

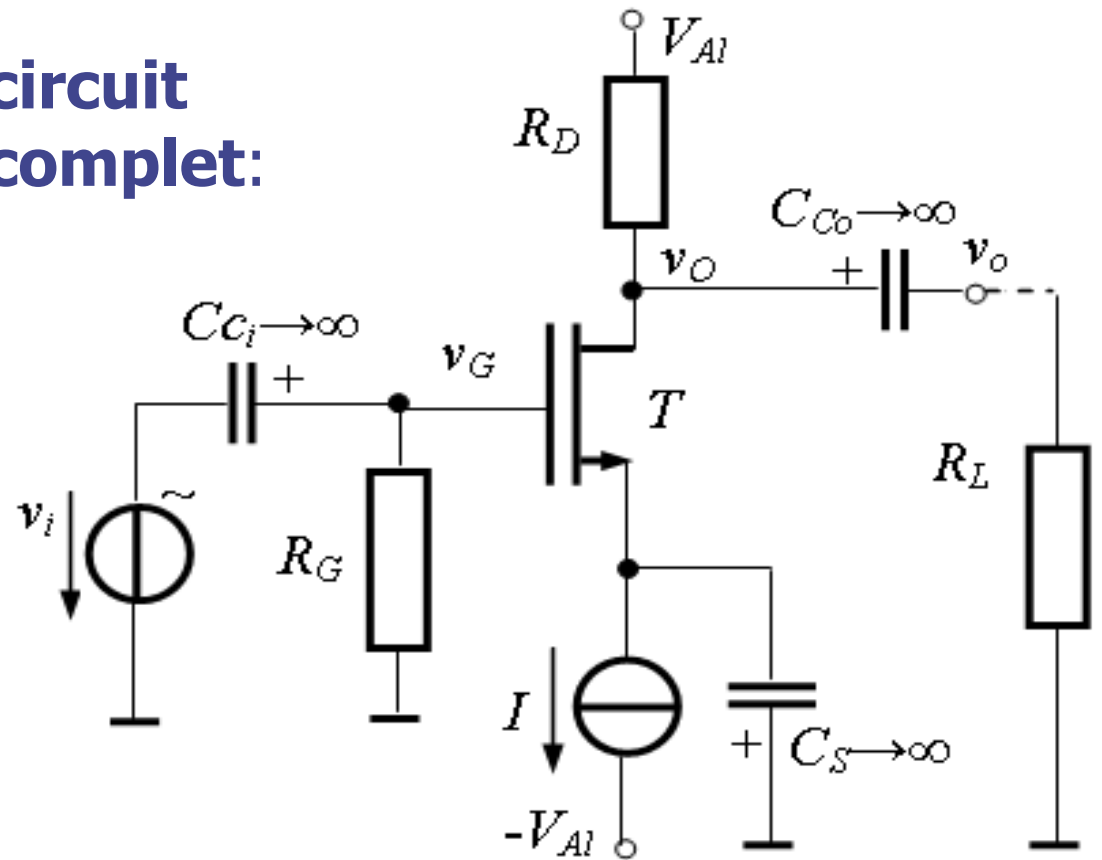
Răspunsul in frecvență al amplificatoarelor cu tranzistoare

- Răspunsul in frecvență al amplificatorului SC, analiza calitativă
- Analiza cantitativa a raspunsului in frecventa pentru amplificatoarele SC si EC - **optional**
- Amplificatorul cascoda - **optional**

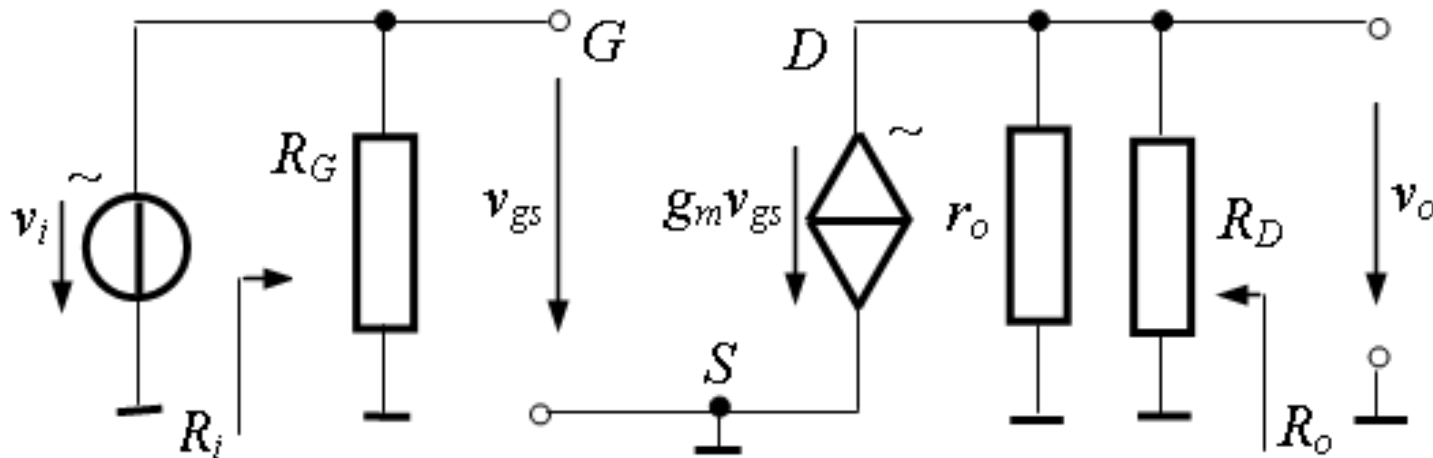
Conexiune SC

frecvențe medii

circuit complet:



circuitul echivalent de semnal mic la frecvențe medii:



$$A_v \approx -g_m R_D$$

$$R_i = R_G$$

$$R_o = R_D \parallel r_o \approx R_D$$

Comportarea în frecvență

➤ frecvențe medii:

- condensatoarele de cuplaj → scurtcircuit
- condensatoarele parazite intrinseci tranzistorului → întreruperi

➤ frecvențe joase:

- **condensatoarele de cuplaj** → **impedante echivalente**
- condensatoarele parazite intrinseci tranzistorului → întreruperi

➤ frecvențe înalte:

- condensatoarele de cuplaj → scurtcircuit
- **condensatoarele parazite intrinseci tranzistorului** → **impedante echivalente**

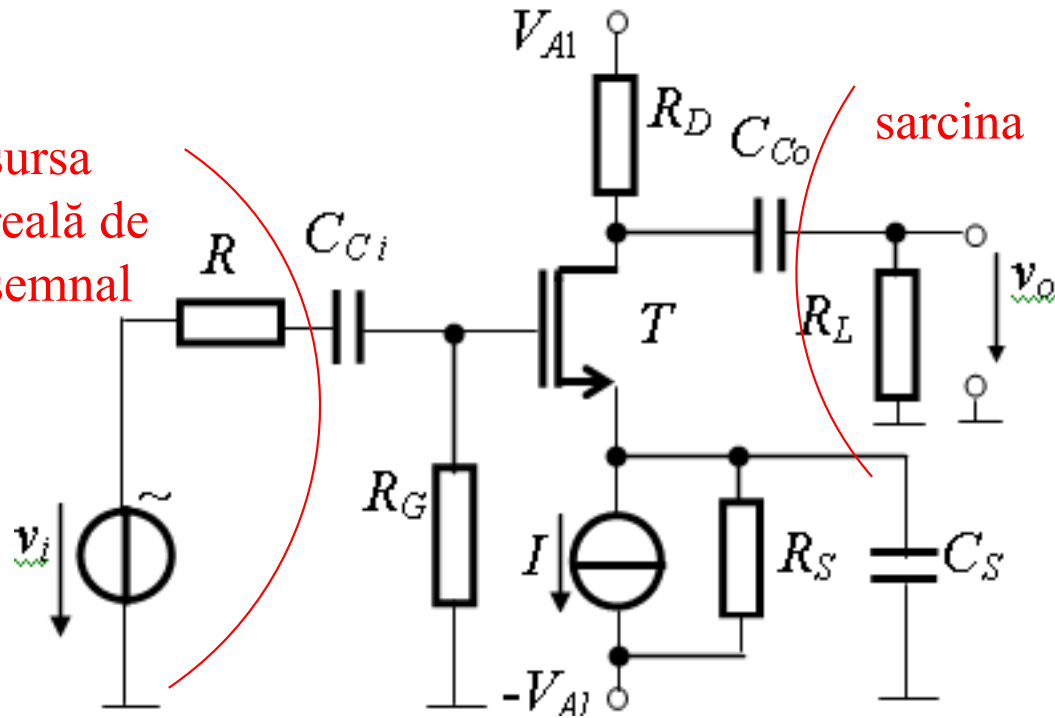
• *trebuie luate în considerare și:*

- rezistența de ieșire a sursei de semnal
- rezistența de sarcină

Frecvențe medii

sursa
reală de
semnal

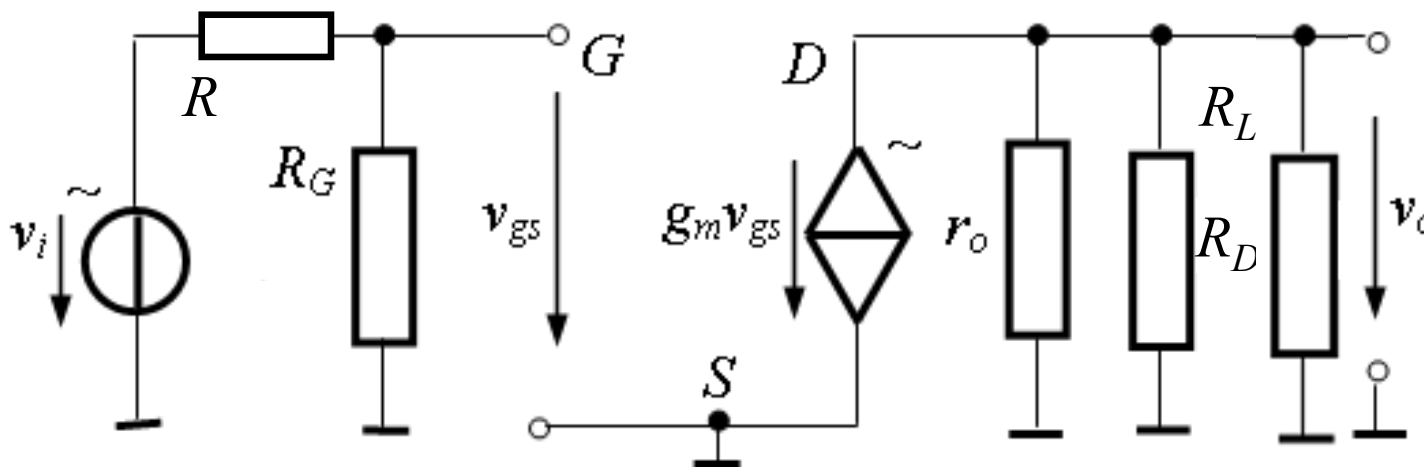
sarcina



- Nu apar condensatoare în schema echivalentă pentru variații

- Comportament independent de frecvență

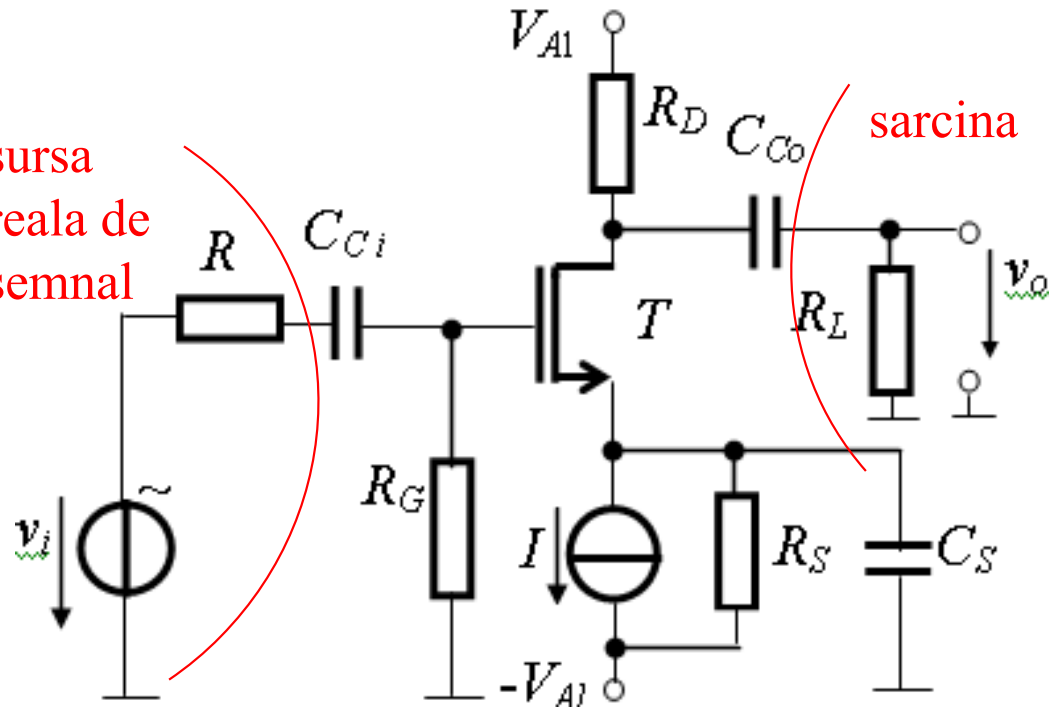
$$|A_v(j\omega)| = \text{cst}$$



la variația
frecvenței

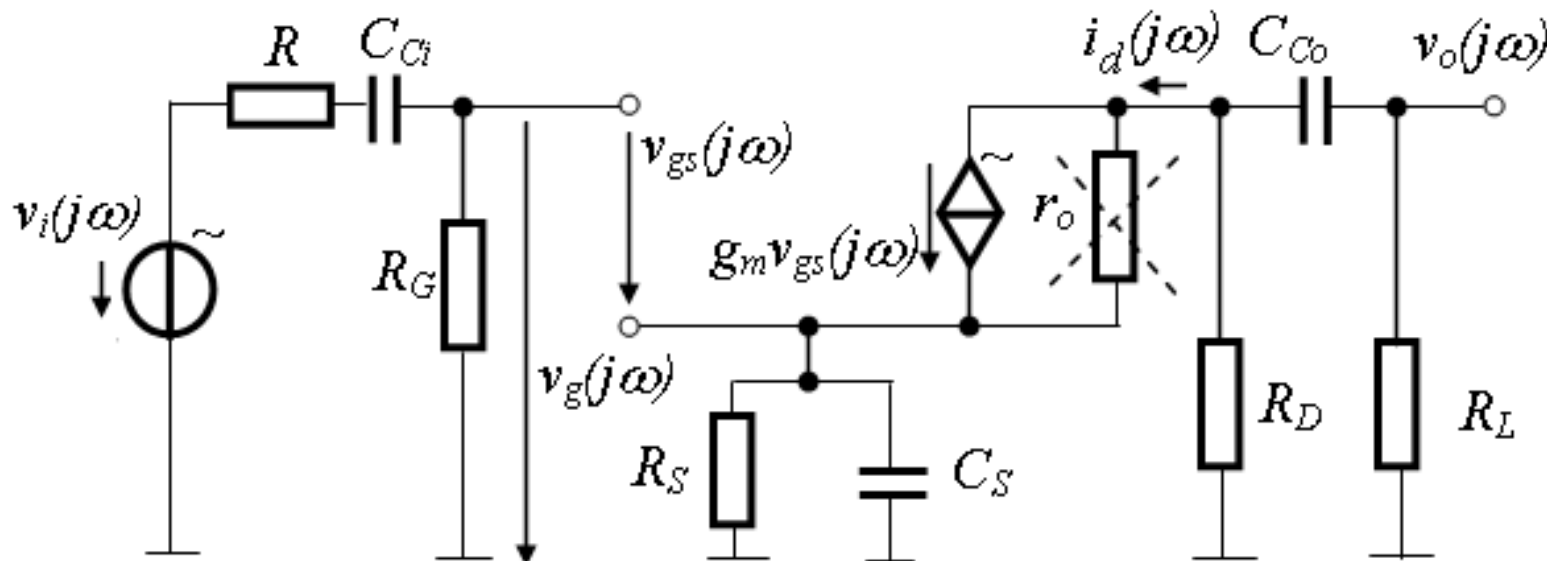
Frecvențe joase

sursa
reala de
semnal



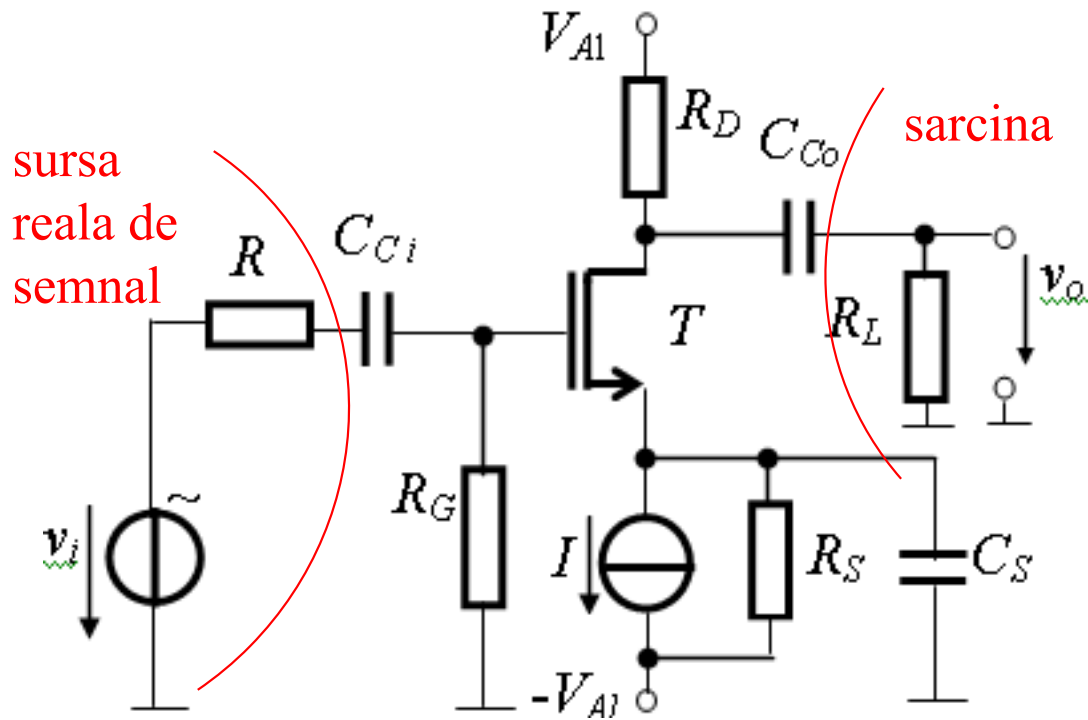
- Condensatoarele de cuplare/decuplare apar în schema echivalentă pentru variații
- Comportament dependent de frecvență
- **Trece sus**

$$f \downarrow, |A_v(j\omega)| \downarrow$$



Fixează
frecvența de
tăiere
inferioară

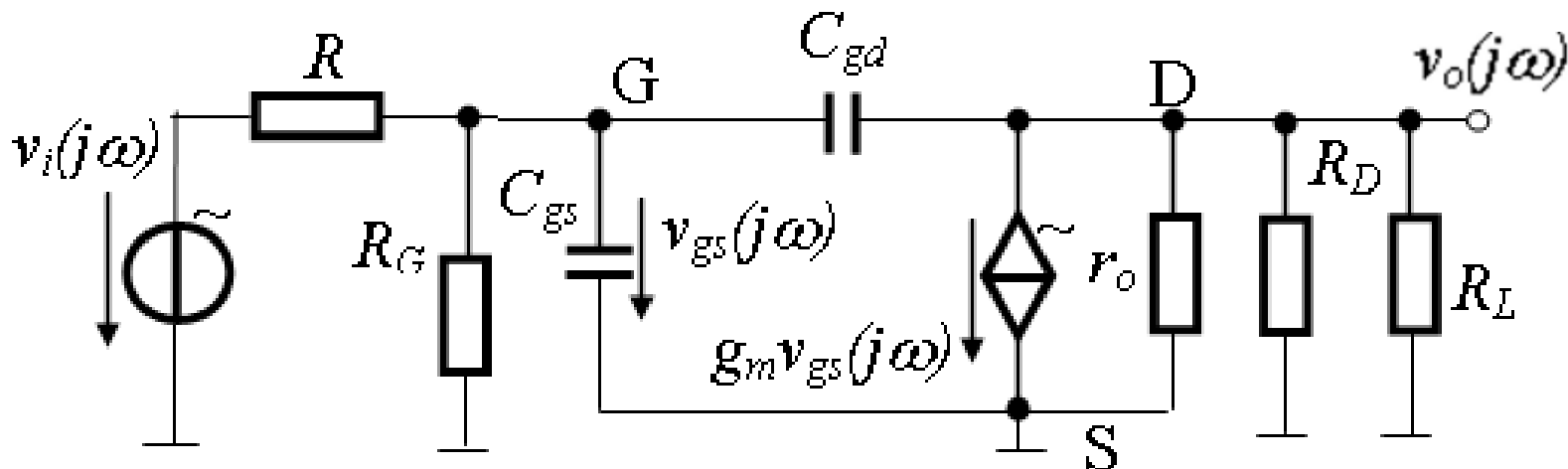
$$f_L$$



Frecvențe înalte

- Capacitatile parazite apar în schema echivalentă pentru variații
- Comportament dependent de frecvență
- Trece jos

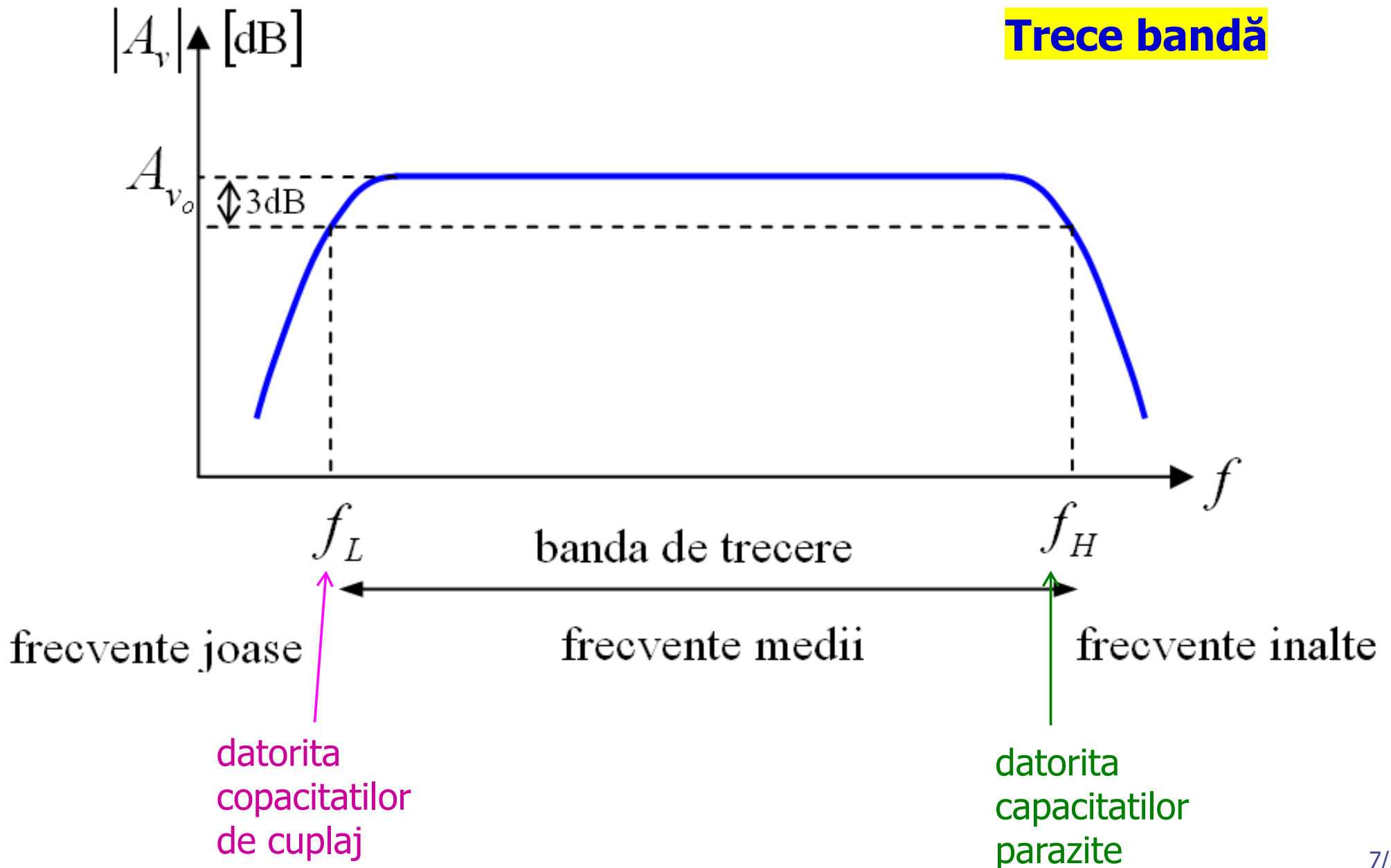
$$f \uparrow, |A_v(j\omega)| \downarrow$$



Fixează
frecvența de
tăiere
superioară

$$f_H$$

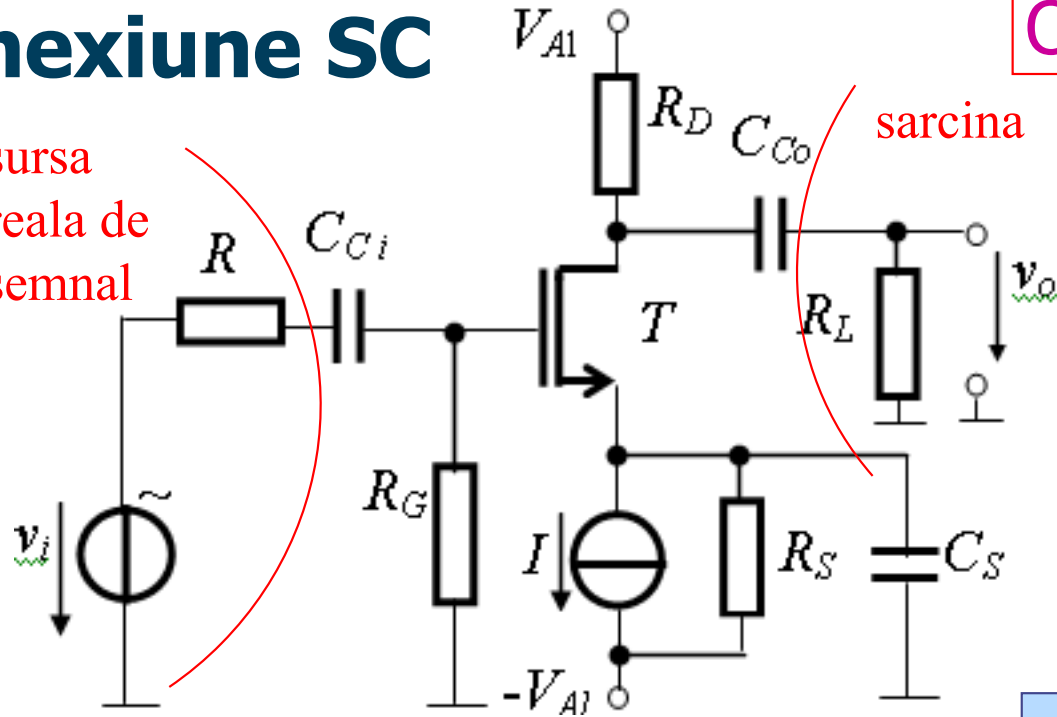
Răspunsul în frecvență



Conexiune SC

Optional

sursa
reala de
semnal



$$A_v(j\omega) = \frac{v_o(j\omega)}{v_i(j\omega)}$$

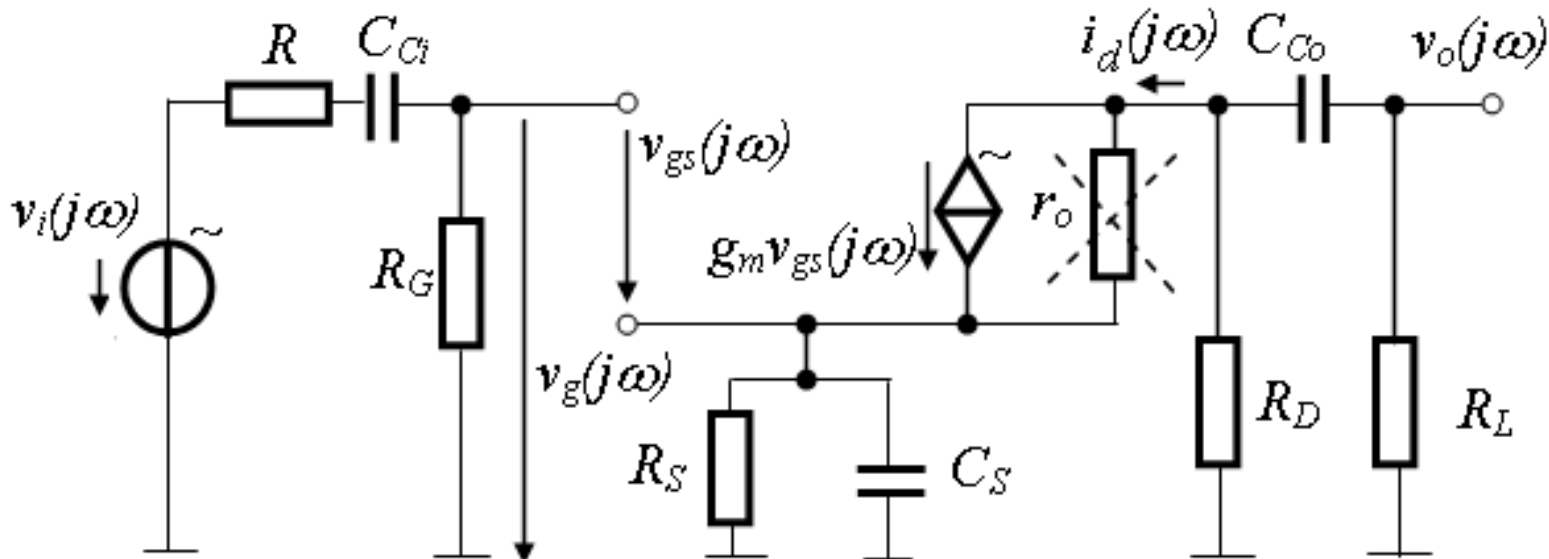
$$v_o(j\omega) = F_o(j\omega) \cdot i_d(j\omega);$$

$$i_d(j\omega) = F_s(j\omega) \cdot v_g(j\omega);$$

$$v_g(j\omega) = F_i(j\omega) \cdot v_i(j\omega);$$

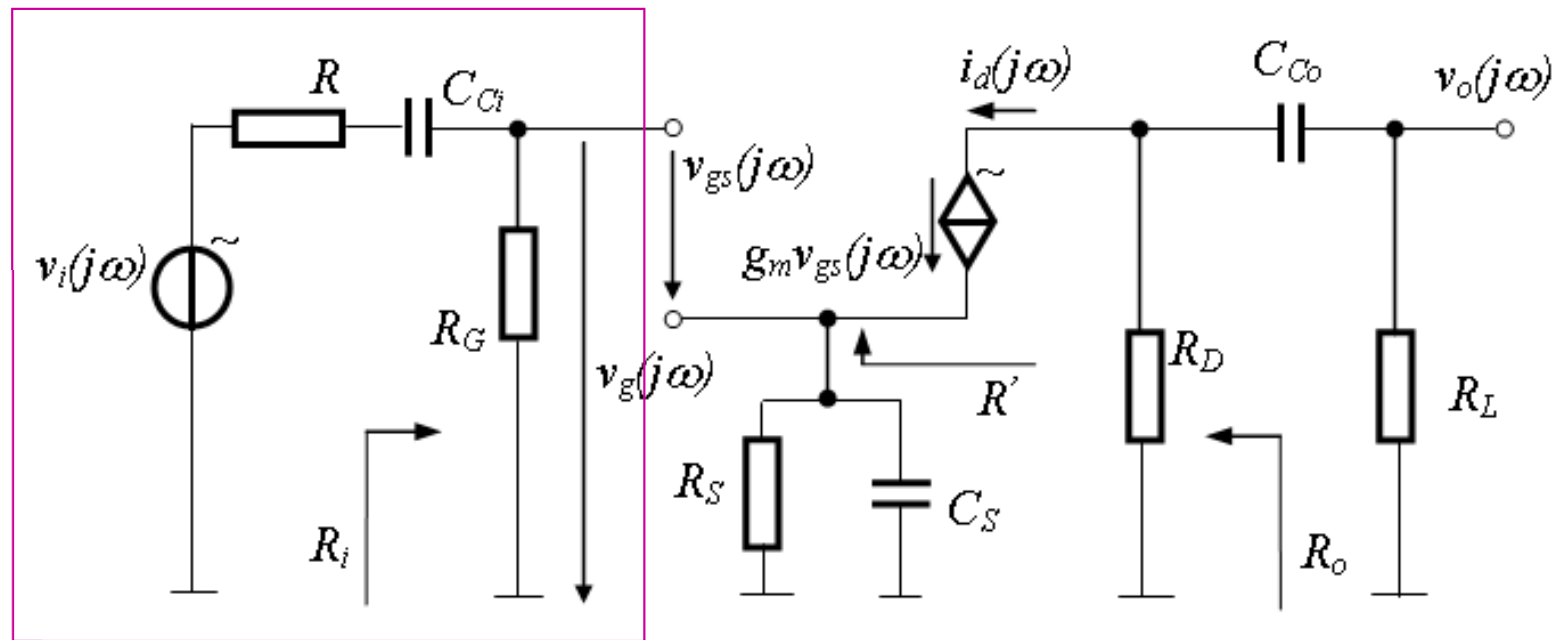
$$A_v(j\omega) = F_i(j\omega) \cdot F_s(j\omega) \cdot F_o(j\omega)$$

➤ Analiza in domeniul frecventelor joase



Analiza in domeniul frecventelor joase

Facultativ



$$F_i(j\omega) = \frac{v_g(j\omega)}{v_i(j\omega)} = \frac{j\omega R_G C_{Ci}}{1 + j\omega(R + R_G)C_{Ci}}$$

FTS, introduce pol la frecventa

$$f_{Li} = \frac{1}{2\pi(R + R_G)C_{Ci}}$$

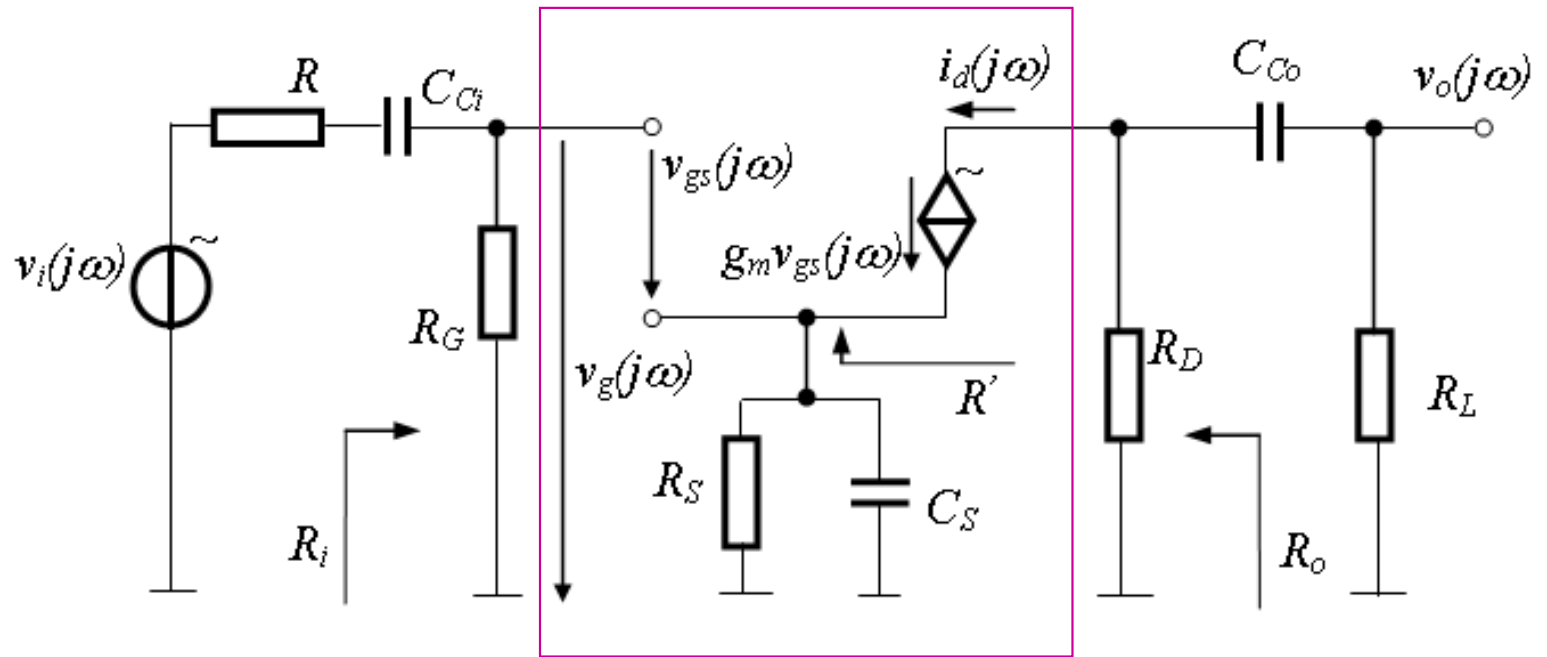
Frecvența polului: **produsul dintre condensatorul C_{Ci} și rezistența echivalentă la bornele lui**

Generalizare:

$$f_{Li} = \frac{1}{2\pi(R + R_i)C_{Ci}}$$

Analiza in domeniul frecventelor joase

$$F_s(j\omega) = \frac{i_d(j\omega)}{v_g(j\omega)}$$



$$i_d(j\omega) = g_m v_{gs}(j\omega) \quad v_g(j\omega) = v_{gs}(j\omega) + g_m v_{gs}(j\omega) \left(R_S \parallel \frac{1}{j\omega C_S} \right)$$

$$f_{Ls} = \frac{1}{2\pi \left(\frac{1}{g_m} \parallel R_S \right) C_S}$$

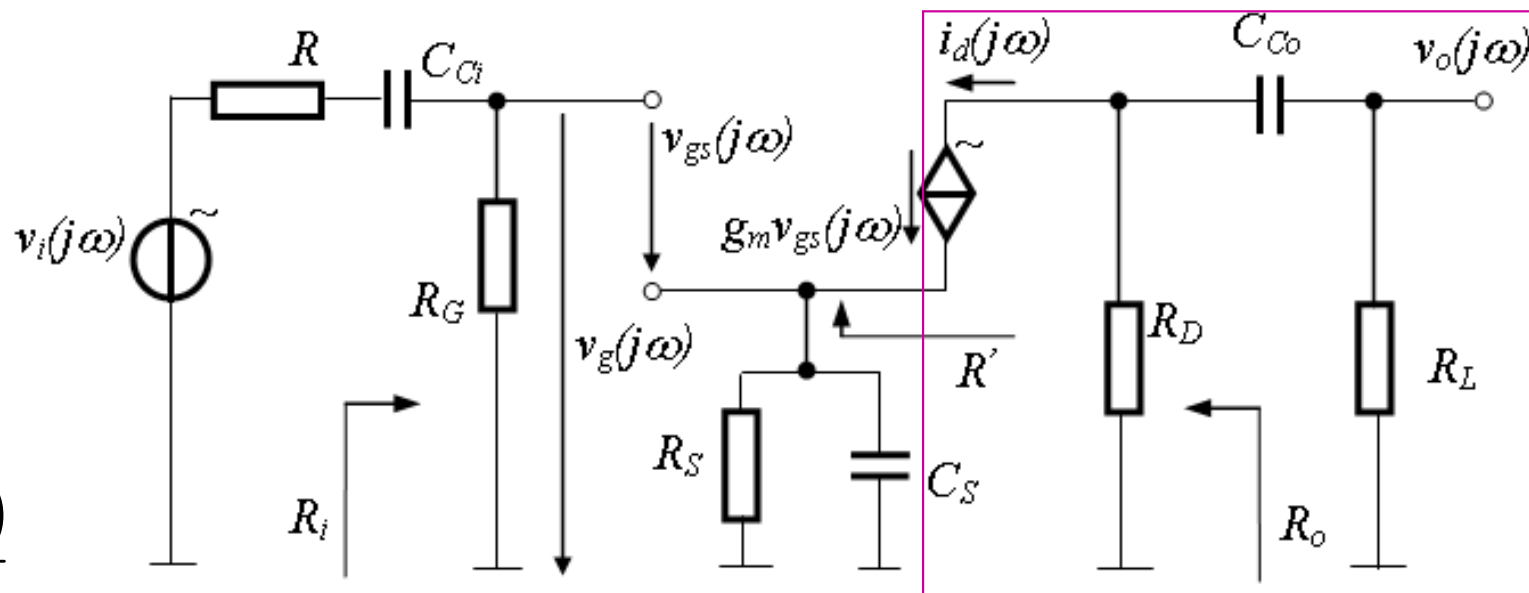
Frecvența polului: produsul dintre condensatorul C_S și rezistența echivalentă la bornele lui

Generalizare:

$$f_{Ls} = \frac{1}{2\pi (R' \parallel R_S) C_S}$$

Facultativ

Analiza in domeniul frecventelor joase



$$F_o(j\omega) = \frac{v_o(j\omega)}{i_d(j\omega)}$$

$$f_{Lo} = \frac{1}{2\pi(R_D + R_L)C_{Co}}$$

Generalizare:

$$f_{Lo} = \frac{1}{2\pi(R_o + R_L)C_{Co}}$$

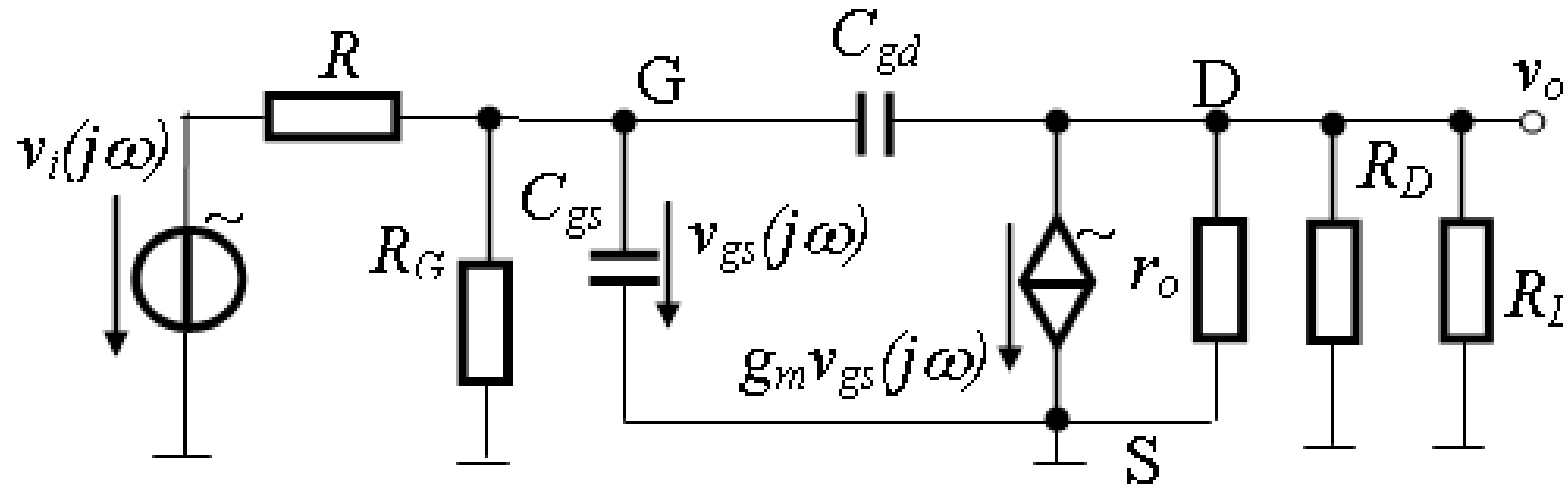
frecvența polului: produsul dintre C_{Co} și rezistența echivalentă la bornele lui

Facultativ

- **pol dominant**: cel mai mare dintre f_{L_i} , f_{L_s} , f_{L_o} dacă este cu o decada mai mare decât oricare dintre celelalte
- uzual dat de f_{L_s} la aceleasi capacitati de cuplaj

➤ Analiza in domeniul frecventelor inalte

C_{ds} nu este prezentata deoarece genereaza un pol la o frecventa mult mai mare decat cel generat de C_{gs} si C_{gd}



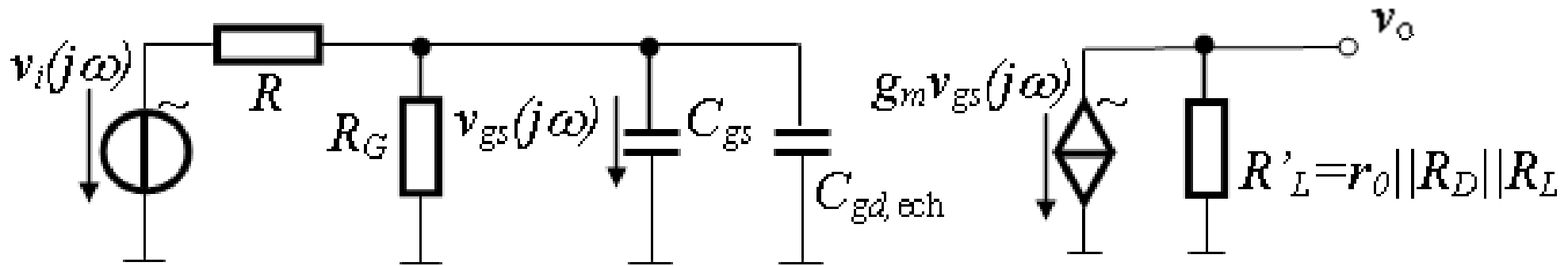
reflectarea C_{gd} la intrare cu teorema lui Miller

$$C_{gd,ech} = (1 - a_v) C_{gd}$$

$$a_v = -g_m R'_L = -g_m (R_L \parallel R_D \parallel r_o)$$

$$C_{gd,ech} = (1 + g_m R'_L) C_{gd}$$

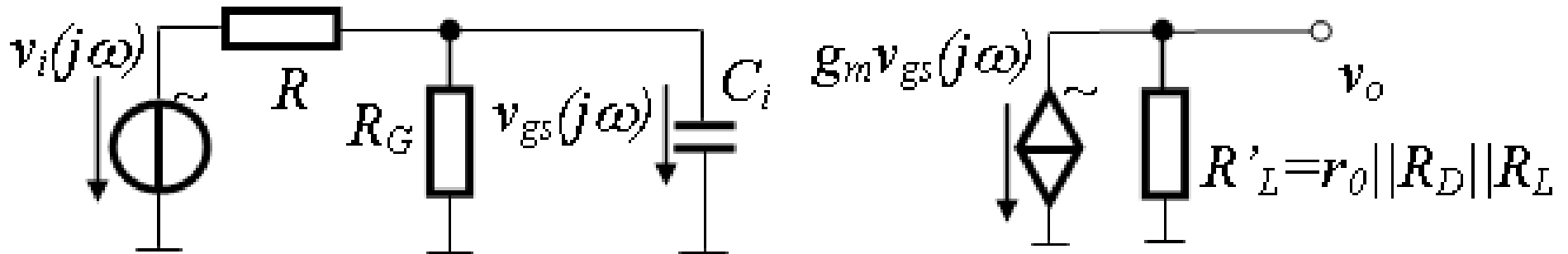
Facultativ



➤ Analiza in domeniul frecventelor inalte

Facultativ

$$C_i = C_{gs} + C_{gd,ech} = C_{gs} + (1 + g_m R'_L) C_{gd}$$



$$A_v(j\omega) = \frac{v_o(j\omega)}{v_i(j\omega)} = -\frac{R_G}{R + R_G} g_m R'_L \frac{1}{1 + j\omega(R \parallel R_G)C_i}$$

$$A_{vo} = -\frac{R_G}{R + R_G} g_m R'_L$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R \parallel R_G)C_i}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R \parallel R_i)C_i}$$

Exemplul numeric

$C_{Ci}=C_{Co}=C_s=10\mu\text{F}$, $R=20\text{K}\Omega$, $R_G=2\text{M}\Omega$, $R_D=10\text{k}\Omega$, $R_L=20\text{k}\Omega$,
 $R_s=10\text{K}\Omega$, $I=400\mu\text{A}$.

$K=100\mu\text{A}/\text{V}^2$, $(W/L)=18$, $V_A=100\text{V}$. La $I=400\mu\text{A}$ $C_{gs}=C_{gd}=1\text{pF}$

Facultativ

Rezolvare: $g_m = 1,2\text{mS}$ $r_o = 250\text{K}\Omega$

$$f_{Li} = \frac{1}{2\pi(R + R_G)C_{Ci}} = \frac{1}{2\pi(20 + 2000)10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} \cong 8\text{mHz}$$

$$f_{Ls} = \frac{1}{2\pi\left(\frac{1}{g_m} \parallel R_s\right)C_s} = \frac{1}{2\pi\left(\frac{1}{1,2} \parallel 10\right)10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} \cong 21\text{Hz}$$

$$f_{Lo} = \frac{1}{2\pi(R_D + R_D)} = \frac{1}{2\pi(10 + 20)10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} \cong 0,5\text{Hz}$$

Rezistenta de iesire a sursei de semnal, R nu
afecteaza f_{Li} dar afecteaza f_H

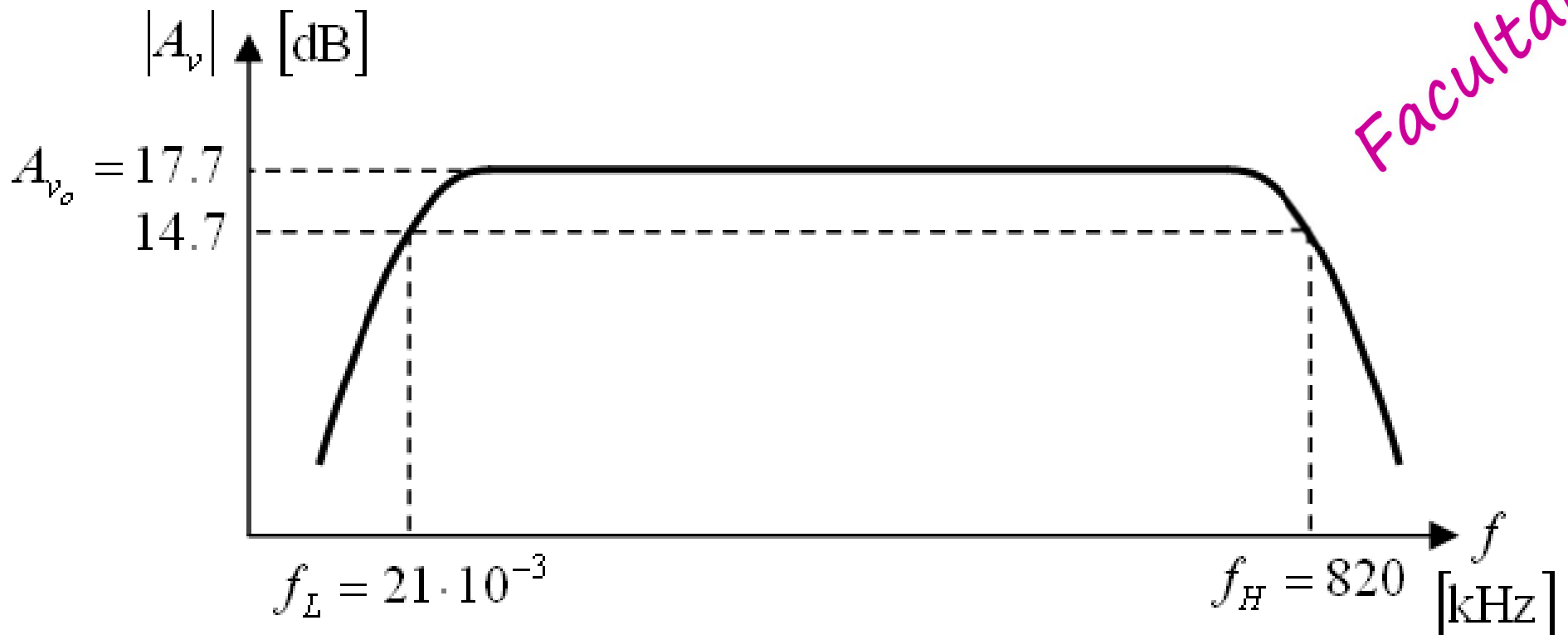
$f_L=21\text{Hz}$

$$A_{vo} = -\frac{R_G}{R + R_G} g_m R'_L = -\frac{2}{0.02 + 2} \cdot 1.2 \cdot 6.5 = -7.7$$

$$|A_{vo}|_{dB} = 20 \log(7.7) = 17.7$$

$$C_i = C_{gs} + [1 + g_m (r_o \parallel R_D \parallel R_L)] C_{gd} = 1 + [1 + 1.2(250 \parallel 10 \parallel 20)] \cdot 1 \cong 9.8 \text{ pF}$$

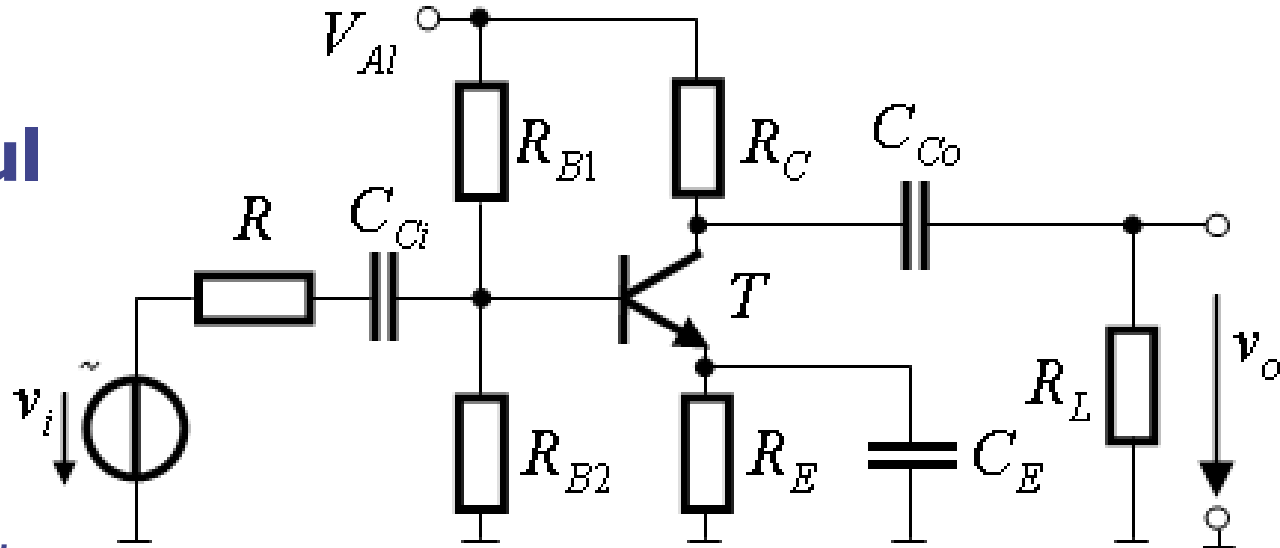
$$f_H = \frac{1}{2\pi(R \parallel R_G)C_i} = \frac{1}{2\pi(20 \parallel 2000) \cdot 10^3 \cdot 9.8 \cdot 10^{-12}} = \underline{820 \text{ KHz}}$$



Conexiunea EC

➤ Analiza in domeniul frecventelor joase

Efectul fiecărui condensator se determină considerând celelalte două condensatoare cu capacitatea infinită (impedanță zero)



$$f_{Li} = \frac{1}{2\pi(R + R_i)C_{Ci}} = \frac{1}{2\pi(R + R_B \parallel r_{be})C_{Ci}}$$

$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

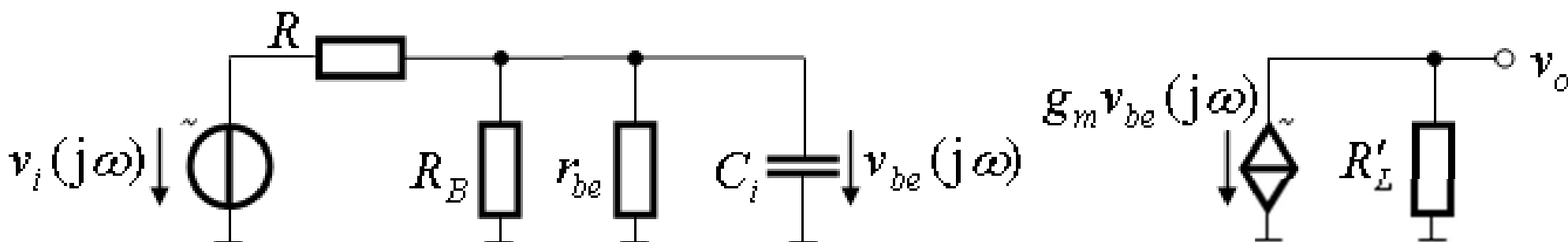
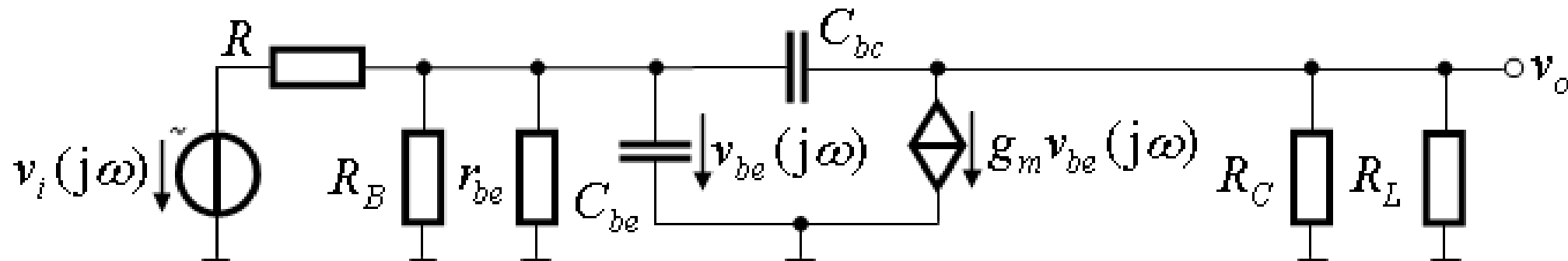
$$f_{Le} = \frac{1}{2\pi(R' \parallel R_E)C_E} = \frac{1}{2\pi R'_E C_E};$$

$$R'_E = R_E \parallel R' = R_E \parallel \frac{r_{be} + R_B \parallel R}{\beta + 1}$$

$$f_{Lo} = \frac{1}{2\pi(R_O + R_L)C_{Co}} = \frac{1}{2\pi(R_C + R_L)C_{Co}}$$

Facultativ

➤ Analiza in domeniul frecventelor inalte



$$A_v(j\omega) = -\frac{R_B \parallel r_{be}}{R + R_B \parallel r_{be}} g_m (R_C \parallel R_L) \frac{1}{1 + j\omega R'_i C_i}$$

$$C_i = C_{be} + (1 + g_m R'_L) C_{bc}$$

$$R'_i = r_{be} \parallel R_B \parallel R$$

Facultativ

$$A_{v_o} = -\frac{R_B \parallel r_{be}}{R + R_B \parallel r_{be}} g_m (R_C \parallel R_L)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi(r_{be} \parallel R_B \parallel R)C_i}$$

Amplificatoare cascodă

- la conexiunile SC și EC modulul amplificării și banda de trecere sunt invers proporționale datorită efectului Miller.
- cu creșterea amplificării, crește capacitatea parazită reflectată la intrare ceea ce duce la micșorarea benzii de frecvențe de trecere

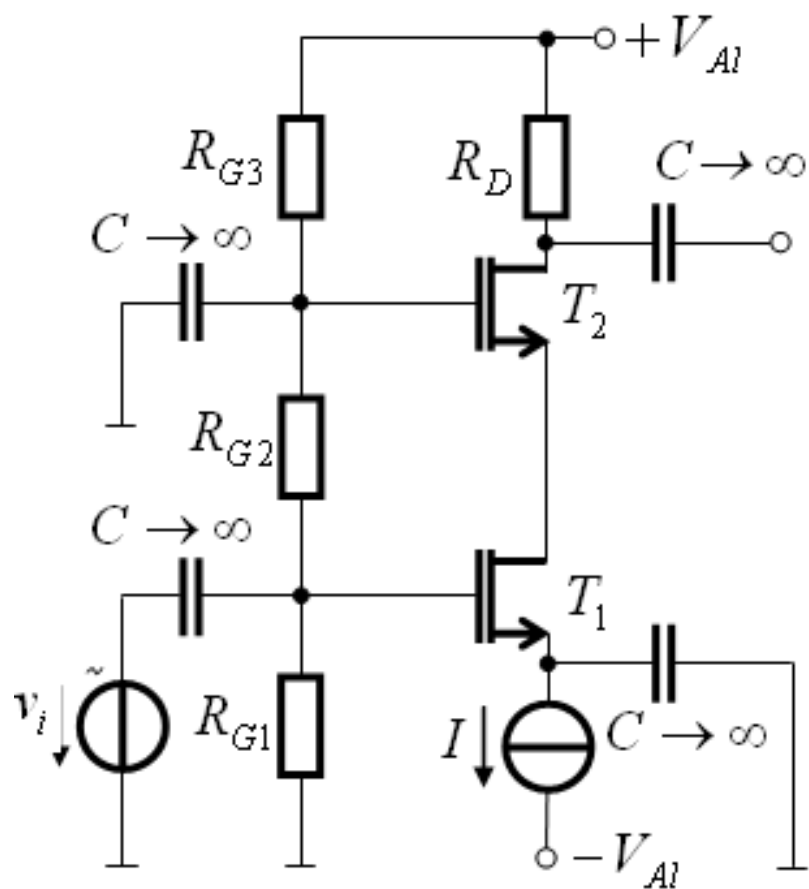
$$A_{vo} = -\frac{R_G}{R + R_G} g_m R'_L$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R \parallel R_i)(C_{gs} + (1 + g_m R'_L)C_{gd})}$$

Facultativ

- reducerea efectului de multiplicare a capacității datorită efectului Miller: **configurația cascodă**:
 - conectarea unui etaj în conexiunea SC (EC) și a unui etaj în conexiunea GC (BC)
- tehnica pentru amplificatoare de banda larga

Conexiunea cascodă cu tranzistoare MOS



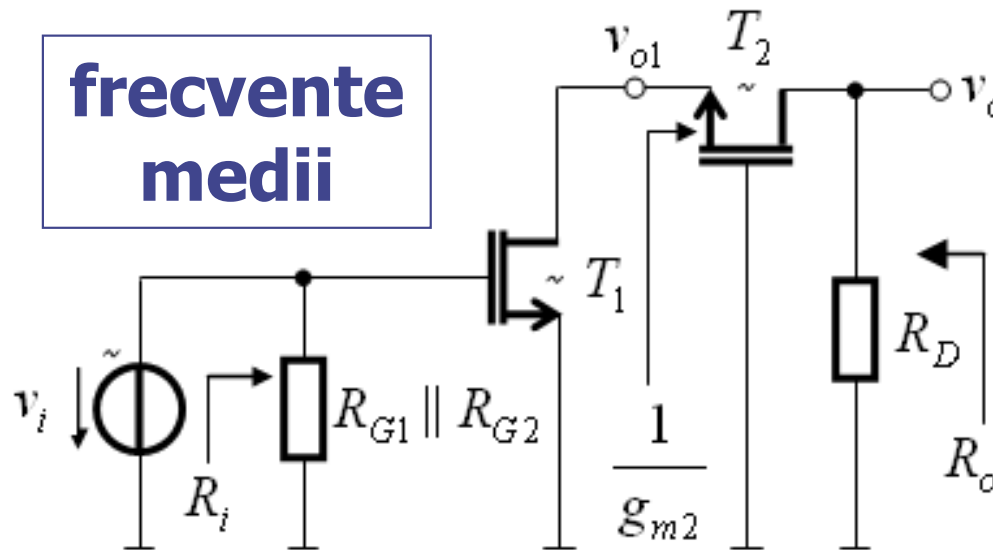
$$A_{v1} = \frac{v_{o1}}{v_i} = -g_{m1} \left(r_{o1} \parallel \frac{1}{g_{m2}} \right)$$

$\frac{1}{g_{m2}} \ll r_{o1}$ același curent prin T_1 și T_2

$g_m = g_{m1} = g_{m2}$

$$A_{v1} \cong -1$$

frecvențe medii



GC

SC

$$A_{v2} = \frac{v_o}{v_{o1}} \approx g_{m2} R_D = g_m R_D$$

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2}$$

$$A_v = -g_m R_D$$

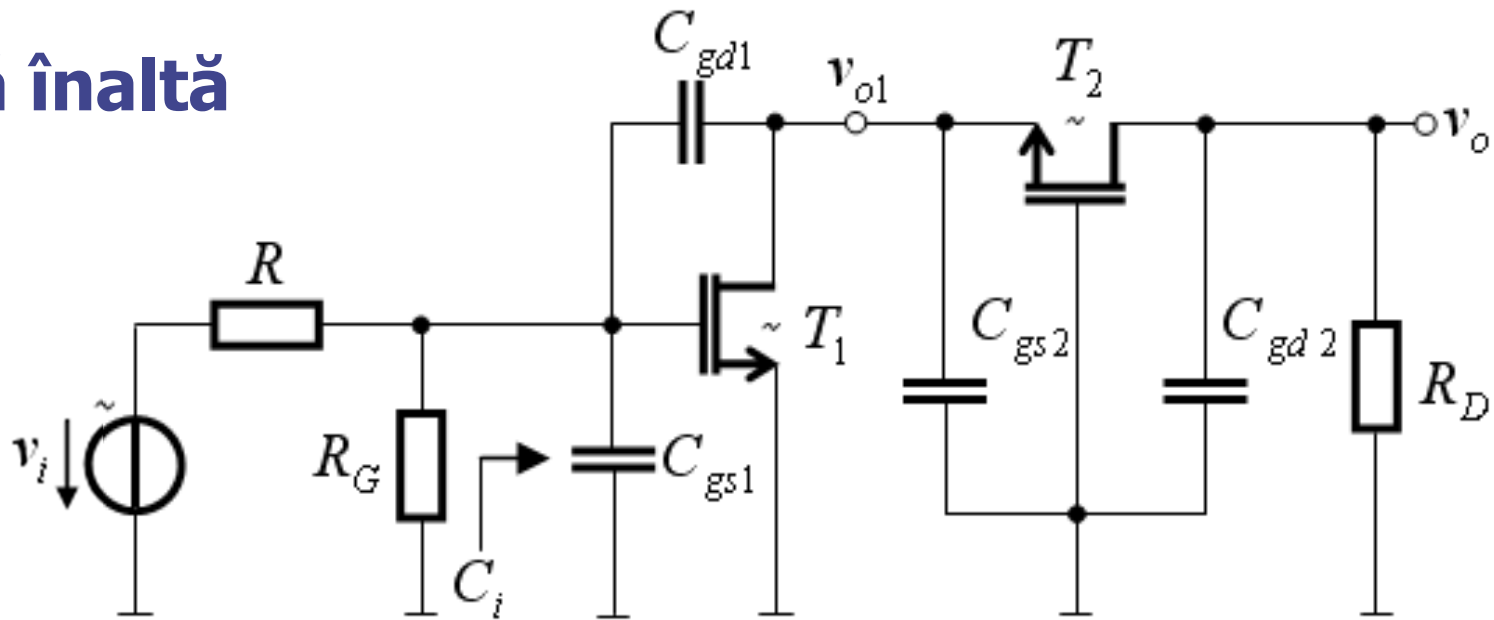
$$R_i = R_{G1} \parallel R_{G2} = R_G$$

$$R_o = R_D \parallel (r_{o1} + r_{o2} + g_{m2} r_{o1} r_{o2}) \approx R_D$$

Facultativ

Frecvență înaltă

Facultativ



$$C_i = C_{gs1} + (1 - A_{v1})C_{gd1} = C_{gs1} + 2C_{gd1}$$

Factorul de multiplicare al C_{gd1} este 2, considerabil mai mic decât al conexiunii SC $(1 + g_m R'_L)$. C_i rezultă mult mai redusă, ceea ce conduce la o valoare mult mai mare a frecvenței superioare de tăiere:

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R \parallel R_G)C_i}$$

- ceilalti doi poli introdusi de C_{gs2} și de C_{gd2} sunt la frecvențe considerabil mai mari decât frecvența f_H
- C_i introduce polul dominant la înaltă frecvență și determină banda de trecere a amplificatorului.

Exemplul numeric

$$R_{G1} = R_{G2} = 4\text{M}\Omega \quad R_D = 10\text{K}\Omega$$

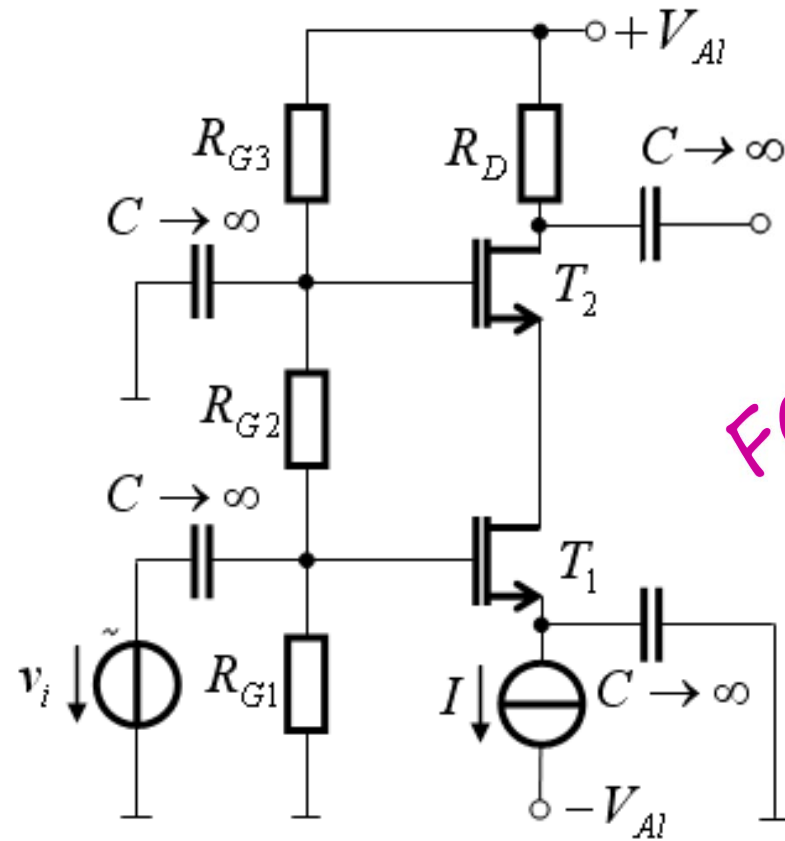
$$R = 20\text{K}\Omega \quad R_L = 20\text{K}\Omega$$

$$I = 400\mu\text{A}$$

$$(W/L) = 18 \quad V_A = 100\text{V}$$

$$K = 100 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$$

$$C_{gs} = C_{gd} = 1\text{pF}$$



Facultativ

$$g_m = \sqrt{2K} \sqrt{\frac{W}{L}} \sqrt{I} = \sqrt{2 \cdot 100} \cdot \sqrt{18} \cdot \sqrt{400} = 1200 \mu\text{S} = 1,2 \text{ mS}$$

$$R_G = R_{G1} \parallel R_{G2} = 4 \parallel 4 = 2 \text{ M}\Omega$$

$$A_v = \frac{R}{R + R_G} [-g_m (R_D \parallel R_L)] = -\frac{20}{20 + 2000} \cdot 1,2 \cdot (10 \parallel 20) = -7,9$$

$$C_i = C_{gs} + 2C_{gd} = 1 + 2 \cdot 1 = 3 \text{ pF}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi(R \parallel R_G)C_i} = \frac{1}{2\pi(20 \parallel 2000) \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-12}} \cong 2,7 \text{ MHz}$$

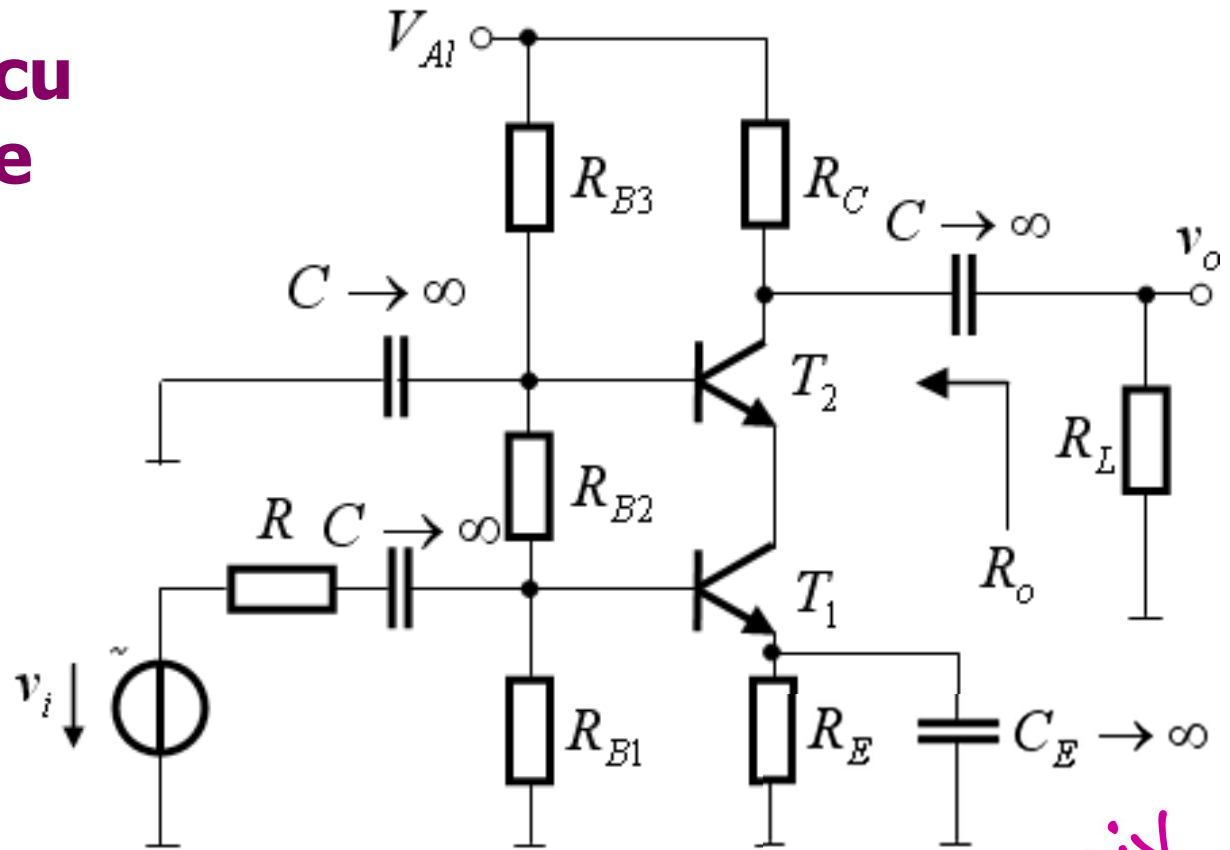
Conexiunea cascodă cu tranzistoare bipolare

Pentru tranzistoare T_1 și T_2 identice

$$R_B = R_{B1} \parallel R_{B2}$$

$$r_{be} = r_{be1} = r_{be2}$$

$$g_m = g_{m1} = g_{m2}$$



Facultativ

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_B \parallel r_{be1}}{R + R_B \parallel r_{be1}} \left(-g_{m1} \frac{1}{g_{m2}} \right) g_{m2} (R_C \parallel R_L)$$

$$A_v = - \frac{R_B \parallel r_{be}}{R + R_B \parallel r_{be}} g_m (R_C \parallel R_L)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi (r_{be} \parallel R_B \parallel R) (C_{be} + 2C_{bc})}$$

Surse și oglinzi de curent

➤ *Surse de curent*

- asigură curenți independenți de rezistența de sarcină
- curentul nu trebuie să fie influențat de variația tensiunii de alimentare, a temperaturii sau a altor condiții de funcționare.

➤ *Oglinzi de curent*

- generează curent continuu proporțional cu un curent de referință (oglindește curentul de referință).
- folosite pentru polarizare în circuite integrate

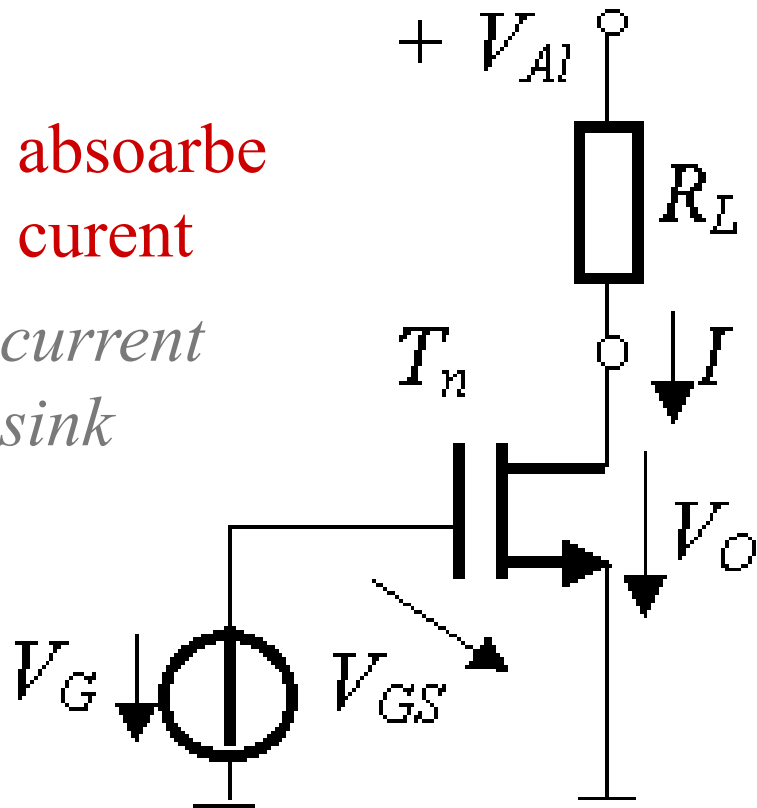
➤ *Surse și oglinzi cu*

- TMOS
- TB

Surse de curent cu TECMOS

absoarbe
curent

current
sink



$$I = \beta_n (V_G - V_{P_n})^2$$

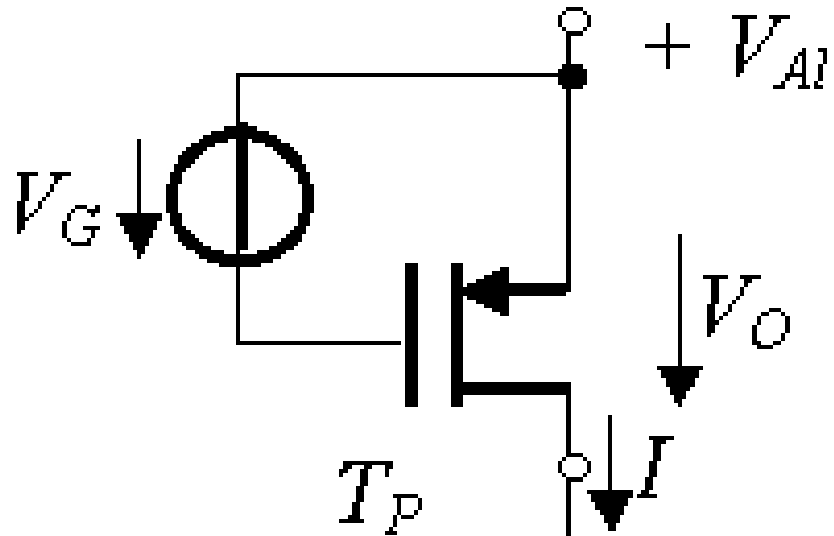
$T - a_F$

$$V_O = V_{Al} - R_L I$$

$$V_O > V_{DSsat}; \quad V_{Al} - R_L I > V_{DSsat};$$

$$V_{Al} - R_L I > V_G - V_{P_n}$$

➤ pseudosurse, consuma putere
=> necesita surse de tensiune



injecteaza
curent

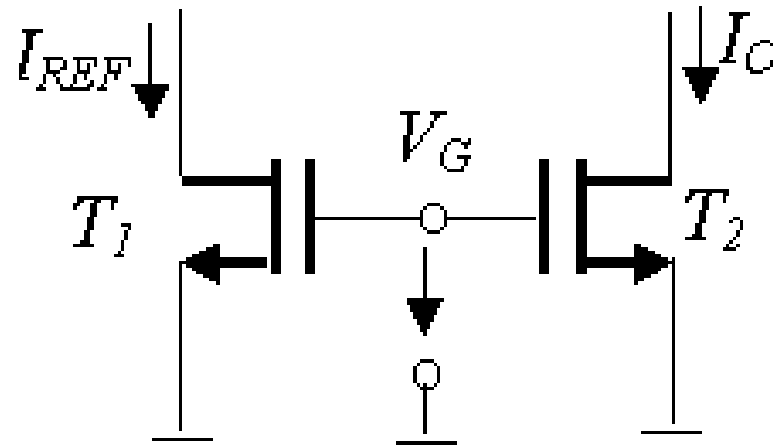
current
source

$$I = \beta_p (V_G - V_{P_p})^2$$

$$V_O = V_{Al} - R_L I$$

Oglinzi de curent cu TMOS (TMOS integrate)

➤ dacă tensiunile grilă-sursă la două TMOS identice sunt egale, curenții prin cele două tranzistoare vor fi egali



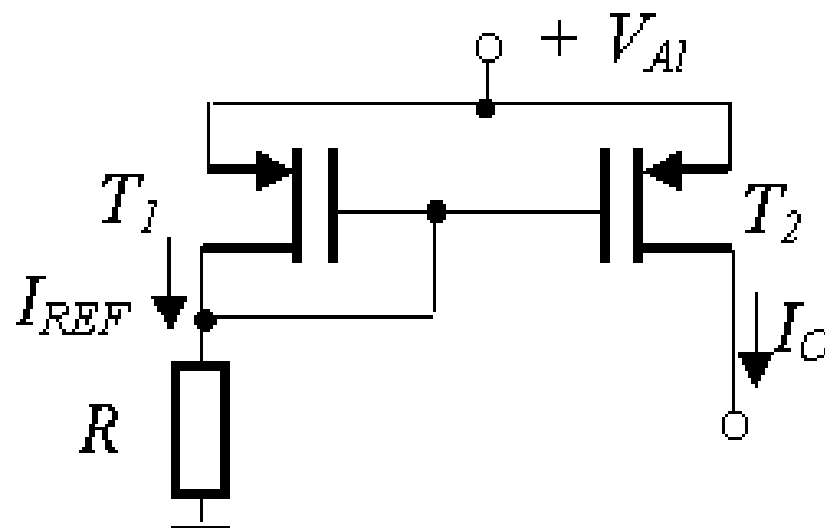
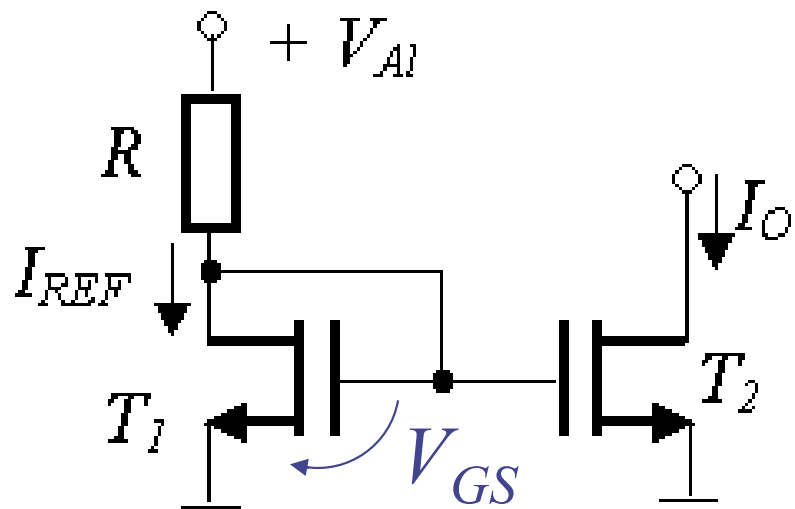
$$V_{GS1} = V_G = V_{GS2}$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \left(\frac{W}{L}\right)_2$$

$$I_O = I_{REF}$$

Cum se poate obtine I_{REF} ?

Oglinzi de curent cu TMOS- cont.



T_1 – dioda MOS

$$I_{REF} = \frac{V_{Al} - V_{GS}}{R}$$

$$I_{REF} = \frac{K_1}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_{P1})^2$$

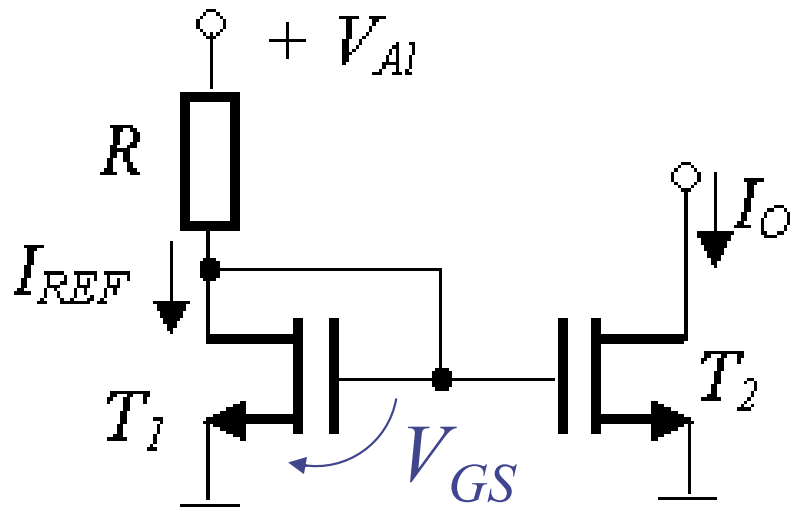
Dimensionare R pentru a obtine I_{REF} :

$$R = \frac{V_{Al} - V_{GS}}{I_{REF}}$$

I_{REF} se determina prin rezolvarea sistemului de ordin 2 de doua ecuatii cu doua necunoscute

➤ Oglinzi multiplicatoare de curent

(tranzistoare cu valori diferite a rapoartelor W/L)

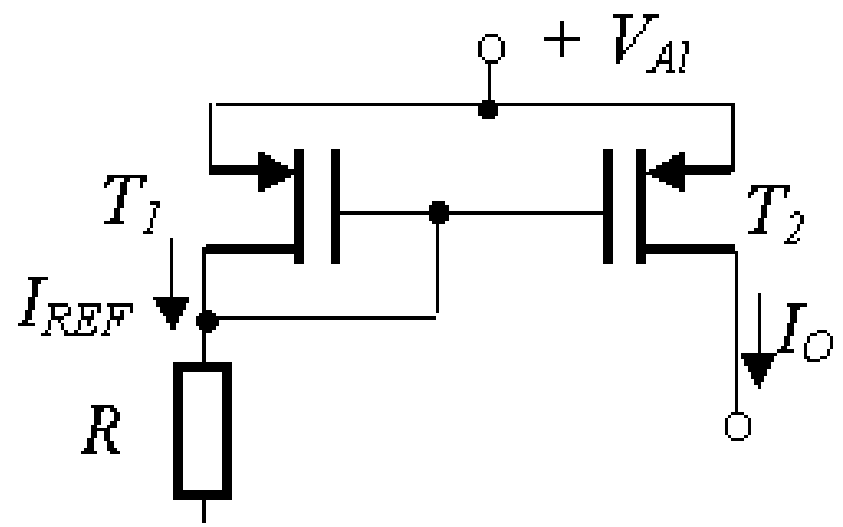


$$K_1 = K_2 \quad V_{P1} = V_{P2}$$

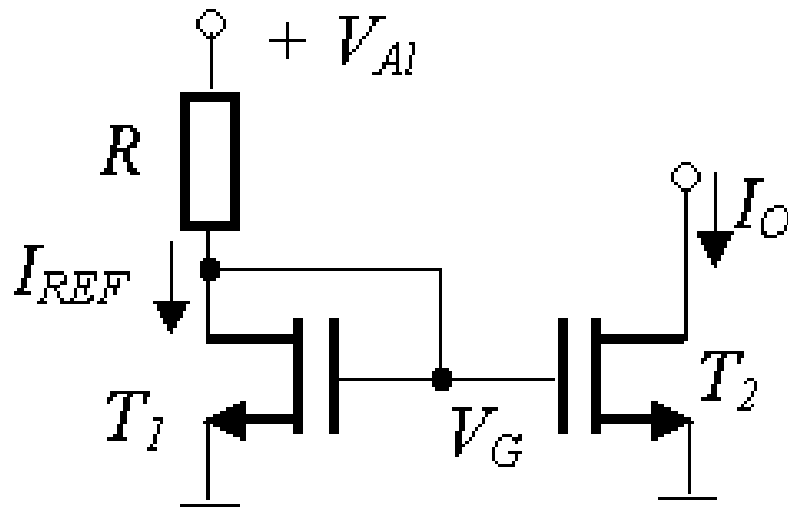
$$I_O = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{REF}$$

$$I_{REF} = \frac{K_1}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_{P1})^2$$

$$I_O = \frac{K_2}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_{P2})^2$$



Problema 1



$$V_{Al}=12\text{V}; K = 40\mu\text{A}/\text{V}^2, V_P=1,2\text{V},$$
$$(W/L)_1=2, (W/L)_2=8$$

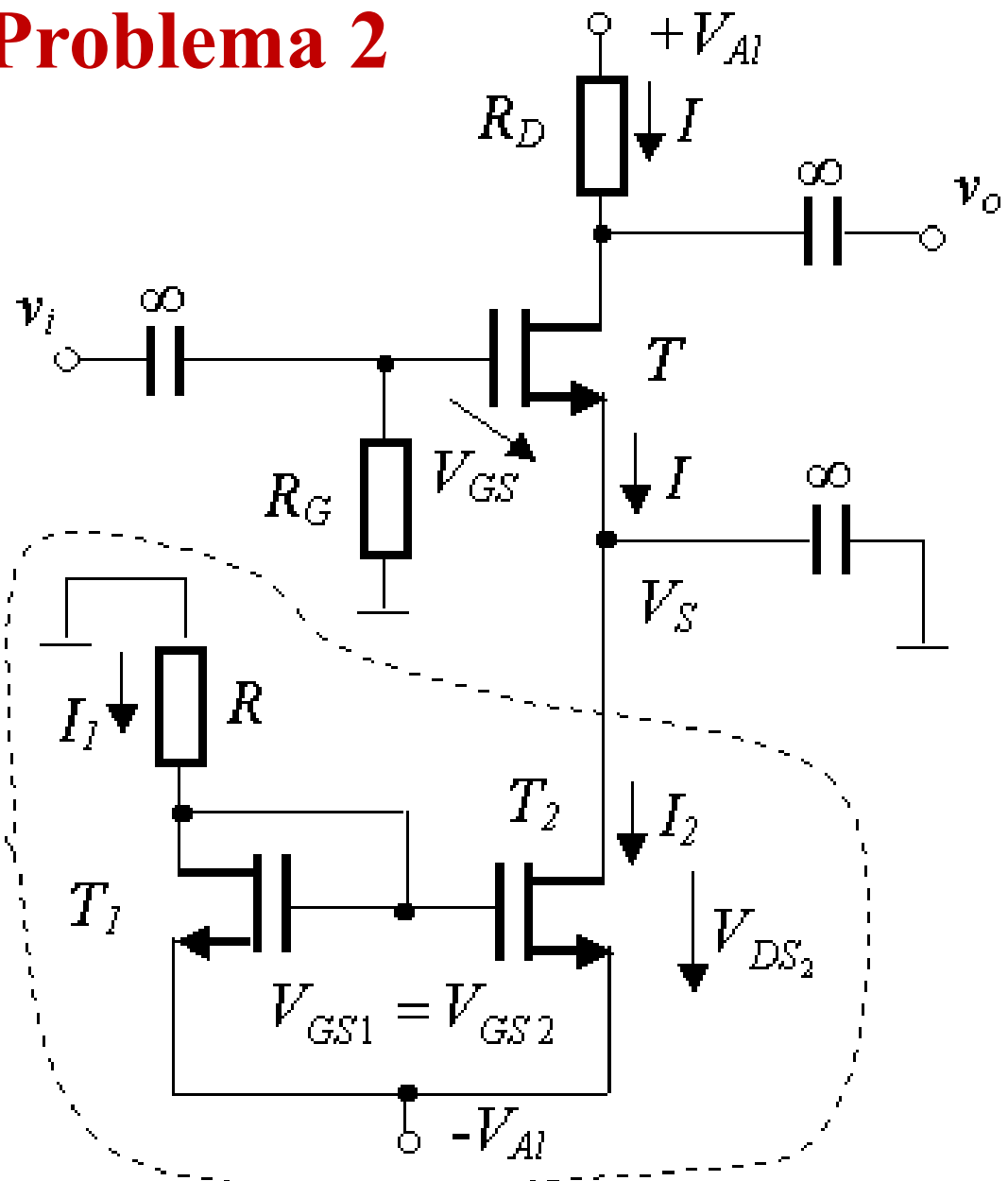
Dimensionati R astfel
incat $I_O = 800 \mu\text{A}$.

$$I_{REF} = \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} I_O = \frac{2}{8} \cdot 800 = 200 \mu\text{A}$$

$$V_{GS1} = V_P + \sqrt{\frac{I}{\frac{K}{2} \left(\frac{W}{L}\right)_1}} = 1,2 + \sqrt{\frac{200}{\frac{40}{2} \cdot 2}} = 3,44\text{V}$$

$$R = \frac{V_{Al} - V_{GS1}}{I_{REF}} = \frac{12 - 3,44}{0,2} = 42,8 \text{ k}\Omega$$

Problema 2



Care este curentul de polarizare al tranzistorului T din amplificatorul in conexiune SC?

$$I = I_2 = I_1 \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

$$I_1 = \frac{0 - V_{GS1} - (-V_{A1})}{R} = \frac{V_{A1} - V_{GS1}}{R}$$

$$I_1 = \frac{K}{2} \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS1} - V_P)^2;$$

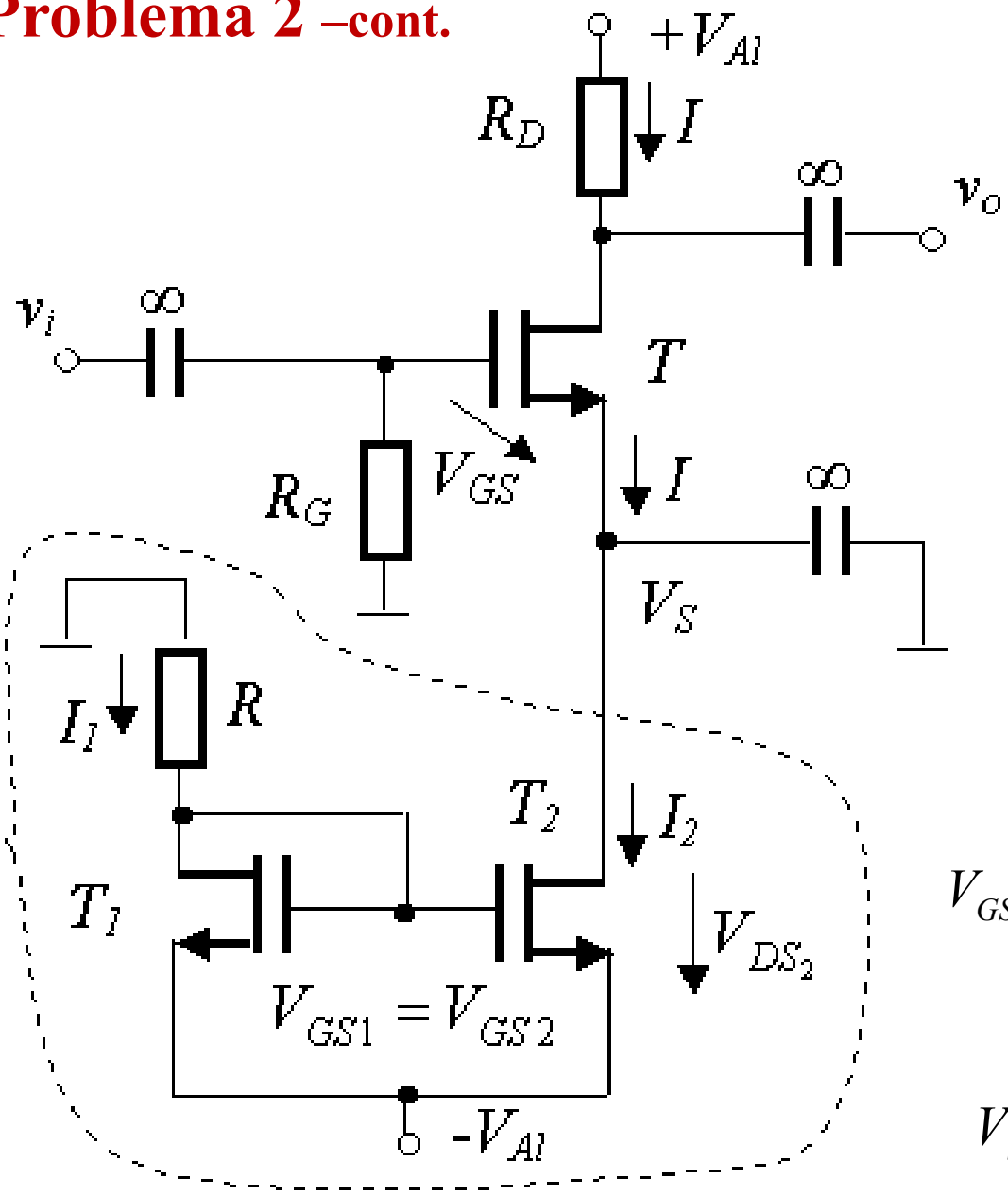
rezulta $I_1 = 0.2\text{mA}$

$$I = I_2 = I_1 \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

$$I = 0,2 \cdot \frac{10}{2} = 1\text{mA}$$

$V_{A1} = 12\text{V}; K = 40\mu\text{A}/\text{V}^2, V_P = 1,2\text{V},$
 $R = 42,8\text{K}\Omega; (W/L)_1 = 2,$
 $(W/L)_2 = 10, (W/L) = 4$

Problema 2 –cont.



$V_{Al} = 12V$; $K = 40\mu A/V^2$, $V_P = 1,2V$,
 $R = 42,8K\Omega$; $(W/L)_1 = 2$,
 $(W/L)_2 = 10$, $(W/L) = 4$

Tranzistoarele care formeaza sursa de curent sunt in regiunea activa ?

- T_1 fiind dioda MOS este in $a_F V_{DS1} = V_{GS1} > V_{GS1} - V_P$

* T_2 $V_{DS?} = ?$

$$I = \frac{K}{2} \left(\frac{W}{L} \right) (V_{GS} - V_P)^2$$

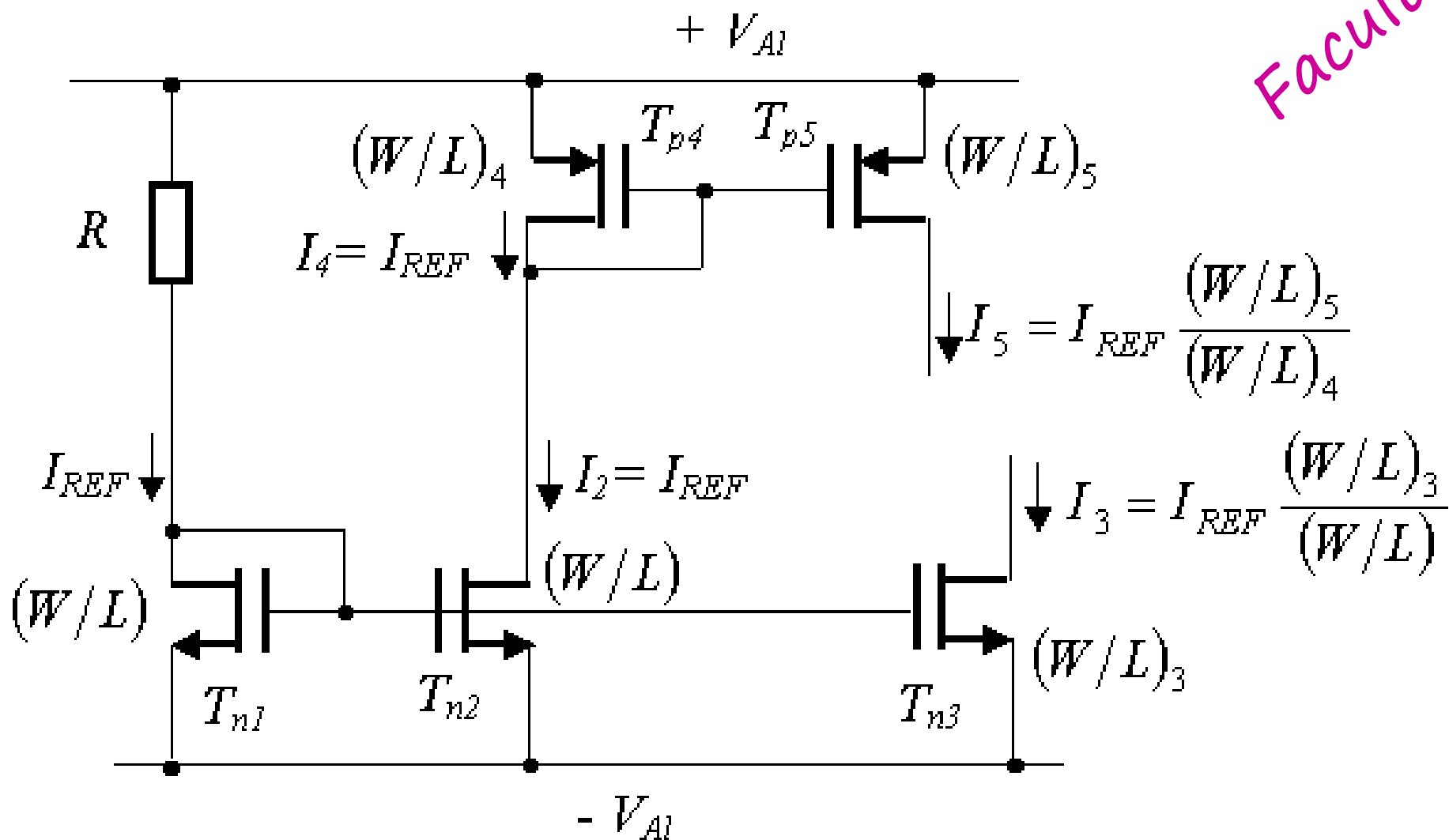
$$V_{GS} = V_P + \sqrt{\frac{I}{\frac{K}{2} \left(\frac{W}{L} \right)}} = 1,2 + \sqrt{\frac{1}{\frac{0,04}{2} \cdot 4}} \approx 4,7V$$

$$V_S = -4,7V; \quad V_{DS_2} = -4,7 - (-12) = 7,3V$$

$$V_{GS_2} \approx 3,4V$$

$$V_{DSsat2} = 2,2V, \quad T_2 - (a_F)$$

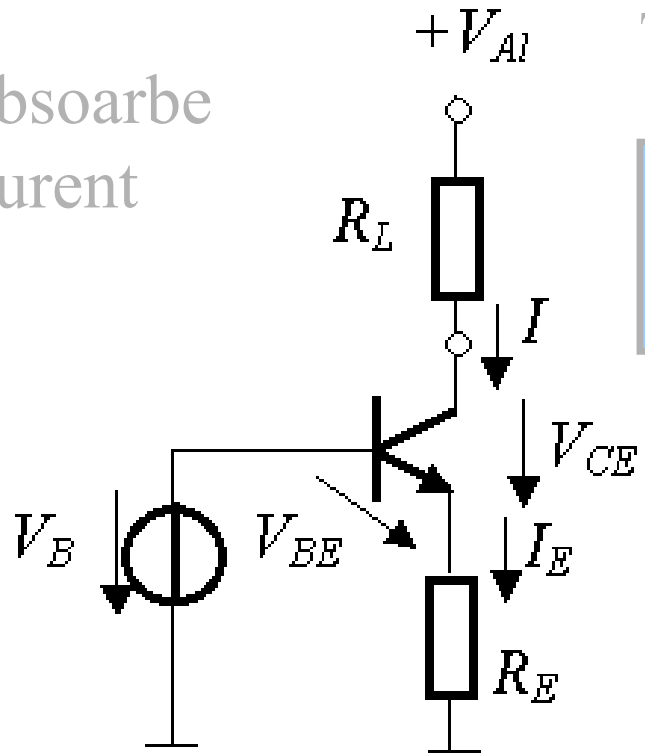
Polarizarea intr-un circuit integrat cu CMOS



Facultativ

Surse de curent cu TB

absoarbe
curent



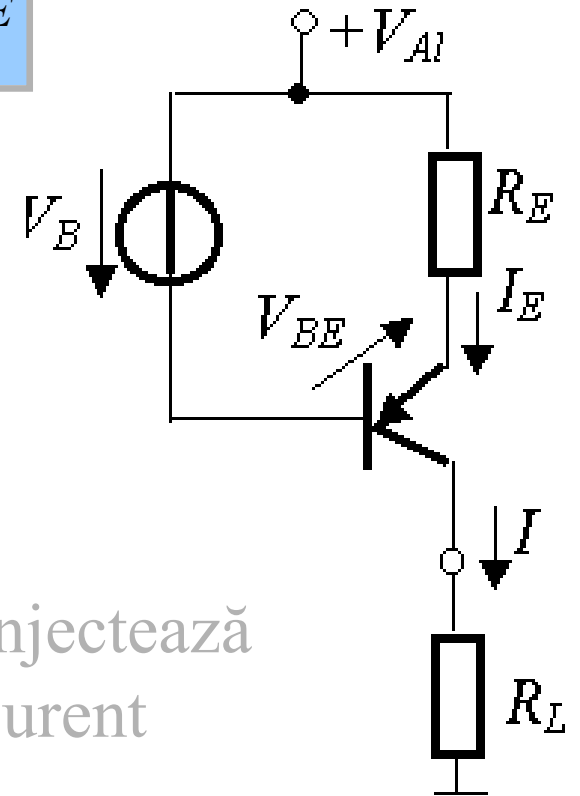
T să rămână în regiunea activă ($V_{CE} > V_{CEsat}$)

$$R_L < \frac{V_{AI} - V_{CEsat}}{I} - R_E$$

$$I = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E; \quad I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

$$I = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} \cong \frac{V_B - V_{BE}}{R_E}$$

injectează
curent

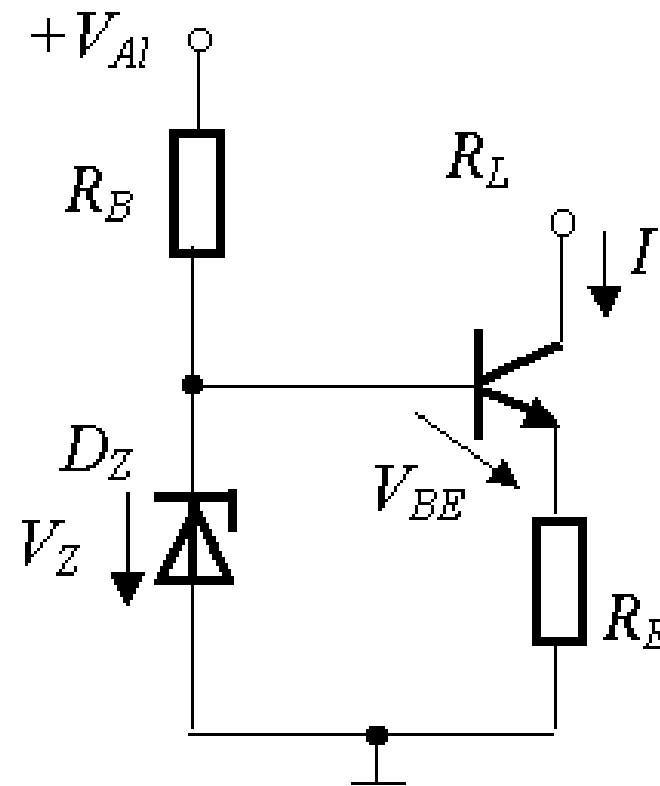
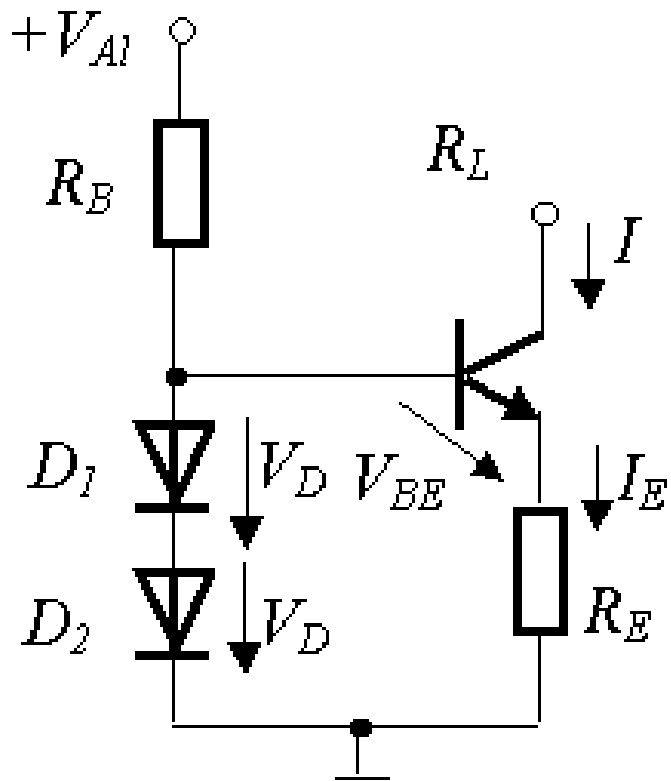


$$I \cong \frac{V_B + V_{BE}}{R_E}$$

Surse de curent cu TB

Compensare
termica

➤ cu potențialul bazei fixat cu diode



$$I = \frac{2V_D - V_{BE}}{R_E} \approx \frac{0,7V}{R_E}$$

$$I = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

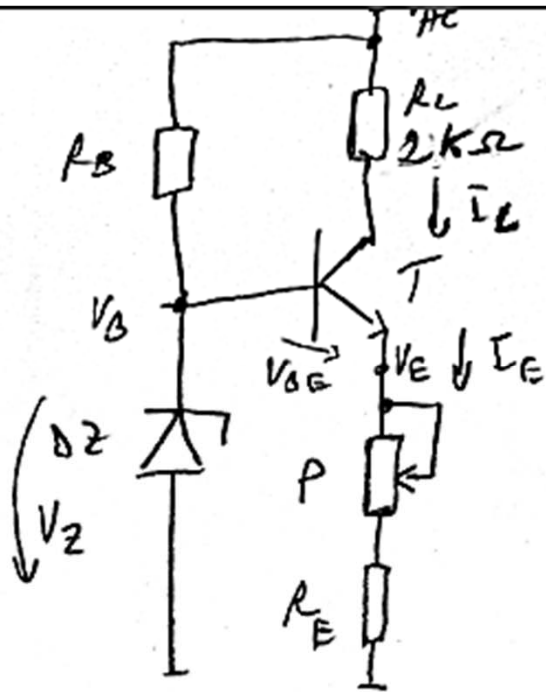
Sursa de
curent
reglabila?

Problema 3

Proiectati o sursa de curent cu TB care sa poata absorbi din sarcina un curent reglabil intre 1mA si 5mA.

Valoarea maxima a sarcinii este echivalenta cu o rezistenta de $2k\Omega$.

Rezolvare



$$\beta \approx 100$$

$$I_C = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E \approx \frac{100}{100 + 1} I_E \approx I_E$$

$$V_B = V_Z$$

$$I_{min} = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_B + R_E}$$

$$I_{max} = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E}$$

$$R_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{I_{max}} = \frac{V_Z - 0,7}{5}$$

Algebr $V_Z = 4,7V$ 1N4732
 $I_Z = 53mA$

$$R_E = \frac{4,7 - 0,7}{5} = 0,8 k\Omega$$

Algebr $R_E = 0,76k\Omega$

$$R_B + R_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{I_{min}} = \frac{4,7 - 0,7}{1} = 4 k\Omega$$

$$R_B = 4 k\Omega - 0,76 k\Omega = 3,24 k\Omega$$

Algebr $R_B = 3,2 k\Omega$

$$V_{CE_{min}} = V_{CE} - V_E - R_C I_{max}$$

Transistor: $V_{CE_{min}} > 0,2V$

$$V_E = V_Z - V_{BE} = 4V$$

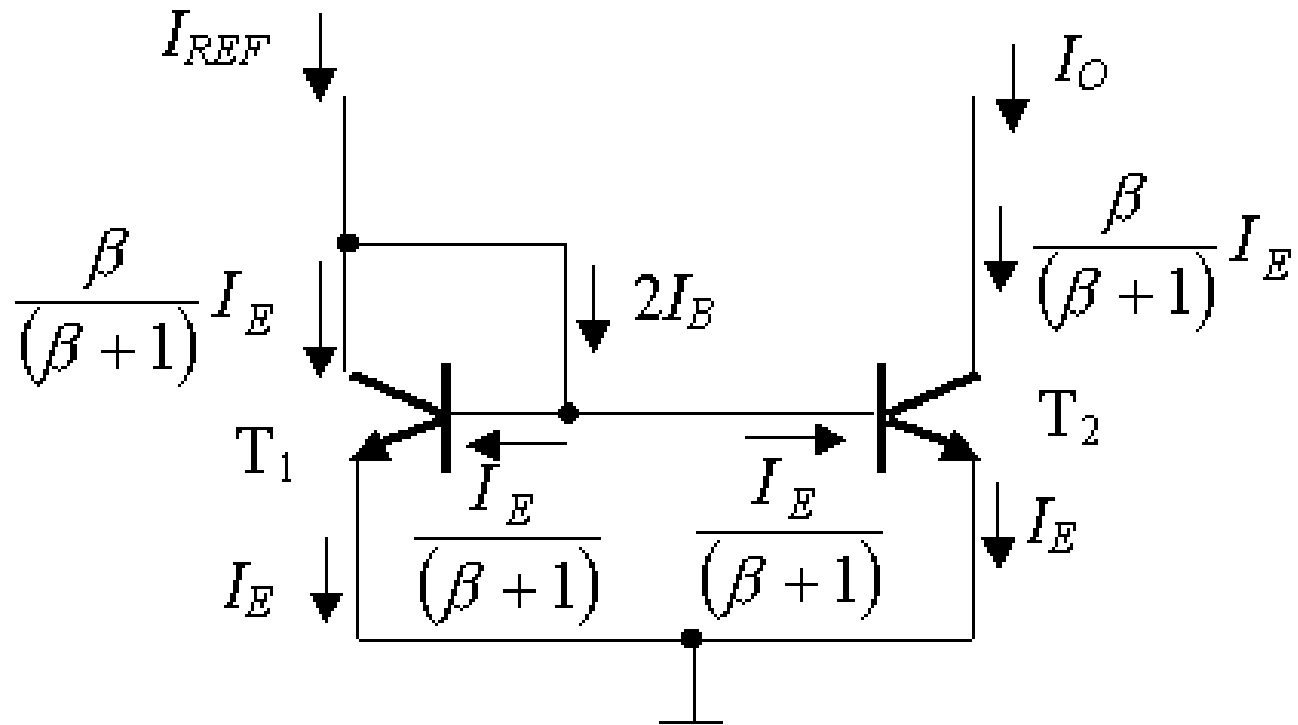
$$V_{CE} - 2,5V - 2,5 > 0,2V$$

$$V_{CE} > 15,2V, \text{ Algebr } V_{CE} = 15V$$

$$R_C = \frac{V_{CE} - V_Z}{I_Z} = \frac{15 - 4,7}{53} = 0,196\Omega$$

Algebr $R_C = 200\Omega$

Oglinda de curent cu TB



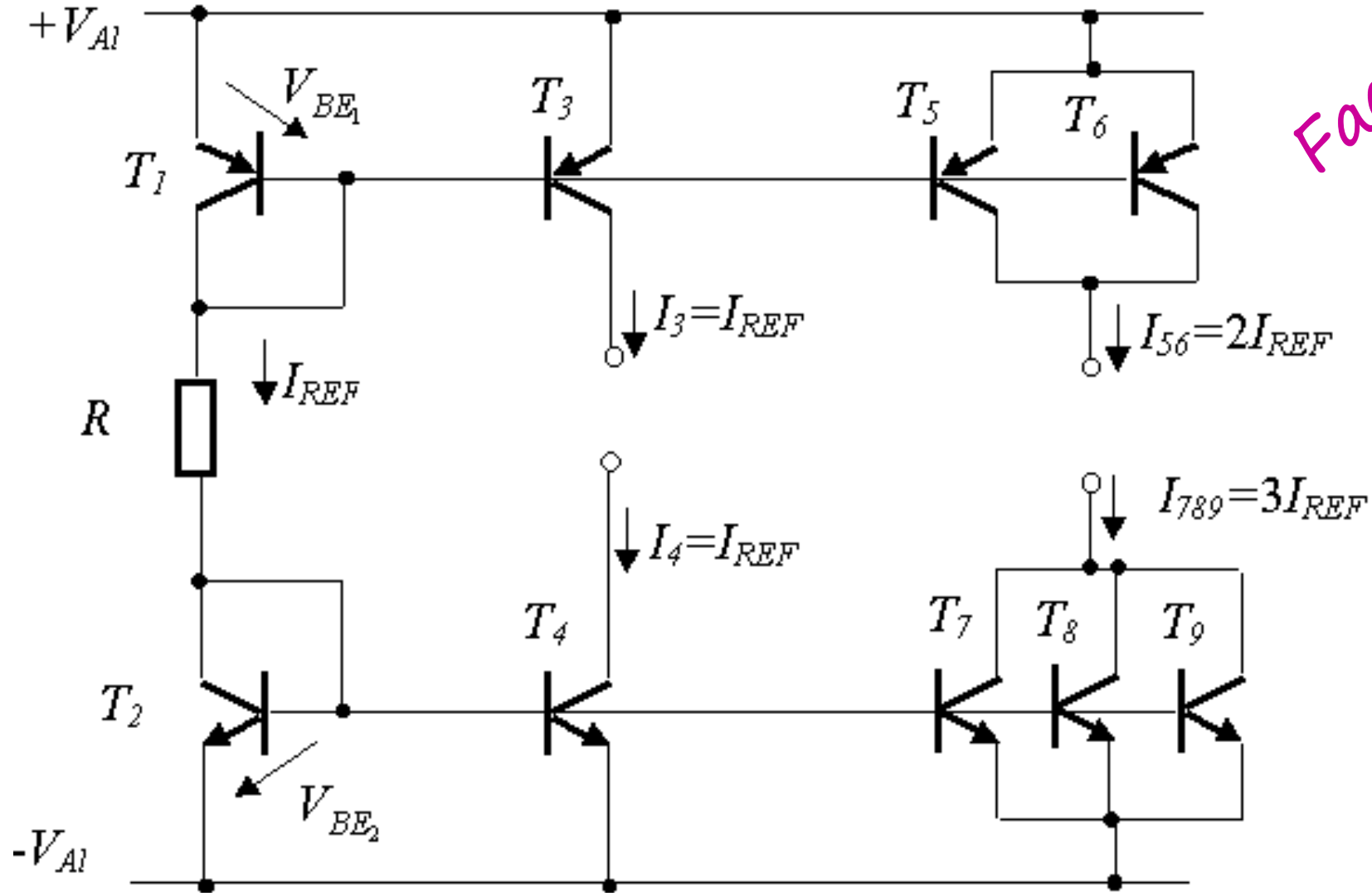
$$I_{REF} = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E + 2 \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{\beta + 2}{\beta + 1} I_E$$

$$I_O = \frac{\beta}{\beta + 1} I_E$$

$$I_O = \frac{1}{1 + 2/\beta} I_{REF} \cong I_{REF}$$

Polarizare intr-un circuit integrat cu TB

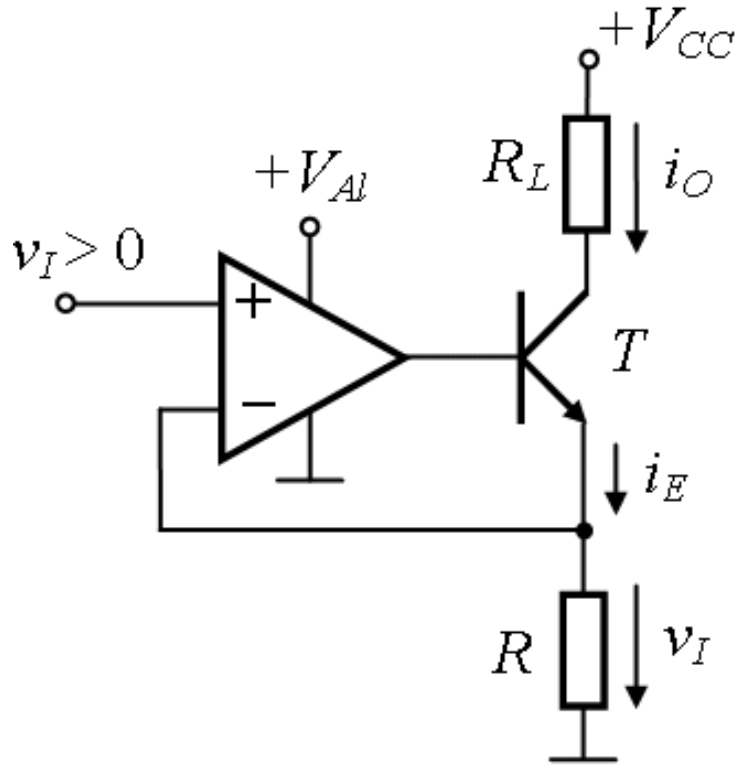
Facultativ



$$I_{REF} = \frac{2V_{A1} - V_{BE1} - V_{BE2}}{R}$$

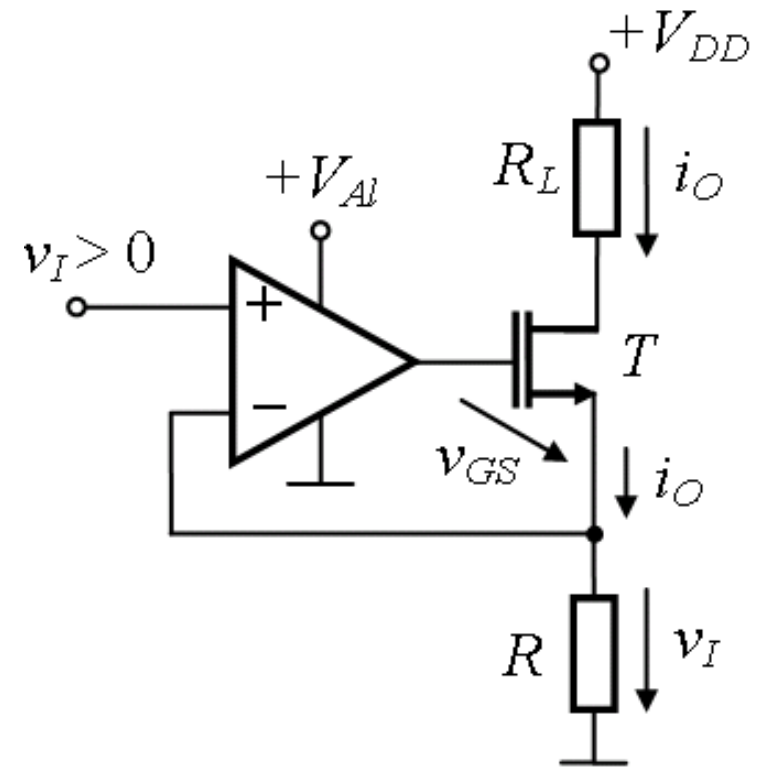
Surse de curent cu AO și T

Sarcina flotanta



$$i_E = \frac{v_I}{R} \quad i_O = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{v_I}{R} \approx \frac{v_I}{R}$$

$$R_L i_O < V_{CC} - v_I - V_{CEsat}$$



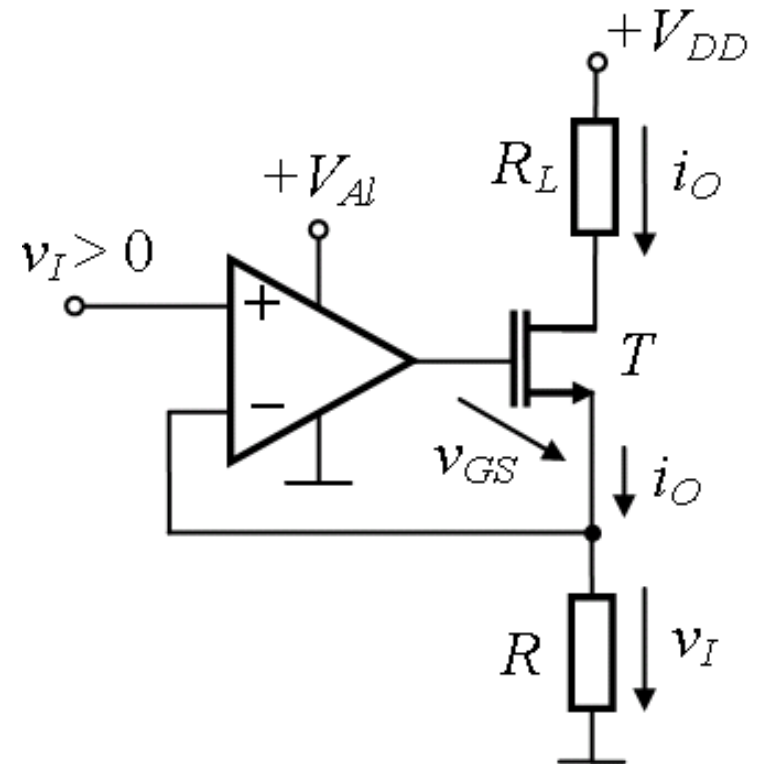
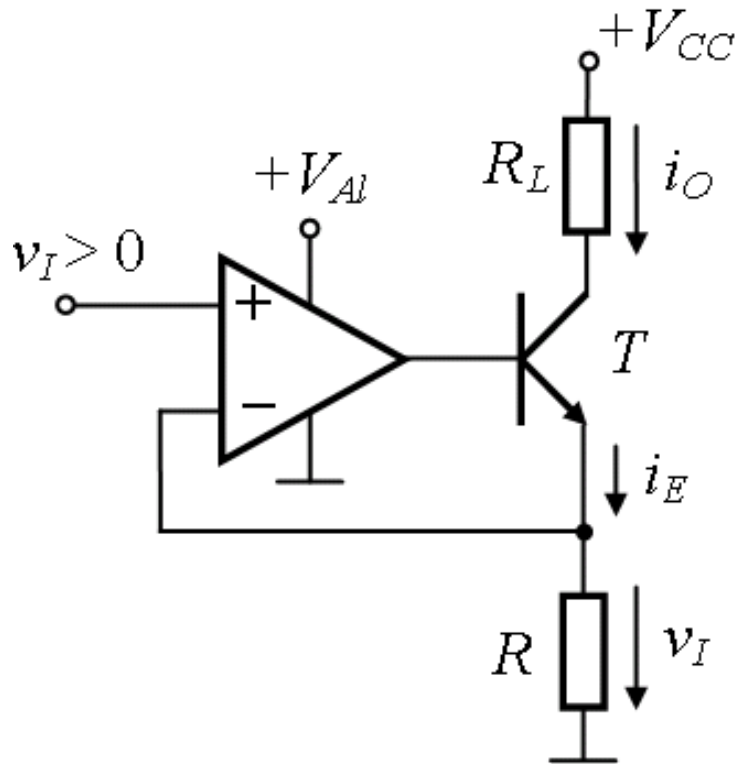
$$i_O = \frac{v_I}{R}$$

Liniaritate mai buna

Se poate utiliza o singura sursa de tensiune continua pentru alimentare?

Surse de curent cu AO și T

Sarcina flotanta



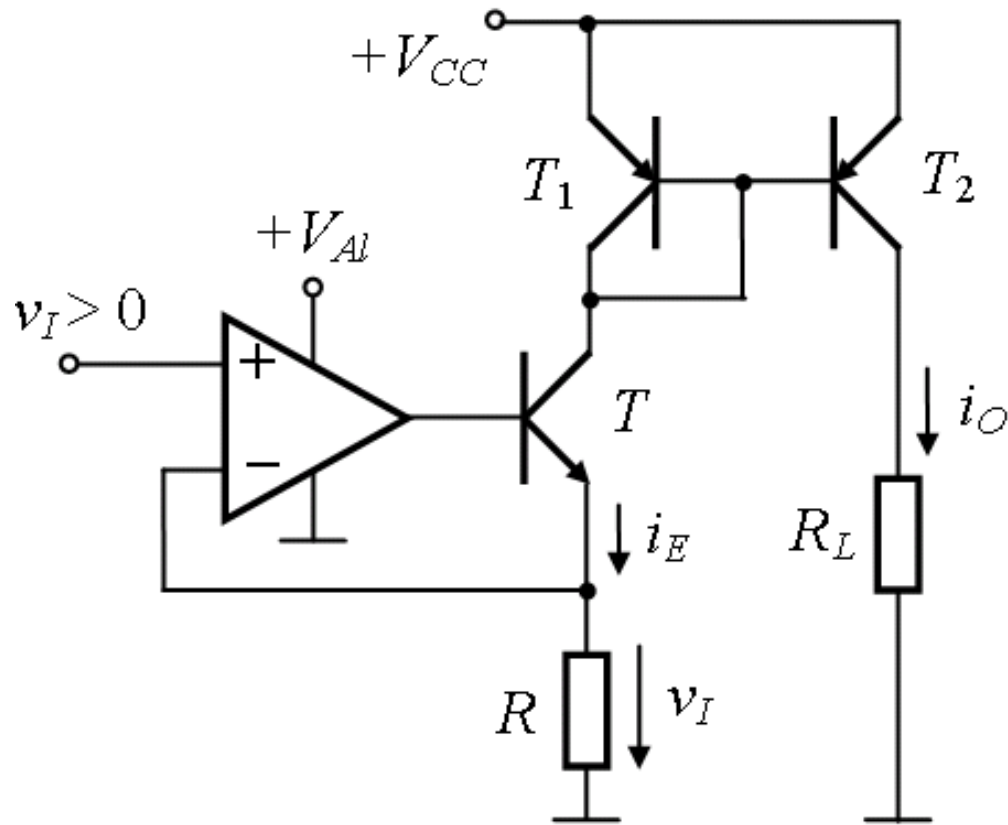
RN serie-serie (tensiune-curent): rezistența de ieșire a circuitului (văzută de R_L) este de aproximativ a ori mai mare decât în absența RN, adică fără AO.

Sursă reglabilă de curent:

- modificarea v_I - sursă de curent comandată în tensiune
- utilizarea unui potențiomtru în serie cu R .

Surse de curent cu AO si T

Sarcina neflotanta



T_1 si T_2 sunt tranzistoare identice

$$i_{B1} = i_{B2} \quad i_O = \beta_1 i_{B2}$$

$$i_C = i_{C1} + 2i_{B2} = \beta_1 i_{B1} + 2i_{B2}$$

$$i_C = i_{B2}(\beta_1 + 2) \quad i_C = \frac{i_C}{\beta_1 + 2}$$

$$i_O = \beta_1 \frac{i_C}{\beta_1 + 2} = i_C \frac{\beta_1}{\beta_1 + 2}$$

$$i_O = i_C \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_1}} = \frac{\beta}{\beta + 1} i_E$$

$$i_O = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_1}} i_E = \frac{v_I}{R}$$

$$i_O = \frac{\beta}{\beta + 1} \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_1}} \frac{v_I}{R} \approx \frac{v_I}{R}$$