

Cap. 8. IMPEDANȚELE SI ZGOMOTUL AMPLIFICATOARELOR

8.1. Impedanța de intrare

Orice dispozitiv electric care cere un semnal pentru a funcționa are o impedanță de intrare. La fel ca oricare alta impedanță (sau rezistența în circuitele d.c.), impedanța de intrare a unui dispozitiv este o măsură a curentului care străbate bornele de intrare în prezența unei anumite diferențe de potențial.

Spre exemplu, impedanța de intrare a unui "bec" alimentat la 12V care consuma 0,5A este $(12V/0,5A)\Omega$, sau 24Ω . Becul este un exemplu clar de impedanță deoarece nu avem de luat în considerație decât "filamentul". Impedanța de intrare a unui circuit cum ar fi cea a unui amplificator cu tranzistor bipolar pare să fie mult mai complicată. În primul rând, prezența condensatorilor, rezistențelor și a joncțiunii semiconductoare face dificilă evaluarea impedanței de intrare. Orice circuit de intrare, oricât de complicat, poate fi echivalat printr-o simplă impedanță prezentată în fig. 8.1(a). Dacă V_{in} este tensiunea a.c. de intrare și I_{in} curentul a.c. prin bornele de intrare, atunci impedanța de intrare va fi:

$$Z_{in} = V_{in} / I_{in} \quad [\Omega] \quad (8.1)$$

În majoritatea circuitelor, impedanța de intrare este rezistivă într-un domeniu larg de frecvențe, fiind astfel diferențe de fază neglijabile între tensiunea de intrare și respectiv curentul de intrare. În aceste situații, intrarea este reprezentată prin circuitul din fig.8.1(b) și se aplică legea lui Ohm, nefiind necesară algebra complexă și diagramele vectoriale ale circuitelor reactive.

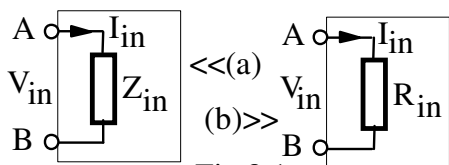
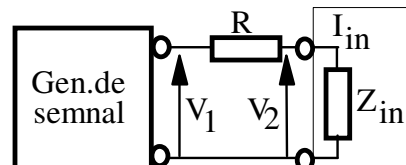


Fig.8.1.

- (a)-impedanța de intrare Z_{in}
 (b)-intrare rezistivă R_{in}



Dispozitiv testat
 Fig.8.2. Măsurarea lui Z_{in}

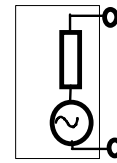


Fig.8.3. Circ. echiv.
 Thevenin pt. Z_{in}

Este important de notat, totuși, că o astfel de impedanță de intrare rezistivă nu înseamnă în consecință că putem utiliza un semnal d.c. pentru a măsura rezistența de intrare; pot fi elemente reactive în această cale (ex. condensatori de cuplaj) care sunt neesențiale la frecvențe a.c. moderate, dar împiedică efectuarea măsurătorilor d.c. la intrare.

8.2. Măsurarea impedanței de intrare

Măsurarea tensiunii semnalului de intrare se face ușor cu ajutorul unui osciloscop sau voltmetru de curent alternativ (a.c.). Curentul a.c. de intrare este dificil de măsurat, mai ales în cazul impedanțelor mari de intrare. Cea mai comodă metodă pentru măsurarea impedanței de intrare este prezentată în fig. 8.2.

O rezistență de valoare cunoscută R [Ω] este conectată între generatorul de semnal și intrarea circuitului măsurat. Tensiunile de semnal V_1 și V_2 de pe ambele părți ale rezistenței sunt astfel măsurate cu un osciloscop sau cu un voltmetru a.c. de mare impedanță.

Atunci, prin legea lui Ohm, dacă I_{in} este curentul a.c. de intrare, căderea de tensiune pe rezistența R este dată de :

$$\begin{aligned}
 &V_1 - V_2 = R I_{in} \quad [V] \\
 \text{Deci:} &I_{in} = (V_1 - V_2) / R \quad [A] \\
 \text{și atunci:} &Z_{in} = V_2 / I_{in} \quad [\Omega] \\
 &Z_{in} = \frac{R V_2}{V_1 - V_2} = \frac{R}{V_1 / V_2 - 1} \quad [\Omega] \quad (8.2)
 \end{aligned}$$

Daca circuitul testat este un amplificator, atunci măsurarea tensiunilor V_1 si V_2 este adesea mult mai convenabil de făcut la ieșirea amplificatorului (măsurând V_1 cu generatorul cuplat direct si V_2 cu rezistenta R intercalata). Întrucât apare doar raportul V_1/V_2 in expresia impedanței Z_{in} , câștigul amplificatorului nu deranjează măsurătoarea. Tensiunea de ieșire a generatorului este considerata ca fiind constanta in timpul măsurătorii. Sa consideram un caz simplu, in care conectarea in serie cu intrarea amplificatorului a unei rezistente de $10k\Omega$ are ca efect injumatatirea tensiunii de la ieșirea amplificatorului, deci $V_1/V_2=2$ si din relația (8.2) găsim $Z_{in}=10k\Omega$.

8.3. Impedanța de ieșire

Un exemplu tipic al conceptului de impedanța de ieșire este dat de scăderea intensitatii luminilor unui automobil in momentul conectării demarorului. Curentul mare consumat de demaror cauzează o cădere de tensiune in interiorul bateriei, reducând astfel tensiunea sa de ieșire si diminuând astfel lumina. Căderea de tensiune apare pe "rezistenta de ieșire" a bateriei, bine cunoscuta ca "rezistenta sa interna" sau "rezistenta sursei".

Noi putem extinde aceasta idee pentru a include toate circuitele de ieșire, atât a.c. cât si d.c., care invariabil au o anumita impedanța de ieșire asociata cu un generator de tensiune. Astfel aceasta simpla descriere aplicabila chiar si circuitelor mai complicate, este confirmata de teorema lui Thevenin, care se enunța astfel: orice rețea de impedanțe si generatoare, având doua terminale de ieșire, poate fi înlocuita printr-un circuit echivalent serie alcătuit dintr-o impedanța si un generator. Aici, prin acest "generator" se intelege un dispozitiv "**generator ideal de tensiune**", care continua sa producă o tensiune constanta chiar si atunci când se consuma un curent de la acesta. Descrierea Thevenin a unui circuit de ieșire este prezentata in fig.8.3, Z_{ies} fiind impedanța de ieșire si V tensiunea de ieșire la mers in gol.

Este important de punctat in acest moment, discutând impedanța de intrare si respectiv de ieșire, introducerea conceptului de circuit echivalent (figurile 8.1, 8.2, si 8.3 sunt toate circuite echivalente). Componentele circuitului echivalent nu reprezintă intr-un mod necesar componentele efective din circuitul examinat, dar sunt reprezentări convenționale care sunt deosebit de utile in intelegerea funcționarii circuitelor.

Daca ne întoarcem la fig.8.3, vedem ca, daca aplicam la bornele de ieșire o rezistenta de sarcina, sau bornele de intrare ale altui circuit, o parte din tensiunea generatorului de ieșire cade pe impedanța interna de ieșire Z_{ies} . Circuitele uzuale de ieșire au o impedanța rezistiva de ieșire pe un domeniu larg de frecvente si circuitul echivalent de ieșire are $R_{ies}=Z_{ies}$ (unde R_{ies} este "rezistenta de ieșire").

8.4. Măsurarea impedanței de ieșire

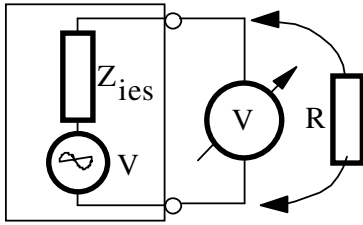
O metoda simpla de măsurare a impedanței de ieșire poate fi dedusa din fig.8.3. Daca bornele de ieșire sunt scurtcircuitate, se poate măsura curentul "de scurtcircuit" I_{sc} (amperi) si atunci impedanța de ieșire este:

$$Z_{ies} = V / I_{sc} \quad [\Omega] \quad (8.3)$$

Tensiunea V produsa de generator este măsurata la terminalele de ieșire in "circuit deschis" (fara sarcina), cu un curent de ieșire neglijabil. Deci impedanța de ieșire este definita ca raportul dintre tensiunea "de mers in gol" si "curentul de scurtcircuit".

Discutând aceasta metoda de baza pentru măsurarea "impedanței de ieșire", trebuie știut ca sunt probleme in măsurarea curentului de scurtcircuit la majoritatea circuitelor. In mod normal, condițiile de funcționare vor fi atât de tare perturbate de scurtcircuit, încât nu se poate face o citire reala; in unele cazuri componentele din circuite pot fi distruse datorita sarcinii anormale pe care trebuie sa o suporte. Cu toate aceste inconveniente practice, metoda poate fi folosita pentru deducerea teoretica a unei relații aplicabile pentru determinarea impedanței de ieșire a unui anumit circuit.

O metoda practica pentru măsurarea impedanței de ieșire este prezentata in fig.8.4. Aici se măsoară tensiunea de mers in gol cu un voltmetru cu impedanța mare de intrare sau cu un osciloscop si apoi se sunteaza bornele de ieșire cu o rezistenta $R[\Omega]$ cunoscuta. Noua tensiune de ieșire, in prezenta sarcinii R , este citita pe voltmetru (osciloscop). Impedanța de ieșire Z_{ies} , poate fi calculata ca raportul dintre căderea de tensiune si curentul de ieșire.

Fig.8.4. Masurarea lui Z_{ies}

Daca tensiunea de mers in gol este V , iar tensiunea de ieșire in prezenta sarcinii R este V' , atunci căderea de tensiune pe impedanța de ieșire Z_{ies} in prezenta sarcinii va fi $(V-V')$ [volți].

Dar curentul de ieșire pentru o sarcina R va fi (V'/R) [amperi] si deci putem calcula si măsura impedanța de ieșire a circuitului:

$$Z_{ies} = \frac{R(V - V')}{V'} \quad [\Omega] \quad (8.4)$$

8.5. Zgomotul amplificatoarelor si adaptarea de impedanța

8.5.1. Raportul semnal/zgomot

Zgomotul este prezent întotdeauna in circuitele electronice. El este audibil la un radioreceptor daca acesta este acordat pe o frecventa intre doua posturi de emisie sau când recepționam posturi slabe. Din punct de vedere electric, zgomotul este o tensiune aleatoare nedorita, care poate fi auzita intr-un difuzor ca un "fâșâit".

Zgomotul electric este cel ce fixează limita minima de măsura si deci sensibilitatea instrumentelor de măsura, limitează sensibilitatea unui radioreceptor si este deranjant in timpul audiției unor pasaje muzicale de nivel coborât, in instalațiile audio.

Fiind un fenomen "aleator", zgomotul nu este limitat la o singura frecventa, el fiind prezent in toate partile spectrului. Puterea de zgomot produsa de un anumit circuit este de fapt in mod normal proporționala cu "lărgimea de banda".

"Raportul semnal/zgomot" (Raport S/Z sau S/N) este un indicator util al "inteligibilitatii" unui semnal "dorit" intr-un amplificator, in raport cu "zgomotul" (noise). Acesta este exprimat ca raportul dintre "puterea semnalului P_s " si "puterea de zgomot P_z ":

$$\text{Raport (S/Z)} = R_{sz} = \frac{P_s}{P_z} \quad (8.5)$$

Acesta este dat in mod normal in decibeli:

$$R_{SZ} = 10 \log_{10} (P_s/P_z) \quad [\text{dB}] \quad (8.6)$$

Zgomotul si semnalul apar împreuna la ieșirea amplificatorului, si ambele "vad" aceeași impedanța, astfel putem exprima mult mai convenabil raportul de puteri printr-un raport de tensiuni r.m.s.:

$$R_{SZ} = 10 \log_{10} (V_s/V_z)^2 = 20 \log_{10} (V_s/V_z) \quad [\text{dB}] \quad (8.7)$$

Pentru a caracteriza instalațiile, se cere adesea măsurarea si indicarea "raportului semnal/zgomot maxim" disponibil. Acesta se obține prin măsurarea tensiunii maxime r.m.s. disponibile la ieșire $V_{sies(\max)}$ si compararea ei cu tensiunea de zgomot r.m.s. prezenta la ieșire V_{zies} :

$$R_{sz(\max)} = 20 \log_{10} \frac{V_{sies(\max)}}{V_{zies}} \quad [\text{dB}] \quad (8.8)$$

După cum vom vedea, uzual, este necesar sa se specifice impedanța de ieșire a generatorului de semnal pentru a obține o valoare corecta pentru raportul semnal/zgomot.

8.5.2. Zgomotul termic

Orice "fir conductor" produce un anumit nivel de zgomot electric datorita "agitației termice" a atomilor. Acesta este cunoscut ca "zgomot termic" sau "zgomot Johnson".

Nyquist, a arătat, pe baze termodinamice, ca tensiunea r.m.s. de zgomot V_z la bornele unei rezistente R este data de:

$$V_z = \sqrt{4kTR \Delta f} \quad (8.9)$$

unde:

$k=1,380 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$ este "constanta lui Boltzmann", T este temperatura absoluta a rezistentei in $^{\circ}\text{K}$ ($=273^{\circ}+t^{\circ}\text{C}$), Δf este banda de frecvente a circuitului de măsura in Hz si R valoarea rezistentei in Ω .

Substituind valori tipice pentru banda audio ($\approx 20.000\text{Hz}$) si temperatura camerei ($\approx 300^{\circ}\text{K}$) in relația (8.9) găsim:

$$V_z = 1,8 \cdot 10^{-8} \sqrt{R} \quad [\text{Volți}]$$

Exemplu: daca $R=10\text{k}\Omega$ rezulta pentru tensiunea r.m.s. de zgomot o valoare: $V_z = 1,8 \cdot 10^{-8} \cdot 10^2 = 1,8 \mu\text{V}$

8.5.3. Zgomotul in tranzistoare

La fel se produce zgomot când avem un curent in tranzistoare. Sunt trei principale surse de zgomot in tranzistoare:

- (a) **Zgomot termic** datorita rezistentei finite a materialului semiconductor.
- (b) **Zgomot shot (zgomot de alicie)** care apare când purtătorii de sarcina trec o bariera de potențial, cum este joncțiunea. Fiecare purtător produce un mic salt tranzitoriu de curent când traversează joncțiunea, efectul lor combinat fiind o fluctuație aleatoare de curent. Puterea de zgomot shot este direct proporționala cu curentul; efectul sau este mare când joncțiunea are o impedanța interna mare, cum este cazul joncțiunii baza-colector invers polarizata.
- (c) **Zgomot de scânteiere (flicker) sau zgomot 1/f**, datorat variațiilor aleatoare in procesele de difuzie din tranzistor. După cum sugerează si numele, spectrul de putere al zgomotului 1/f este invers proporțional cu frecventa si astfel are o energie considerabila mai ales la frecvente joase (se mai numește si "zgomot de joasa frecventa").

Zgomotul de tip 1/f este sursa dominanta de zgomot in tranzistoarele bipolare sub frecventa de 1kHz.

8.5.4. Factorul de zgomot

Existenta "zgomotului termic" indica faptul ca nu este posibil sa ai un semnal "perfect curat" cu un raport semnal/zgomot infinit.

Cel mai mic nivel de zgomot la care putem spera intr-un circuit este cel dat de relația teoretica corespunzătoare zgomotului termic al rezistentei sursei de semnal. In practica, nivelul zgomotului aparent de intrare este inevitabil mai mare ca cel termic, din cauza contribuției de zgomot a amplificatorului. Aceasta degradare a raportului semnal/zgomot este specificata prin "**factorul de zgomot**" (**NF**) al amplificatorului, care se definește ca raportul dintre puterea semnal-pe-zgomot in semnalul de intrare si puterea semnal-pe-zgomot la ieșirea amplificatorului:

$$NF = \frac{P_{\text{sin}} / P_{\text{zin}}}{P_{\text{sies}} / P_{\text{zies}}}$$

Factorul de zgomot este convenabil de exprimat in termeni ai tensiunilor r.m.s. de semnal si respectiv de zgomot:

$$NF = [V_{\text{sin}} / V_{\text{zin}} / (V_{\text{sies}} / V_{\text{zies}})]^2$$

Luând in considerație amplificarea in tensiune $A_v = V_{\text{sies}} / V_{\text{sin}}$ a montajului:

$$NF = [V_{\text{zies}} / (A_v V_{\text{zin}})]^2 \quad (8.10)$$

(V_{zies}/A_v) este tensiunea de zgomot r.m.s. care ar trebui aplicata la intrarea unui amplificator nezmotos cu câștigul in tensiune A_v pentru a obține la ieșire tensiunea de zgomot V_{zies} . Termenul (V_{zies}/A_v) este numit "zgomotul total raportat la intrare" = $V_{\text{zin}}(\text{total})$. Acest concept

este valoros întrucât elimina câștigul amplificatorului din definiția data de noi pentru "factorul de zgomot":

$$NF = [V_{zin(total)}/V_{zin}]^2$$

unde V_{zin} este tensiunea de zgomot r.m.s. de intrare prezenta in sursa semnalului de intrare. Uzual "factorul de zgomot NF" se exprima in decibeli:

$$NF = 20 \log_{10} [V_{zin(total)}/V_{zin}] \text{ [dB]} \quad (8.11)$$

Deci un amplificator nezegomotos va trebui sa aiba un factor de zgomot de 0 dB. Pe când amplificatoarele bune (nezgomotoase) uzual au factori de zgomot mai mici de 3 dB.

Considerând un amplificator izolat, tensiunea de zgomot r.m.s. V_{zin} care ajunge la intrare provine doar de la "zgomotul termic" al rezistentei interne a sursei de semnal (rezistenta de generator). Zgomotul total raportat la intrare, $V_{zin(total)}$, este suma zgomotului termic si a zgomotului produs in tranzistoarele amplificatorului.

Un tranzistor da naștere nu numai unei tensiuni de zgomot de intrare, dar si unui curent de zgomot de intrare. Fig.8.5(a) prezintă circuitul echivalent al intrării unui amplificator incluzând si generatoarele de zgomot. Tensiunea instantanee de zgomot este e_z , iar curentul instantaneu de zgomot i_z ; vom utiliza valorile medii pătratice ale semnalelor $\langle e_z^2 \rangle$, $\langle i_z^2 \rangle$ si V_{zies}^2 (unde V_{zies} este deja specificat ca tensiune r.m.s.).

Este necesar de adăugat faptul ca $\langle e_z^2 \rangle$, $\langle i_z^2 \rangle$ si V_{zies}^2 sunt toate proporționale cu lărgimea de banda a amplificatorului. Vom adopta practica curenta de a folosi "lărgime de banda unitara" ($\Delta f = 1\text{Hz}$) la o anumita frecventa specificata din domeniul de frecventa, sa zicem de 1kHz. Cu o lărgime de banda fixata, zgomotul termic, V_{zin}^2 , este constant in toate domeniile spectrului (la diferite frecvente), dar $\langle e_z^2 \rangle$ si $\langle i_z^2 \rangle$ variaza cu frecventa din cauza zgomotului de tip 1/f. Măsurarea factorului de zgomot intr-o banda de 1Hz, se numește "factor efectiv de zgomot" (spot noise figure); trebuie specificata si frecventa la care acesta a fost măsurat.

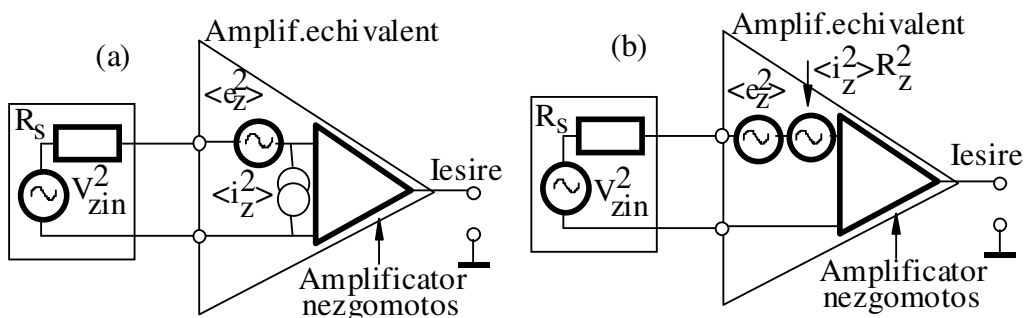


Fig.8.5. Circuitul echivalent al unui amplificator cu generatoarele echivalente de zgomot
(a)-generatoare de tensiune si generator de curent
(b) generatoare de tensiune

Pentru a calcula factorul de zgomot, avem nevoie de tensiunea totala de zgomot la intrare. Cunoscând rezistenta sursei R_s , putem înlocui generatorul de curent cu unul echivalent de tensiune $\langle i_z^2 \rangle R_s^2$ (fig.8.5(b)) si procedam la însumarea lor. Adunând împreuna diferitele componente de zgomot pentru a obține $V_{zin(total)}$, trebuie amintit ca cele trei generatoare de zgomot sunt independente si au un defazaj aleator. Aceasta înseamnă ca semnalele sunt "necorelate". Singura cale de a aduna aceste semnale este prin adunarea valorilor pătratice medii:

$$V_{zin(total)}^2 = V_{zin}^2 + \langle e_z^2 \rangle + \langle i_z^2 \rangle R_s^2$$

$$NF = \frac{V_{zin(total)}^2}{V_{zin}^2} \quad NF = 1 + \frac{\langle e_z^2 \rangle + \langle i_z^2 \rangle R_s^2}{V_{zin}^2} \quad (8.12)$$

După cum ne așteptam, NF este întotdeauna mai mare ca unitatea. Acum știm ca V_{zin}^2 este în întregime datorat zgomotului termic în R_s și este deci egal cu $4kTR_s$ ($\Delta f = 1\text{Hz}$):

$$NF = 1 + \frac{\langle e_z^2 \rangle + \langle i_z^2 \rangle R_s^2}{4kTR_s} \quad (8.13)$$

Acum este posibil să calculăm o valoare pentru R_s , diferențiind ecuația (8.13), pentru a obține un factor de zgomot minim.

NF este minim când: $d(NF)/d(R_s)=0$, și rezultă $R_s^2 = \langle e_z^2 \rangle / \langle i_z^2 \rangle$. (8.14)

Astfel, pentru un factor de zgomot NF minim, rezistența optimă a sursei este dată de:

$$R_{s(opt)} = \left(\frac{\langle e_z^2 \rangle}{\langle i_z^2 \rangle} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (8.15)$$

8.5.5. Factorul de zgomot al tranzistorului bipolar

Tensiunea și curentul de zgomot, e_z și i_z , sunt determinate în principal de condițiile din primul etaj al amplificatorului. În cazul tranzistoarelor bipolare, ambele cresc dacă curentul static de colector crește, dar i_z crește mai repede decât e_z , astfel ca $R_{s(opt)}$ cade la curenți mari de colector. Cel mai mic factor de zgomot într-un tranzistor bipolar (tipic 1dB) se obține la curenți de colector foarte mici, în jur de $10\mu\text{A}$. Valoarea lui $R_{s(opt)}$ este atunci relativ mare, de zeci de kilohmi. Tranzistorul de intrare trebuie să fie "cu zgomot mic", ceea ce înseamnă că zgomotul sau $1/f$ este mic. Nu este nevoie să mai spunem că un bun tranzistor "cu zgomot mic" trebuie să aibă și un câștig bun de curent pentru curenți foarte mici de colector.

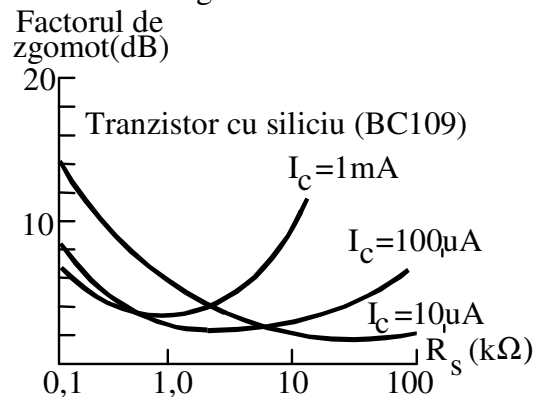
Tranzistorul BC 109 este frecvent utilizat în circuite cu zgomot mic; el este foarte asemănător cu tranzistorul BC107, dar selectat pentru câștig mare de curent.

Fig. 8.6 prezintă dependența factorului de zgomot în funcție de valoarea rezistenței "de generator" pentru un tranzistor cu siliciu cu zgomot mic, cum ar fi BC109. Banda de zgomot este 30Hz...20kHz, astfel ca figura indică performanțele dispozitivului în domeniul frecvențelor "audio". Factorul de zgomot minim este obținut pentru $I_c=10\mu\text{A}$ și în cazul unor rezistențe de generator între $10\text{k}\Omega$ și $100\text{k}\Omega$. Trebuie observat că dacă rezistența de generator este doar de $1\text{k}\Omega$, este mai bine de fixat I_c la $100\mu\text{A}$ pentru a obține un factor de zgomot mai mic.

Este foarte clar că pentru cel mai mic factor de zgomot este de dorit un curent de colector mic. În cazul în care rezistența de generator este mult mai mică decât câțiva kilohmi se poate folosi la intrare un transformator pentru adaptare de impedanță (cum este cazul amplificatoarelor pentru microfon).

Fig.8.6 Factorul de zgomot la BC109

Banda de zgomot 30Hz-20kHz



8.5.6. Amplificatoare cu zgomot mic

Fig.8.7 prezintă un amplificator cu zgomot mic, care este un etaj de intrare tipic pentru amplificatoare de audiofrecvență de înalta fidelitate. Curentul de colector pentru tranzistorul T_1 este de ordinul a $100\mu\text{A}$. Rezistente ale sursei în domeniul $1\dots 20\text{k}\Omega$ sunt satisfăcătoare și factorul de zgomot poate fi mai bun de 2dB. Impedanța optimă a sursei este în jur de $5\text{k}\Omega$. Câștigul este bine stabilizat aplicând prin R_2 o reacție negativă corespunzătoare. Cu valorile din montaj amplificarea este fixată la valoarea de 100. Circuitul poate fi ușor modificat pentru a încorpora un circuit de "egalizare de frecvență" înlocuind R_2 cu o combinație "rezistență-capacitate". Un astfel de aranjament este utilizat în amplificatoarele de audiofrecvență pentru a corecta caracteristica în frecvență, în cazul reproducerii discurilor. Reacția de curent continuu este fixată separat (R_4) stabilizând astfel punctul static de funcționare.

În amplificatoarele de tensiune apar acum două criterii privind adaptarea de impedanță: transfer maxim de tensiune și adaptare pentru zgomot minim. Transferul maxim de tensiune cere ca rezistența sursei să fie mult mai mică decât rezistența de intrare a amplificatorului, pe când adaptarea pentru zgomot minim cere o rezistență specifică a sursei care nu poate fi foarte joasă. Se pune întrebarea, sunt aceste criterii în conflict?

Din fericire acestea nu sunt în conflict și impedanța unui amplificator este în mod normal mult mai mare decât rezistența de sursă optimă, pentru un zgomot redus.

8.5.7. Zgomotul în tranzistoare FET

Sursele dominante de zgomot în FET-uri sunt:

- (a) zgomotul termic în canal
- (b) zgomotul de tip $1/f$, care este semnificativ la frecvențe sub 1kHz.

Zgomotul de alicie (shot) este neglijabil, deoarece singura joncțiune este la poartă și aceasta conduce doar un mic curent de pierdere.

Zgomotul termic al canalului poate fi privit ca o rezistență adițională în serie cu intrarea generând tensiunea de zgomot r.m.s. uzuală: $\sqrt{4kTR\Delta f}$. Valoarea acestei rezistențe echivalente adițională se poate arăta ca este de ordinul $1/g_m$; astfel cu o valoare tipică de $1000\dots 3000\mu\text{S}$ pentru g_m , rezistența adițională va fi de ordinul sutelor de ohmi.

Zgomotul adițional va fi semnificativ, în comparație cu zgomotul termic în sursa de semnal, doar dacă impedanța acesteia este mică.

Zgomotul $1/f$ domina scena în domeniul audiofrecvenței în FET-uri. Acesta poate varia foarte mult de la un dispozitiv la altul. În general, în domeniul de audiofrecvență curentul de zgomot de intrare este extrem de mic, astfel ca se obțin factorii de zgomot cei mai mici pe impedanțe de sursă mari.

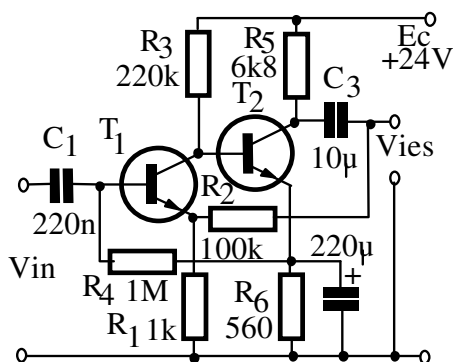


Fig.8.7. Amplificator cu tranzistoare bipolare și zgomot mic ($2\text{k} < R_s < 5\text{k}$)

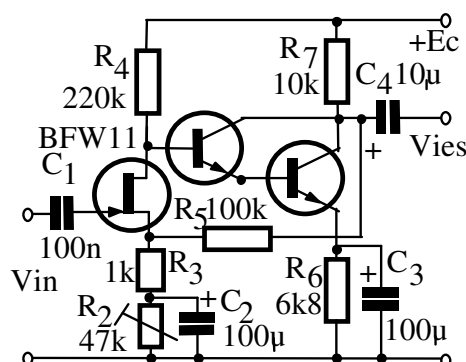


Fig.8.8. Amplificator cu zgomot mic și intrarea pe FET ($50\text{k} < R_s < 10\text{M}$)

Pentru un JFET, domeniul optim al rezistentelor de sursa este uzual între $1\text{M}\Omega$ și $10\text{M}\Omega$, unde factorul de zgomot este normal mai mic decât 1dB. Foarte bune rezultate pot fi obținute în domeniul audiofrecvenței cu rezistente ale sursei între $50\text{k}\Omega$ și până la $100\text{M}\Omega$. Fig.8.8 prezintă un amplificator audio cu zgomot mic și FET la intrare. Se poate utiliza tranzistorul cu zgomot mic BF256, dar rezultate bune se pot obține și cu tranzistoare 2N3819, BFW11 sortate pentru zgomot mic. Rezistența R_1 de $10\text{M}\Omega$ la nevoie poate fi mărită la valori de sute de megaohmi.

Tranzistorul FET este urmat de un amplificator standard bipolar folosind o pereche Darlington pentru a evita încărcarea excesivă pe rezistența mare de drena ($R_4=220\text{k}\Omega$). Reacția negativă globală prin intermediul lui R_5 și R_3 stabilizează câștigul în tensiune. Rezistența reglabila de polarizare R_2 permite reglarea tensiunii de deschidere a canalului pentru o gamă largă de tranzistoare.

Tranzistoarele MOSFET, fiind fără joncțiuni, nu au zgomot de alicie (shot). Zgomotul lor $1/f$ poate fi chiar de 100 de ori mai mare ca cel al JFET-urilor. Ele au un curent de zgomot de intrare foarte mic și un extrem de mic curent de pierdere (de intrare); acest lucru permite folosirea unor rezistente de sursă extrem de mari; valori de $100\text{M}\Omega$ sau mai mari sunt necesare pentru a da coeficienți de zgomot rezonabili în domeniul de audiofrecvență.

La frecvențe mari, de zeci și sute de megahertzi, caracteristicile de zgomot pentru JFET și MOSFET se schimbă foarte mult. Zgomotul de tip $1/f$ nu mai este semnificativ, pe când curentul de zgomot de intrare crește pe seama creșterii cuplajului capacitiv dintre canal și poarta. Impedanța optimă a sursei de semnal poate fi de o mie de ori mai mică decât valoarea sa de joasă frecvență.

8.6. Exemple de adaptări de impedanță

Acum vom trece în revista criteriile adaptării de impedanță, luând în considerare metodele disponibile pentru a modifica o impedanță de ieșire care trebuie să satisfacă o impedanță de sarcină fixă (ce nu poate fi schimbată), ce nu este conformă cu criteriile de adaptare. Două exemple pot ilustra problemele ce pot fi întâlnite în practică.

(a) Avem nevoie să cuplăm un microfon cu impedanța de 30Ω la un amplificator cu zgomot mic realizat cu tranzistoare bipolare, ca cel din fig.8.7. Amplificatorul are o impedanță de intrare mult mai mare decât impedanța microfonului, astfel ca transferul de tensiune (cuplajul în tensiune) este bun. Dar pentru un factor optim de zgomot, amplificatorul cere o rezistență de sursă între $1\text{k}\Omega$ și $10\text{k}\Omega$. În acest fel, suntem nevoiți să convertim impedanța de 30Ω a microfonului la o valoare de circa $5\text{k}\Omega$. În acest caz trebuie să folosim un transformator ridicător de tensiune cuplat între microfon și amplificator.

(b) Avem un generator de semnal cu o impedanță mare de ieșire (de $10\text{k}\Omega$). Acest generator va fi folosit pentru testarea mai multor amplificatoare tranzistorizate, care au o varietate de impedanțe de intrare, variind în domeniul $1\text{k}\Omega\dots 20\text{k}\Omega$. Presupunem că dorim ca fiecare amplificator la rândul lui să fie alimentat cu aceeași tensiune de semnal fără a fi nevoiți să modificăm ieșirea generatorului. Trebuie deci să convertim impedanța de ieșire a generatorului de la $10\text{k}\Omega$ undeva la sub 100Ω . Un repetor pe emitor este soluția în acest caz.

Utilizarea transformatorului pentru modificarea tensiunilor alternative este foarte bine cunoscută. Aplicarea sa pentru adaptarea de impedanță este însă mai puțin familiară. Considerând transformatorul din fig.8.9, unde o tensiune de intrare V_{in} , aplicată înfășurării primare, este ridicată la o valoare mai mare V_{ies} . O sarcină R_s este conectată în secundarul transformatorului, prin ea trecând curentul I_s . Raportul tensiunilor este egal cu raportul înfășurărilor:

$$V_{ies} / V_{in} = n = N_2 / N_1 \quad (8.16)$$

unde N_1 - este numărul de spire din primar și N_2 - este numărul de spire din secundar. Acum, este normal să considerăm că pierderea de putere în transformator este neglijabilă, deci puterile în primar și secundar sunt egale:

$$V_{in}I_{in} = V_{ies}I_{ies} ; \text{ (considerând } V \text{ și } I \text{ în fază)}$$

Acum din legea lui Ohm:

$$I_{ies} = V_{ies}/R_s \Rightarrow V_{inlin} = V_{ies}2/R_s \text{ si } I_{in} = V_{ies}2/(V_{in}R_s)$$

Daca ne uitam la primarul transformatorului, el apare ca având o anumita rezistenta de intrare data de $R_{in} = V_{in}/I_{in}$ si substituind I_{in} , găsim:

$$R_{in} = V_{in}^2 R_s / V_{ies}^2 \quad (8.17)$$

sau

$$R_{in} = R_s / n^2$$

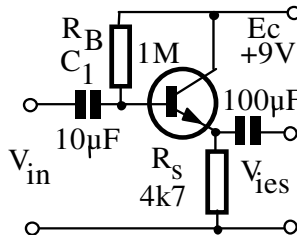
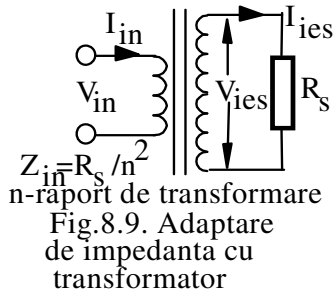


Fig.8.10. Repetor pe emitor

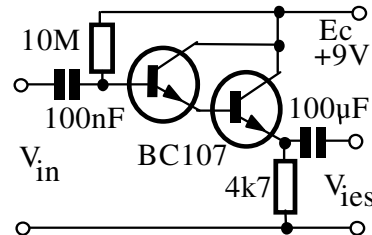


Fig.8.11. Repetor pe emitor cu pereche Darlington

R_{in} - este "impedanța reflectată" a lui R_s (rezistența de sarcină), în înfășurarea primară a transformatorului. Este poate surprinzător să vedem înfășurarea unui transformator, care este înainte de toate o "bobină", ca o rezistență și nu ca o inductanță. În calculul pe care l-am făcut, am presupus reactanța inerentă a înfășurării primare, care poate să apară în paralel cu R_{in} , ca infinită. Această aproximație este rezonabilă dacă transformatorul are un număr adecvat de spire pe volt și un miez corespunzător, dar aceasta va fixa o frecvență limită inferioară sub care eficiența transformatorului scade datorită reactanței sunt a primarului.

S-a mai presupus că raportul de tensiuni V_{in}/V_{ies} este identic cu raportul numărului de spire. Acest lucru este adevărat la frecvențe joase, dar nu în cazul unor frecvențe înalte.

Pentru a rezuma, transformatorul poate converti un semnal de tensiune mare și curent mic într-o tensiune mică și un curent mare, sau invers. Deci el realizează o modificare de impedanță, funcție care este utilă atunci când dorim să adaptăm un semnal slab provenit de la un microfon cu impedanță mică la intrarea unui amplificator, pentru un raport semnal/zgomot optim.

Pentru exemplul (a), unde dorim să adaptăm un microfon de 30Ω la intrarea unui amplificator și acesta să prezinte o impedanță de sursă de $5k\Omega$, vom folosi un transformator de adaptare pentru care raportul numărului de spire al înfășurărilor va fi:

$$n = \sqrt{(5000/30)} = \sqrt{(167)} = 12,9$$

Vom alege un transformator cu raportul 13:1. După ce s-a ales raportul corect al transformatorului, trebuie specificat domeniul de frecvență și nivelul semnalelor, pentru a asigura inductanța adecvată a înfășurării primare și reactanța de pierderi neglijabilă.

Dacă o impedanță de ieșire trebuie redusă pentru scopul transfer optim de tensiune spre sarcină, folosirea unui transformator va reduce impedanța, dar în același timp și tensiunea. O soluție mult mai bună este folosirea unui tranzistor în montaj de repetor pe emitor.

Un circuit tipic de repetor pe emitor (montaj cu colector-comun) este prezentat în fig.8.10, câștigul sau de tensiune fiind cu puțin mai mic decât unitar. Datorită câștigului în curent furnizat de tranzistorul bipolar, repetorul pe emitor micșorează impedanța de ieșire pentru orice sursă de semnal conectată la intrare.

După cum sugerează și numele "colector comun" (repetor pe emitor), colectorul tranzistorului este conectat direct la linia de alimentare care, din punctul de vedere al semnalului este legată la masa montajului, întrucât sursa de alimentare este astfel proiectată să prezinte o impedanță foarte joasă pentru semnal. Rezistența de sarcină, de ieșire R_s , este plasată în circuitul de emitor, iar semnalul de intrare este aplicat în mod normal între bază și masa montajului.

Există o diferență esențială între repetorul pe emitor și amplificatorul cu emitor comun. În timp ce intrarea și ieșirea montajului cu emitor comun erau separate prin joncțiunea colector-bază

invers polarizata, la montajul repeter pe emitor intrarea si iesirea sunt legate prin jonctiunea baza-emitor direct polarizata. Cu un câștig aproape de unitate, tensiunea de emitor "urmarește" aproape identic tensiunea de intrare, lucru care da denumirea montajului "emiter follower" (repetor pe emitor). O modificare in sarcina unui repeter pe emitor conduce la o modificare corespunzătoare in impedanța sa de intrare. Repetorul pe emitor reduce impedanța de ieșire a unui generator printr-un factor egal cu câștigul in curent al tranzistorului.

Daca se cere o modificare mai mare de impedanța decât cea care poate fi atinsa cu un singur tranzistor, pot fi folosite doua tranzistoare in conexiune **Darlington**, unde curentul de emitor al primului tranzistor este curent de baza pentru cel de-al doilea tranzistor. Câștigul in curent al perechii este astfel produsul câștigurilor de curent individuale pentru cele doua tranzistoare. In fig.8.11 se prezintă un astfel de repeter pe emitor cu o pereche Darlington. Depinzând de rezistenta de sarcina, impedanța de intrare poate ajunge la o valoare de $\approx 10M\Omega$. Pot fi utilizați in conexiune Darlington chiar si trei sau mai multe tranzistoare, dar pentru a fi eficiente, pentru cele de ieșire este indicata folosirea tranzistoarelor de putere.

Polarizarea cu o singura rezistenta de baza este suficienta pentru multe aplicații. O stabilitate imbunatatita a punctului de funcționare poate fi obținuta folosind un divizor de potențial pentru a fixa potențialul bazei, ca in fig.8.12. Rezistentele de $10k\Omega$ si $12k\Omega$ mențin potențialul bazei puțin peste $E_C/2$ in raport cu masa. Principalul dezavantaj al schemei este faptul ca divizorul de potențial sunteaza intrarea si reduce impedanța de intrare la circa $5k\Omega$. Acest inconvenient poate fi depasit folosind tehnica de **bootstrapare** (fig.8.13). In fig.8.13 potențialul d.c. al bazei este determinat de R_1 si R_2 , similar ca in circuitul din figura 8.12. Condensatorul de bootstrap C_B , deoarece aduce de la ieșire semnalul in punctul comun al rezistorilor R_1 , R_2 si R_3 , va face ca potențialul acestui punct sa urce si sa coboare in faza cu semnalul de intrare. Astfel prin rezistenta R_3 va trece un curent foarte mic de la intrare si rezistenta sa in semnal (a.c.) este corespunzător mai mare. Factorul prin care valoarea in semnal (a.c.) a lui R_3 este crescută depinde de câștigul de tensiune A_V a repeterului pe emitor, întrucât diferența de potențial a.c. pe rezistenta R_3 este acum $(v_{in}-A_V v_{in})$ si curentul este redus prin factorul $v_{in}/(v_{in}-A_V v_{in})$. Astfel bootstrapând cu un câștig in tensiune de 0,99 vom produce o creștere de o suta de ori in valoare a lui R_3 . Impedanțe de intrare foarte mari se pot obține folosind montaje cu perechi Darlington bootstrapate.

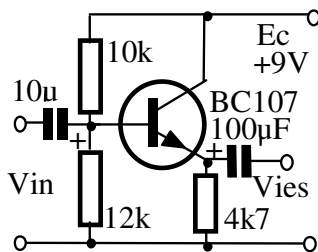


Fig.8.12. Repeter pe emitor stabilizat

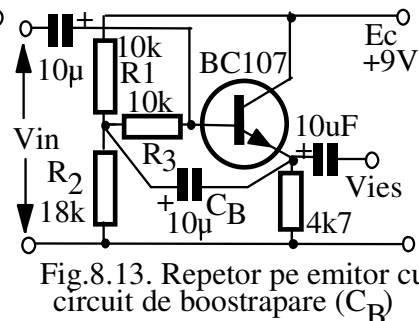


Fig.8.13. Repeter pe emitor cu circuit de bootstrapare (C_B)

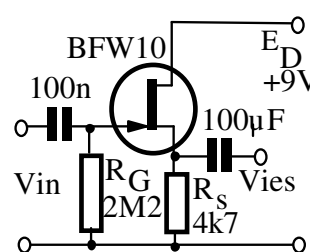


Fig.8.14. Circuit simplu de tip repeter pe sursa

Prin conectarea sarcinii in circuitul de "sursa" la un FET, avem un circuit cu drena-comuna sau cu alte cuvinte un **repetor pe sursa**, prezentat in fig.8.14. Repetorul pe sursa, la fel ca repeterul pe emitor, este un circuit de adaptare de impedanța cu câștigul apropiat de unitate, dar care are in plus avantajul unei foarte mari impedanțe de intrare datorita tranzistorului FET.

Poarta unui FET conduce un curent neglijabil, astfel ca întregul curent de intrare i_{in} trece prin rezistorul de poarta R_G . Impedanța de intrare a repeterului pe sursa este astfel egala cu R_G . La majoritatea JFET-urilor, R_G poate sa crească până la $200M\Omega$ înainte ca sa devină semnificativ curentul de poarta. In cazul MOSFET-urilor cu poarta izolata, se pot atinge impedanțe de intrare de până la $10^{15}\Omega$.

Comparând repetorul pe sursa și repetorul pe emitor se vede că ultimul poate să producă o impedanță de ieșire mai mică decât primul. Dacă se pune însă problema adaptării unei surse cu impedanță foarte mare (cum ar fi un microfon cu condensator), repetorul pe sursă nu are rival.

Circuitul simplu (cu negativare automată) prezentat în fig.8.14 are o plajă foarte limitată de tensiuni de ieșire, aceasta din cauza condițiilor statice de funcționare inadecvate. Ideal, sursa ar trebui să se plaseze la o tensiune de circa +4V (o valoare de mijloc între V_D și masă), dar cu poarta legată la masă ea nu poate urca mai mult de +2V, astfel că FET-ul se va bloca relativ ușor.

Condițiile d.c. pot fi îmbunătățite racordând rezistența de poartă la o priză a rezistenței de sursă ca în fig.8.15. În acest circuit FET-ul dezvoltă tensiunea sa de polarizare a porții, de 1...2V, doar pe rezistența de 1k Ω din drenă, pe restul de 3k3 apărând o cădere de tensiune de aproximativ 3V. Astfel pe rezistența de drenă (1k+3k3) apare o tensiune de 4...5V, menținând potențialul sursei aproximativ la mijlocul tensiunii de alimentare V_D .

Un rezultat pozitiv suplimentar este faptul că rezistorul R_G de 2M Ω este parțial bootstrapat, conducând la o creștere a impedanței de intrare la circa 10M Ω . Prin simpla creștere în valoare a rezistenței R_G , impedanța de intrare poate fi crescută (sute de M Ω) fără să apară nici o altă modificare în regimul d.c.

O altă metodă de stabilizare a condițiilor statice de polarizare se obține, ca la tranzistoarele bipolare, prin utilizarea la intrare a unui divizor de tensiune. Fig.8.16 prezintă un circuit cu divizor de tensiune bootstrapat pentru a permite obținerea unei impedanțe de intrare foarte mari, de aproximativ 100M Ω . Poarta este menținută la +3V în raport cu masă, iar tensiunea de sursă este în jur de 4...5V, care este un punct de funcționare ideal pentru o alimentare de 9V.

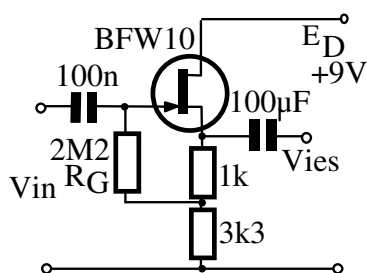


Fig.8.15. Repetor pe sursă cu punct de funcționare stabilizat

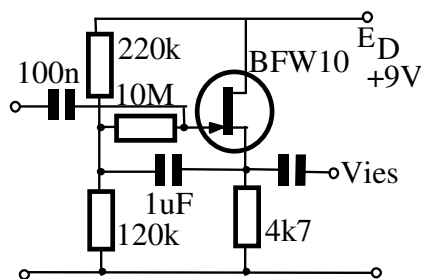


Fig.8.16. Repetor pe sursă bootstrapat ($Z_{in} = 100M$)

8.7. Transmiterea semnalelor pe cabluri lungi

Impedanța mică de ieșire a repetorului pe emitor este utilă, nu doar pentru optimizarea transferului de tensiune (de semnal) între două circuite, ci și pentru reducerea problemelor asociate cu cablurile de conexiune lungi între dispozitive.

Există două mari probleme asociate cu cablurile lungi de conexiune: inducerea de semnale externe nedorite și capacitatea lor de stocare. Semnalul extern cel mai frecvent indus este așa-zisul "brum de rețea" (care este emis ca un câmp electromagnetic a.c. de toate instalațiile alimentate de la rețea). În practică, în mod normal, se folosesc cabluri ecranate (de tip coaxial) în cazul în care semnalele transmise pe acestea sunt mici. Din păcate însă, cablurile ecranate cresc problemele ce apar datorită capacităților de stocare. Cu o capacitate proprie tipică de 200pF/metru, un astfel de cablu devine un condensator de stocare relativ mare conectat pe circuitul de ieșire. Frecvențele înalte sunt astfel în pericol de a fi atenuate din cauza efectului de stocare produs de reactanța joasă a capacității cablului.

O impedanță mică de ieșire, care alimentează cablul va minimiza atât brumul colectat de cablu cât și atenuarea introdusă de capacitatea proprie a cablului. Impedanța internă a ieșirii unui repetor pe emitor este tipic mai mică de 50 Ω , surmontând efectul de stocare al capacității cablului. O astfel de impedanță de ieșire joasă face cablul total ineficient ca "antena" și deci reduce mult posibilitatea de a capta "brumul de rețea".