

2.2. Alte etaje cu tranzistoare bipolare, folosite în amplificatoare

2.2.1 Etaj de amplificare cu un tranzistor bipolar, în conexiunea bază comună (BC)

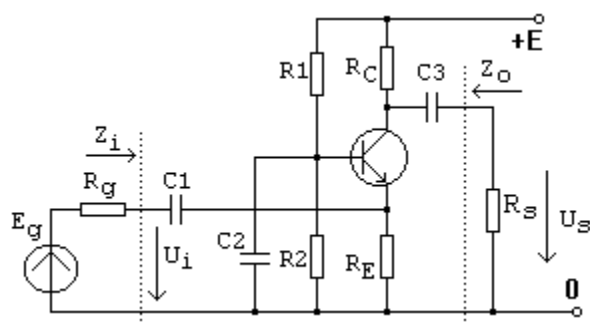


Figura 2.22: Etaj cu TB în conexiunea BC

În figura 2.22 este prezentat un circuit cu TB în conexiunea BC. Baza este pusă la masă de condensatorul C_2 . Circuitul de polarizare este identic cu precedentul (2.1.10). Circuitul echivalent de c.a. este prezentat în figura 2.23 (inclusiv varianta valabilă pentru semnal mic).

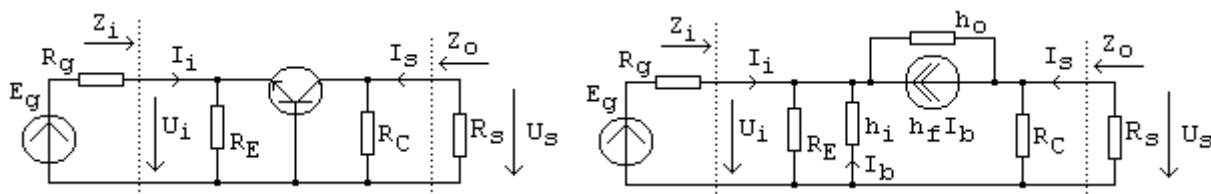


Figura 2.23: Circuit echivalent de c.a., conexiunea BC

Pentru calculul amplificării de tensiune (fără sarcină, generator ideal de tensiune):

$$I_b = -\frac{U_i}{h_i}$$

$$U_s = -R_C \cdot [h_f I_b + h_o (U_s - U_i)]$$

$$U_s (1 + R_C h_o) = U_i R_C \left(\frac{h_f}{h_i} + h_o \right), \text{ de unde}$$

$$A_u = \frac{U_s}{U_i} = \frac{R_C \left(\frac{h_f}{h_i} + h_o \right)}{1 + h_o R_C} \cong \frac{h_f R_C}{h_i} \cdot \frac{1}{1 + h_o R_C} \cong \frac{h_f R_C}{h_i}. \quad (2.22)$$

Au fost neglijate succesiv: $\frac{h_f}{h_i} \gg h_o$ și $h_o (R_C \parallel R_s) \ll 1$

Cu rezistența de sarcină:

$$A_u = h_f \frac{R_C \parallel R_s}{h_i}$$

Se observă că amplificarea de tensiune are aceeași formă ca cea de la conexiunea EC, cu excepția semnului. Semnul arată că tensiunea din colector este în fază cu cea din emitor. O diferență importantă o constituie impedanțele.

Amplificarea de curent (fără sarcină):

$$I_i \cong -I_b - h_f I_b - \frac{h_i}{R_E} I_b$$

$$I_s \cong h_f I_b$$

$$A_i = -\frac{h_f}{h_f + 1 + \frac{h_i}{R_E}} \cong -1 \quad (2.23)$$

Impedanța de intrare în etaj, impedanța de intrare la bornele tranzistorului:

$$Z_{i,T} \cong \frac{U_i}{-(h_f + 1)I_b} = \frac{h_i}{h_f + 1}. \quad (2.24)$$

$$Z_i = R_E \parallel \frac{h_i}{h_f + 1}, \quad Z_i \cong \frac{h_i}{h_f}. \quad (2.25)$$

Pentru evaluarea impedanței de ieșire, se pasivizează sursa de semnal, se aplică generator la ieșire, ca în figura 2.24:

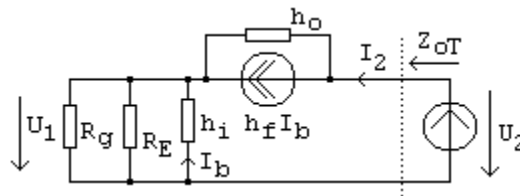


Figura 2.24: Circuit pentru calculul impedanței de ieșire

$$I_b = -\frac{U_1}{h_i} = -I_2 \frac{R_E \parallel R_g}{h_i + R_E \parallel R_g}$$

$$U_2 = U_1 + \frac{I_2 - h_f I_b}{h_o} = -h_i I_b + \frac{I_2}{h_o} - \frac{h_f I_b}{h_o} = \frac{I_2}{h_o} - \left(\frac{h_f}{h_o} + h_i\right) I_b$$

$$Z_{o,T} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{1}{h_o} (1 + (h_f + h_i h_o) \cdot \frac{R_E \parallel R_g}{R_E \parallel R_g + h_i}) \cong \frac{1}{h_o} (1 + h_f \cdot \frac{R_E \parallel R_g}{R_E \parallel R_g + h_i}) \quad (2.26)$$

Nu se neglijează admitanța de ieșire a tranzistorului, dar $h_i h_o \ll h_f$. Impedanța de ieșire din tranzistor are valoare foarte mare.

De cele mai multe ori, impedanța de ieșire din tranzistor este mascată de către rezistența de colector, necesară pentru polarizare. Rezultă: $Z_o = R_C \parallel Z_{o,T}$.

Excepție remarcabilă: circuitele cu sarcină acordată, la care rezistorul de polarizare face parte din circuitul de sarcină.

Observații:

Mărimile $Z_{i,T}$, Z_i , A_u și $Z_{o,T}$ dependente de p.s.f..

Amplificarea în tensiune, semnul +

Amplificarea în curent (fără sarcină), semnul -

Impedanța de intrare (zeci de ohmi), avantajos atacul în curent

Impedanța de ieșire din tranzistor, impedanța de ieșire cu rezistența de colector

Amplificator ideal de curent

Plasarea în cascadă a mai multe astfel de etaje este nefolositoare

Utilizare în amplificatoarele de frecvență înaltă, cu sarcină acordată.

2.2.2 Etaj de amplificare cu un tranzistor bipolar, în conexiunea colector comun (CC)

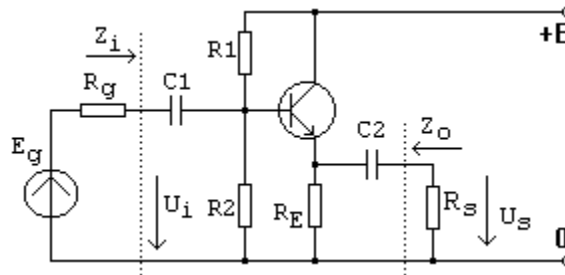


Figura 2.25: Etaj cu TB în conexiunea CC

Schemă de polarizare asemănătoare cu precedentele. Întrucât semnalul de ieșire se preia din emitor, tensiunea pe rezistorul din emitor (p.s.f.) trebuie să fie proiectată astfel încât să acopere și amplitudinea maximă a semnalului.

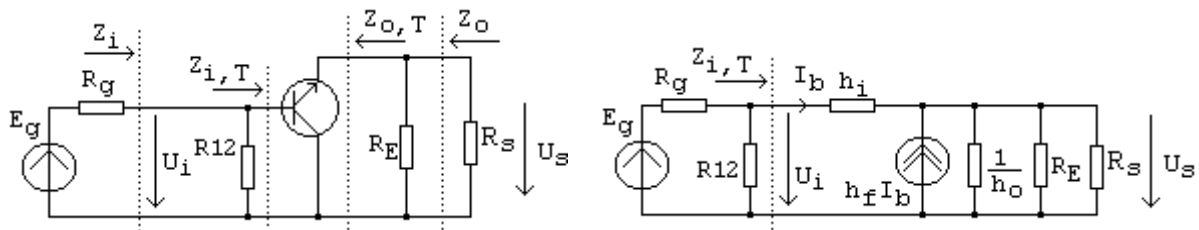


Figura 2.26: Circuit echivalent de c.a., conexiunea CC

Amplificarea de tensiune se calculează pe schema din figura 2.26b, fără rezistența de sarcină și cu generator ideal de tensiune:

$$I_b = \frac{U_i - U_s}{h_i}$$

$$U_s = (h_f + 1)I_b R_E$$

$$U_s = (h_f + 1)R_E \frac{U_i - U_s}{h_i}$$

$$U_s (h_i + (h_f + 1)R_E) = U_i (h_f + 1)R_E$$

$$A_u = \frac{U_s}{U_i} = \frac{(h_f + 1)R_E}{h_i + (h_f + 1)R_E} \quad (2.27)$$

Din nou, amplificarea de tensiune este pozitivă, ceea ce arată că tensiunea din emitor este în fază cu cea din bază. Modulul amplificării este apropiat de unitate.

Cu sarcină:

$$A_u = \frac{U_s}{U_i} = \frac{(h_f + 1)(R_E \parallel R_s)}{h_i + (h_f + 1)(R_E \parallel R_s)}$$

Impedanța de intrare în tranzistor:

$$Z_{i,T} = \frac{U_i}{I_b} = \frac{U_i}{U_i - U_s} h_i = \frac{h_i}{1 - A_u} = h_i + (h_f + 1)(R_E \parallel R_s) \quad (2.28)$$

Este o valoare mare, adecvată pentru atacul în tensiune, dar care este mascată de rezistențele de polarizare:

$$Z_i = R_{12} \parallel Z_{i,T}. \quad (2.29)$$

Amplificarea de curent:

$$I_b = \frac{R_{12}}{R_{12} + Z_{i,T}} I_i$$

$$A_i = \frac{I_s}{I_i} = (h_f + 1) I_b \frac{-R_E}{R_E + R_s} \cdot \frac{1}{I_i}$$

$$A_i = -(h_f + 1) \frac{R_E}{R_E + R_s} \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + Z_{i,T}} \quad (2.30)$$

Impedanța de ieșire la bornele tranzistorului se calculează pe circuitul din figura 2.27:

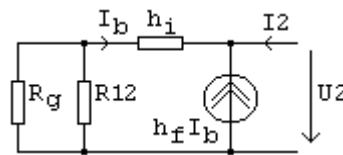


Figura 2.27: Circuit pentru calculul impedanței de ieșire

$$I_b = -\frac{U_2}{h_i + R_g \parallel R_{12}}$$

$$I_2 = -(h_f + 1) I_b = (h_f + 1) \frac{U_2}{h_i + R_g \parallel R_{12}}$$

Rezultă:

$$\frac{U_2}{I_2} = \frac{h_i + R_g \parallel R_{12}}{h_f + 1}$$

$$Z_{o,T} = \frac{1}{h_o} \parallel \frac{h_i + R_g \parallel R_{12}}{h_f + 1} \cong \frac{h_i + R_g \parallel R_{12}}{h_f + 1} \quad (2.31)$$

Impedanța de ieșire din tranzistor are valoare foarte mică, adecvată pentru ieșirea în tensiune. Impedanța de ieșire a etajului mai ține cont și de rezistorul de polarizare din emitor, dar acesta are o pondere mică:

$$Z_o = R_E \parallel Z_{o,T} \quad (2.32)$$

Observații:

Parametrii amplificatorului sînt dependenți de p.s.f., dar într-o măsură destul de mică
 Amplificator ideal de tensiune, dacă nu există rezistențele de polarizare
 Rezistențele de polarizare micșorează substanțial impedanța de intrare
 Adaptor de impedanțe, "repetor pe emitor"
 Amplificarea de curent este importantă

2.2.3 Etaj de amplificare cu un tranzistor bipolar, cu sarcină distribuită

Nici un terminal al tranzistorului nu este legat la potențialul comun (masă). Intrarea se aplică între bază și masă (figura 2.28). Circuitul are două ieșiri, către două sarcini. Impedanțele de ieșire sînt diferite. P.s.f. ca la precedentele.

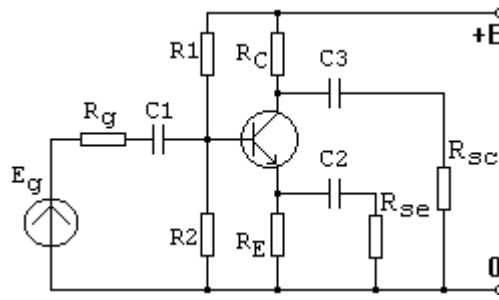


Figura 2.28: Etaj cu TB, sarcină distribuită (emitor și colector)

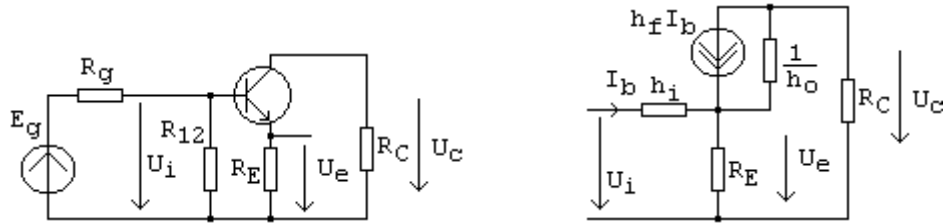


Figura 2.29: Circuit echivalent de c.a., TB cu sarcină distribuită

Notații în circuitul echivalent de c.a., din figura 2.29: $R_e = R_E \parallel R_{se}$, $R_c = R_C \parallel R_{sc}$.

$$U_i = h_i I_b + U_e$$

$$U_e = R_e [(h_f + 1)I_b + h_o(U_c - U_e)]$$

$$U_c = -R_c [h_f I_b + h_o(U_c - U_e)]$$

Rezultatele aproximative (aproximarea $h_o(R_c + R_e) \ll 1$):

$$A_{ue} = \frac{U_e}{U_i} = \frac{(h_f + 1)R_e}{h_i + (h_f + 1)R_e} \quad (2.33)$$

$$A_{uc} = -\frac{h_f R_c}{h_i + (h_f + 1)R_e} \quad (2.34)$$

Se observă semnele amplificărilor în tensiune, care arată că tensiunea din colector este în antifază cu cea din bază (ca la EC). Tensiunea din emitor este în fază cu cea din bază (ca la CC). Sintetic, trebuie reținut că **singura configurație în care se inversează faza tensiunii, este cea în care semnalul este aplicat în bază și cules din colector.**

Impedanța de intrare în tranzistor:

$$Z_{i,T} = h_i + R_e \frac{h_f + 1 + h_o R_c}{1 + h_o R_c + h_o R_e} \cong h_i + h_f R_e \quad (2.35)$$

Din nou, impedanță mare de intrare în tranzistor (ca la CC), dar mascată de rezistențele de polarizare:

$$Z_i = Z_{i,T} \parallel R_{12}. \quad (2.36)$$

Impedanța de ieșire din colector se calculează pe schema din figura 2.30:

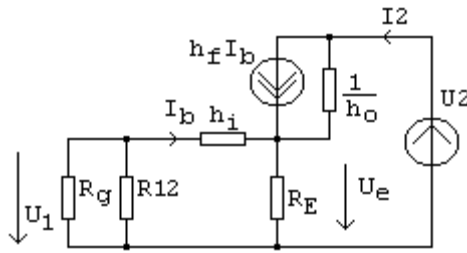


Figura 2.30: Circuit pentru calculul impedanței de ieșire în colector

$$U_e = R_e [h_f I_b + I_b + h_o (U_2 - U_e)]$$

$$I_b = -U_e \frac{1}{h_i + R_g \parallel R_{12}}$$

$$I_2 = h_f I_b + h_o (U_2 - U_e)$$

$$Z_{oc} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{1}{h_o} \left[1 + \frac{R_e (h_f + h_o h_i + h_o \cdot R_g \parallel R_{12})}{h_i + R_g \parallel R_{12} + R_e} \right] \cong \frac{1}{h_o} \left[1 + h_f \frac{R_e}{h_i + R_g \parallel R_{12} + R_e} \right] \quad (2.37)$$

Impedanța de ieșire în colector este foarte mare (similar cu BC), dar este mascată de rezistența de polarizare:

$$Z_o = Z_{oc} \parallel R_c. \quad (2.38)$$

Impedanța de ieșire în emitor se calculează pe circuitul din figura 2.31:

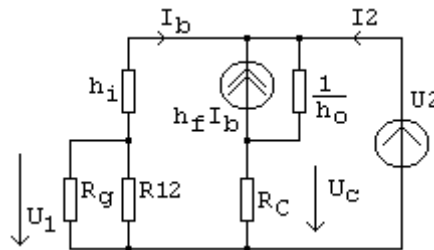


Figura 2.31: Circuit pentru calculul impedanței de ieșire în emitor

$$I_b = -\frac{U_2}{h_i + R_g \parallel R_{12}}$$

$$I_2 = -I_b - h_f I_b + h_o (U_2 - U_c)$$

$$U_c = R_c [-h_f I_b + h_o (U_2 - U_c)]$$

$$Z_{oe} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{(h_i + R_g \parallel R_{12})(1 + h_o R_c)}{h_f + 1 + h_o (h_i + R_g \parallel R_{12} + R_c)} \cong \frac{h_i + R_g \parallel R_{12}}{h_f + 1} \quad (2.39)$$

Impedanță mică de ieșire (ca la CC). Ponderea rezistenței din emitor este mică: $Z_o = Z_{oe} \parallel R_e$

Observații:

Proprietăți de etaj CC și de etaj BC

Ieșiri în antifază (se poate aranja egalitatea în modul), pentru etaj defazor.

Ieșirile au impedanțe diferite!

Ieșirea din emitor: adaptare de impedanță.

Impedanța de intrare mascată, impedanța de ieșire în colector mascată.

2.2.4 Tehnica Bootstrap

Scopul acestei tehnici este eliminarea influenței rezistoarelor de polarizare, care maschează impedanța de intrare (la conexiunea CC). Esențialul este “încălzirea” punctului mijlociu al divizorului din bază (cel care maschează impedanța de intrare), adică aducerea lui la un potențial apropiat de cel al intrării. Semnalul în fază cu intrarea este luat din emitor (se comportă ca sursă de tensiune, pentru că are rezistență mică de ieșire). Efectul este că la ambele capete ale R_5 se află cam același potențial, deci curentul de semnal prin R_5 este mic. (În figura 2.32, R_C nu este necesar; dacă există, atunci condensatorul C_3 decuplează colectorul.)

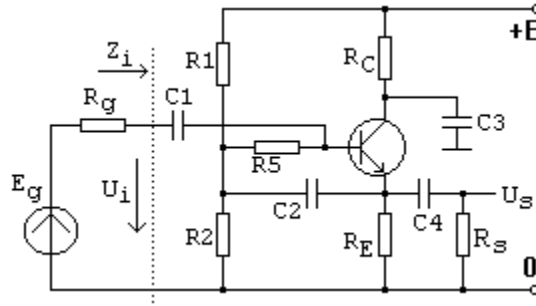


Figura 2.32: Tehnica bootstrap în etaj cu TB, conexiunea CC

Pentru p.s.f. se echivalează divizorul de polarizare cu un generator, apoi rezultă:

$$I_B = \frac{E \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{BE}}{R_1 \parallel R_2 + R_5 + (\beta + 1)R_E}. \text{ Apoi } I_C, U_{CE}.$$

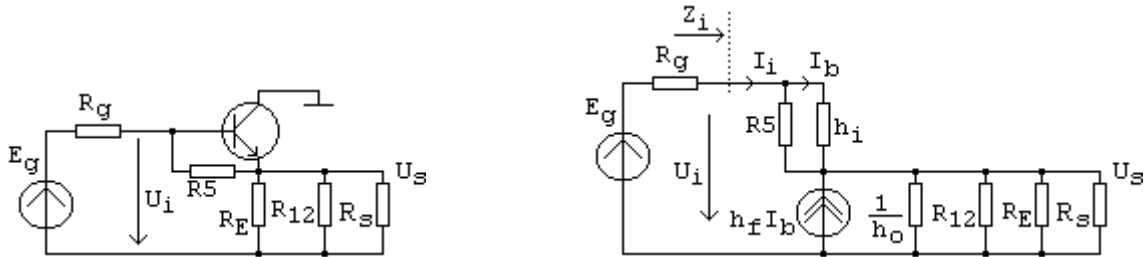


Figura 2.33: Circuitul echivalent de c.a.

$$U_i = h_i I_b + U_s$$

$$U_s = (I_b + \frac{h_i}{R_5} I_b + h_f I_b) (\frac{1}{h_o} \parallel R_{12} \parallel R_E)$$

$$A_u = \frac{U_s}{U_i} = \frac{(h_f + 1 + \frac{h_i}{R_5})(\frac{1}{h_o} \parallel R_{12} \parallel R_E)}{h_i + (h_f + 1 + \frac{h_i}{R_5})(\frac{1}{h_o} \parallel R_{12} \parallel R_E)} \cong \frac{h_f (R_{12} \parallel R_E)}{h_i + h_f (R_{12} \parallel R_E)} \quad (2.40)$$

$$Z_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_b (1 + \frac{h_i}{R_5})} = \frac{h_i + (h_f + 1 + \frac{h_i}{R_5})(\frac{1}{h_o} \parallel R_{12} \parallel R_E)}{1 + \frac{h_i}{R_5}} \quad (2.41)$$

În calculele de mai sus, a fost considerat circuitul fără R_s . Acesta se introduce în formule prin înlocuirea lui R_E cu $R_e = R_E \parallel R_s$. Se observă ameliorarea substanțială a impedanței de intrare, în comparație cu cea de la etajele CC și sarcină distribuită ((2.29) și (2.36)). Amplificarea de curent suferă o modificare nesemnificativă față de circuitele menționate:

$$A_i \cong h_f \cdot \frac{1}{1 + \frac{h_i}{R_5}} \quad (\text{fără } R_s). \quad (2.42)$$

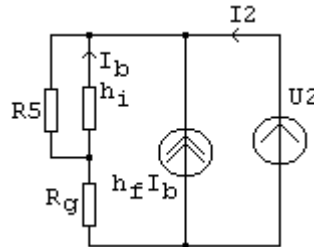


Figura 2.34: Circuit pentru calculul impedanței de ieșire

Impedanța de ieșire se calculează pe circuitul din figura 2.34:

$$I_b = \frac{R_5}{R_5 + h_i} \cdot \frac{-U_2}{R_g + h_i \parallel R_5}$$

$$I_2 = -I_b \left(h_f + 1 + \frac{h_i}{R_5} \right)$$

$$\frac{U_2}{I_2} = \frac{h_i + R_g \left(1 + \frac{h_i}{R_5} \right)}{h_f + 1 + \frac{h_i}{R_5}}$$

$$Z_{o,T} = \frac{h_i + R_g \left(1 + \frac{h_i}{R_5} \right)}{h_f + 1 + \frac{h_i}{R_5}} \parallel R_{12} \quad (2.43)$$

Ponderea rezistenței din emitor este mică, ca și la CC și sarcină distribuită: $Z_o = Z_{o,T} \parallel R_E$

Observații:

- Amplificarea de tensiune este apropiată de 1 (diferă foarte puțin de CC)
- Impedanța de intrare este mare și nu mai este mascată de divizorul de polarizare
- Circuitul este un bun adaptor de impedanțe: mare la intrare și mică la ieșire. Similitudine cu CC, exceptînd mascarea impedanței de intrare
- Funcționează bine la frecvențe medii
- Rezultate asemănătoare se obțin dacă colectorul nu este decuplat
- Tehnica de "încălzire" cu semnal în fază: reacție pozitivă (se va analiza ulterior efectul asupra stabilității și benzii)

2.2.5 Generator de curent cu tranzistor bipolar

Scopul acestui circuit este să furnizeze curent constant altor etaje, fără a fi afectat de semnalul care se propagă dinspre acele etaje. Întrucât generatorul de curent trebuie să aibă o impedanță internă mare, cea mai bună soluție este să folosim colectorul pentru ieșirea în curent. Pe circuitul echivalent al tranzistorului bipolar se vede că spre colector merg generatorul de curent intern și o impedanță mare. În cadrul analizei, elementele esențiale sînt impedanța care se vede la ieșire și excursia maximă de tensiune pe sarcină, care nu scoate tranzistorul din RAN. O schemă posibilă este cea din figura 2.35.

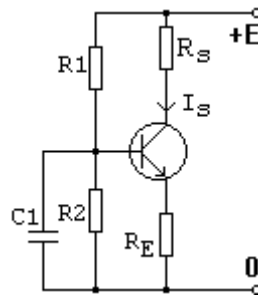


Figura 2.35: Generator de curent cu TB

Analiza polarizării (fără a scoate TB din RAN): valoarea curentului continuu absorbit de la sarcină:

$$E_B = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$I_s = I_C = \beta \cdot \frac{E_B - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E}, \quad (2.44)$$

$$\text{dacă } R_s < \frac{E - R_E I_C - U_{CEsat}}{I_C} \text{ (condiție de RAN)}. \quad (2.45)$$

Limita de jos a tensiunii de colector (capătul inferior al sarcinii): $\cong E \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Excursia maximă a tensiunii pe sarcină: $[0, E \frac{R_1}{R_1 + R_2}]$.

Limita din stînga se obține cînd rezistența de sarcină este nulă. Limita din dreapta se atinge cînd rezistența de sarcină ajunge la valoarea maximă, precizată în (2.45).

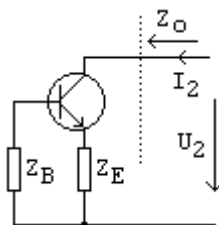


Figura 2.36: Circuitul echivalent de c.a.

Pentru analiza regimului dinamic se consideră circuitul din figura 2.36 și se fac notațiile:

$$Z_B = R_1 \parallel R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_1} \text{ și } Z_E = R_E \text{ (sau } Z_E = R_E \parallel \frac{1}{j\omega C_E} \text{)}. \text{ Scopurile sînt de a evalua impedanța}$$

de ieșire și de a stabili care este configurația cea mai avantajoasă, vis-a-vis de decuplarea divizorului din bază, respectiv a rezistorului din emitor.

Impedanța de ieșire (ca la BC):

$$Z_o = \frac{U_2}{I_2} = \frac{1}{h_o} \left(1 + h_f \frac{Z_E}{h_i + Z_B + Z_E} \right). \quad (2.46)$$

Se observă că, pentru impedanță de ieșire maximă, trebuie ca rezistențele de polarizare să fie decuplate, iar rezistența din emitor nedecuplată.

Altă variantă de generator, atunci când avem la dispoziție sursă dublă de alimentare, este prezentată în figura 2.37. În acest caz, limita de jos a tensiunii de colector (capătul inferior al sarcinii): $\cong 0 \text{ V}$.

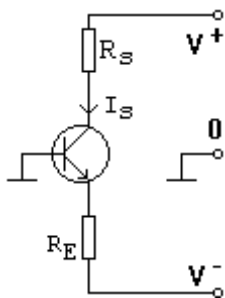


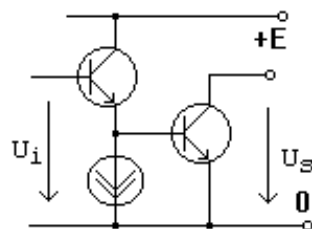
Figura 2.37: Generator de curent cu sursă de alimentare dublă

2.2.6 Etaje de amplificare cu două tranzistoare bipolare; tranzistoare compuse

Etajul CC-EC

Generatorul de curent constant, pentru polarizarea tranzistoarelor, poate fi înlocuit cu un rezistor. Proprietățile:

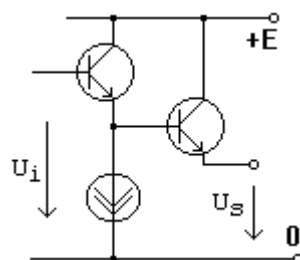
- impedanță mare de intrare (ca la CC)
- impedanță de ieșire medie (ca la EC)
- amplificarea de tensiune dată de al doilea tranzistor
- amplificarea de curent mare (amîndouă amplifică în curent)



Etajul CC-CC

Proprietăți:

- impedanță de intrare foarte mare (mai mult decît la CC)
- impedanță de ieșire mică (ca la CC)
- amplificare subunitară de tensiune
- amplificarea de curent mare (amîndouă amplifică în curent)

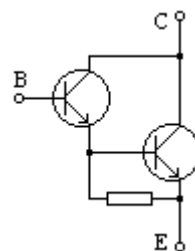


Noțiunea de tranzistor compus

Structura Darlington.

Avantaj: aceeași capsulă. Dezavantaje:

- al doilea tranzistor nu se saturează niciodată, ceea ce micșorează randamentul în etajele de putere;

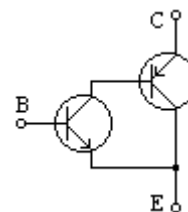


- în circuite liniare, al doilea tranzistor primește în bază reacție internă, prin capacitatea de barieră și prin admitanța de ieșire ale primului tranzistor (probleme de lărgime a benzii și stabilitate).

Altă variantă de tranzistor compus.

Proprietăți de semnal mare:

- este tot echivalent npn, cu joncțiunea bază-emitor aparținând primului tranzistor. De regulă, tipul echivalent este stabilit de prima joncțiune bază-emitor
- ca și în cazul precedent, al doilea tranzistor nu se saturează
- ca și în cazul precedent, ambele tranzistoare suportă aproximativ aceeași tensiune colector-emitor, iar curentul important trece prin al doilea tranzistor

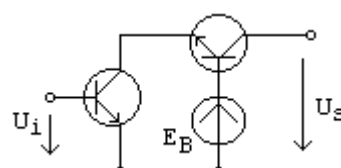


Proprietățile dinamice asemănătoare cu Darlington, deși modelul de semnal mic este diferit.

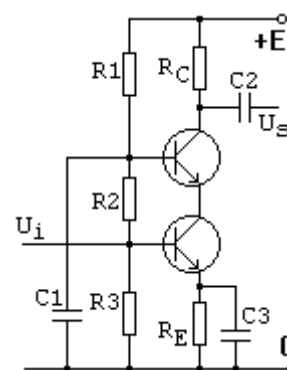
Etajul EC-BC (cascod)

Proprietăți:

- impedanță de intrare ca la EC
- impedanță de ieșire mai mare decât la BC
- amplificarea de tensiune $A_u = -h_{f2} \frac{R_s}{h_{i1}}$. Seamănă cu EC, dar amplifică în tensiune numai T2.
- amplificarea de curent ca la EC, amplifică T1



Avantajos la frecvențe mari, pentru că primul tranzistor lucrează cu amplificare mică (impedanța de sarcină este mică), deci reacția prin C_μ devine neglijabilă.



Etajul CC-BC (cuplaj prin emitor)

Proprietăți:

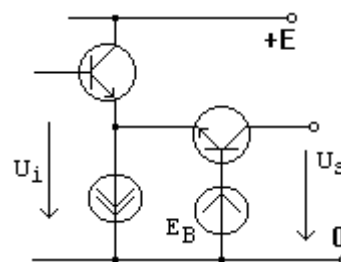
impedanță de ieșire Z_o mare (ca la BC)

etajul funcționează ca atare în amplificatoarele diferențiale, când sînt atacate nesimetric.

$$Z_{iT2} = \frac{h_{i2}}{h_{f2} + 1}; \quad Z_i = Z_{i1} = h_{i1} + (h_{f1} + 1) \frac{h_{i2}}{h_{f2} + 1} \cong 2h_i$$

$$A_{u1} = \frac{(h_{f1} + 1) \frac{h_{i2}}{h_{f2} + 1}}{h_{i1} + (h_{f1} + 1) \frac{h_{i2}}{h_{f2} + 1}} \cong \frac{1}{2}$$

$$A_u = \frac{h_{f2} R_s}{h_{i2}} \cdot A_{u1} \cong \frac{1}{2} \cdot \frac{h_{f2} R_s}{h_{i2}}$$



2.2.7 Etaj diferențial cu tranzistoare bipolare

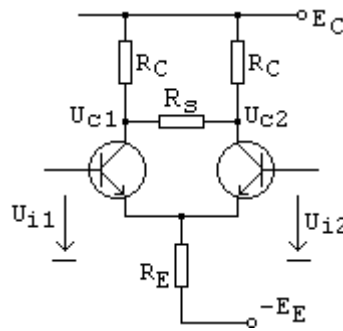


Figura 2.38: Etaj diferențial cu TB

Intrarea în etaj este diferența a două tensiuni. Este util atunci când cele două tensiuni de intrare au fost perturbate puternic, de către același semnal, iar semnalul util este diferența celor două. Ieșirea poate fi asimetrică sau simetrică (diferențială).

Notăție:

$$U_{ic} = \frac{U_{i1} + U_{i2}}{2}, \text{ tensiunea de intrare de mod comun}$$

$$U_{id} = U_{i1} - U_{i2}, \text{ tensiunea de intrare diferențială.}$$

Componenta de mod comun furnizează polarizarea, dar poate fi și semnal perturbator.

Scopul circuitului: tensiunea pe sarcină să conțină intrarea diferențială amplificată și să fie insensibilă la componenta de mod comun a intrării.

Analiza circuitului se face separat, pe modul diferențial și pe modul comun:

Mod diferențial

Presupunem că tensiunea de mod comun este constantă și evaluăm amplificarea semnalului diferențial de intrare. În regimul de semnal mic, abaterile sînt simetrice la intrare și la capetele sarcinii. Capetele rezistenței de sarcină au excursii simetrice față de valorile de regim staționar. Rezultă circuitul echivalent al abaterilor mici, pentru jumătate din etaj, pe mod diferențial (figura 2.39a).

$$U_{c1} = -\frac{U_{id}}{2} \cdot \frac{h_f}{h_i} (R_C \parallel \frac{R_s}{2})$$

$$A_{ud} = \frac{U_{c1} - U_{c2}}{U_{id}} = 2 \frac{U_{c1}}{U_{id}} = -\frac{h_f}{h_i} (R_C \parallel \frac{R_s}{2}) \quad (2.47)$$

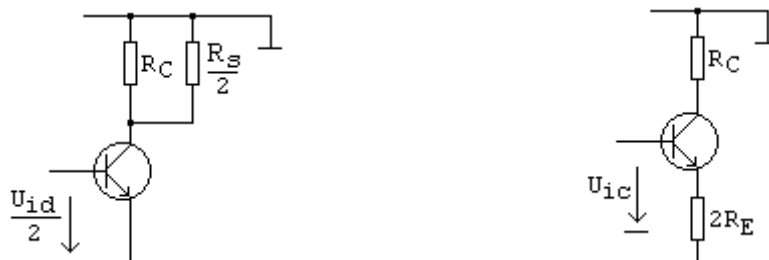


Figura 2.39: Circuit echivalent de semnal mic, modul diferențial (a) și modul comun (b)

Mod comun

Presupunem că intrările sînt legate împreună (tensiune nulă de mod diferențial). Circuitul echivalent de semnal mic (pentru jumătate din etaj), apare în figura 2.39b.

$$U_{c1} = -\frac{h_f R_C}{h_i + (h_{f+1}) \cdot 2R_E} \cdot U_{ic}$$

$$A_{uc} = \frac{U_{c1}}{U_{ic}} = \frac{U_{c2}}{U_{ic}} = -\frac{h_f R_C}{h_i + (h_f + 1) \cdot 2R_E} \quad (2.48)$$

Rezistența din emitor trebuie luată foarte mare și nedecuplată capacitiv. Deoarece asta înseamnă micșorarea curentului de colector, deci pantă mică, ea este înlocuită cu generator de curent constant.

2.2.8 Amplificatoare cu sarcină acordată (amplificatoare selective)

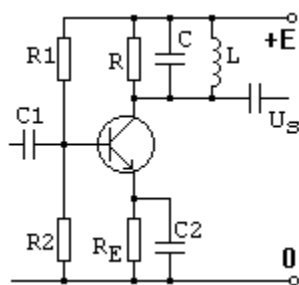


Figura 2.40: Etaj de amplificare cu sarcină acordată

Exemplu studiat: etaj EC, sarcina este un circuit rezonant paralel. Util în amplificatoarele de radiofrecvență și de frecvență intermediară.

Tranzistorul trebuie să furnizeze ieșire în curent, pentru circuitul acordat RLC: $I_c = g_m U_i$

$$U_s = -g_m U_i Z_s = \frac{-g_m U_i}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}}. \text{ Există rezonanță la pulsația: } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, Z(\omega_0) = R$$

Probleme ale amplificatorului selectiv:

- alinierea circuitelor acordate (acordul circuitului selectiv de la intrare este influențat de acordul circuitului selectiv de la ieșire și reciproc, datorită reacției interne)
- stabilitatea (circuitul poate deveni instabil, datorită reacției interne)

Soluții:

- etaj cascod (paragraful 2.2.6, EC-BC)
- cuplare prin emitor (figura 2.41).

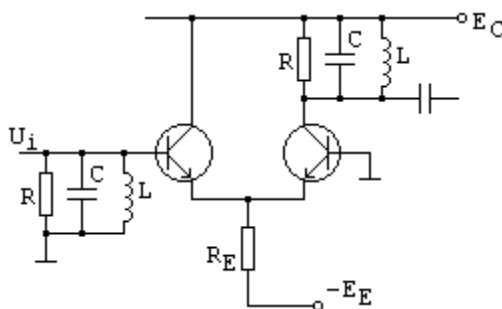


Figura 2.41: Cuplare prin emitor pentru etaje cu sarcină acordată

Amândouă soluțiile au proprietatea că primul tranzistor lucrează cu amplificare mică de tensiune (este diminuat efectul capacității de barieră)