

## 2.3. Alte etaje cu TEC, folosite în amplificatoare. Funcționarea la frecvențe medii

### 2.3.1 Polarizarea

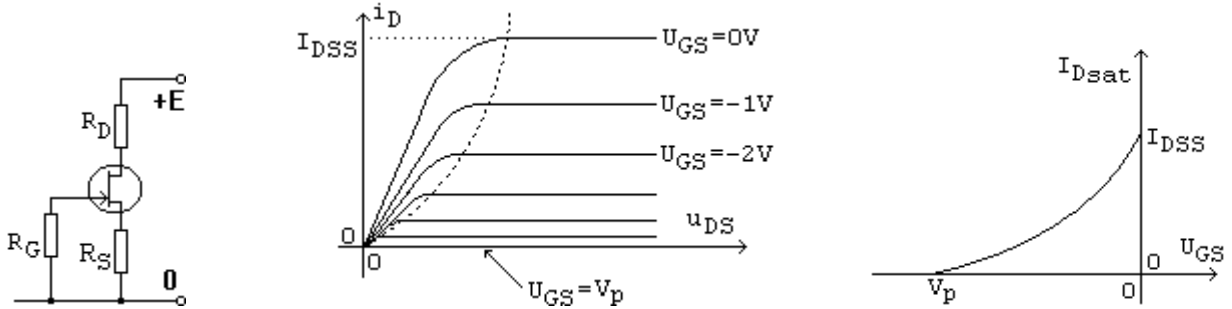


Figura 2.42: Polarizarea TEC-J

În acest exemplu este considerat un tranzistor cu canal  $n$ . Pentru a asigura polarizarea corectă a grilei (negativă față de sursă), s-a ales schema din figura 2.42a. Intuitiv se observă: curentul de grilă este foarte mic, deci grila este aproximativ la potențialul 0, sursa este la un potențial mai pozitiv, datorită căderii de tensiune pe  $R_S$ , deci  $U_{GS} < 0$ . Pe de altă parte, tensiunea grilă-sursă va fi mai pozitivă decât tensiunea de prag  $V_p$ , cea care anulează curentul prin canal.

În familia caracteristicilor de ieșire se disting regiunile:

- de blocare ( $U_{GS} < V_p$ ,  $I_D = 0$ )
- de saturație (caracteristici aproape orizontale, în figura 2.42b)
- de triodă (caracteristici înclinate, în figura 2.42b).

Limita regiunii de saturație (cu linie întreruptă în figura 2.42b) este dată de inegalitatea:

$$U_{DS} > U_{GS} - V_p \quad (2.49)$$

Pentru regiunea de saturație, un model al caracteristicii de transfer este (figura 2.42c):

$$I_{Dsat} = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{V_p} \right)^2. \quad (2.50)$$

Pentru aflarea p.s.f., facem ipoteza că tranzistorul lucrează în regiunea de saturație. Cele 3 ecuații (2 Kirchhoff plus modelul caracteristicii de transfer pentru această regiune):

$$U_{GS} = -I_D R_S$$

$$E = U_{DS} + I_D (R_D + R_S)$$

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{V_p} \right)^2$$

Rezultă ecuația:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 + \frac{R_S I_D}{V_p} \right)^2, \quad I_D^2 \cdot I_{DSS} \cdot \frac{R_S^2}{V_p^2} + I_D \left( \frac{2R_S I_{DSS}}{V_p} - 1 \right) + I_{DSS} = 0$$

Are două rădăcini reale, dintre care este corectă cea cu modulul mai mic (rădăcina cu modul mai mare decât  $V_p$  nu este posibilă fizic). În planul caracteristicii de transfer, p.s.f. se află la intersecția cu dreapta de ecuație  $U_{GS} = -I_D R_S$  (figura 2.43b, polarizarea grilei).

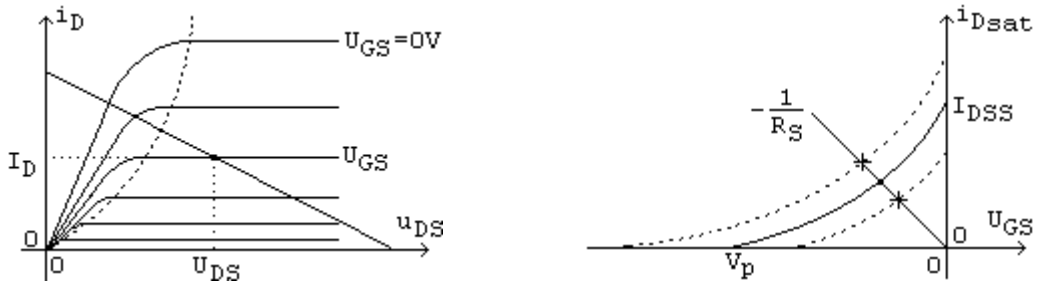


Figura 2.43: Punctul static de funcționare al TEC-J

În aceeași figură a fost sugerat efectul dispersiei parametrilor  $V_p$  și  $I_{DSS}$ , prin caracteristicile cu linii întrerupte, la extreme. Efectul este o dispersie a poziției p.s.f., în intervalul dintre cele două puncte marcate cu +.

Verificarea plasării p.s.f. în regiunea de saturație:  $U_{DS} > U_{GS} - V_p$ .

Planul caracteristicilor de ieșire (figura 2.43a), ecuația dreptei statice de sarcină:

$$I_D = -U_{DS} \cdot \frac{1}{R_S + R_D} + \frac{E}{R_S + R_D}$$

### 2.3.2 Modelul dinamic al TEC-J

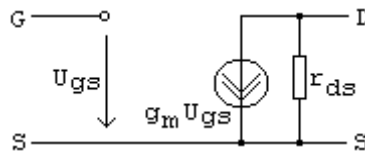


Figura 2.44: Modelul de semnal mic al TEC-J

Modelul este conceput pentru regiunea de saturație. Rezistența de ieșire modelează înclinarea caracteristicilor:

$$r_{ds} = \frac{1}{\left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \right|_{u_{GS}=\text{const}}} \quad (2.51)$$

Panta tranzistorului este chiar panta caracteristicii de transfer, în p.s.f. (în figura 2.43b). A fost presupus un regim de semnal mic (tranzistorul funcționează cvasiliniar).

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}=\text{const}} \quad g_m = \frac{I_d}{U_{gs}} = -2 \frac{I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{U_{GS}}{V_p}\right) \quad (2.52)$$

Valorile pantei (2.52) sînt considerabil mai mici decît la tranzistorul bipolar. Orientativ: pentru TB, la curent de colector de 2,5mA, panta este  $g_m = \frac{I_C}{mv_T} \cong 40 I_C = 100 \text{ mA/V}$ . Pentru un TEC-J, ai cărei parametri sînt  $V_p = -3 \text{ V}$  și  $I_{DSS} = 15 \text{ mA}$  și al cărui curent de drenă din p.s.f. a fost stabilit la 10mA, valoarea pantei este de 8mA/V.

Condiția de semnal mic se deduce din expresia caracteristicii de transfer, în jurul p.s.f. (valori mici ale abaterii tensiunii grilă-sursă față de p.s.f.). Se folosește notația:  $u_{GS} = U_{GS} + U_{gs}$

$$i_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS} + U_{gs}}{V_p} \right)^2 = I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{V_p} \right)^2 - 2I_{DSS} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{V_p} \right) \cdot \frac{U_{gs}}{V_p} + I_{DSS} \left( \frac{U_{gs}}{V_p} \right)^2$$

$$i_D = I_D + g_m U_{gs} + I_{DSS} \left( \frac{U_{gs}}{V_p} \right)^2$$

Se pune condiția ca expresia curentului de drenă să depindă liniar de abaterea tensiunii grilă-sursă:  $i_D = I_D + g_m U_{gs}$ . Termenul care trebuie neglijat să fie mult mai mic decât termenul de gradul I:

$$I_{DSS} \left( \frac{U_{gs}}{V_p} \right)^2 \ll \frac{-2I_{DSS}}{V_p} \left( 1 - \frac{U_{GS}}{V_p} \right) U_{gs},$$

adică  $U_{gs} \ll 2(U_{GS} - V_p)$  (2.53)

Spre exemplu, pentru o eroare maximă de 5%, termenul pătratic trebuie să fie de 20 de ori mai mic decât cel liniar:  $U_{gs} < \frac{1}{10}(U_{GS} - V_p)$  (condiție de semnal mic).

### 2.3.3 Etaj de amplificarea cu TEC-J, în conexiunea sursă comună

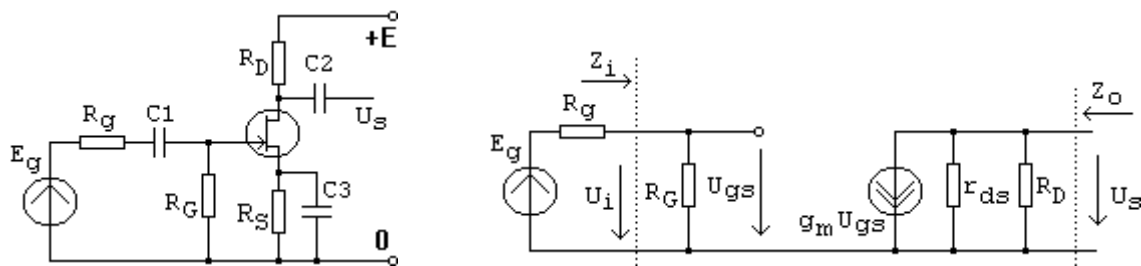


Figura 2.45: Schema amplificatorului cu TEC, sursă comună și circuitul echivalent de c.a.

Nu este folositor atacul în curent (datorită impedanței mari de intrare). Similitudine cu TB în conexiunea EC, inversează faza tensiunii. Performanțele etajului:

$$Z_i = R_G \text{ (foarte mare)}$$

$$A_u = \frac{U_s}{U_i} = -g_m (R_D + r_{ds}) \cong -g_m R_D \text{ (modestă)}$$

$$Z_o = R_D \parallel r_{ds} \cong R_D$$

### 2.3.4 Etaj de amplificarea cu TEC-J, în conexiunea drenă comună

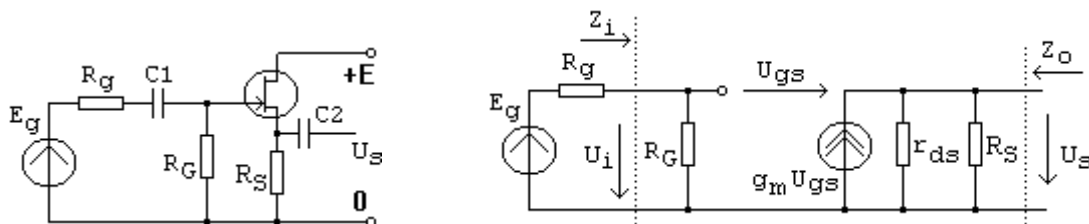


Figura 2.46: Schema amplificatorului cu TEC, drenă comună și circuitul echivalent de c.a.

Similitudine cu TB în conexiunea CC, nu inveresază faza tensiunii. Performanțele etajului:

$Z_i = R_G$  (la fel de mare ca în cazul precedent)

$$U_i = U_{gs} + U_s$$

$$U_s = g_m U_{gs} (R_S \parallel r_{ds}) \quad A_u = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$$

Amplificarea este pozitivă, subunitară, dar nu așa de apropiată de 1 ca în cazul TB.

Pentru calculul impedanței de ieșire (figura 2.47):

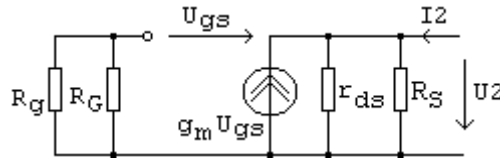


Figura 2.47: Circuit pentru calculul impedanței de ieșire

$$U_{gs} = -U_2$$

$$I_2 = \frac{U_2}{R_S} - g_m U_{gs} = \frac{U_2}{R_S} + g_m U_2 \quad Z_o = \frac{U_2}{I_2} = R_S \parallel \frac{1}{g_m}$$

Această impedanță de ieșire este mică, dar mai mare decât în cazul TB.

### 2.3.5 Etaj de amplificare cu TEC-J, cu sarcină distribuită

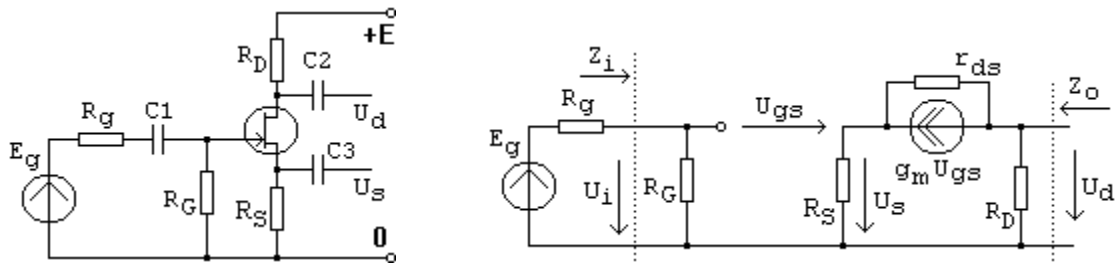


Figura 2.48: Schema amplificatorului cu TEC, sarcină distribuită și circuitul echivalent de c.a.

Similitudine cu TB.

Performanțele etajului:

$Z_i = R_G$  (la fel de mare ca în cazul precedent)

Pentru amplificare, ecuațiile:  $U_i = U_{gs} + U_s$

$$U_s = R_S (g_m U_{gs} + \frac{U_d - U_s}{r_{ds}})$$

$$U_d = -R_D (g_m U_{gs} + \frac{U_d - U_s}{r_{ds}})$$

$$A_{us} = \frac{U_s}{U_i} = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S + \frac{R_D + R_S}{r_{ds}}} \cong \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$$

$$A_{ud} = \frac{U_d}{U_i} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

Impedanțele de ieșire:  $Z_{os} = R_S \parallel \frac{1}{g_m},$

$$Z_{od} = R_D \parallel (r_{ds} (1 + g_m R_S))$$

### 2.3.6 Etaj de amplificare cu TEC-J, în tehnică bootstrap

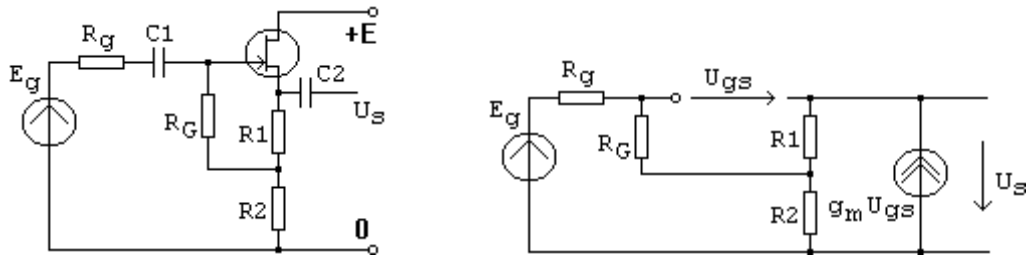


Figura 2.49: Tehnica bootstrap în amplificatorul cu TEC, circuitul echivalent de c.a.

Se folosește rar, pentru impedanță de intrare mai mare decât cea oferită de rezistența de polarizare.

$$U_i = U_{gs} + U_s$$

$$U_s = g_m U_{gs} (R_1 + R_2)$$

$$A_u = \frac{U_s}{U_i} = \frac{g_m (R_1 + R_2)}{1 + g_m (R_1 + R_2)}, \text{ amplificare identică cu cea a etajului drenă comună.}$$

Pentru impedanța de intrare:

$$I_g = \frac{U_i - \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_s}{R_G} = \frac{U_i - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{g_m (R_1 + R_2)}{1 + g_m (R_1 + R_2)} \cdot U_i}{R_G} = \frac{1 + g_m R_1}{1 + g_m (R_1 + R_2)} \cdot \frac{U_i}{R_G}$$

$$Z_i = \frac{U_i}{I_g} = R_G \cdot \frac{1 + g_m (R_1 + R_2)}{1 + g_m R_1} = R_G \left( 1 + \frac{g_m R_2}{1 + g_m R_1} \right) > R_G.$$

Impedanță mai mare decât rezistența din grilă. Prețul plătit este existența reacției pozitive, care reduce banda.

### 2.3.7 Generator de curent cu TEC-J

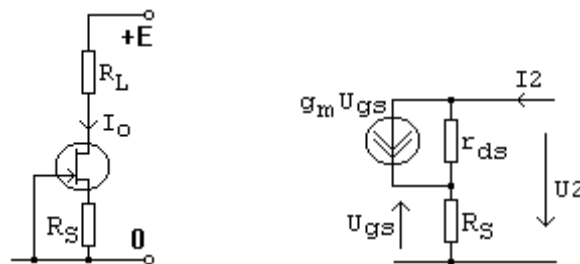


Figura 2.50: Generator de curent cu TEC-J, circuitul echivalent de c.a.

Generator de curent cu rezistența internă foarte mare.

$$U_{gs} = -I_2 R_S$$

$$I_2 = g_m U_{gs} + \frac{U_2 + U_{gs}}{r_{ds}}$$

$$Z_o = \frac{U_2}{I_2} = r_{ds} (1 + g_m R_S) + R_S$$

Pentru valori uzuale ale parametrilor ( $r_{ds} = 100\text{k}\Omega$ ,  $R_S = 1\text{k}\Omega$ ,  $g_m = 10\text{mA/V}$ ):  $Z_o = 1,1\text{M}\Omega$ .

### 2.3.8 Etaj de amplificare diferențial cu TEC-J

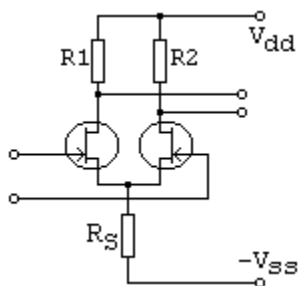


Figura 2.51: Etaj diferențial cu TEC-J

Este folosit ca etaj de intrare în amplificatoare operaționale, pentru impedanța foarte mare. Circuitele de măsură sînt avantajate de această impedanță. Performanțele etajului:

$$A_{ud} = \frac{U_{d1} - U_{d2}}{U_{id}} = -g_m(R_D \parallel \frac{R_L}{2}) \text{ mod diferențial}$$

$$A_{uc} = \frac{U_{d1}}{U_{ic}} = \frac{U_{d2}}{U_{ic}} = -\frac{g_m(R_D)}{1 + 2g_m R_S} \text{ mod comun}$$

Rezistența din sursă trebuie să aibă valoare mare (nu se va decupla în c.a.). De regulă, e înlocuită cu generator de curent constant.

### 2.3.9 Amplificatoare cu tranzistoare MOS

Tranzistoarele MOS au caracteristici de transfer pătratice, ca și TEC-J. Poziția acestor caracteristici față de origine este variabilă (în funcție de tipul de tranzistor), dar toate au pantă modestă, ca și TEC-J. Singurul avantaj este acela că impedanța de intrare este încă și mai mare decât a TEC-J. Din acest motiv, tranzistoarele TEC-MOS sînt folosite în etajul de intrare al unor amplificatoare diferențiale. Mai sînt folosite tranzistoare MOS cu două grile în amplificatoare de frecvență mare sau în etaje de amestec (tot la frecvențe mari). În fine, tranzistoarele MOS sînt din ce în ce mai folosite în circuite de comutație de putere mică și medie, pentru că comută rapid și necesită putere aproape nulă în circuitul de comandă.