

Cap. 4. Amplificatoare elementare cu tranzistoare

6. Tranzistoare echivalente. Tranzistoare compuse

* permit simplificarea schemelor echivalente în regim dinamic ale circuitelor cu tranzistoare pentru a se identifica mai repede structurile fundamentale utilizate și, în consecință se pot anticipa principalele performanțe ale circuitului în cauză;

Tranzistoare echivalente

* impedanțe (rezistențe) în serie cu unul dintre terminalele TBIP sau între două terminale ale acestuia;

* întâmplătoare (element secundar) sau intenționate → nu schimbă caracterul fundamental al dispozitivului respectiv dar modifică, mai mult sau mai puțin, parametrii dinamici echivalenți în funcție de valorile numerice ale elementelor;

* “tranzistor echivalent” cu parametrii dinamici în funcție de parametrii tranzistorului inițial și de valorile numerice ale impedanțelor adăugate;

* tranzistor caracterizat prin parametrii de cuadripol hibridi → permit o interpretare fizică directă și simplă;

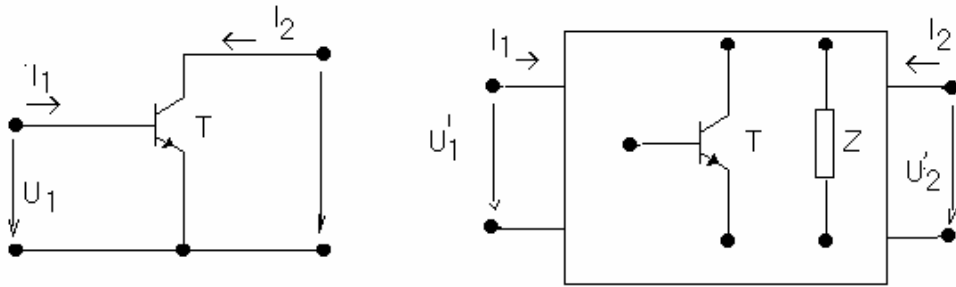
* impedanța în serie cu un terminal al tranzistorului sau între două terminale ale acestuia, nu modifică tipul tranzistorului;

* din punct de vedere dinamic, tipul tranzistorului (pnp sau npn) nu are importanță, acest aspect contând numai în ceea ce privește polarizarea sa în curent continuu, pentru precizarea PSF în jurul căruia se manifestă semnalul variabil și care determină parametrii de regim dinamic ai tranzistorului.

* pentru deducerea parametrilor hibridi ai tranzistorului echivalent se pot folosi în principiu două metode:

- tranzistorul inițial este caracterizat prin mărimile U_1 , I_1 , U_2 , I_2 , între care există relațiile:

$$\begin{cases} U_1 = h_i I_1 + h_r U_2 \\ I_2 = h_f I_1 + h_o U_2 \end{cases}$$



- tranzistorul T împreună cu impedanța Z conectată fie în serie cu unul dintre terminale, fie între două terminale este caracterizat prin mărimile U_1', I_1', U_2', I_2' între care există relațiile:

$$\begin{cases} U_1' = h_i' I_1' + h_r' U_2' \\ I_2' = h_f' I_1' + h_o' U_2' \end{cases}$$

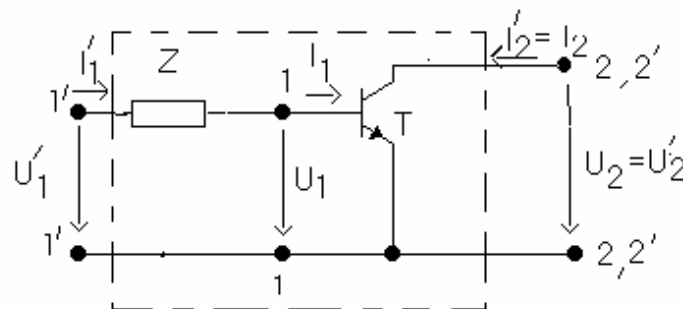
* între mărimile ce caracterizează tranzistorul (U_1, I_1, U_2, I_2) și mărimile ce caracterizează tranzistorul echivalent (U_1', I_1', U_2', I_2') există relații ce pot fi puse în evidență prin teoremele lui Kirchhoff scrise pentru nodurile sau ochiurile care se formează;

* prima metodă constă în eliminarea mărimilor U_1, I_1, U_2 și I_2 dintre aceste relații și aranjarea relațiilor obținute sub forma anterioară de unde, prin identificare, se găsesc parametrii hibridi corespunzători tranzistorului echivalent.

* a doua metodă constă în determinarea parametrilor hibridi ai tranzistorului echivalent pornind de la definiții.

a) Tranzistor bipolar cu impedanță în serie cu baza

* schema de principiu:



$$\begin{cases} U_1 = h_i I_1 + h_r U_2 \\ I_2 = h_f I_1 + h_o U_2 \end{cases} \quad \begin{cases} I_1' = I_1 \\ U_1' = Z I_1' + U_1 \end{cases} \quad \begin{cases} U_2' = U_2 \\ I_2' = I_2 \end{cases}$$

* rezultă:

$$\begin{cases} U_1' = (h_i + Z) I_1' + h_r U_2' \\ I_2' = h_f I_1' + h_o U_2' \end{cases}$$

* se deduc parametrii tranzistorului echivalent sub forma :

$$\begin{cases} h_f' = h_f & h_i' = h_i + Z \\ h_o' = h_o & h_r' = h_r \end{cases}$$

Aceleași relații se pot obține și dacă se observă că impedanța Z apare, pur și simplu, în serie cu h_i . Rezultă că parametrii h_f , h_r , h_o nu sunt afectați și h_i' devine suma $h_i + Z$.

- odată cu modificarea parametrului h_i' se modifică și panta tranzistorului echivalent care se micșorează:

$$S' = \frac{h_f'}{h_i'} = \frac{h_f}{h_i + Z} = S \frac{h_i}{h_i + Z}$$

- amplificarea de tensiune a etajului de amplificare cu EM se va reduce; (fizic, o parte din semnalul aplicat la intrare, U_1' , se pierde pe impedanța Z și nu ajunge efectiv la intrarea tranzistorului, U_1 (între bază și emitor) semnal care este amplificat de tranzistor);

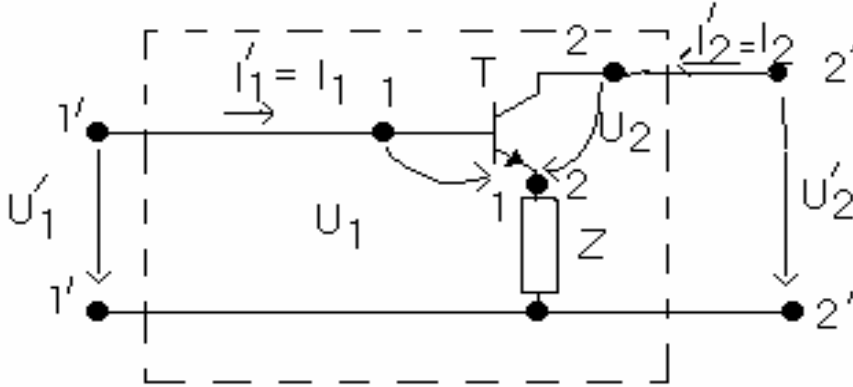
- dacă tranzistorul inițial este caracterizat prin $h_r = 0$ și $h_o = 0$, atunci aceiași parametri ai tranzistorului echivalent rămân tot nuli ceea ce permite folosirea relațiilor aproximative pentru calculul performanțelor amplificatorului;

- impedanța Z în serie cu baza poate să apară ca o rezistență antioscilantă introdusă în acest scop în circuit; de asemenea, se poate considera că și efectul rezistenței distribuite a bazei, r_x , se manifestă în același mod, dar el este important numai la curenți mai mari unde r_x poate lua valori semnificative în comparație cu h_i .

b) Tranzistorul bipolar cu impedanță în serie cu emitorul

* este una dintre situațiile întâlnite des în practică.

* schema de principiu:



* se procedează ca în cazul precedent; se obțin relațiile:

$$\begin{cases} h_i' = \frac{h_i + ZN}{1 + Zh_0}; & h_r' = \frac{h_r + Zh_0}{1 + Zh_0} \\ h_f' = \frac{h_f - Zh_0}{1 + Zh_0}; & h_o' = \frac{h_0}{1 + Zh_0} \end{cases}$$

unde $N = h_f + 1 + \Delta h - h_r$.

* trebuie remarcat faptul că rezistența Z nu poate avea în cazurile practice valori prea mari, astfel că aproape întotdeauna se poate face neglijarea $|Zh_0| \ll 1$; se obțin relații aproximative:

$$h_i' \cong h_i + h_f Z; \quad h_r' \cong h_r + Zh_0; \quad h_f' \cong h_f; \quad h_o' \cong h_0$$

$$\Delta h' \cong h_i h_0 + h_f Zh_0 - f_r h_f - Zh_0 h_f \cong \Delta h$$

* panta tranzistorului devine:

$$S' = \frac{h_f'}{h_i'} = \frac{h_f}{h_i + h_f Z} = S \frac{h_i}{h_i + h_f Z} = S \frac{1}{1 + SZ}$$

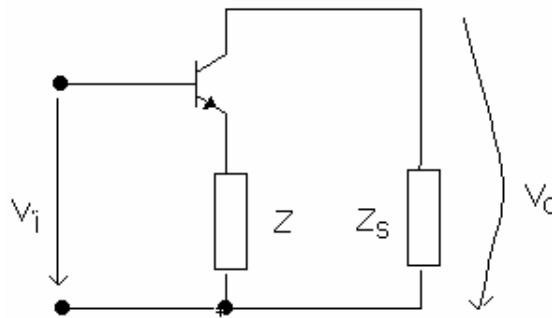
- micșorarea pantei echivalente este importantă chiar pentru valori nu prea mari ale impedanței Z și duce la micșorarea modulului amplificării de tensiune a tranzistorului cu EM.

- se mai poate interpreta rezultatul și în sensul că, fiind mărit substanțial parametrul h_i , înseamnă că va fi necesară o tensiune de comandă mai mare pentru a excita tranzistorul cu același curent de intrare în vederea amplificării, ceea ce se va traduce în final, printr-o amplificare de tensiune de valoare mai mică;

- dacă $h_r = 0$ și $h_0 = 0$ rezultă $h'_r = 0$ și $h'_0 = 0$, ceea ce înseamnă că se pot folosi în continuare relațiile aproximative pentru calculul performanțelor amplificatoarelor elementare cu tranzistoare.

* impedanța Z poate fi o rezistență introdusă în circuit, în serie cu emitorul, pentru stabilizarea PSF, dar poate fi introdusă și în mod special pentru a stabili amplificarea de tensiune a amplificatorului cu EM;

* amplificarea de tensiune aproximativă a unui etaj cu sarcină și în emitor și în colector:



devine:

$$A_u = -\frac{h'_f}{h'_i} Z_s = -\frac{h_f Z_s}{h_i + h_f Z} = -\frac{SZ_s}{1 + SZ}$$

și în condițiile în care $|SZ| \gg 1$, se deduce expresia:

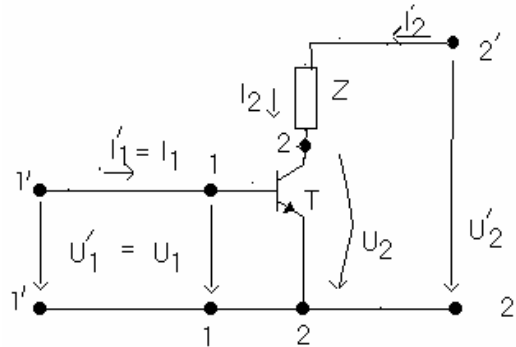
$$A_u \cong -\frac{Z_s}{Z}$$

- această relație arată că amplificarea de tensiune nu mai depinde (în mod esențial) de parametrii tranzistorului, ci numai de raportul a două impedanțe;

- efectul impedanței Z se poate considera și ca o reacție negativă serie de curent.

c) Tranzistor bipolar cu impedanță în serie cu colectorul

Schema de principiu:



* se obțin relațiile:

$$\begin{cases} U_1' = \frac{h_i + Z\Delta h}{1 + h_0 Z} I_1' + \frac{h_r}{1 + h_0 Z} U_2' \\ I_2' = \frac{h_f}{1 + h_0 Z} I_1' + \frac{h_0}{1 + h_0 Z} U_2' \end{cases}$$

* rezultă parametrii tranzistorului echivalent prin identificare:

$$\begin{cases} h_i' = \frac{h_i + Z\Delta h}{1 + h_0 Z}; & h_r' = \frac{h_r}{1 + h_0 Z} \\ h_f' = \frac{h_f}{1 + h_0 Z}; & h_0' = \frac{h_0}{1 + h_0 Z} \end{cases}$$

- pentru valori nu prea mari ale impedanței Z , ceea ce se întâmplă în mod obișnuit în circuitele reale, se îndeplinesc următoarele condiții: $|Z\Delta h| \ll h_i$, $|Zh_0| \ll 1$ și relațiile obținute se pot simplifica sub forma:

$$h_i' \cong h_i, h_r' \cong h_r, h_f' \cong h_f, h_0' \cong h_0$$

ceea ce înseamnă că o impedanță (rezistență) conectată în serie cu colectorul tranzistorului nu schimbă substanțial parametrii dinamici ai acestuia și deci, nici performanțele sale ca amplificator de tensiune.

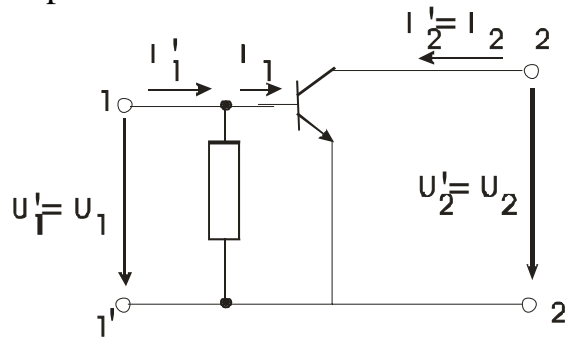
- trebuie observat faptul că acest aspect era normal întrucât s-a accentuat de mai multe ori că tranzistorul bipolar se comportă la ieșire, în colector, ca un generator de curent aproape ideal, iar o impedanță în serie cu un generator de curent nu contează;

- în general, în astfel de situații se permite neglijarea impedanței care apare în serie cu colectorul unui tranzistor.

d) TBIP cu impedanță între bază și emitor

* este una dintre situațiile des întâlnite în practică.

Schema de principiu:



*se obțin relațiile:

$$\begin{cases} U_1' = \frac{h_i Z}{h_i + Z} I_1' + \frac{h_r Z}{h_i + Z} U_2' \\ I_2' = \frac{h_f Z}{h_i + Z} I_1' + \frac{\Delta h + Z h_0}{h_i + Z} U_2' \end{cases}$$

* prin identificare rezultă parametrii tranzistorului echivalent:

$$\begin{cases} h_i' = \frac{h_i Z}{h_i + Z} = h_i // Z; & h_f' = \frac{h_f Z}{h_i + Z} = h_f \frac{h_i'}{h_i} \\ h_r' = \frac{h_r Z}{h_i + Z}; & h_0' = \frac{h_0 Z + \Delta h}{h_i + Z} \end{cases}$$

* se constată că panta tranzistorului echivalent este identică cu aceea a tranzistorului inițial, $S' = S$. De multe ori, în cazurile practice, impedanța Z , o rezistență, are o valoare mult mai mare decât h_i , astfel încât, din punct de vedere numeric, parametrii tranzistorului echivalent sunt practic identici cu cei ai tranzistorului inițial.

* dacă tranzistorul inițial este caracterizat de parametrii $h_r = 0$ și $h_0 = 0$, atunci parametrii circuitului echivalent vor fi:

$$h_i' = h_i // Z; \quad h_f' = h_f \frac{Z}{Z + h_i}; \quad h_r = 0 \text{ și } h_0 = 0,$$

ceea ce permite utilizarea relațiilor aproximative pentru calculul performanțelor amplificatoarelor;

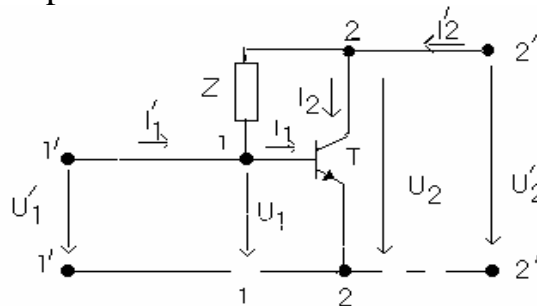
* din punct de vedere fizic, se observă că prezența impedanței Z duce la micșorarea curentului care intră efectiv în baza tranzistorului pentru a fi

amplificat, o parte din el mergând prin Z spre borna comună. Cu cât impedanța Z este mai mare, cu atât această pierdere de curent este mai mică;

* cel mai adesea, rezistența dintre bază și emitor apare fie din necesitățile de polarizare corectă a tranzistorului, fie din circuitele de bootstrapare utilizate pentru micșorarea influenței curentului de polarizare din bază asupra impedanței de intrare, așa cum se va vedea în paragrafele următoare.

e) TBIP cu rezistență între bază și colector

* schema de principiu: este



* ecuațiile suplimentare necesare pentru determinarea parametrilor tranzistorului echivalent sunt :

$$\begin{cases} U_1' = U_1; I_1' = I_1 + \frac{U_1' - U_2'}{Z} \\ U_2' = U_2; I_2' = I_2 + \frac{U_2' - U_1'}{Z} \end{cases}$$

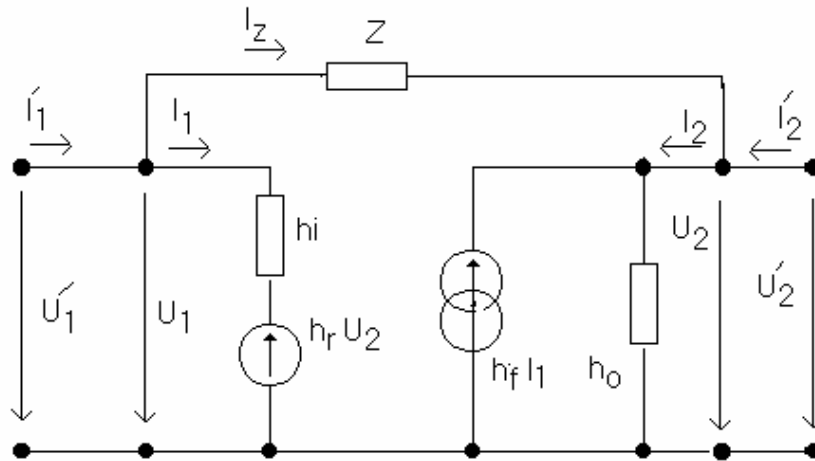
* se obțin relațiile următoarele echivalări:

$$\begin{cases} h_i' = h_i \parallel Z; & h_f' = \frac{2h_f}{h_i + Z} - \frac{h_i}{h_i + Z} \cong \frac{h_f Z}{h_i + Z} \\ h_r' = \frac{h_i + h_r Z}{h_i + Z}; & h_o' = \frac{h_o Z + \Delta h}{h_i + Z} \end{cases}$$

* întotdeauna se poate face aproximarea $h_f' \cong h_f \frac{Z}{Z + h_i}$ deoarece, în

cazurile practice, este îndeplinită condiția $h_f Z \gg h_i$;

* se poate folosi metoda de calcul pornind de la definiția parametrilor:



* conform definiției:

$$h'_i = \left. \frac{U'_1}{I'_1} \right|_{U'_2=0} = \left. \frac{U_1}{I_1 + I_z} \right|_{U_2=0} = \frac{U_1}{\frac{U_1}{h_i} + \frac{U_1}{Z}} = h_i \parallel Z$$

$$h'_r = \left. \frac{U'_1}{U'_2} \right|_{I'_1=0} = \frac{1}{U_2} \left[h_r U_2 \frac{Z}{Z + h_i} + \frac{h_i}{Z + h_i} \right] = \frac{Z h_r + h_i}{Z + h_i}$$

$$h'_0 = \left. \frac{I'_2}{U'_2} \right|_{I'_1=0} = h_0 + \frac{1 - h_r}{Z + h_i} + \frac{h_f (1 - h_r)}{Z + h_i} = \frac{Z h_0 + \Delta h}{Z + h_i}$$

$$h'_f = \left. \frac{I'_2}{I'_1} \right|_{U'_2=0} = \frac{h_f I_1 - I_z}{I_1} = \frac{Z h_f}{Z + h_i} - \frac{h_i}{Z + h_i} \cong h_f \frac{Z}{Z + h_i}$$

* se constată că sunt afectați în mod substanțiali trei dintre parametrii tranzistorului echivalent; astfel, chiar dacă tranzistorul inițial este caracterizat prin $h_r = 0$ și $h_0 = 0$ rezultă:

$$h'_r = \frac{h_i}{h_i + Z} \neq 0$$

ceea ce înseamnă că în calculul performanțelor amplificatoarelor cu astfel de tranzistoare echivalente trebuie să fie luate în considerare relațiile exacte deduse.

* se recomandă ca în analiza circuitelor cu tranzistoare astfel de echivalări să fie evitate.

* prezența unei rezistențe între baza și colectorul unui tranzistor poate să apară frecvent datorită faptului că acest mod de polarizare a tranzistorului asigură o bună stabilizare termică a PSF. În plus, la polarizarea tranzistorului cu o rezistență între bază și emitor se elimină posibilitatea saturării tranzistorului, indiferent de condițiile de lucru.

* din punct de vedere dinamic se poate considera că impedanța dintre bază și colector determină o reacție negativă paralel de tensiune care duce la modificarea importantă a parametrilor tranzistorului.

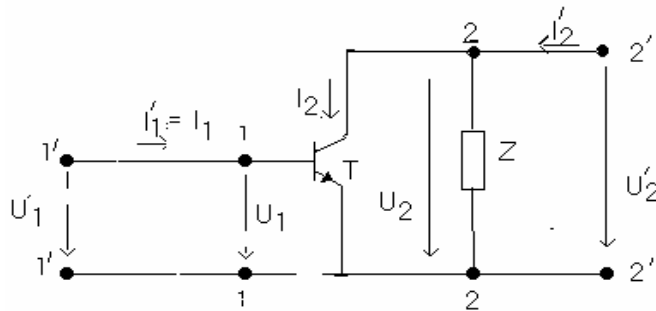
* panta tranzistorului echivalent va fi:

$$S' = \frac{h_f'}{h_i'} \cong \frac{h_f \frac{Z}{Z + h_i}}{Z \parallel h_i} = \frac{h_f}{h_i} = S$$

ceea ce înseamnă că rămâne practic nemodificată.

f) Tranzistor bipolar cu rezistență între colector și emitor

* schema de principiu:



* pentru determinarea parametrilor tranzistorului echivalent se observă faptul că Z apare strict în paralel pe impedanța $\frac{1}{h_o}$. Rezultă că parametrii h_i , h_f

și h_r nu sunt modificați iar parametrul h_o se înlocuiește prin combinație în paralel a celor două impedanțe. Deci:

$$\begin{cases} h_i' = h_i; \\ h_r' = h_r; \\ h_f' = h_f; \quad h_o' = h_o + \frac{1}{Z} = \frac{1}{Z \parallel \frac{1}{h_o}}. \end{cases}$$

* având în vedere că impedanța Z are în mod obișnuit valori sensibil mai mici decât $\frac{1}{h_o}$, parametrul h_o' capătă importanță.

* o altă posibilitate, utilizată în practică, este ca impedanța Z să fie considerată în paralel cu impedanța de sarcină (dacă montajul este cu emitorul sau cu colectorul la masă).

* situațiile practice în care apare o astfel de impedanță între emitor și colector sunt mai puțin întâlnite.

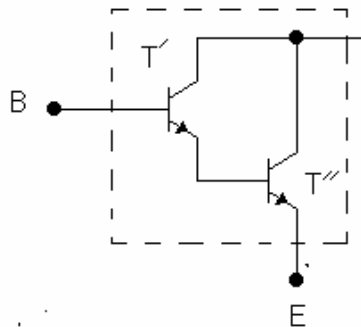
Tranzistoare compuse

* sunt mai multe posibilități de interconectare a două tranzistoare care să se comporte global ca un tranzistor echivalent; este necesar ca dispozitivul rezultat să aibă tot trei terminale.

* din cele 4 posibilități practice utilizate, două permit și o polarizare directă în curent continuu fără elemente ajutătoare, ceea ce reprezintă un avantaj în utilizarea lor în special în circuite integrate liniare.

g) Tranzistor compus de tip Darlington

* schema de principiu (tranzistoare de tipul npn):



* prin conectarea celor două tranzistoare se obține un dispozitiv cu trei terminale cu semnificațiile E,B,C:

* pentru tranzistorul T'' se obține un curent de bază egal cu curentul de emitor al tranzistorului T', iar tensiunile dintre colectoarele și emitoarele celor două tranzistoare pot fi simultan pozitive ceea ce asigură o funcționare în RAN.

* la un curent de colector al tranzistorului compus prestabilit, se obține un curent de bază la intrare de valoare mică, ceea ce sugerează posibilitatea utilizării acestei structuri în etajele de intrare ale amplificatoarelor.

* tranzistoarele sunt caracterizate în curent continuu prin factorii de curent β'_0 și β''_0 și se poate deduce că, dacă se notează cu I_C , curentul de colector al tranzistorului compus, atunci curentul de bază de la intrare va fi:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta'_0 + (\beta'_0 + 1)\beta''_0}$$

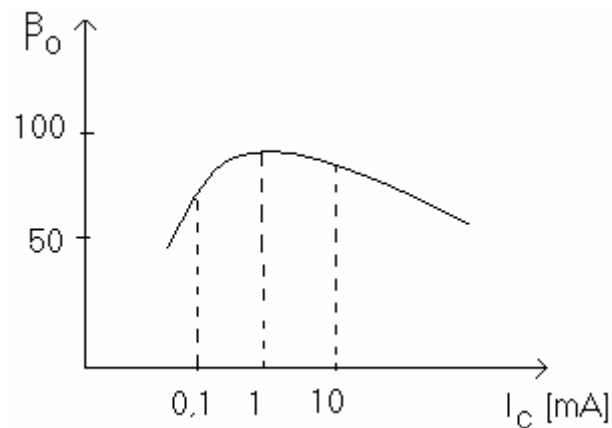
* deci tranzistorul compus Darlington are un factor de curent echivalent pentru conexiunea EC de valoare:

$$\beta_o = \beta_o' \beta_o'' + \beta_o' + \beta_o'' \cong \beta_o' \beta_o''$$

aproximarea fiind justificată de neglijarea lui 1 în raport cu fiecare dintre factorii de curent ai tranzistoarelor componente.

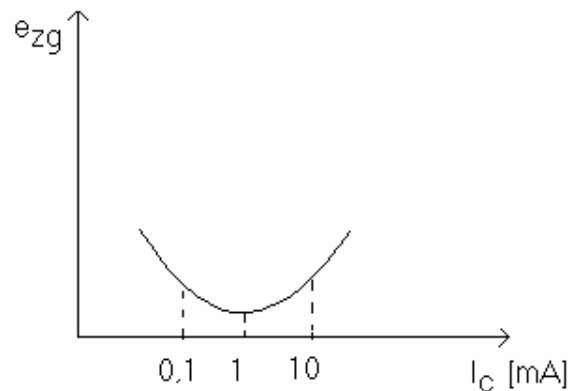
* la o polarizare în curent continuu simplă, în care curentul de emitor al tranzistorului T' este curent de bază pentru tranzistorul T'' se constată că, prin cele două tranzistoare, circulă curent de colector, în PSF, de valori mult diferite; din acest motiv, performanțele de ansamblu ale structurii sunt inferioare celor ce rezultă din analiza simplificată a schemei.

* factorul de curent al tranzistorului în conexiune EC depinde puternic de curentul de colector din PSF când acesta se modifică în limite largi;



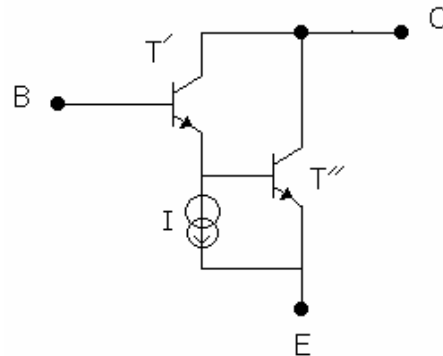
* tranzistoarele utilizate în tranzistorul compus Darlington, fiind de același tip, este dificil să se aleagă curenții de colector din PSF pentru ambele tranzistoare T' și T'' în zona în care factorul de curent β_o să fie maxim și puțin dependent de variațiile curentului de colector din PSF; unul dintre tranzistoare va avea o valoare redusă a factorului de curent.

* deoarece tranzistorul compus Darlington se folosește în etaje de intrare, este important și zgomotul propriu produs de tranzistor. Tensiunea echivalentă de zgomot depinde și ea de curentul de colector din PSF:

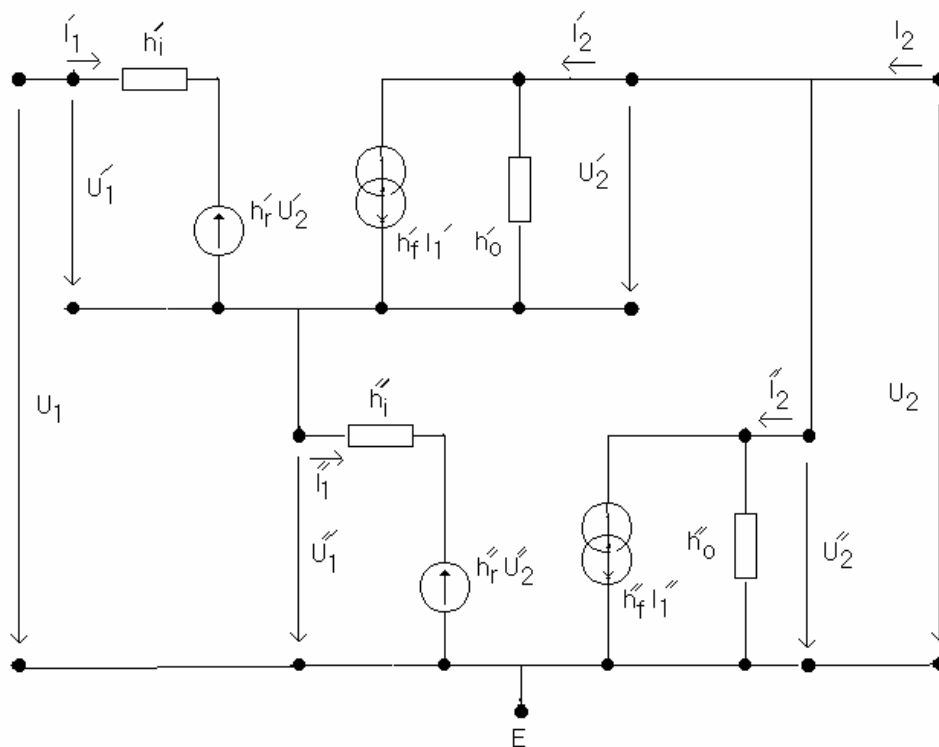


* această curbă este tipică fiecărui tranzistor și nu se pot alege curenții de colector din PSF astfel încât ambele tranzistoare să se situeze în zona de zgomot minim.

* pentru evitarea acestor inconveniente, este necesar să se mărească curentul de emitor al tranzistorului T' așa cum se sugerează în figură în care generatorul de curent I se poate realiza în mai multe variante concrete.



* din punct de vedere dinamic parametrii tranzistorului compus Darlington se pot deduce din în funcție de parametri de cuadripol hibridi [h'], respectiv [h''].



* la relațiile care descriu cele două tranzistoare de forma :

$$\begin{cases} U_1' = h_i' I_1' + h_r' U_2' \\ I_2' = h_f' I_1' + h_o' U_2' \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_1'' = h_i'' I_1'' + h_r'' U_2'' \\ I_2'' = h_f'' I_1'' + h_o'' U_2'' \end{cases}$$

se adaugă relațiile rezultate din scrierea ecuațiilor Kirchhoff în nodurile și ochiurile formate.

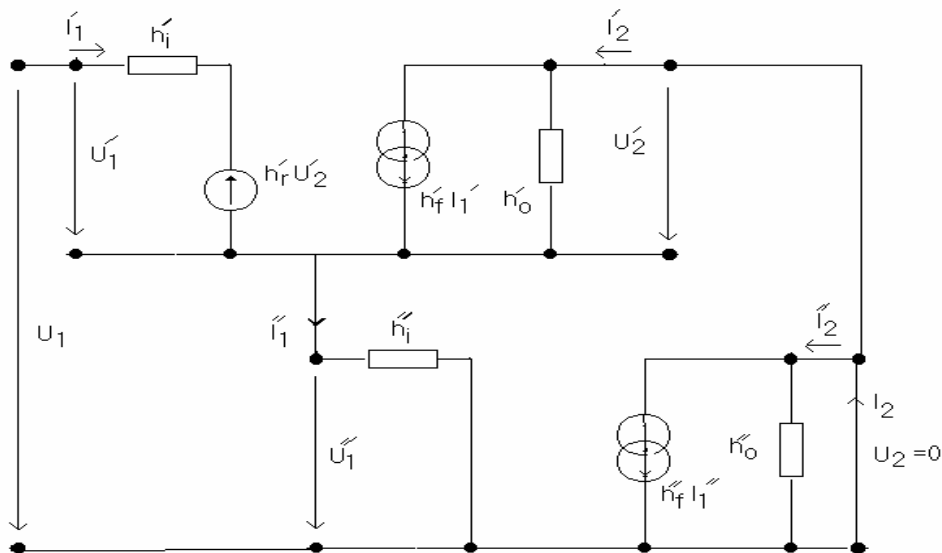
$$\begin{cases} U_1 = U_1' + U_1''; & I_1 = I_1'; \\ U_2 = U_2'' = U_2' + U_1''; & I_2 = I_2' + I_2''; \\ & I_1' + I_2' = I_1'' \end{cases}$$

* din aceste 10 ecuații, se elimină mărimile ce caracterizează cele două tranzistoare componente și cele două relații rămase se aranjează sub forma:

$$\begin{cases} U_1 = h_i^e I_1 + h_r^e U_2 \\ I_2 = h_f^e I_1 + h_o^e U_2 \end{cases}$$

de unde, prin identificare se determină parametrii hibridi ai tranzistorului compus.

Calculul este laborios și se recomandă deducerea acestor parametri pornind de la definiție. Astfel, condiția $U_2 = 0$ duce la următorul circ. echiv:



Pentru h_i^e se aplică relația pentru un tranzistor T' cu o impedanță în emitor:

$$h_i^e = \frac{h_i' + h_i'' N'}{1 + h_0' h_i''}$$

unde $N' = h_f' + 1 + \Delta h' - h_r'$.

- în condițiile unor aproximări acceptabile:

($h_0' h_i'' \ll 1$ și $N' \cong h_f' + 1$) rezultă:

$$h_i^e \cong h_i' + (h_i' + 1) h_i''$$

* pentru schema de polarizare standard: (adică $I_B'' = I_E'$), se poate face următoarea observație:

$$\text{deoarece: } h_i' \cong r_{\Pi}' = \beta' \frac{kT}{qI_C'} \cong \beta' \frac{kT}{qI_E'} = h_f' \frac{kT}{qI_E'}$$

$$\text{și: } h_i'' = \beta'' \frac{kT}{qI_C''} = \beta'' \frac{kT}{q\beta'' I_B''} = \beta'' \frac{kT}{q\beta'' I_E'} = \frac{kT}{qI_E'} = \frac{h_i'}{h_f'}$$

$$\text{- rezultă: } h_i^e \cong h_i' + (h_f' + 1) \frac{h_i'}{h_f'} \cong 2h_i'$$

* Deci mărirea parametrului h_i^e nu este foarte mare așa cum apare în relația inițială, ci se constată doar o dublare a parametrului respectiv al primului tranzistor.

* din punct de vedere practic, acest lucru înseamnă că tensiunea variabilă care se aplică la intrarea tranzistorului compus Darlington se repartizează în mod egal pe intrările celor două tranzistoare.

* pentru determinarea factorului de amplificare în curent al tranzistorului echivalent, h_f^e , trebuie determinat curentul I_2 sub forma:

$$I_2 = I_2' + h_f'' I_i''$$

Curentul I_2' este curentul de colector în scurtcircuit al unui tranzistor (T') care are o impedanță în emitor (h_i''):

$$I_2' = \frac{h_f' - h_i'' h_0'}{1 + h_i'' h_0'} I_1$$

Pe de altă parte, curentul I_2'' este dat de relația:

$$I_2'' = h_f'' I_1''$$

unde I_i'' este curentul de ieșire al repetorului pe emitor format de tranzistorul T' care lucrează pe impedanța h_i'' .

Rezultă, conform relației amplificării în curent a repetorului pe emitor:

$$I_1'' = \frac{(h_f' + 1)}{1 + h_0' h_i''} I_1$$

Prin înlocuire, se obține:

$$I_2 = \frac{h_f' - h_i'' h_0'}{1 + h_i'' h_0'} I_1 + h_f'' \frac{h_f' + 1}{1 + h_i'' h_0'} I_1$$

$$h_f^e = \frac{h_f' - h_i'' h_0' + h_f'' (h_f' + 1)}{1 + h_i'' h_0'}$$

- în cazurile de aproximare unanim acceptate ($h_0' h_i'' \ll 1$) se obține relația aproximativă:

$$h_f^e = h_f' h_f'' + h_f' + h_f'' \cong h_f' h_f''$$

- se constată că, din punct de vedere dinamic, tranzistorul compus Darlington are factorul de amplificare în curent de valoare foarte mare. Este adevărat că factorii de amplificare în curent ai celor două tranzistoare sunt afectați de valorile foarte diferite pe care le au curenții de colector din punctele statice de funcționare ale celor două tranzistoare.

Panta tranzistorului echivalent:

$$S^e = \frac{h_f^e}{h_i^e} = \frac{h_f' h_f'' + h_f' + h_f'' - h_i'' h_0'}{h_i' + h_i'' N'}$$

- cu aproximările acceptate:

$$S^e \cong \frac{h_f' h_f''}{h_i' + h_i'' (h_f' + 1)} \cong \frac{h_f' h_f''}{h_i' + h_i'' h_f'} \text{ sau:}$$

$$S^e = \frac{h_f' h_f''}{h_i' + h_f' \frac{h_i'}{h_f'}} = \frac{h_f' h_f''}{2h_i'} = \frac{S''}{2}$$

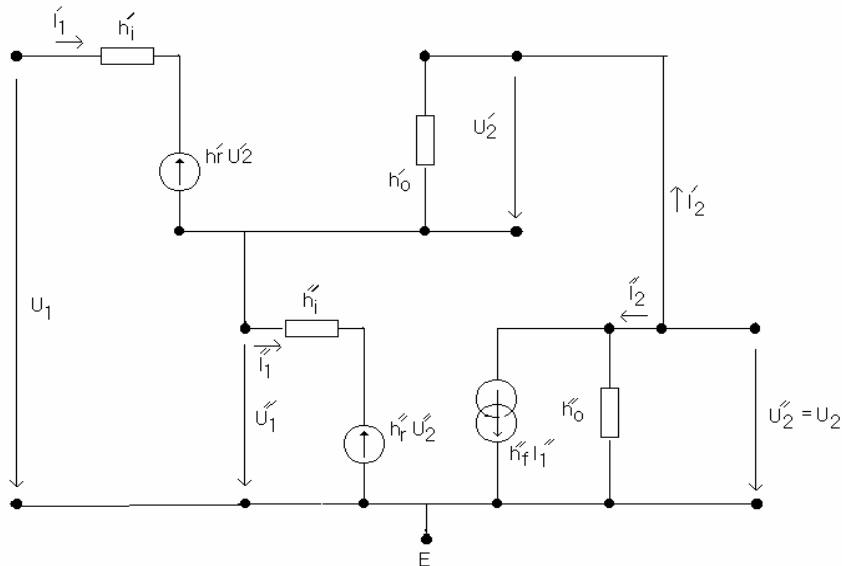
adică panta tranzistorului echivalent este numai jumătate din panta celui de al doilea tranzistor, ceea ce înseamnă că impedanța de ieșire oferită de tranzistorul

compus Darlington este de circa 2 ori mai mare decât cea oferită de tranzistorul T' luat separat ca repetor pe emitor (fără a lua în considerare rezistența generatorului de semnal al cărei efect este mult micșorat datorită faptului că factorul de amplificare în curent al tranzistorului echivalent este mult mărit;

* fizic, deoarece tensiunea de intrare U_i' se repartizează în părți aproape egale pe intrările celor două tranzistoare, adică $U_1' \cong U_1''$ și, deoarece curentul în scurtcircuit este dat, în principal, de curentul celui de-al doilea tranzistor, rezultă reducerea pantei echivalente la jumătate din panta celui de-al doilea tranzistor, T'' .

* dezavantaj al tranzistorului compus Darlington, dar mai puțin important decât avantajele pe care le prezintă din alte puncte de vedere.

Pentru calculul celorlalți doi parametri, se pune condiția $I_1 = 0$ și se obține o schemă echivalentă:



* deoarece $I_2' = I_2''$, rezultă:

$$I_2 = I_2' + I_2'' = I_2' + h_{fr}'' I_1' + h_0'' U_2 = (h_{fr}'' + 1) I_2' + h_0'' U_2$$

$$\text{Dar: } I_2' = \frac{U_2 - h_2'' U_2}{h_i'' + \frac{1}{h_0'}}$$

$$\text{Deci: } I_2 = (h_{fr}'' + 1) \frac{U_2(1 - h_2'')}{h_i'' + \frac{1}{h_0'}} + h_0'' U_2$$

$$\text{adică: } h_0^e = \frac{(h_f'' + 1)(1 - h_r'')}{h_i'' + \frac{1}{h_0'}} + h_0'' = \frac{N'' + \frac{h_0''}{h_0'}}{h_i'' + \frac{1}{h_0'}} = \frac{h_0'' + h_0' N''}{1 + h_0' h_i''}$$

În condițiile obișnuite de aproximare, rezultă:

$$h_0^e = h_0'' + h_0'(h_f'' + 1)$$

adică de valoare foarte mare, mai mare decât la fiecare dintre cele două tranzistoare luate separat.

Observând că:

$$U_1 = -h_r' U_2' + h_2'' U_2 + h_i'' \frac{U_2 - h_2'' U_2}{h_i'' + \frac{1}{h_0'}}$$

$$\text{și că: } U_2' = \frac{1}{h_0'} \frac{U_2(1 - h_r'')}{h_i'' + \frac{1}{h_0'}}$$

după calcule elementare, rezultă că:

$$h_r^e = \frac{h_r' h_r'' + h_r'' - h_r' + h_i'' h_0'}{1 + h_0' h_i''}$$

Această relație se poate reduce la forma aproximativă:

$$h_r^e \cong h_r'' - h_r' + h_i'' h_0'$$

o expresie care nu se mai poate simplifica avînd în vedere faptul că cei trei termeni pot avea valori apropiate.

* parametrii dinamici aproximativi ai tranzistorului compus Darlington vor fi:

$$\begin{cases} h_i^e = 2h_i'; & h_f^e = h_f' h_f''; \\ h_r^e = h_r'' - h_r' + h_i'' h_0'; & h_o^e = h_0'' + h_0'(h_f'' + 1) \\ S^e = \frac{S''}{2} \end{cases}$$

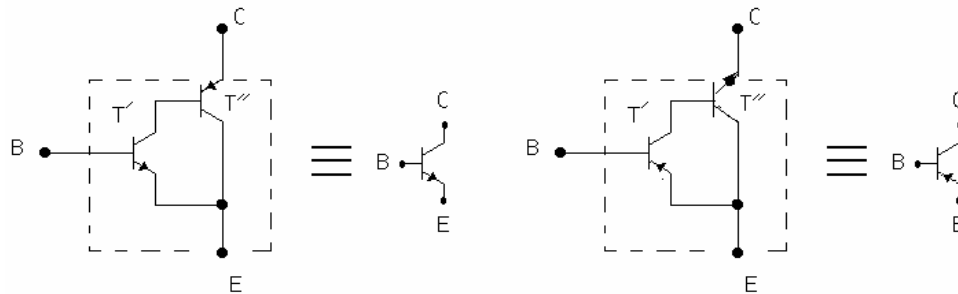
* deci, din punct de vedere dinamic, tranzistorul compus Darlington prezintă un factor de amplificare în curent mărit, dar panta echivalentă redusă

este la jumătate. Reacția internă este comparabilă cu aceea a unuia dintre tranzistoarele componente, iar la ieșire el se comportă ca un tranzistor cu impedanță de ieșire mai mică decât cea a tranzistoarelor componente.

* rămân însă importante proprietățile tranzistorului compus Darlington în curent continuu prin care se asigură un curent continuu de bază de valoare foarte mică. De asemenea, prin artificii de circuit, în special în circuitele integrate lineare, se pot îmbunătăți și performanțele dinamice.

h) Tranzistor compus super-G

* schema de principiu:



* în ambele cazuri, tranzistorul echivalent este de tipul primului tranzistor din combinație și va avea E și B comune cu acesta.

* se poate realiza o polarizare a tranzistoarelor în RAN.

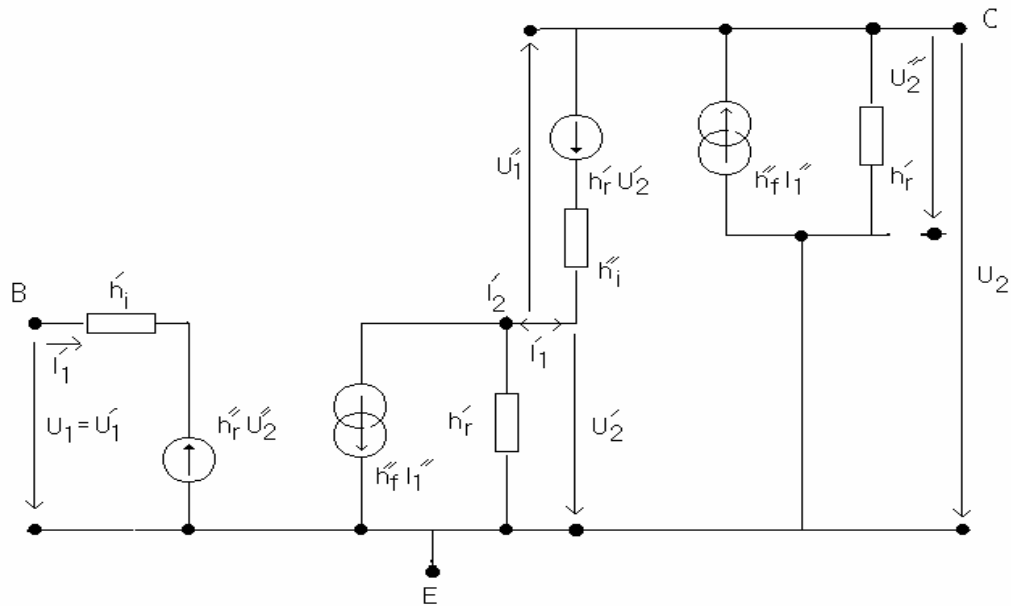
* în ambele cazuri se constată că, în curent continuu, curentul de colector al primului tranzistor, T' , este curent de bază pentru cel de-al doilea tranzistor, T'' . Deci, într-o astfel de structură, se asigură curent de intrare continuu de valoare mică iar curentul prin sarcină este asigurat, practic, de cel de-al doilea tranzistor.

* se poate deduce foarte simplu factorul de curent al tranzistorului compus:

$$\beta_0^e = \beta_0'(\beta_0'' + 1) = \beta_0'\beta_0'' + \beta_0' \cong \beta_0'\beta_0''$$

* curenții continui prin cele două tranzistoare fiind foarte mult diferiți (în raportul β_0''), rezultă că se vor păstra dezavantaje relevate la tranzistoare compuse Darlington cu privire la dependența de curentul de colector a factorului de zgomot propriu al tranzistoarelor și a factorului de curent al tranzistoarelor. În mod normal se pot folosi aceleași metode pentru reducerea efectului acestora.

* din punct de vedere dinamic, parametrii tranzistorului echivalent, se determină din circuitul echivalent:



Se pot scrie relațiile de legătură:

$$\begin{cases} I_2'' = I_2'; & I_1 = I_1'; & I_2' = -I_1'; \\ U_2 = U_2' - U_1''; & U_2' = U_2; & U_1 = U_1' \end{cases}$$

Dacă se adaugă relațiile dintre curenții și tensiunile corespunzătoare fiecărui tranzistor, se pot elimina mărimile: $U_1', U_2', I_1', I_2', U_1'', U_2'', I_1''$ și I_2'' și rezultă două relații de forma:

$$\begin{cases} U_1 = h_i^e I_1 + h_r^e U_2 \\ I_2 = h_f^e I_1 + h_0^e U_2 \end{cases}$$

Prin identificare, se pot deduce parametrii hibridi ai tranzistorului compus. Pornind de la definiție, se pot deduce mai direct aceiași parametri.

* parametrul h_i^e :

$$h_i^e = \frac{h_i' + h_i'' \Delta h'}{1 + h_0' h_i''}$$

În mod obișnuit, $h_i'' h_0' \leq 1$ și $h_i' \geq h_i'' \Delta h'$, astfel încât: $h_i^e \cong h_i'$

adică parametrul h_i^e al tranzistorului compus super-G este determinat de același parametru al primului tranzistor.

* parametrul h_f^e :

$$h_f^e = (h_f'' + 1) \frac{h_f'}{1 + h_0' h_i''} \cong h_f' (h_f'' + 1) \cong h_f' h_f''$$

Factorul de amplificare în curent al acestui tranzistor compus va avea valoarea foarte mare.

* panta tranzistorului compus echivalent.

$$S^e = \frac{h_f^e}{h_i^e} \cong \frac{h_f' h_f''}{h_i'} = S' h_f''$$

- foarte mare în comparație cu panta primului tranzistor (și, de aici, denumirea sa, deoarece panta tranzistorului se mai notează și cu g_m).

- se observă că:

$$S^e = S' h_f'' = S'' h_f' \frac{h_i''}{h_i'}$$

- deoarece, pentru o schemă elementară de polarizare curenții continui prin cele două tranzistoare sunt în raportul factorilor de curenți ai celor două tranzistoare, se poate scrie:

$$S^e = S'' h_f' \frac{h_f'' \frac{kT}{qI_C''}}{h_f'' \frac{kT}{qI_C'}} = S'' h_f'' \frac{I_C'}{I_C''} \cong S'' h_f'' \frac{I_C'}{I_C''} \cong S'' h_f'' \frac{I_C'}{\beta_0'' I_C''}$$

- în această ultimă relație, dacă se apreciază că, numeric, $h_f'' = \beta_0''$, rezultă:

$$S^e = S''$$

- acest lucru se poate interpreta în felul următor: tranzistorul compus super-G asigură o pantă echivalentă mare (panta tranzistorului T'' prin care circulă curent continuu de valoare mare), în condițiile în care parametrul h_i^e are și el valoare mare fiind asigurat de primul tranzistor T' , prin care circulă curent continuu de valoare mică.

- comparând rezultatele obținute cu cele ale tranzistorului compus Darlington, se constată că diferențele nu sunt esențiale:

- pentru tranzistorul compus Darlington:

$$\left\{ \begin{array}{l} h_i^e = 2h_i'; \quad S^e \cong \frac{S''}{2} \end{array} \right.$$

- pentru tranzistorului compus super-G:

$$\left\{ \begin{array}{l} h_i^e = h_i'; \quad S^e \cong S'' \end{array} \right.$$

- aceste rezultate nu trebuie să surprindă prea mult, deoarece în ambele cazuri, produsul $S^e h_i^e$ este h_f^e , adică aproximativ $h_f' h_f''$.

- diferențele pe care le impun aproximările făcute pe parcurs nu sunt esențiale, efectul lor rămânând în zona în care se poate considera că factorul de curent al unui tranzistor este mult mai mare decât 1 (de cel puțin 20-50 ori).

* parametrul h_r^e :

$$h_r^e = h_r' \cdot \frac{1}{1 + h_i'' h_0'} + h_r' h_r'' \cong h_r'$$

- că reacția internă în tranzistorul compus super-G este dată, practic, de primul tranzistor.

* parametrul h_0^e :

$$h_0^e = h_0'' + h_0' \Delta h'' \cong h_0''$$

- acest parametru este dictat de cel de-al doilea tranzistor.

* valorile aproximative ale parametrilor sunt de forma:

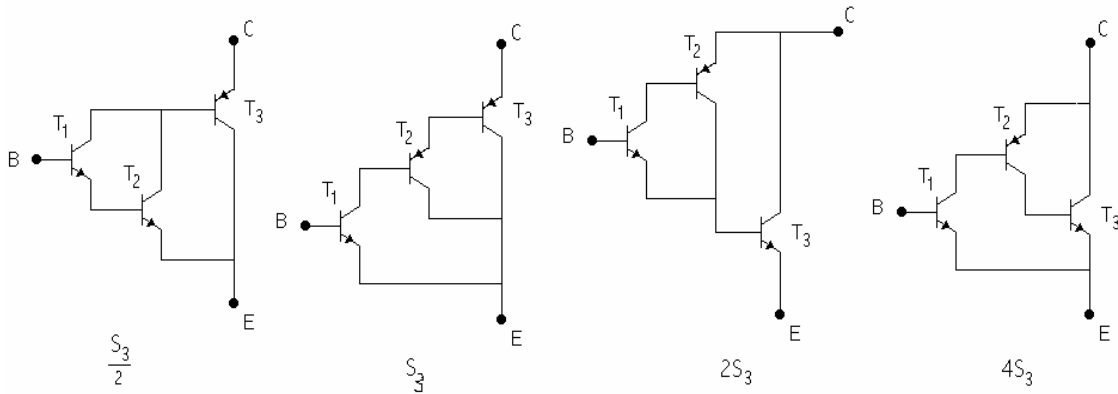
$$\left\{ \begin{array}{l} h_i^e = h_i'; \quad h_f^e = h_f' h_f''; \\ h_r^e = h_r'; \quad h_0^e = h_0''; \\ S_e = S'' \end{array} \right.$$

* prin comparație cu parametrii tranzistorului compus Darlington) se observă că, în afara celor spuse despre h_i^e , h_f^e și h_0^e , se poate adăuga faptul că tranzistorul super-G se comportă mai bine ca generator de curent decât tranzistorul compus Darlington.

* tranzistorul compus super-G se folosește ori de câte ori este necesară obținerea unei impedanțe de ieșire de valoare cât mai mică, chiar și în circuitele funcționând la semnale lent variabile sau continue cum ar fi sursele de alimentare.

* în locul tranzistorului T'' , se poate utiliza un alt tranzistor compus (de tip Darlington sau de tip super-G) care să asigure un factor de amplificare în curent de valoare cât mai mare.

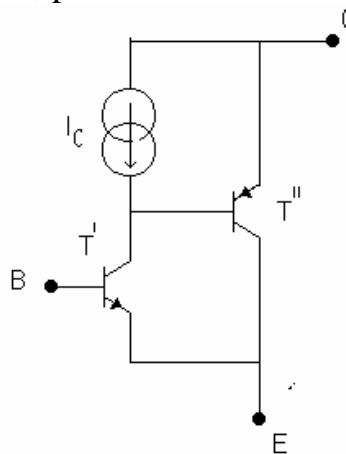
* exercițiu: să se determine pantele echivalente ale tranzistoarelor compuse tripleți în funcție de panta ultimului tranzistor, considerînd că în schema de polarizare în curent continuu nu intervin alte elemente și că factorii de amplificare în curent și factorii de curent ai celor 3 tranzistoare sunt toți egali cu h_f .



Observație:

- în toate cazurile, mărirea pantei echivalente a tranzistorului compus provine în principal din fructificarea pantei mari a ultimului tranzistor (prin care circulă cel mai mare curent).

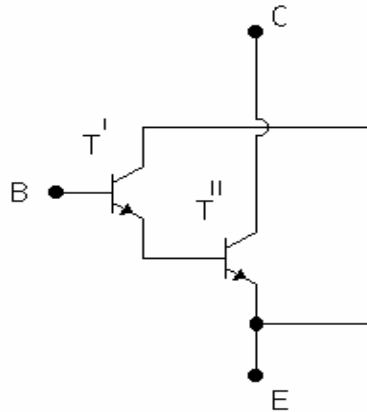
- structurile de tranzistor de tip super-G sau Darlington, se pot obține și în cazul unor polarizări de alt tip ale tranzistoarelor pentru a obține alte valori ale parametrilor individuali ai tranzistoarelor prin care să se îmbunătățească parametri globali, în particular, panta echivalentă:



i) Tranzistor compus superD

* schema cu TBIP NPN;

- sunt posibile variante și cu tranzistoare complementare. În toate cazurile, nu este posibilă polarizarea în curent continuu fără elemente ajutătoare ceea ce reprezintă un dezavantaj al acestui tranzistor compus în comparație cu celelalte.



* din punct de vedere dinamic, comportarea lui este asemănătoare cu a tranzistorului compus Darlington. Se remarcă și aici faptul că, prin tranzistorul T' circulă curentul de bază al tranzistorului T'', ceea ce permite obținerea unei pante echivalente mari cu impedanța de intrare de asemenea mare.

* parametrii echivalenți sunt:

* parametrul h_i^e :

$$h_i^e = \frac{h_i' + h_i'' N'}{1 + h_0' h_i''}$$

cu: $N' = h_f' + 1 + \Delta h' - h_r'$

- în condițiile unor aproximări acceptabile ($h_0' h_i'' \leq 1$ și $N' = h_f' + 1$), rezultă:

$$h_i^e \cong h_i' + (h_f' + 1)h_i'$$

* parametrul h_f^e :

$$h_f^e = h_f'' + h_f'' \frac{h_f' - h_i'' h_0'}{1 + h_i'' h_0'} = \frac{h_f'' (1 + h_f')}{1 + h_i'' h_0'}$$

cu relația aproximativă:

$$h_f^e \cong h_f'' (h_f' + 1) \cong h_f' h_f''$$

adică nu mult diferit de parametrul corespunzător al tranzistorului compus Darlington.

* parametrul h_r^e :

$$h_r^e = \frac{h_r''(1 - h_r')}{1 + h_o' h_i''}$$

- aproximativ: $h_r^e \cong h_r''$

* parametrul h_o^e :

$$h_o^e = \frac{h_o'' + h_o' \Delta h''}{1 + h_i' h_o''}$$

- cu aproximarea: $h_o^e \cong h_o''$

* proprietățile la ieșire ale tranzistorului compus super-D sunt determinate numai de tranzistorul T'', așa cum este evident și din modul de conectare.

* panta echivalentă se calculează cu formulele aproximative, sub forma:

$$S^e = \frac{h_f' h_f''}{h_i' + (h_f' + 1) h_i''}$$

- în funcție de modul de polarizare, panta echivalentă poate lua valori diferite; astfel, dacă, prin polarizarea în curent continuu, se realizează curenți de colector egali prin cele două tranzistoare (sau aproximativ egali) atunci $h_i' \leq (h_f' + 1) h_i''$ și $S^e \cong S''$, iar dacă, prin polarizarea în curent continuu, se realizează un curent de bază pentru T'' identic cu curentul de emitor al tranzistorului T', atunci, în condițiile egalității numerice a factorilor de curent

ai acestora, se obține $S^e \cong \frac{S''}{2}$.

- rezultă că, în funcție de polarizare, panta echivalentă este cuprinsă între $S^e \cong \frac{S''}{2}$ și S'' , situație mai bună decât la tranzistorul compus Darlington

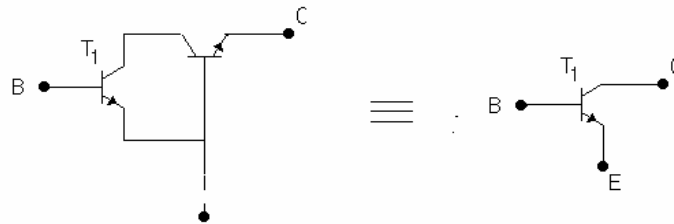
clasic unde panta echivalentă este $\frac{S''}{2}$.

Observație:

Pentru toate aceste trei tipuri de tranzistoare compuse se constată că se mărește substanțial factorul de amplificare în curent echivalent, ceea ce reprezintă un câștig pentru îmbunătățirea unor performanțe de regim dinamic ale circuitelor în care sunt folosite.

i) Tranzistor compus cascod

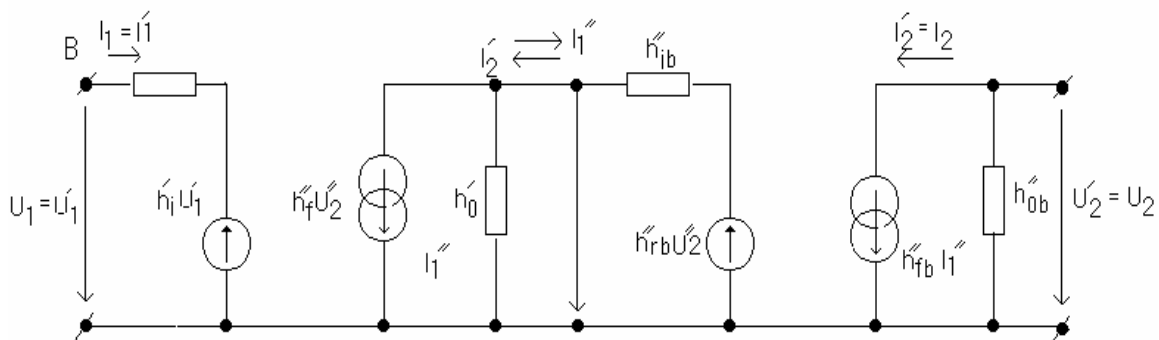
* structura de tranzistor compus cascod prezintă o serie de proprietăți remarcabile și constă din conectarea în cascadă a două tranzistoare în conexiune EM respectiv BM:



- din punct de vedere dinamic tipurile tranzistoarelor T' și T'' nu contează, dar condițiile de funcționare în RAN ale celor 2 tranzistoare depind de tipurile lor și de circuitele de polarizare; nu este posibilă o polarizare în curent continuu fără elemente ajutătoare;

- parametrii dinamici ai tranzistorului echivalent arată că acest tranzistor compus poate fi utilizat ca un circuit de intrare performant în special la frecvențe înalte;

* deducerea parametrilor hibridi echivalenți se face după schema echivalentă în care, pentru al doilea tranzistor a fost utilizată schema echivalentă în parametrii h_b în conexiunea bază comună.



* parametrii hibridi se pot determina pornind de la definiție;

* în condițiile de scurtcircuit la ieșire, dispăre generatorul de tensiune $h_{rb}''U_2$ și parametrul h_i^e rezultă ca fiind impedanța de intrare în tranzistorul T' având ca sarcină pe h_{ib}'' .

$$\text{Deci: } h_i^e = \frac{h_i' + h_{ib}''}{1 + h_{ib}'' h_0'}$$

$$\text{Dar: } h_{ib}'' \cong \frac{h_i''}{h_f'' + 1}; \quad h_{ib}'' \Delta h_i' \leq h_i; \quad h_{ib}^2 h_0' \leq 1, \text{ rezultă: } h_i^e \cong h_i'$$

- observînd că $I_1'' = -I_2'$ și că raportul $\frac{I_2'}{I_1'}$ reprezintă amplificarea de

curent a primului tranzistor, rezultă:

$$\begin{aligned} h_f^e &= \frac{I_2}{I_1} \bigg|_{U_2=0} = \frac{I_{fb}'' I_1''}{I_1} \bigg|_{U_2=0} = h_{fb}'' \frac{-I_1''}{I_1'} \bigg|_{U_2=0} = \\ &= -h_{fb}'' \cdot A_i' = -h_{fb}'' \cdot \frac{h_f'}{1 + h_0' h_{ib}''} \end{aligned}$$

$$\text{deoarece: } h_{fb}'' \cong -\frac{h_f''}{h_f'' + 1} \cong -1$$

$$\text{Rezultă: } h_f^e \cong h_f'$$

- parametrii circuitului echivalent de intrare sunt determinați de parametrii primului tranzistor.

* pentru parametrii circuitului de ieșire, deoarece, $I_1 = 0$, generatorul de curent $h_f' \cdot I_1'$ nu mai contează.

$$h_r^e = \frac{U_1}{U_2} \bigg|_{I_1=0} = \frac{U_1}{U_2'} \cdot \frac{U_2'}{U_2} \bigg|_{I_1=0} = h_r' \cdot \frac{\frac{1}{h_0'}}{\frac{1}{h_0'} + h_{ib}''} h_{rb}'' \text{ sau:}$$

$$h_r^e = \frac{h_r' h_{rs}''}{1 + h_0' h_{ib}''}$$

- produsul de la numărător este foarte mic (ordinul de mărime este $10^{-9} \div 10^{-10}$) astfel încât se poate considera: $h_r^e \cong 0$

ceea ce arată că în acest tranzistor compus nu există reacție de la ieșire la intrare.

Pentru calcularea lui h_0^e se observă că:

$$h_0^e = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{I_1=0} = \frac{h_{0b}'' U_2 + h_{fb}'' I_1''}{U_2} \Big|_{I_1=0} = \frac{h_{0b}'' U_2 + h_{fb}'' \left(\frac{h_{ib}'' U_2}{h_{ib}''^2 + \frac{1}{h_0'}} \right)}{U_2}$$

$$= h_{0b}'' + \frac{h_{fb}'' h_{rb}'' h_0'}{1 + h_0' h_{ib}''}$$

dar: $h_{fb}'' \cdot h_{rs}'' h_0' \leq h_{0b}''$,

astfel: $h_0^e \cong h_{0b}'' \cong \frac{h_0''}{h_f'' + 1}$

- impedanța de ieșire echivalentă pentru tranzistorul compus cascod este foarte mare, corespunzătoare unui tranzistor cu bază la masă. Deci el se comportă ca un foarte bun generator de curent la ieșire, ceea ce permite conectarea ca sarcină a unui circuit oscilant paralel, fără ca acesta să fie amortizat sensibil prin impedanța de ieșire a amplificatorului.

* panta echivalentă a tranzistorului compus cascod este:

$$S^e = \frac{h_f^e}{h_i^e} \cong S'$$

Așadar, la intrare (h_i^e), tranzistorul compus este caracterizat de primul tranzistor, transferul (h_f^e sau S^e) este determinat tot de acesta, iar la ieșire este determinantă impedanța tranzistorului al doilea cu bază la masa neexistând reacții interne.

Utilizarea sa în circuite de intrare mai este facilitată și de alți parametri așa cum se va vedea și în paragrafele următoare.