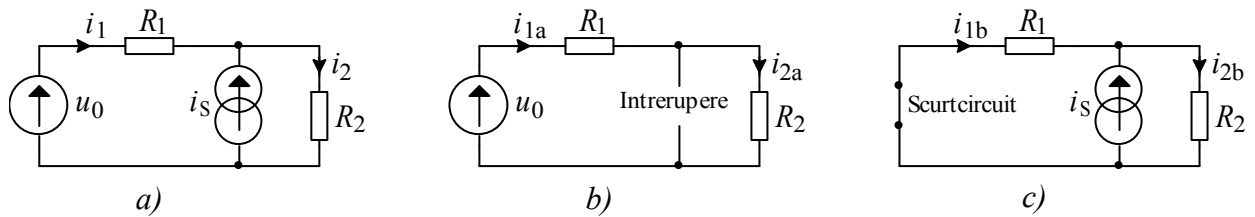


## Teorema superpoziției – exemplu de calcul

Să se determine curenții prin circuitul din figura 1.4.a.



**Fig. 1.4.** Exemplu de aplicare a teoremei superpoziției: a) Circuitul complet; b) Circuitul cu sursa de curent pasivizată; c) Circuitul cu sursa de tensiune pasivizată.

Pentru rezolvarea circuitului se calculează răspunsul fiecărei surse considerate separat, presupunând cealaltă sursă pasivizată (anulată) și apoi se însumează efectele.

a) Se anulează sursa de curent; sursa de curent se înlocuiește cu o întrerupere de circuit (se pasivizează) și circuitul se simplifică conform figurii 1.4.b. Cele două rezistențe înseriate sunt parcurse de același curent:

$$i_{1a} = i_{2a} = \frac{u_0}{R_1 + R_2}.$$

b) Pentru cazul cu sursa de tensiune anulată, circuitul rezultat este cel din figura 1.4.c, adică un divizor de curent. Conform regulii divizorului de curent aplicată succesiv celor două ramuri de circuit rezultă:

$$i_{1b} = -\frac{R_2}{R_1 + R_2} i_S, \quad i_{2b} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} i_S.$$

În final prin suprapunerea efectelor se obțin valorile totale ale curenților prin rezistențe:

$$i_1 = i_{1a} + i_{1b} = \frac{u_0 - i_S R_2}{R_1 + R_2}, \quad i_2 = i_{2a} + i_{2b} = \frac{u_0 + i_S R_1}{R_1 + R_2}.$$

Verificarea rezultatelor obținute prin aplicarea directă a teoremelor lui Kirchhoff se propune ca temă; se vor obține aceleași rezultate cu un efort de calcul mai mare (prin rezolvarea unui sistem de două ecuații cu două necunoscute).

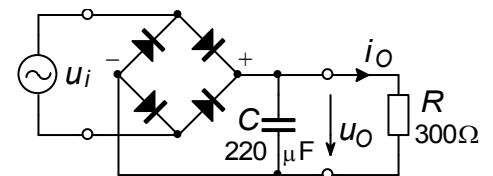
## Problemă de analiză – redresor cu filtru capacitiv

Dacă tensiunea de intrare este:  $u_i = 30 \sin 100 \pi t$  (V) și componentele redresorului din figură se presupun ideale:

a) să se determine tensiunea pulsatorie și

tensiunea medie de ieșire precum și factorul de ondulație;

b) să se redimensioneze cond. de filtrare pentru a obține un factor de ondulație de 1%.



**Rezolvare:** Frecvența tensiunii  $u_i$  este de 50Hz și perioada  $T=20$  ms.

Punctul a) presupune aplicarea directă a relațiilor (2.32) și (2.33). Astfel tensiunea ondulatorie vârf la vârf și efectivă este:

$$U_{r\_vv} \cong U_{vf} \frac{T}{2 \cdot RC} = 30 \cdot \frac{20\text{m}}{2 \cdot 300 \cdot 220\mu} = 30 \cdot 0,15 = 4,5\text{V}, \quad U_r = \frac{U_{r\_vv}}{2 \cdot \sqrt{3}} = 1,3\text{V},$$

iar tensiunea de ieșire și factorul de ondulație sunt:

$$U_O = U_{vf} \left( 1 - \frac{T}{4RC} \right) = 30 \cdot \left( 1 - \frac{0,15}{2} \right) = 27,7V, \quad \gamma = \frac{U_r}{U_O} = \frac{1,3}{27,7} = 0,047 = 4,7\%.$$

Punctul *b*) este în fapt o problemă de proiectare. Capacitatea care conduce la un anumit factor de ondulație se calculează din formula (2.33) prin explicitarea lui *C* din formulă. Se va utiliza indicele „*b*” pentru valorile specifice punctului *b*.

$$C_b = \frac{T}{4R} \left( 1 + \frac{1}{\sqrt{3} \cdot \gamma_b} \right) = \frac{20m}{4 \cdot 300} \left( 1 + \frac{1}{\sqrt{3} \cdot 0,01} \right) = 16,7\mu \cdot 58,7 = 979\mu F \cong 1000 \mu F.$$

O metodă mai expeditivă, cu un grad de aproximație rezonabil, se bazează pe proporționalitatea (aproximativă) dintre capacitățile de filtrare și inversele factorilor de ondulație:

$$C_b = C \cdot \frac{\gamma}{\gamma_b} = 220\mu \cdot \frac{4,7}{1} \cong 1000 \mu F.$$

#### Verificarea metodei:

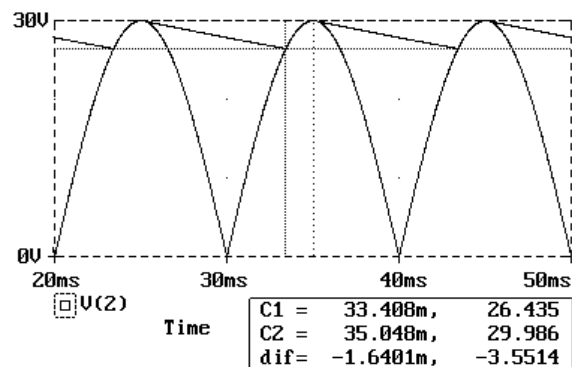
Rezultatele obținute prin **simularea circuitului** (din figura alăturată) diferă destul de mult de cele calculate. Astfel la punctul *a*) valoarea vârf la vârf a tensiunii ondulatorii este de 3,6V față de 4,5V cât a rezultat din calcul. În procente această diferență este:

$$\frac{U_{r\_vv}(\text{calc}) - U_{r\_vv}(\text{sim})}{U_{r\_vv}(\text{sim})} \cdot 100 = \frac{0,9}{3,6} = +25\%$$

Motivul pentru această diferență este că la deducerea relațiilor (utilizate în problemă) s-a neglijat durata de conducție a diodelor și s-a presupus că timpul de descărcare al condensatorului (între două încărcări succesive) este jumătate din perioada semnalului de intrare,  $T/2 = 10ms$ . Pentru a demonstra că acesta este motivul erorii, se va corecta calculul ținând seama de durata de conducție a diodelor, care este de circa 1,6ms (conform simulării). Durata descărcării condensatorului într-o semiperioadă este de 8,4ms (restul semiperioadei); tensiunea de ondulație vârf la vârf corectată este:

$$U_{r\_vv}(\text{cor}) = U_{r\_vv}(\text{calc}) \cdot \frac{t_{C(\text{sim})}}{T/2} = 4,5 \cdot \frac{8,4m}{10m} = 3,8V = U_{r\_vv}(\text{sim}) + 5\%$$

**Concluzia** care se impune este că rezultatele obținute conform metodei de calcul prezentate pot avea o eroare relativă mare (25% în acest caz). **Rezultatele sunt** însă întotdeauna **acoperitoare**, în sensul că ondulația calculată este mai mare decât cea realizată, deoarece la calcule se consideră durata de descărcare maximă posibilă. Practic, alegerea unui condensator mai mare decât cel necesar conduce la ondulații mai reduse (decât cele calculate) ceea ce este mai convenabil. Un calcul mai exact nu se justifică practic datorită toleranțelor mari ale condensatoarelor de filtrare.



## Problemă de analiză – limitator de tensiune cu diode

Pentru circuitul din figura 2.18.a se consideră  $U_D=0.6V$  și  $U_1=3V$ .

- a) Să se exprime analitic și să se reprezinte grafic tensiunea de ieșire pentru o tensiune de intrare sinusoidală:  $u_i = \sqrt{2} U_j \cdot \sin \omega t = 6 \sin(100\pi \cdot t) V$ .

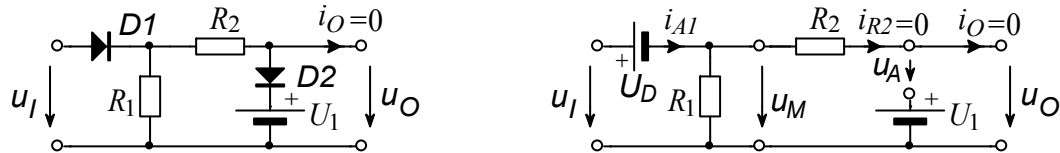


Fig. 2.18. a) Schema de principiu,

b) Schema echivalentă cu  $D1$  în conducție și  $D2$  blocată

- b) Să se exprime analitic și să se reprezinte grafic caracteristica de transfer  $u_O(u_i)$  a circuitului;

### Rezolvare:

Primul pas este analiza problemei. Circuitul este compus dintr-un redresor monoalternanță,  $D1-R_1$  și un limitator cu tensiune de prag,  $R_2-D2-U_1$ . Se notează cu  $u_M$  tensiunea mediană, dintre cele două circuite. Varianta propusă va analiza circuitul în ansamblu în funcție de stările posibile ale diodelor.

O observație utilă pentru înțelegerea funcționării se referă la relațiile cauză-efect din circuit; cauza apariției curenților în circuit sunt sursele de tensiune. În acest caz este vorba de sursa de tensiune care se presupune că există implicit la intrare, chiar dacă nu este figurată ca atare. Sursa  $U_1$  este o sursă pasivă datorită diodei  $D2$ ; aceasta înseamnă că  $U_1$  nu poate furniza curent decât atunci când o sursă externă ( $u_i$ ) deschide dioda  $D2$ . La ieșirea circuitului, notația  $u_O$  semnifică denumirea care permite identificarea respectivei tensiuni (se poate imagina un voltmetru ideal care măsoară respectiva tensiune).

Deoarece circuitul conține două diode și fiecare diodă poate avea două stări (blocată sau în conducție) sunt posibile patru variante. Dacă ambele diode sunt blocate, curentul prin acestea este nul,  $i_{A1}=i_{A2}=0$ . Sursa  $U_1$  nu poate furniza curent prin dioda  $D2$  blocată. Curentul spre ieșire este și el nul conform datelor inițiale ale problemei (circuitul lucrează în gol). Din aceste motive, cât timp  $D1$  este blocată curentul prin  $R_1$  este nul:  $i_{R2}=i_O+i_{A2}=0$ ,  $i_{R1}=i_{A1}-i_{R2}=0$  și tensiunea mediană este nulă:  $u_M=R_1 \cdot i_{R1}=0$ . Pe de altă parte curentul prin  $R_2$  fiind nul și tensiunea de ieșire va fi nulă:  $u_O=u_M-R_2 \cdot i_{R2}=0$ .  $D1$  este blocată pentru  $u_{A1}<U_D$ , adică  $u_{A1}=u_i-R_1 \cdot i_{R1}=u_i<U_D$ .

La limita intrării în conducție a diodei  $D1$ , curentul prin diodă este încă nul și căderea de tensiune pe  $R_1$  este nulă:  $u_{A1}=u_i-R_1 \cdot i_{R1}=u_i=U_D$ . Pentru  $u_i>U_D$ ,  $D1$  intră în conducție,  $u_{A1}=U_D$  și tensiunea mediană  $u_M=u_i-u_{A1}$  devine  $u_M=u_i-U_D$ . Limitatorul cu tensiune de prag,  $R_2-D2-U_1$ , are tensiunea  $u_M$  la intrare și  $u_O$  la ieșire și funcționează conform relațiilor (2.38). Pragul de conducție al diodei  $D2$  este la tensiunea  $u_M=U_1+U_D=u_i-U_D$  adică  $u_i=U_1+2U_D$ . Funcționarea circuitului poate fi descrisă cu relațiile:

$$\begin{cases} u_O = u_M = 0 & \text{dacă } u_I < U_D & ; \text{ ambele diode sunt blocate} \\ u_O = u_I - U_D & \text{dacă } U_D \leq u_I < 2 \cdot U_D + U_1 & ; \text{ conduce } D1, D2 \text{ este blocate} \\ u_O = U_D + U_1 & \text{dacă } u_I \geq 2 \cdot U_D + U_1 & ; \text{ conduc ambele diode} \end{cases}$$

Cea de-a patra combinație principal posibilă,  $D1$  blocate și  $D2$  în conducție nu se poate realiza în cazul acestui circuit; pentru  $D1$  blocate,  $u_M=0$ , situație în care și  $D2$  este blocate.

Caracteristica statică este descrisă analitic de ecuațiile:

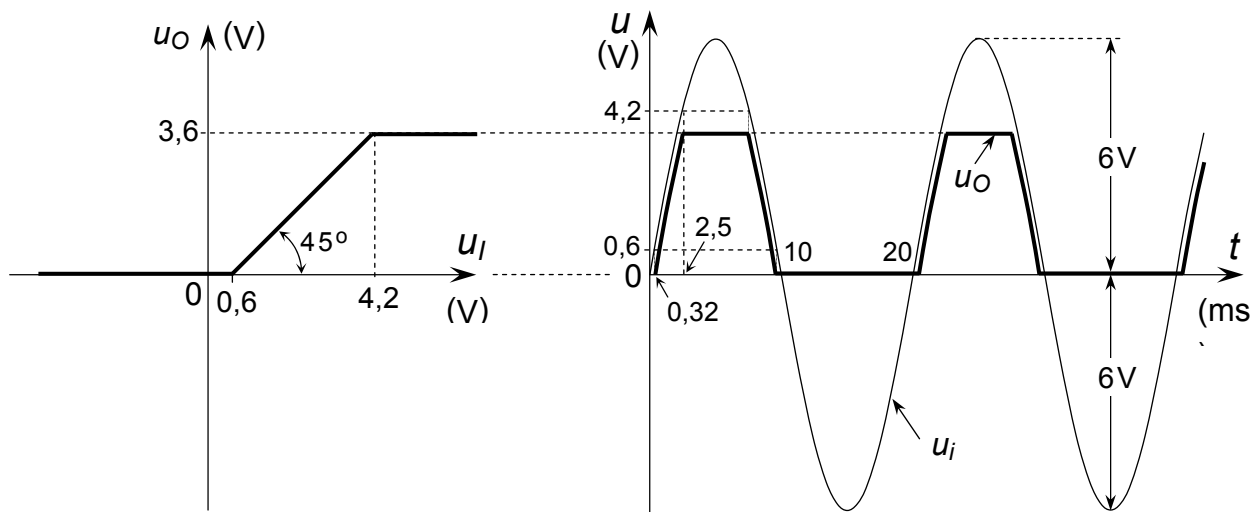
$$\begin{cases} u_O = 0 & \text{dacă } u_I < 0,6V \\ u_O = u_I - 0,6V & \text{dacă } 0,6V \leq u_I < 4,2V \\ u_O = 3,6V & \text{dacă } u_I \geq 4,2V \end{cases}$$

Reprezentarea grafică a caracteristicii de transfer a circuitului din figura 2.19.a este de fapt o reprezentare grafică a acestui sistem de ecuații (o funcție matematică descrisă pe porțiuni).

Forma analitică a tensiunii de ieșire se obține înlocuind tensiunea  $u_I$ , în sistemul de ecuații anterior, conform enunțului. Unghiurile de deschidere ale diodelor și respectiv momentele de timp la care diodele se deschid sunt:

$$u_{i1} = 6 \sin \alpha_1 = 6 \sin(100\pi \cdot t_1) = 0,6 \Rightarrow \alpha_1 = \arcsin \frac{0,6}{6} = 0,1 \text{ rad}, \quad t_1 = \frac{0,1}{100\pi} = 0,32 \text{ ms}$$

$$u_{i2} = 6 \sin \alpha_2 = 6 \sin(100\pi \cdot t_2) = 4,2 \Rightarrow \alpha_2 = \arcsin \frac{4,2}{6} \cong 0,78 \text{ rad}, \quad t_2 \cong \frac{0,78}{100\pi} = 2,5 \text{ ms}$$



**Fig. 2.19.** a) Caracteristica de transfer, b) Reprezentarea grafică a tensiunii de ieșire

Formele de undă ale tensiunilor sunt reprezentate în figura 2.19.b. Tensiunea de ieșire poate fi obținută prin translatarea tensiunii de intrare cu 0,6V în jos și tăierea valorilor negative și a celor care depășesc 3,6V. Tensiunea rezultată are o formă aproximativ trapezoidală.

### Exemplu de proiectare – stabilizator de tensiune cu dioda Zener

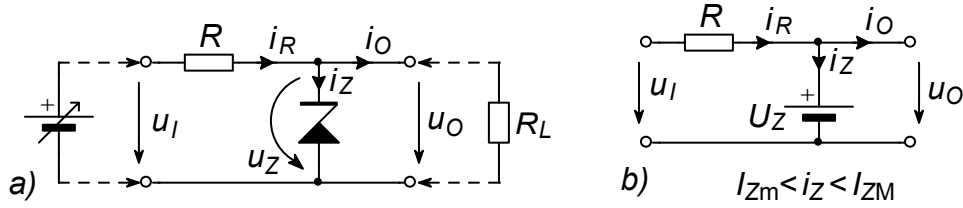


Fig. 2.34. Stabilizatorul parametric; schema de principiu și schema echivalentă simplificată.

- Să se determine parametrii ( $U_{Z0}$  și  $r_Z$ ) unei diode stabilizatoare pentru care s-au măsurat:  $U_{Z1} = 6,3V$  la  $I_{Z1} = 50mA$  și  $U_{Z2} = 6,4V$  la  $I_{Z2} = 100mA$ .
- Utilizând această diodă să se proiecteze un stabilizator parametric care să funcționeze corect pentru  $u_I = 12 \dots 15V$  și  $i_O = 20 \dots 80mA$ . Se admite  $I_{Zm} = 5mA$ ,  $P_{Dadm} = 1W$  și  $r_Z \cong 0$ .
- Să se determine limitele extreme ale tensiunii de ieșire. Se consideră  $r_Z$  de la punctul a).

**Rezolvare:** a) Schema echivalentă a diodei zener din figura 2.33.c conduce la relația (2.72). Pentru a calcula parametrii diodei,  $U_{Z0}$  și  $r_Z$ , (considerați ca fiind constante), se scrie relația (2.72) de două ori succesiv pentru cele două puncte (de pe caracteristica diodei) din enunț:

$$\begin{cases} U_{Z1} = U_{Z0} + r_Z \cdot I_{Z1} \\ U_{Z2} = U_{Z0} + r_Z \cdot I_{Z2} \end{cases}$$

Cele două ecuații sunt un sistem de ecuații cu necunoscutele  $U_{Z0}$  și  $r_Z$ . Rezultă:

$$r_Z = \frac{U_{Z2} - U_{Z1}}{I_{Z2} - I_{Z1}} = \frac{6,4 - 6,3}{0,1 - 0,05} = 2\Omega, \quad U_{Z0} = U_{Z1} - r_Z I_{Z1} = 6,2V.$$

b) Prin proiectarea stabilizatorului se înțelege determinarea componentelor stabilizatorului parametric cu schema din figura 2.34.a, adică aflarea valorii și a puterii disipate de rezistorul  $R$ . Deoarece se neglijează  $r_Z$ , calculele se pot face pe schema echivalentă din figura 2.34.b.

Pentru ca stabilizatorul să funcționeze corect, curentul prin diodă trebuie să fie mai mare decât curentul minim pentru orice valoare a tensiunii de intrare și a curentului de ieșire:

$$i_Z = i_R - i_O = \frac{u_I - U_{Z0}}{R} - i_O \geq I_{Zm}.$$

Cele mai defavorabile condiții în ecuația precedentă apar pentru o valoare minimă în stânga inegalității, adică pentru tensiunea de intrare minimă și curentul de ieșire maxim,  $U_{Im}$  și  $I_{OM}$ :

$$\frac{U_{Im} - U_{Z0}}{R} - I_{OM} \geq I_{Zm} \Rightarrow R \leq \frac{U_{Im} - U_{Z0}}{I_{OM} + I_{Zm}} = \frac{12 - 6,2}{(80 + 5)m} \cong 68\Omega.$$

Puterea disipată de rezistență este maximă pentru o tensiune de intrare maximă:

$$P_{dRM} = \frac{(U_{IM} - U_{Z0})^2}{R} = \frac{(15 - 6,2)^2}{68} = 1,14W .$$

Se poate alege un rezistor de  $68\Omega/2W$ . În final se verifică dacă puterea maximă disipată în dioda zener este mai mică decât puterea maximă admisibilă:

$$P_{dZM} = U_Z \left( \frac{U_{IM} - U_{Z0}}{R} - I_{Om} \right) = 6,2 \left( \frac{15 - 6,2}{68} - 0,02 \right) = 0,68W < 1W (= P_{Dadm}) .$$

c) Pentru a determina limitele tensiunii de ieșire trebuie să se ia în considerare și  $r_Z$  prin utilizarea schemei echivalente din figura 2.33.c în locul diodei. În circuitul echivalent rezultat astfel, figura 2.34, se calculează tensiunea de ieșire și apoi se consideră cazurile extreme:

$$u_O = \frac{U_{Z0} + r_Z \left[ \left( \frac{u_I}{R} \right) - i_O \right]}{1 + r_Z/R} = \frac{6,2 + 2 \left\{ \left[ \left( \frac{12}{68} \right) - 0,08 \right] \dots \left[ \left( \frac{15}{68} \right) - 0,02 \right] \right\}}{1 + 2/68} = 6,21 \dots 6,413V .$$

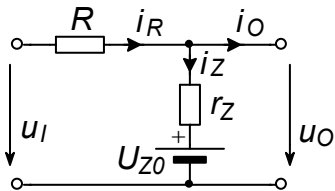


Fig. 2.34. Stabilizatorul parametric: schema echivalentă utilizată pentru determinarea variațiilor tensiunii de ieșire.

Calculul simplificat se poate face conform următoarei metode: se calculează curentul prin dioda zener fără a considera rezistența diferențială a diodei (aproximație posibilă deoarece  $r_Z \ll R$  și  $i_Z < i_R$ ) și apoi se determină tensiunea de ieșire considerând și rezistența  $r_Z$  în circuit:

$$u_O = U_{Z0} + r_Z i_Z \cong U_{Z0} + r_Z \left( \frac{u_I - U_{Z0}}{R} - i_O \right) .$$

În acest caz limitele extreme ale tensiunii de ieșire vor fi:

$$u_O \cong 6,2 + 2 \cdot \left[ \left( \frac{12 - 6,8}{68} - 0,08 \right) \dots \left( \frac{15 - 6,8}{68} - 0,02 \right) \right] = 6,211 \dots 6,419V .$$

Se poate constata o diferență nesemnificativă între rezultatele celor două metode de calcul; calculul aproximativ este preferabil în practică deoarece este mai simplu.

### Inversorul cu tranzistor bipolar – exemplu

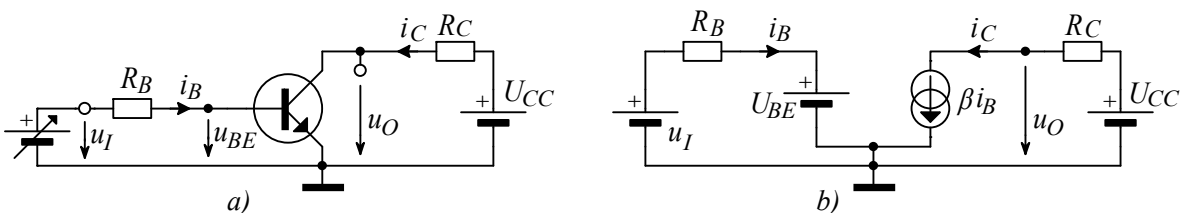


Fig. 3.7. Inversorul cu tranzistor bipolar: a) schema de principiu, b) schema echivalentă cu tranzistorul în RAN.

Să se exprime analitic și să se reprezinte grafic caracteristica de transfer a inversorului din figura 3.7.a pentru:  $R_C=1k\Omega$ ,  $R_B=10k\Omega$ ,  $u_I=0\dots 5V$  și  $U_{CC}=5V$ . Se consideră modelul din fig. 3.4.b cu  $U_{BE}(=U_D)=0,7V$ ,  $\beta=100$  și  $U_{CEsat}=0,2V$ .

**Rezolvare:** În blocare:  $i_B \cong 0$ ,  $u_{BE} = u_I - R_B i_B \cong u_I$ . Tranzistorul este blocat dacă dioda bază-emitor este blocată:  $u_{BE} < U_D$  adică  $u_I < U_D$ . Dacă tranzistorul este blocat,  $i_C \cong 0$  și rezultă:

$$u_O = U_{CC} - R_C \cdot i_C \cong U_{CC} = 5V, \text{ pentru } u_I < 0,7V.$$

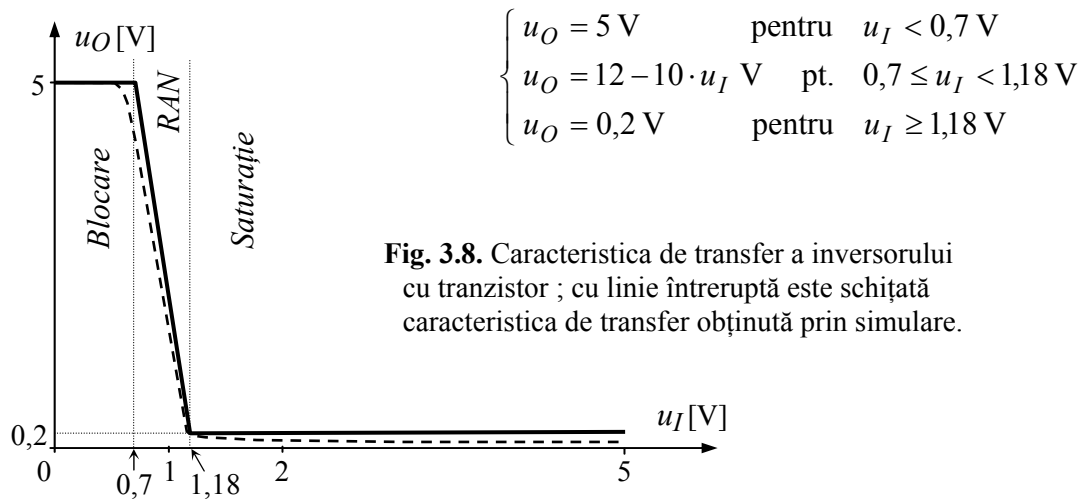
Pentru  $u_I > 0,7V$  dioda bază-emitor este în conducție și tranzistorul poate fi în RAN sau în saturație. Dacă  $u_O > 0,2V$ , tranzistorul este în RAN și caracteristica de transfer este:

$$u_O = 5 - 1k \cdot 100 \frac{u_I - 0,7}{10k} = 12 - 10 \cdot u_I \text{ [V]}, \text{ pt. } 12 - 10 \cdot u_I > 0,2 \Rightarrow u_I < 1,18V.$$

În saturație, conform:  $u_O = 0,2V$  pentru  $u_I > 1,18V$  – relația.

Caracteristica de transfer a circuitului pentru întreg domeniul de variație a tensiunii de intrare este reprezentată grafic în figura 3.8. Pentru comparație, s-a reprezentat cu linie întreruptă caracteristica obținută prin simulare.

Caracteristica de transfer este descrisă analitic de funcția liniarizată pe porțiuni:



**Fig. 3.8.** Caracteristica de transfer a inversorului cu tranzistor ; cu linie întreruptă este schițată caracteristica de transfer obținută prin simulare.

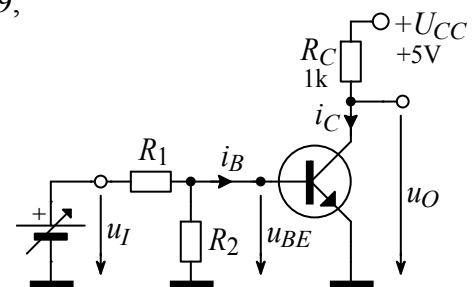
### Problemă de proiectare

a) Să se dimensioneze circuitul inversor din figura 3.9, astfel încât să realizeze:

- $u_O \cong U_{CC}$  pentru  $u_I = 0 \dots 1V$ ,
- $u_O = U_{CEsat} \cong 0$  pentru  $u_I = 2 \dots 5V$ .

Parametrii tranzistorului se consideră  $U_{D0} = 0,5V$ ,  $U_{BE} = 0,7V$  și  $\beta = 100$ .

b) Să se determine tensiunea de intrare de la care tranzistorul intră în saturație dacă  $\beta = 300$ .



**Fig. 3.9.** Inversor logic cu tranzistor

**Rezolvare:**

a) Dimensionarea circuitului se reduce la aflarea valorilor rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$ . Pentru tranzistorul blocat, divizorul de tensiune lucrează în gol ( $i_B \cong 0$ ) și deci:

$$u_{BE} = u_I \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ sau } \frac{u_I}{u_{BE}} = 1 + \frac{R_1}{R_2}.$$

La limita ieșirii din blocare, conform relației (3.11):  $u_{BE} = U_{D0} = 0,5\text{V}$  și trebuie ca  $u_I = 1\text{V}$  (conform enunțului). Din relația precedentă rezultă:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{u_I}{u_{BE}} - 1 = \frac{1}{0,5} - 1 = 1 \Rightarrow R_1 = R_2.$$

La limita intrării în saturație ( $u_I = 2\text{V}$ ), curentul de bază este:

$$i_B \cong \frac{U_{CC}}{\beta R_C} = \frac{5}{100 \cdot 1\text{k}} = 0,05\text{mA}.$$

Curentul necesar prin  $R_1$ :  $i_{R1} = i_{R2} + i_B = \frac{U_{BE}}{R_2} + i_B$ , obținut din T1K,

se poate determina și din legea lui Ohm:  $i_{R1} = \frac{u_I - U_{BE}}{R_1}$ . Pentru  $R_1 = R_2$ , rezultă:

$$\frac{U_{BE}}{R_2} + i_B = \frac{u_I - U_{BE}}{R_2}, \quad R_2 = \frac{u_I - 2U_{BE}}{i_B} = \frac{2 - 2 \cdot 0,7}{0,05\text{m}} = 12\text{k}\Omega$$

b) Pentru  $\beta = 300$ , la limita intrării în saturație ( $u_I = 2\text{V}$ ), curentul  $i_B$  necesar este:

$$i_B \cong \frac{U_{CC}}{\beta R_C} = \frac{5}{300 \cdot 1\text{k}} = 0,0167\text{mA},$$

iar tensiunea de intrare la care apare acest curent (pentru  $R_1 = R_2 = 12\text{k}\Omega$ ) se poate calcula din:

$$\frac{u_I - U_{BE}}{R_1} = \frac{U_{BE}}{R_2} + i_B \Rightarrow u_I = R_1 i_B + 2U_{BE} = 12\text{k} \cdot 0,0167\text{m} + 2 \cdot 0,7 = 1,6\text{V}.$$

**În concluzie** circuitul analizat poate fi utilizat ca inversor logic. Intervalele de tensiuni corespunzătoare nivelelor logice la intrare sunt:

- pentru "0" logic :  $u_I = 0 \dots 1\text{V}$  – depinde de tensiunea de deschidere a tranzistorului  $U_{D0}$  și de raportul rezistențelor de la intrare (nu depinde de  $\beta$ );
- pentru "1" logic :  $u_I = 2 \dots 5\text{V}$  pentru  $\beta = 100$  și  $u_I = 1,6 \dots 5\text{V}$  pentru  $\beta = 300$  – depinde de factorul de amplificare în curent al tranzistorului. Pentru ca circuitul să funcționeze cu orice tranzistor care are  $\beta \geq 100$ , se va considera intervalul de tensiuni care asigură saturarea tranzistorului pentru  $\beta$  minim, deci  $u_I = 2 \dots 5\text{V}$ , saturarea tranzistoarelor care au  $\beta$  mai mare fiind asigurată implicit.



## Circuit de comandă al unui relee cu tranzistor bipolar – exemplu de proiectare

Să se calculeze  $R_1$  pentru ca releeul să cupleze la acea iluminare pentru care fotorezistența are  $R_{FR} = 5\text{k}\Omega$ , dacă  $U_{CC} = 12\text{V}$ ,  $U_{BE} = 0,7\text{V}$ ,  $\beta = 100$ . Rezistența releeului este  $R_{Rel} = 1\text{k}\Omega$  iar tensiunea de prag (la care cuplează releeul) este  $U_P = 6\text{V}$ .

La ce valoare a FR va cupla releeul dacă  $\beta = 200$ ?

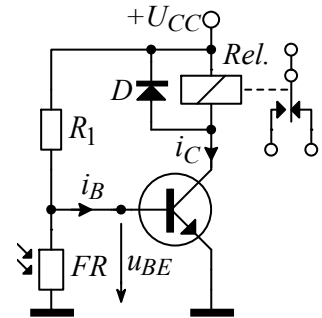


Fig. 3.11. Relee optic

### Rezolvare:

Declanșarea releeului se produce la apariția tensiunii de prag pe relee. Curentul prin relee este curentul de colector al tranzistorului. Curenții prin tranzistor sunt:

$$i_C = \frac{U_P}{R_{Rel}} = \frac{6}{1\text{k}} = 6\text{mA}, \quad i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{6\text{m}}{100} = 0,06\text{mA}.$$

Acest curent de bază trebuie să apară pentru  $R_{FR} = 5\text{k}\Omega$ . Curentul prin fotorezistență și rezistența  $R_1$  necesară se pot determina prin aplicarea succesivă a legii lui Ohm:

$$i_{FR} = \frac{U_{BE}}{R_{FR}} = 0,14\text{mA}, \quad i_{R1} = i_B + i_{FR} = 0,2\text{mA}, \quad R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{i_{R1}} = \frac{11,3}{0,2\text{m}} \cong 56\text{k}\Omega \quad \text{Dacă}$$

factorul de amplificare crește, curentul necesar în bază scade, curentul prin  $R_1$  nu se modifică și deci cuplarea releeului se va produce pentru o altă valoare a fotorezistenței:

$$i_{FR1} = i_{R1} - \frac{i_C}{\beta} = 0,2\text{m} - \frac{6\text{m}}{200} = 0,17\text{mA}, \quad R_{FR1} = \frac{U_{BE}}{i_{FR1}} = \frac{0,7}{0,17\text{m}} = 4,12\text{k}\Omega.$$

**Observație:** Pentru aplicația propusă modificarea fotorezistenței de la  $5\text{k}\Omega$  la circa  $4\text{k}\Omega$  este acceptabilă; declanșarea releeului optic se va produce la un nivel de iluminare ceva mai ridicat dacă factorul de amplificare al tranzistorului este mai mare.

## Exemplu de proiectare – stabilizator de tensiune cu tranzistor

a) Să se determine rezistorul  $R$  astfel încât stabilizatorul de tensiune din figura 3.14.a să funcționeze corect și încărcarea diodei zener să fie minimă dacă  $u_I = 12 \dots 15\text{V}$  și  $i_O = 0 \dots 0,5\text{A}$ . Pentru dioda zener (de tip DZ6V8) se consideră  $U_Z = 6,8\text{V}$ ,  $I_{Zm} = 5\text{mA}$  și  $I_{ZM} = 70\text{mA}$  iar pentru tranzistor  $\beta \geq 100$  și  $U_{BE} = 0,7\text{V}$ .

Pentru  $R = 470\Omega$  să se determine: b) puterea maximă disipată de tranzistor și de dioda zener dacă limitele  $u_I$  și  $i_O$  sunt cele de la punctul precedent și c) puterea maximă disipată de tranzistor în cazul unui scurtcircuit la ieșire dacă  $\beta = 50$  (pentru  $I_C = 1 \dots 2\text{A}$ ;  $\beta$  scade la creșterea  $I_C$ ).

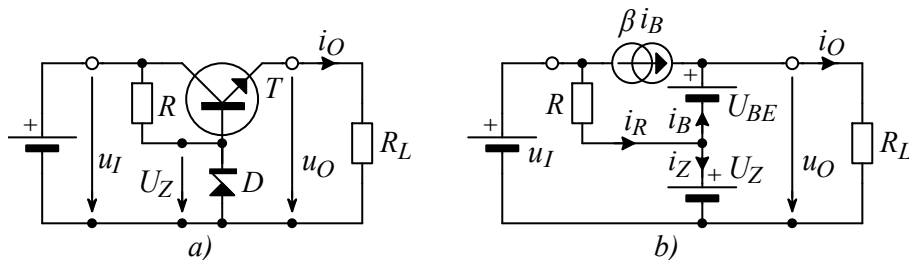


Fig. 3.14. Stabilizatorul de tensiune serie cu tranzistor și diodă Zener:

a) Schema de principiu, b) Schema echivalentă simplificată (valabilă pentru  $i_Z > I_{Zm}$ ).

### Rezolvare

a) Determinarea rezistorului  $R$  presupune aflarea valorii rezistenței și a puterii disipate maxime. Rezistența trebuie astfel dimensionată încât cel mai mic curent prin dioda zener să fie cel puțin egal cu  $I_{Zm}$ :

$$i_Z = i_R - i_B = \frac{u_I - U_Z}{R} - \frac{i_O}{\beta}; \quad i_{Z\min} = \frac{u_{I\min} - U_Z}{R} - \frac{i_{O\max}}{\beta_{\min}} \geq I_{Zm}.$$

Din relația anterioară rezultă rezistența maximă (pentru care stabilizatorul funcționează corect și încărcarea diodei zener este minimă):

$$R \leq \frac{u_{I\min} - U_Z}{I_{Zm} + i_{O\max} / \beta_{\min}} = \frac{12 - 6,8}{5\text{m} + 500\text{m}/100} = 0,52\text{k} = 520\Omega.$$

Puterea disipată de rezistor și valoarea maximă a acesteia sunt:

$$P_{dR} = \frac{(u_I - U_Z)^2}{R}, \quad P_{dR\max} = \frac{(u_{I\max} - U_Z)^2}{R} = \frac{(15 - 6,8)^2}{520} \cong 0,13\text{W}.$$

Se verifică dacă dioda zener suportă curentul maxim care poate să apară:

$$i_{Z\max} = \frac{u_{I\max} - U_Z}{R} - \frac{i_{O\min}}{\beta} = \frac{15 - 6,8}{520} - 0 \cong 16\text{mA} < I_{ZM} (= 70\text{mA}).$$

b) Puterea maximă disipată de tranzistor se calculează particularizând relația (3.35):

$$P_{dT\max} = (u_{I\max} - u_O) \cdot i_{O\max} = [15 - (6,8 - 0,7)] \cdot 0,5 = 4,45\text{W}.$$

Puterea maximă disipată de dioda zener se calculează cu ajutorul curentului maxim care poate să apară prin dioda zener (calculat cu rezistența  $R$  de la punctul b):

$$P_{dZ\max} = U_Z \cdot i_{Z\max} = U_Z \cdot \left( \frac{u_{I\max} - U_Z}{R} - \frac{i_{O\min}}{\beta} \right) = 6,8 \cdot \left( \frac{15 - 6,8}{470} - 0 \right) \cong 0,12\text{W}.$$

c) În cazul unui scurtcircuit la ieșire tensiunea pe tranzistor este egală cu tensiunea de intrare și curentul prin tranzistor crește foarte mult:

$$u_{CEsc} = u_I - u_O = u_I - 0 = u_I, \quad i_{Csc} = \beta \cdot i_{Bsc} = \beta \cdot \frac{u_I - U_{BE}}{R}$$

ceea ce determină o creștere apreciabilă a puterii disipate pe tranzistor:

$$P_{dT\max sc} = u_{I\max} \cdot \left( \beta \cdot \frac{u_{I\max} - U_{BE}}{R} \right) = 15 \cdot \left( 50 \cdot \frac{15 - 0,7}{470} \right) = 15 \cdot 1,52 = 22,8\text{W}.$$

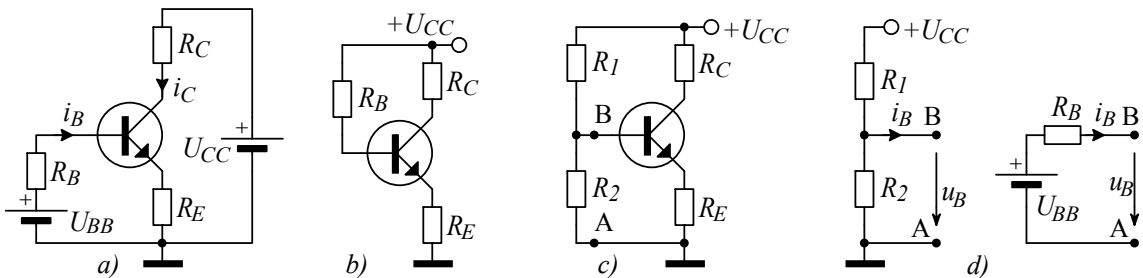
S-a utilizat valoarea mai mică a factorului de amplificare  $\beta$  deoarece curentul prin tranzistor are o valoare mare (1,5A), valoare la care factorul  $\beta$  scade (conform enunțului).

**Observații:** 1. Circuitul se dimensionează astfel încât curentul prin dioda zener să fie mai mare decât curentul minim admisibil, cât timp tensiunea de intrare și curentul de ieșire se mențin în limitele prestabilite.

2. Pentru stabilizatorul serie, tranzistorul este componenta de circuit care preia diferența de putere dintre intrare și ieșire. În cazul unui scurtcircuit la ieșire, puterea disipată de tranzistor crește foarte mult (de circa 5 ori la circuitul analizat) și pentru a preîntâmpina distrugerea tranzistorului, în circuitele reale trebuie prevăzut un mecanism de limitare a curentului de scurtcircuit.

### Exemplu de analiză- Circuit de polarizare cu $R_E$ și cu divizor în bază

Să se determine limitele de variație ale  $psf \{I_C, U_{CE}\}$  pentru circuitul din figura 3.20.c dacă se consideră  $U_{BE}=0,6...0,7V$  și  $\beta=100...300$ . Valorile rezistențelor din circuit sunt:  $R_1=30k\Omega$ ,  $R_2=10k\Omega$ ,  $R_C=2k\Omega$ ,  $R_E=1k\Omega$  și tensiunea de alimentare este  $U_{CC}=12V$ .



**Fig. 3.20.** Circuite de polarizare cu  $R_E$ ; Schema principală: a) cu două surse, b) cu sursă unică; c) Schema practică d) echivalarea divizorului de polarizare a bazei (pt. cazul c).

**Rezolvare:** Parametrii sursei echivalente Thévenin, de polarizare a bazei, sunt:

$$U_{BB} = U_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 12 \frac{10k}{30k + 10k} = 3V, \quad R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{30k \cdot 10k}{30k + 10k} = 7,5k\Omega.$$

Curentul de colector se calculează cu relația (3.33) ținând seama de limitele extreme:

$$I_C = \frac{100 \cdot (3 - 0,7)}{7,5k + 101 \cdot 1k} \dots \frac{300 \cdot (3 - 0,6)}{7,5k + 301 \cdot 1k} = 2,12 \dots 2,33mA$$

Se observă că pentru o variație foarte mare a lui  $\beta$ , (-50%...+50% față de media valorilor), variația  $I_C$  este mult mai mică: -5%...+3,5%. Influența variației tensiunii  $U_{BE}$  este oricum foarte mică deoarece numărătorul relației (3.34) este mult mai mare decât această variație:  $2,3V \gg 0,05V$  (s-a considerat variația față de media tensiunilor  $U_{BE}$ ).

Conform cu relația (3.35) limitele tensiunii  $U_{CE}$  sunt:

$$U_{CE} = 12 - (2k + 1k) \cdot (2,12 \dots 2,33)m = 5,64 \dots 5,01V.$$

Calcululele cu inecuații și estimarea erorilor sunt o necesitate în practica inginerescă datorită variațiilor inerente ale componentelor de circuit (mai ales a dispozitivelor semiconductoare).

Se observă că rezultatele obținute cu relația aproximativă de calcul (3.34) sunt acceptabile:

$$I_C \cong \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_E} = \frac{3 - 0,65}{1k} = 2,35mA, \quad U_{CE} = 12 - 3k \cdot 2,35m = 4,95V,$$

curentul obținut este ceva mai mare decât cel din circuit (ca pentru  $\beta = \infty$ ). Ținând seama de precizia cu care sunt cunoscute valorile componentelor în circuitele practice, acest calcul este de obicei satisfăcător.

### Exemplu de proiectare - dimensionarea circuitului de polarizare

Să se dimensioneze circuitul de polarizare al tranzistorului bipolar din figura 3.20.c astfel încât să se obțină:  $I_C = 3mA$ ,  $U_{CE} = U_{CC}/3$ , pentru  $U_{BE} = 0,6V$ ,  $\beta \geq 200$  și  $U_{CC} = 9V$ . Se sugerează alegerea  $I_{Div} \geq 0,1 I_C$  și  $U_E \cong U_{CC}/3$ .

**Rezolvare:** Rezistențele din circuit pot fi dimensionate utilizând legea lui Ohm:

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} \cong \frac{U_E}{I_C} = \frac{3}{3m} = 1k\Omega, \quad R_C = \frac{U_{CC} - U_{CE} - U_E}{I_C} = \frac{9 - 3 - 3}{3m} = 1k\Omega$$

Curentul prin divizor se alege conform sugestiei:  $I_{Div} = 0,1 I_C = 0,3 mA$

și cu acest curent se pot determina rezistoarele de polarizare a bazei:

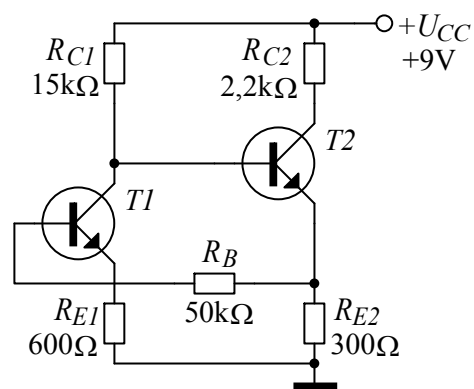
$$R_2 \cong \frac{U_{BE} + U_E}{I_{Div}} = \frac{0,6 + 3}{0,3m} = 12k\Omega, \quad R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE} - U_E}{I_{Div}} = 18k\Omega$$

La rezolvarea problemei nu s-a utilizat explicit factorul  $\beta$  al tranzistorului; s-a considerat implicit  $\beta \gg 1$  presupunând un curent unic prin tranzistor  $I_C \cong I_E$ , conform (3.39).

### Exemplu de calcul – determinarea *psf* la circuitele cu mai multe tranzistoare

Tranzistoarele din schema alăturată au  $\beta \geq 300$ . În *psf* se cunosc  $U_{BE1} = 0,55V$  și  $U_{BE2} = 0,6V$ . Să se determine *psf*  $\{I_C, U_{CE}\}$  pentru cele două tranzistoare.

**Rezolvare:** Se va aplica metoda simplificată de calcul propusă anterior. Mai mult, se vor presupune inițial curenții de bază neglijabili față de curenții de colector chiar și pentru tranzistoare diferite, presupunere care va trebui verificată înainte de finalizarea calculului.



T1K se poate scrie în trei noduri (de obicei curentul care intră în masa montajului nu trebuie calculat și deci T1K nu se aplică în nodul de masă). Scrierea T1K în nodul de alimentare ( $+U_{CC}$ ) prezintă interes la această problemă, iar neglijarea curenților de bază

fată de cei de colector face inutilă T1K în colectorii tranzistoarelor sau mai exact T1K se reduc la:

$$I_{R_{C1}} = I_{C1} + I_{B2} \cong I_{C1} \text{ pentru } I_{B2} \ll I_{C1}; \quad I_{R_{E2}} = I_{E2} + I_{B1} \cong I_{C2} \text{ pentru } I_{B1} \ll I_{C2}.$$

Dacă se ocolesc tensiunile  $U_{CE}$  și  $U_{CB}$  (care nu se cunosc inițial) mai rămân trei bucle pe care se poate scrie T2K:

- $+U_{CC} \rightarrow R_{C1} \rightarrow U_{BE2} \rightarrow R_{E2} \rightarrow$  masă;
- masă  $\rightarrow R_{E2} \rightarrow R_B \rightarrow U_{BE1} \rightarrow R_{E1} \rightarrow$  masă;
- $+U_{CC} \rightarrow R_{C1} \rightarrow U_{BE2} \rightarrow R_B \rightarrow U_{BE1} \rightarrow R_{E1} \rightarrow$  masă.

Primele două bucle exprimă relațiile cauzale din circuit; curentul de polarizare a bazei tranzistorului  $T2$  este furnizat de sursa de alimentare (prin  $R_{C1}$ ), iar rezistența din emitorul lui  $T2$  (de valoare mică) acționează ca o sursă de polarizare a bazei lui  $T1$  (prin  $R_B$ ). Cea de-a treia buclă este de fapt o combinație a primelor două. Pentru a determina curenții prin tranzistoare (două necunoscute) este necesar un sistem de două ecuații; pentru a rezolva circuitul se pot utiliza ecuațiile scrise pe oricare două bucle dintre cele trei arătate mai sus.

Conform T2K exprimată gravitațional (tensiunea între două linii este aceeași pe orice cale) pe primele două bucle rezultă:

$$\begin{cases} U_{CC} = R_{C1}I_{C1} + U_{BE2} + R_{E2}I_{C2} & (a) \\ R_{E2}I_{C2} = R_B(I_{C1}/\beta) + U_{BE1} + R_{E1}I_{C1} & (b) \end{cases}$$

În (b) s-a ținut seama că  $I_{C1} = \beta I_{B1}$ . Dacă se substituie (b) în (a) se obține:

$$U_{CC} = R_{C1}I_{C1} + U_{BE2} + R_B(I_{C1}/\beta) + U_{BE1} + R_{E1}I_{C1}$$

Se observă că această relație reprezintă de fapt T2K scrisă pe bucla a 3-a și are o singură necunoscută, curentul prin  $T1$ :

$$I_{C1} = \frac{U_{CC} - U_{BE2} - U_{BE1}}{R_{C1} + R_{E1} + R_B/\beta} = \frac{9 - 0,6 - 0,55}{15k + 0,6k + 50k/300} = \frac{7,85}{15,67k} = 0,5mA$$

Curentul  $I_{C2}$  se poate calcula din oricare dintre ecuațiile sistemului. Din (a) rezultă:

$$I_{C2} = \frac{U_{CC} - R_{C1}I_{C1} - U_{BE2}}{R_{E2}} = \frac{9 - 15k \cdot 0,5m - 0,6}{300} = \frac{0,9}{0,3k} = 3mA$$

Presupunerile inițiale se dovedesc a fi corecte:

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta} = \frac{3m}{300} = 10\mu A \ll I_{C1} = 500\mu A, \quad I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = \frac{0,5m}{300} = 1,67\mu A \ll I_{C1} = 3mA.$$

Tensiunile pe tranzistoare  $U_{CE}$  se calculează din T2K aplicată pe buclele de ieșire ale tranzistoarelor, care includ tensiunile respective:

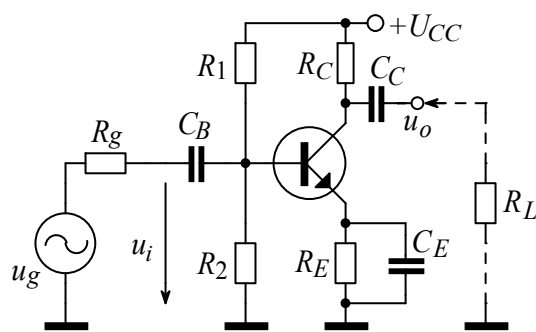
$$\begin{aligned} U_{CE2} &\cong U_{CC} - I_{C2}(R_{C2} + R_{E2}) = 9 - 3m \cdot 2,5k = 1,5V, \\ U_{CE1} &\cong U_{CC} - I_{C1}(R_{C1} + R_{E1}) = 9 - 0,5m \cdot 15,6k = 1,2V. \end{aligned}$$

Ambele tranzistoare se află în RAN deoarece  $U_{CE} > U_{BE}$ . Circuitul analizat este cunoscut sub numele de **schemă cu polarizare automată**, deoarece tranzistoarele vor fi polarizate în RAN (de exemplu  $U_{CE1} \cong 2U_{BE}$ ) pentru limite largi ale tens. de alimentare  $U_{CC}$ .

### Exemplu – Etaj de amplificare cu un tranzistor în conexiune EC

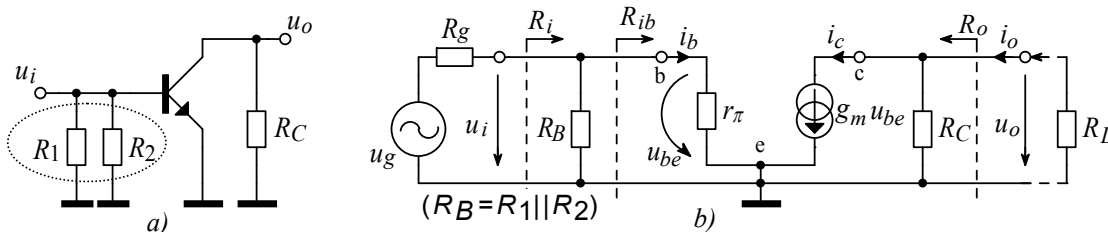
1. În condiții de semnal mic la intrare, să se calculeze  $A_{u0}$ ,  $R_i$ ,  $R_o$ , și  $A_{ug}$  pentru amplificatorul cu emitor comun din figura 3.27 dacă:  $\beta=100$ ,  $I_C=1\text{mA}$ ,  $R_C=5\text{k}\Omega$ ,  $R_B (=R_1 || R_2)=10\text{k}\Omega$ ,  $R_g=6\text{k}\Omega$ .
2. Să se calculeze amplificările  $A_u$  și  $A_{ug}$  pentru o rezistență de sarcină  $R_L=500\Omega$  cuplată capacitiv la ieșire.
3. Cât este amplitudinea semnalului la ieșire pentru o amplitudine la generator  $U_{g\_vf}=20\text{mV}$ ?

Se consideră  $U_T=25\text{mV}$  și condensatoarele din circuit se consideră scurtcircuitate în ca.



**Fig. 3.27.** Schema amplificatorului cu un tranzistor discret în conexiune EC.

- Tranzistorul este polarizat cu divizor în bază și rezistență în emitor.
- Condensatoarele din circuit se consideră scurtcircuitate în ca.



**Fig. 3.28.** Scheme echivalente de ca ale amplificatorului în conexiunea EC: a)  $C$  și  $U_{CC}$  înlocuite cu scurtcircuitate, b) TB liniarizat, în condiții de semnal mic.

1. Se calculează parametrii de semnal mic ai TB cu (3.48) și (3.52):

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{I_C}{25\text{m}} = 40I_C = 40 \cdot 1\text{m} = 40 \frac{\text{mA}}{\text{V}}, \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{40\text{m}} = 2,5\text{k}\Omega$$

Parametrii amplificatorului se calculează conform (3.62 – 3.57), cu  $R_L = \infty$ :

$$A_{u0} = -g_m R_C = -40\text{m} \cdot 5\text{k} = -200, \quad R_i = R_B || r_\pi = 10\text{k} || 2,5\text{k} = 2\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 5\text{k}\Omega, \quad A_{ug0} = A_{u0} \frac{R_i}{R_i + R_g} = -200 \frac{2\text{k}}{2\text{k} + 6\text{k}} = -200 \cdot 0,25 = -50$$

2. Sarcina fiind cuplată capacitiv la ieșire, nu influențează *psf*. Prin urmare parametrii tranzistorului și ai amplificatorului nu se modifică la conectarea sarcinii. Amplificările în tensiune în prezența sarcinii se calculează conform (3.58) și (3.65):

$$A_u = A_{u0} \frac{R_L}{R_L + R_o} = -200 \frac{500}{500 + 5k} = -200 \frac{1}{11} = -18,2$$

$$A_{ug} = A_{u0} \frac{R_i}{R_i + R_g} \frac{R_L}{R_L + R_o} = -200 \frac{1}{4} \frac{1}{11} \cong -4,5$$

Aceste relații au fost determinate folosind modelul amplificatorului de tensiune din figura 3.26 și ținând seama de cele două divizoare de tensiune care apar în schema respectivă.

3. Se verifică inițial dacă este îndeplinită condiția de semnal mic (3.44). Astfel, valoarea maximă a tensiunii bază-emitor este amplitudinea semnalului în bază (de intrare în amplificator), calculată ținând seama de divizorul de tensiune de la intrare, conform relației (3.60):

$$U_{be\_vf} = U_{i\_vf} = U_{g\_vf} \frac{R_i}{R_i + R_g} = 20m \frac{2k}{2k + 6k} = 20m \frac{1}{4} = 5mV < 10mV .$$

Amplitudinea semnalului la ieșire se determină ținând seama de valorile amplificărilor în tensiune:

$$U_{o0\_vf} = A_{u0} U_{i\_vf} = 200 \cdot 5m = 1V , \quad U_{o\_vf} = A_u U_{i\_vf} \cong 18,2 \cdot 5m = 91mV ;$$

cu indicele 0 s-a notat tensiunea în gol (fără  $R_L$ ). Amplificările s-au considerat în modul, deoarece defazajul dintre semnalul de ieșire și semnalul de intrare nu are importanță la calculul amplitudinii, iar o valoare negativă a amplitudinii nu are sens.

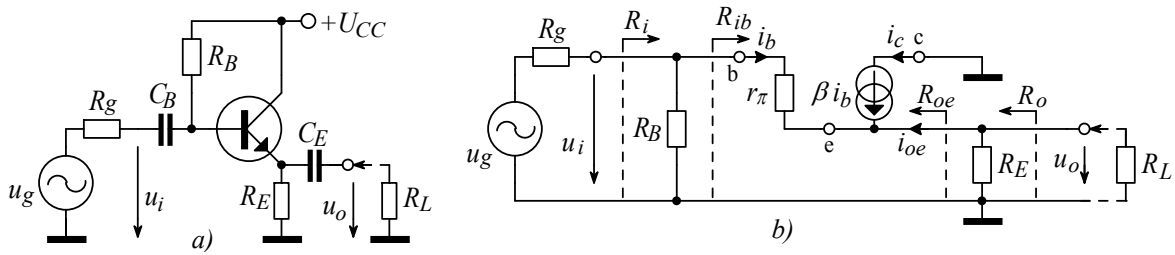
**Concluzii:** Amplificarea în tensiune obținută cu un singur tranzistor este mare. Rezistența de intrare relativ mică și cea de ieșire relativ mare conduc la apariția a două efecte de divizare a tensiunii semnalului de la intrare și la ieșire (cu un factor  $1/4=0,25$  la intrare, respectiv cu un factor  $1/11\cong 0,091$  la ieșire). De aceea amplificarea globală se reduce de 44 de ori în exemplul dat, de la 200 la circa 4,5.

Prin urmare, rezistența de intrare a și amplificatorului (relativ mică față de  $R_g$ ) și rezistența de ieșire (relativ mare față de  $R_L$ ), conduc la reducerea apreciabilă a amplificării.

### Exemplu – repetorul pe emitor

1. Pentru repetorul pe emitor din figura 3.29.a, să se calculeze curentul static de colector  $I_C$  dacă  $U_{CC}=10V$ ,  $R_E=5k\Omega$ ,  $R_B=430k\Omega$ ,  $\beta=100$  și  $U_{BE}=0,7V$ .
2. Pentru  $R_g=6k\Omega$ , să se calculeze  $A_{u0}$ ,  $R_i$ ,  $R_o$ , și  $A_{ug0}$ .
3. Să se calculeze amplificările  $A_u$  și  $A_{ug}$  pentru o rezistență de sarcină  $R_L=500\Omega$  cuplată capacitiv la ieșire și să se compare cu factorul de transfer obținut prin conectarea directă a generatorului de semnal cu sarcina.
4. Cât este amplitudinea semnalului pe sarcină dacă amplitudinea la generator este  $U_{g\_vf}=100mV$ ?

Se consideră  $U_T=25mV$  și condensatoarele scurtcircuitate în ca.



**Fig. 3.29.** Repetorul pe emitor: a) schema de principiu; b) schema echivalentă de ca cu tranzistorul liniarizat (ca SIcI), în condiții de semnal mic.

1. Curentul de colector se calculează cu (3.33), pentru  $U_{BB}=U_{CC}$ :

$$I_C = \frac{\beta(U_{CC} - U_{BE})}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{100(10 - 0,7)}{430k + 101 \cdot 5k} = 0,995m \cong 1mA .$$

2. Parametrii de semnal mic ai TB se determină cu (3.48) și (3.52):

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{1m}{25m} = 40 \frac{mA}{V}, \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{40m} = 2,5k\Omega$$

Amplificarea în tensiune fără sarcină se determină cu (3.67):

$$A_{u0} = \frac{1}{1 + \frac{r_\pi}{(\beta + 1)R_E}} = \frac{1}{1 + \frac{2,5k}{101 \cdot 5k}} = \frac{1}{1,00495} = 0,995$$

Rezistența de intrare se determină cu (3.70) pentru  $R_L = \infty$ :

$$R_{ib} = r_\pi + (\beta + 1)R_E = 2,5k + 101 \cdot 5k = 507,5k\Omega ;$$

$$R_i = R_B \parallel R_{ib} = 430k \parallel 507,5k = 233k\Omega$$

Rezistența de ieșire se determină cu (3.72) și (3.73):

$$R_{oe} = \frac{r_\pi + (R_B \parallel R_g)}{\beta + 1} = \frac{2,5k + 430k \parallel 6k}{101} = 83,3\Omega, \quad R_o = R_E \parallel R_{oe} = 83,3 \parallel 5k = 82\Omega .$$

Cu (3.74) se calculează amplificarea globală fără sarcină:

$$A_{ug0} = A_{u0} \frac{R_i}{R_i + R_g} = 0,995 \frac{233k}{233k + 6k} = 0,995 \cdot 0,975 = 0,97 .$$

3. În prezența sarcinii, rezistența de emitor în ca devine:

$$R_e = R_E \parallel R_L = 5k \parallel 500 = 454,6\Omega ;$$

iar parametrii tranzistorului nu se schimbă pentru că sarcina este cuplată capacitiv și nu influențează *psf*. Amplificarea în tensiune devine:

$$A_u = \frac{1}{1 + \frac{r_\pi}{(\beta + 1)R_e}} = \frac{1}{1 + \frac{2,5k}{101 \cdot 0,455k}} = \frac{1}{1,0545} = 0,948 .$$

Pentru calcularea amplificării globale în tensiune se recalculează inițial rezistența de intrare:



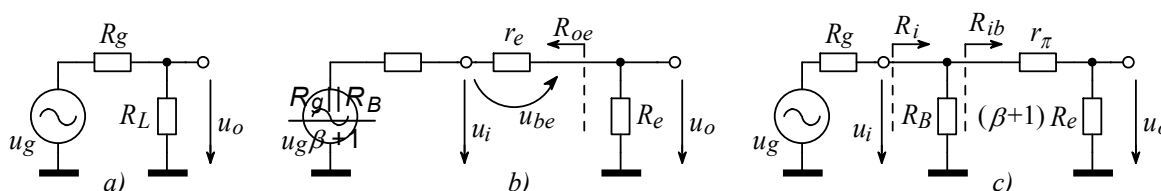
$$R_{ib} = r_{\pi} + (\beta + 1)R_e = 2,5k + 101 \cdot 455 = 45,9k\Omega, \quad R_i = R_B \parallel R_{ib} = 43,5k\Omega,$$

$$A_{ug} = A_u \frac{R_i}{R_i + R_g} = 0,948 \frac{43,5k}{43,5k + 6k} = 0,948 \cdot 0,89 = 0,84.$$

Factorul de transfer direct dintre generator și sarcină rezultă din regula divizorului de tensiune aplicată circuitului din figura 3.30.a:

$$K_{ug} = \frac{u_o}{u_g} = \frac{R_L}{R_L + R_g} = \frac{500}{500 + 6k} = \frac{1}{13} = 0,077 = 7,7\%.$$

Față de cuplajul direct, amplificarea obținută prin intermediul repetorului pe emitor este de  $A_{ug}/K_{ug} = 0,84/0,077 = 11$  ori mai mare.



**Fig. 3.30.** a) Cuplajul direct al generatorului cu sarcina. Scheme echivalente de ca ale repetorului pe emitor obținute prin reflectare: b) în emitor, c) în bază.

4. Pentru a calcula amplitudinea tensiunii pe sarcină se verifică mai întâi dacă tensiunea de intrare îndeplinește condiția de semnal mic – relația (3.60), pe baza circuitului din figura 3.30.b:

$$U_{be\_vf} = U_{g\_vf} \frac{r_e}{R_e + r_e + \frac{R_g \parallel R_B}{\beta + 1}} = 100 \frac{25}{455 + 25 + 59} \cong 4,6mV < 10mV$$

și apoi se calculează amplitudinea tensiunii la ieșire cu ajutorul amplificării globale cu sarcină,  $A_{ug}$ :

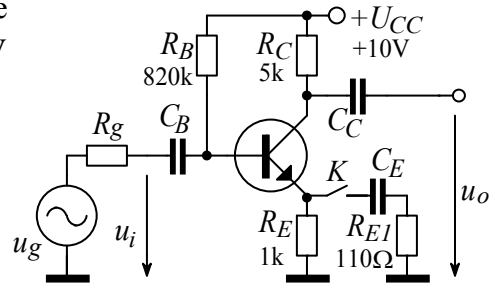
$$U_{o\_vf} = A_{ug} U_{g\_vf} = 0,84 \cdot 100m = 84mV.$$

### Concluzii:

- Amplificarea în tensiune a repetorului pe emitor este subunitară și apropiată de unitate, mai ales în cazul amplificatorului fără sarcină ( $A_{ug0}, A_{u0} \cong 1$ ).
- Rezistența de intrare este mare și depinde de rezistențele din emitor, iar rezistența de ieșire este mică și depinde de rezistențele din bază. De aceea, cuplarea în tensiune este mult mai bună în cazul utilizării repetorului pe emitor decât în cazul cuplării directe a generatorului cu sarcina.
- Calcularea circuitului se face fie dinspre ieșire spre intrare (caz în care se include sarcina în rezistența de emitor), fie dinspre intrare spre ieșire (caz în care se ține seama de rezistența internă a generatorului conectat la intrare). Metoda cea mai convenabilă de calcul utilizează schema echivalentă obținută prin reflectarea rezistențelor (din circuitul bazei în emitor sau din circuitul emitorului în bază).

## Problemă de analiză - Etaj de amplificare cu rezistență nedecupată în emitor

1. Pentru amplificatorul din figura alăturată să se calculeze curentul static de colector  $I_C$  dacă  $\beta=100$  și  $U_{BE}=0,7V$
2. Dacă rezistența internă a generatorului este:  $R_g=6k\Omega$ , să se calculeze  $A_{u0}$ ,  $R_i$ ,  $R_o$ , și  $A_{ug0}$ , pentru:
  - a)  $R_e=1k\Omega$  respectiv b)  $R_e=100\Omega$ . (practic, în primul caz comutatorul este deschis:  $R_e=R_E$ , respectiv în al doilea caz este închis:  $R_e=R_E||R_{E1}$ )



3. Cât este amplitudinea la ieșire dacă amplitudinea la generator este  $U_{g\_vf}=50mV$ ?  
Condensatoarele din circuit se consideră scurtcircuitate în *ca* și  $U_T=25mV$ .

### Rezolvare:

1. Curentul de colector se calculează cu relația (3.53), la care se consideră  $U_{BB}=U_{CC}$ :

$$I_C = \frac{\beta(U_{CC} - U_{BE})}{R_B + (\beta + 1)R_E} = \frac{100(10 - 0,7)}{820k + 101 \cdot 1k} = 1,01m \cong 1mA.$$

2. Parametrii de semnal mic ai tranzistorului se determină cu relațiile (3.67), (3.76) și prin explicitarea factorului  $\alpha$  din relația (3.7):

$$g_m = \frac{I_C}{U_T} = \frac{1m}{25m} = 40 \frac{mA}{V}, \quad r_e = \frac{\alpha}{g_m} \cong \frac{1}{g_m} = \frac{1}{40m} = 25\Omega, \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = 0,99.$$

Amplificarea în tensiune (fără sarcină) se determină cu relația (3.98):

$$A_{u0} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + R_e}: \quad a) A_{u0(a)} = -\frac{0,99 \cdot 5k}{25 + 1k} = -4,83, \quad b) A_{u0(b)} = -\frac{0,99 \cdot 5k}{25 + 100} = -39,6.$$

Calculul amplificării cu relația aproximativă (3.101):

$$A_{u0} \approx -\frac{R_C}{R_e}: \quad a) A_{u0(a)\sim} = -\frac{5k}{1k} = -5, \quad b) A_{u0(b)\sim} = -\frac{5k}{100} = -50,$$

conduce la o eroare:

$$\varepsilon = \frac{A_{u0\sim} - A_{u0}}{A_{u0}} 100 [\%]: \quad \varepsilon_a = \frac{5 - 4,83}{4,83} = 3,5\%, \quad \varepsilon_b = \frac{50 - 39,6}{39,6} = 26\%,$$

acceptabilă (de ordinul procentelor, mai mică de 5%) în primul caz; în cazul al doilea eroarea este apreciabilă, deoarece inegalitatea (3.100) nu este de fapt îndeplinită:

$$R_{e(a)} = 1000\Omega \gg 25\Omega = r_e, \quad \left( \frac{R_{e(a)}}{r_e} = 40 \right); \quad R_{e(b)} = 100\Omega, \quad \left( \frac{R_{e(b)}}{r_e} = 4 < 10 \right).$$

Rezistența de intrare se determină cu relația (3.95):

$$R_{ib} = (\beta + 1)(r_e + R_e): \quad R_{ib(a)} = 101(25 + 1k) = 103,5k\Omega, \quad R_{ib(b)} = 101(25 + 100) = 13,6k\Omega,$$

$$R_i = R_B \parallel R_{ib}: \quad R_{i(a)} = 103,5k \parallel 820k = 91,9k\Omega, \quad R_{i(b)} = 13,6k \parallel 820k = 13,4k\Omega.$$

Rezistența de ieșire nu depinde de  $R_e$  și se determină cu relația (3.97):  $R_o = R_C = 5k\Omega$ .

Cu relația (3.80):  $A_{ug} = \frac{u_o}{u_g} = \frac{u_o}{u_i} \frac{u_i}{u_g} = A_{u0} \frac{R_i}{R_i + R_g}$  se determină amplificarea globală:

$$A_{ug(a)} = -4,83 \cdot \frac{103,5k}{103,5k + 6k} \cong -4,6, \quad A_{ug(b)} = -39,6 \cdot \frac{13,6k}{13,5k + 2,5k} = -39,6 \cdot 0,694 \cong -27,5.$$

Se observă că amplificarea mai mică obținută în cazul *a*) se modifică mai puțin la conectarea generatorului (deoarece rezistența de intrare a amplificatorului este mai mare).

3. Se determină inițial dacă este îndeplinită condiția de semnal mic (3.64). Pentru aceasta se determină tensiunea  $u_{be}$  cu ajutorul relațiilor (3.103) și (3.80):

$$u_{be} = \frac{r_e}{r_e + R_e} u_i = \frac{r_e}{r_e + R_e} \frac{R_i}{R_i + R_g} u_g.$$

Amplitudinea tensiunii  $u_{be}$  în cele două cazuri este:

$$U_{be\_vf(a)} = \frac{25}{25 + 1k} \frac{91,9k}{91,9k + 6k} 50m = 0,024 \cdot 0,94 \cdot 50m = 1,15mV < 10mV,$$

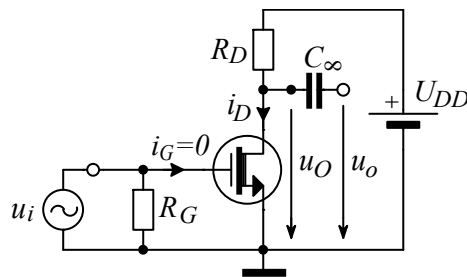
$$U_{be\_vf(b)} = \frac{25}{25 + 100} \frac{13,4k}{13,4k + 6k} 50m = 0,2 \cdot 0,69 \cdot 50m = 6,9mV < 10mV.$$

Amplitudinea tensiunii la ieșire se determină cu amplificarea globală calculată anterior:

$$U_{o\_vf} = |A_{ug}| \cdot U_{g\_vf} : \quad U_{o\_vf(a)} = 4,6 \cdot 50m = 230mV, \quad U_{o\_vf(b)} = 27,5 \cdot 50m = 1,375V.$$

Semnul negativ al amplificării semnifică un semnal de ieșire în antifază cu cel de intrare. La calcularea amplitudinii la ieșire s-a considerat amplificarea în modul, întrucât amplitudinea unui semnal este o mărime pozitivă (indiferent de defazajul semnalului).

### Exemplu de analiză – Amplificator de tensiune cu TEC-MOS



**Fig. 4.11.** Amplificator de tensiune cu TEC-MOS cu canal inițial de tip *n*.

$R_G$  asigură un potențial nul în grilă,  $C_\infty$  asigură separarea componentei de *ca* la ieșire.

Pentru amplificatorul din figura 4.11 cu  $U_{DD} = 12V$  și  $R_G = 1M\Omega$ , tranzistorul MOS cu canal inițial de tip *n* cu parametrii:  $I_{DSS} = 10mA$  și  $U_P = -3V$ , funcționează în saturație.

- Să se determine rezistența de drenă pentru care *psf* este centrat la ieșire (în drenă).
- Dacă semnalul la intrare are o amplitudine  $U_{i\_vf} = |U_P/3| = 1V$  să se determine limitele tensiunii de ieșire și amplitudinea celor două alternanțe la ieșire, cu  $R_D$  de la punctul *a*.
- Să se calculeze amplificarea în tensiune a circuitului în condiții de semnal mic, cu  $R_D$  de la punctul *a* și cu rezistența de drenă maximă. Cât este amplitudinea semnalului la ieșire în cele două cazuri, dacă amplitudinea semnalului de la intrare este  $U_{i\_vf} = 0,1V$ ?

**Rezolvare:** a) Pentru a centra *psf* în drenă trebuie ca tensiunea de drenă să fie media tensiunilor de blocare și de ieșire din saturație a TEC, conform (\*4.30):

$$R_D = \frac{U_{DD} + U_P}{2 I_{DSS}} = \frac{12 - 3}{2 \cdot 10\text{m}} = 0,45\text{k}\Omega = 450\Omega.$$

Punctul static de funcționare al TEC este definit de mărimile de *cc*:

$$U_{GS} = R_G I_G = 0, \quad I_D = I_{DSS} = 10\text{mA} \quad \text{și} \quad U_{DS} = U_{DD} - R_D I_{DSS} = 12 - 0,45\text{k} \cdot 10\text{m} = 7,5\text{V}.$$

b) Curentul de drenă în cele două situații limită:  $u_{GS} = \pm U_{i\_vf} = \pm |U_P/3|$ , se calculează cu relația (\*4.11), ținând seama de rezultatul de la punctul a:  $R_D I_{DSS} = (U_{DD} + U_P)/2$ , iar limitele tensiunii de ieșire rezultă din T2K aplicată pe bucla de ieșire.

- Pentru alternanța pozitivă la intrare,  $u_{GS} = U_{i\_vf} = -U_P/3$ , rezultă:

$$i_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{-U_P}{3 \cdot U_P} \right)^2 = \frac{16}{9} I_{DSS} = i_{D \max} = 17,8\text{mA} \quad \text{și}$$

$$u_{DS} = U_{DD} - \frac{16}{9} I_{DSS} R_D = U_{DD} - \frac{8}{9} (U_{DD} + U_P) = \frac{U_{DD}}{9} - \frac{8}{9} U_P = u_{O \min} = 4\text{V}.$$

Deoarece  $u_{O \min} > -U_P$ , condiția de saturație este îndeplinită și deci calculul este corect.

- Pentru alternanța negativă la intrare,  $u_{GS} = -U_{i\_vf} = U_P/3$ , rezultă:

$$i_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_P}{3 \cdot U_P} \right)^2 = \frac{4}{9} I_{DSS} = i_{D \min} = 4,44\text{mA} \quad \text{și}$$

$$u_{DS} = U_{DD} - \frac{4}{9} I_{DSS} R_D = U_{DD} - \frac{2}{9} (U_{DD} + U_P) = \frac{7}{9} U_{DD} - \frac{2}{9} U_P = u_{O \max} = 10\text{V}.$$

Amplitudinile semnalului la ieșire pot fi calculate ca diferențe între valorile limită și valoarea din *psf* a tensiunii de ieșire:

$$U_{o\_vf}^{(+)} = u_{o \max} - U_O = 2,5\text{V} \quad \text{și} \quad U_{o\_vf}^{(-)} = U_O - u_{o \min} = 3,5\text{V}.$$

Semnalul de ieșire este distorsionat deoarece amplitudinile acestuia sunt inegale. Eroarea este cauzată de nivelul prea mare al semnalului și poate fi apreciată cu diferența dintre amplitudini și media acestora, raportată la medie:

$$U_{o\_med} = \frac{U_{o\_vf}^{(+)} + U_{o\_vf}^{(-)}}{2} = 3\text{V}, \quad \varepsilon = \frac{U_{o\_vf}^{(-)} - U_{o\_med}}{U_{o\_med}} = \frac{0,5}{3} = 0,167 = 16,7\%.$$

Eroarea calculată reprezintă de fapt coeficientul de distorsiuni al semnalului la ieșire.

c) Amplificarea în tensiune se poate calcula cu (\*4.34). Pentru  $R_D = 0,45\text{k}\Omega$  rezultă:

$$A_u = \frac{2 I_{DSS}}{U_P} R_D = \frac{2 \cdot 10\text{m}}{-3} 0,45\text{k} = -3.$$

Valoarea negativă a amplificării arată faptul că semnalul de ieșire este în antifază cu cel de la intrare. Se remarcă valoarea mică a modulului amplificării (comparativ cu cea a unui amplificator identic echipat cu tranzistor bipolar). Astfel, la un amplificator cu TB în condiții echivalente:  $I_C = 10\text{mA}$  și  $R_C = 0,45\text{k}\Omega$ , rezultă din (3.82):  $A_u = -40 I_C R_C = -180$ , o amplificare

de 60 de ori mai mare (în modul). Pe de altă parte, amplificatorul cu TEC are o rezistență de intrare  $R_i = R_G = 1\text{M}\Omega$  mult mai mare față de amplificatorul cu TB, a cărui rezistență de intrare este mai mică de  $1\text{k}\Omega$ , (de cel puțin 1000 de ori mai mare).

Rezistența de drenă maximă se obține la limita ieșirii din saturație a TEC, conform (\*4.36), iar amplificarea corespunzătoare rezultă din (\*4.34):

$$R_D = \frac{U_{DD} + U_P}{I_{DSS}} = \frac{12 - 3}{10\text{m}} = 0,9\text{k}\Omega, \quad A_u = \frac{2I_{DSS}}{U_P} R_D = \frac{2 \cdot 10\text{m}}{-3} 0,9\text{k} = -6.$$

Amplificarea maximă obținută, în condițiile unei tensiuni statice de ieșire la limita saturației:  $U_{DS} = U_{DD} - R_D I_{DSS} = 12 - 0,9\text{k} \cdot 10\text{m} = 3\text{V} (= -U_P)$ . este dublă față de amplificarea calculată anterior

Condiția de semnal mic (\*4.33) fiind îndeplinită:  $U_{i\_vf}(=0,1\text{V}) \ll |U_P|(=3\text{V})$ , amplitudinea tensiunii la ieșire este:

$$U_{o\_vf} = |A_u| \cdot U_{i\_vf} = 3 \cdot 0,1 = 0,3\text{V} \text{ pentru } R_D = 0,45\text{k}\Omega,$$

$$\text{respectiv } U_{o\_vf} = 0,6\text{V} \text{ pentru } R_D = 0,9\text{k}\Omega.$$

Tensiunea la ieșire în al doilea caz variază în jurul valorii din *psf* ( $U_{DS}$ ) astfel:  $u_O = U_{DS} \pm U_{o\_vf} = 3\text{V} \pm 0,6\text{V} = 2,4 \dots 3,6\text{V}$ . Tranzistorul iese din saturație ( $u_O < -U_P$ ) pentru semialternanța negativă a semnalului de ieșire. În această situație, pe de o parte, relația de calcul a amplificării nu mai este corectă și pe de altă parte, apar distorsiuni suplimentare ale semnalului de ieșire (deoarece curentul de drenă va depinde și de tensiunea de ieșire). Pentru a obține o amplificare cât mai mare fără distorsiuni, se ridică tensiunea statică de ieșire (în acest caz la:  $U_{DS} > -U_P + U_{o\_vf} = 3,6\text{V}$ ), prin reducerea corespunzătoare a rezistenței de drenă:  $R_D = (U_{DD} - U_{DS}) / I_{DSS}$  ( $R_D < 0,84\text{k}\Omega$ , în acest caz).