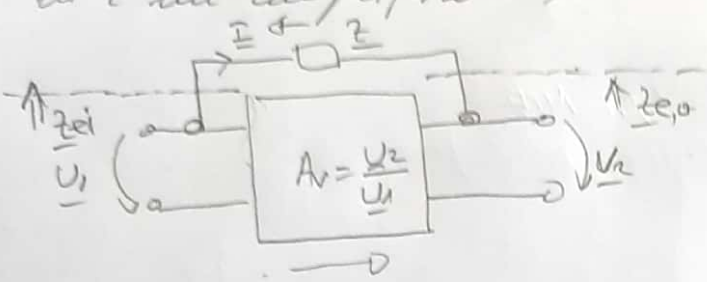


Fig. 15.

$$\underline{I} = \frac{U_1 - U_2}{\underline{z}}$$

$$\underline{z}_{ei} = \frac{U_1}{\underline{I}} = \frac{U_1}{\frac{U_1 - U_2}{\underline{z}}} = \underline{z} \cdot \frac{1}{1 - \frac{U_2}{U_1}} = \underline{z} \cdot \frac{1}{1 - \underline{A_v}}$$

$$\underline{z}_{eo} = \frac{U_2}{-\underline{I}} = \frac{U_2}{\frac{U_2 - U_1}{\underline{z}}} = \underline{z} \cdot \frac{1}{1 - \frac{U_1}{U_2}} = \underline{z} \cdot \frac{1}{1 - \frac{1}{\underline{A_v}}} = \underline{z} \cdot \frac{\underline{A_v}}{\underline{A_v} - 1}$$

Amplificatorul unilateral poate fi "reputat" un două amplifcator echivalate cu care n "interconect" intrarea, respectiv ieșirea (fig. 16).

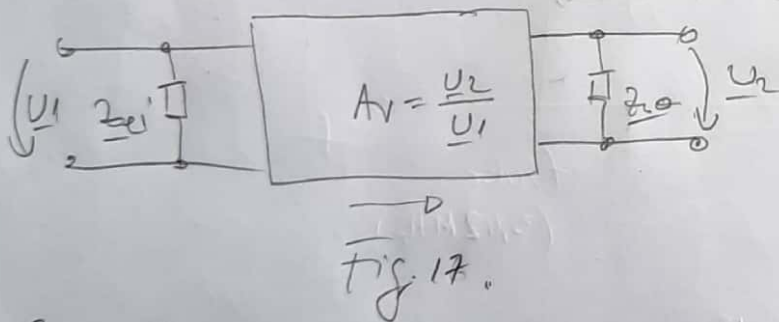


Fig. 17.

amplificatorul unilateralizat.

În cazul ec:

$$\underline{z}_{ei} = \frac{1}{j\omega C_{ei}}$$

$$\underline{z} = \frac{1}{j\omega C_{\mu}}$$

$$\frac{1}{j\omega C_{ei}} = \frac{1}{j\omega C_{\mu}} \cdot \frac{1}{(1 - \underline{A_v})} \Rightarrow C_{ei} = C_{\mu}' = \frac{C_{\mu}}{(1 - \underline{A_v})}$$

$$\frac{1}{j\omega C_{eo}} = \frac{1}{j\omega C_{\mu}} \cdot \frac{\underline{A_v}}{\underline{A_v} - 1} \Rightarrow C_{eo} = C_{\mu}'' = \frac{C_{\mu}}{(1 - \frac{1}{\underline{A_v}})}$$

Notă: din  $P_1$  și  $P_2$