

CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

Inginerie Electronică și Telecomunicații, sem. 4

Laurențiu Frangu

Organizatorice

- 42 C, 14 S
- Ore de muncă individuală 50
- Credite 4
- Precedențe: Teoria circuitelor electrice
- Examinare: teză (se acceptă foaie cu formule), temă de casă, participare la seminar
- Laborator: este disciplină separată
- Consultații (joi, 14.00-16.00, vineri 10.00-12.00)

Bibliografie

- [1] D. Dascălu ș.a. - Dispozitive și circuite electronice, EDP București, 1982
- [2] D. Dascălu ș.a. - Dispozitive și circuite electronice. Probleme, EDP București, 1982
- [3] L.Frangu – Circuite electronice. Culegere de probleme și lucrări de laborator, Ed. Academica, Galați, 2001.
- [4] D.I. Crecraft, S. Gergely – Analog Electronics, Butterworth & Heinemann, Oxford, 2002

Cuprinsul cursului: funcțiuni și circuite electronice fundamentale

0. Recapitulare noțiuni de circuite electrice și de dispozitive electronice. Complemente la cursul de dispozitive electronice (modele de semnal mic)

1. Introducere. Funcțiuni de prelucrare a semnalului și circuitele electronice asociate
2. Amplificatoare electronice
3. Reacția
4. Oscilatoare
5. Redresoare
6. Stabilizatoare de tensiune
7. Modulatoare și demodulatoare

Cunoștințe anterioare necesare:

- Teoria circuitelor electrice (teoremele lui Kirchhoff, teoremele generatoarelor echivalente, rezolvarea circuitelor liniare, descrierea prin parametri de cuadripol, regimul permanent sinusoidal al circuitelor electrice);
- Dispozitive electronice (familiile de caracteristici care descriu funcționarea dispozitivelor, modele de semnal mare și de semnal mic, determinarea p.s.f. pentru un circuit simplu, analiza unui etaj de amplificare cu un tranzistor);
- Semnale și sisteme (spectrul unui semnal periodic, analiza spectrală pentru un semnal neperiodic).

0.1 Teoremele Kirchhoff, teoremele generatorului echivalent de tensiune și de curent, reprezentarea circuitelor liniare prin parametri de cuadripol (a se citi CEF-electrice.pdf)

0.2 Modele de semnal mic, noțiunea de semnal mic, model în parametri h (a se citi CEF-dispozitive.pdf)

1. Introducere. Descrierea funcțiilor de prelucrare a semnalelor și circuitele asociate

Noțiunea de *semnal* (mărime fizică variabilă, purtătoare de informație)

Noțiunile de *semnal analogic* (continuu în timp și în valori) și *semnal numeric* (eșantionat, cuantizat și reprezentat în cod numeric, deci discret în timp și în valori).

Electronica: tehnologia prelucrării informației conținute de semnale (în primul rând semnalele electrice, dar și captura altor semnale). Se include aici modificarea parametrilor mărimilor electrice variabile, purtătoare de energii mari, la care forma semnalului este în legătură directă cu calitatea energiei furnizate (electronica de putere).

1.1. Funcțiuni de prelucrare a semnalului

Funcțiuni ale circuitelor electronice: funcțiuni necesare pentru prelucrarea informației purtate de semnale, ca și pentru modificarea parametrilor mărimilor electrice, purtătoare de energie.

Amplificare = crearea unui semnal (zis „de ieșire”), de putere mai mare decât un semnal provenind din exterior (zis „de intrare”), dar similar ca formă și ca informație purtată. Circuitul care îndeplinește această funcțiune se numește *amplificator*. Mărirea puterii semnalului se face pe seama unei surse de energie (contribuie doar la puterea semnalului, nu contribuie în nici un fel la forma sau informația semnalului).

Generare de semnal = producerea unui semnal de ieșire de formă impusă, fără a primi vreun alt semnal din exterior. Cazul cel mai frecvent: semnalul produs este periodic, funcțiunea îndeplinită este *oscilația electrică* iar circuitul se numește *oscilator*. Există și *generatoare de semnal* care produc semnale neperiodice (impulsuri). Pentru ele, este necesar un semnal din exterior, care nu contribuie la forma semnalului de ieșire, ci stabilește momentul declanșării impulsului. Ca și în cazul amplificatorului, generatorul de semnal (oscilatorul) are nevoie de o sursă externă de energie. Generarea semnalului se poate realiza în circuite exclusiv analogice sau în circuite mixte (analogice și numerice).

Filtrare = schimbarea componenței spectrale a semnalului, prin eliminarea unor componente din spectrul semnalului de intrare. Circuitul care îndeplinește funcțiunea de filtrare se numește *filtru*. Există filtre care nu folosesc o sursă de energie externă (*filtre pasive*) și filtre care au în componența lor amplificatoare, deci folosesc surse externe de energie (*filtre active*). Acestea din urmă există atât în varianta analogică (prelucrează semnal analogic) cât și numerică (prelucrează semnal numeric). Noțiunea de filtru este foarte generală, se poate aplica multor categorii de circuite. Aici este subînțeleasă intenția de a realiza exclusiv modificarea spectrului.

Redresare = producerea unui semnal de ieșire care să aibă mereu o singură polaritate, pe baza variației în timp a unui semnal de intrare, chiar dacă acesta are polaritate variabilă. Circuitul care îndeplinește această funcțiune se numește *redresor*. Redresarea poate fi folosită în scop informațional sau în scop energetic. În cazul în care energia semnalului este esențială (electronica de putere), redresorul este un caz particular al circuitelor numite *convertoare (statice) de energie electrică*. Mai fac parte din aceeași categorie *invertoarele, variatoarele de c.c. și variatoarele de c.a.*. Semnalele vehiculate în circuitele de conversie a energiei sînt numai analogice (chiar dacă comanda circuitelor poate fi și numerică).

Stabilizare a unei mărimi electrice = menținerea constantă a valorii unei mărimi electrice (în sensul de menținerea cât mai aproape de acea valoare constantă), chiar și atunci cînd asupra ei acționează

factori perturbatori. Circuitul care îndeplinește acea funcțiune se numește *stabilizator*. Ca și în cazul precedent, funcțiunea se poate aplica în scop informațional (utilizarea unei mărimi ca referință pentru altele) sau în scop energetic (calitatea energiei de alimentare a circuitelor electronice). Cel mai frecvent întâlnit este *stabilizatorul de tensiune* (pentru alimentarea circuitelor electronice la tensiune constantă), dar se folosesc și stabilizatoare de curent (surse de curent constant). Stabilizarea unei mărimi este caz particular al funcțiunii de *reglare automată* (vezi cursul de sisteme automate). Alte funcțiuni: reglare în regim de urmărire, protecție, optimizare etc. Ca și în cazul convertoarelor de putere, semnalele din partea de putere a stabilizatorului sînt numai analogice (comanda poate fi și numerică).

Modulare, demodulare = funcțiuni asociate cu modificarea formei semnalului, astfel încît informația lui să poată fi transmisă prin circuite sau medii care nu permit transmiterea în forma inițială. *Modularea* constă în combinarea semnalului inițial (zis semnal modulator) cu un alt semnal (zis semnal purtător), care este transmisibil prin mediul de comunicație. *Demodularea* constă în recuperarea informației din semnalul modulat, cel mai adesea sub forma unui semnal asemănător cu cel modulator. Circuitele care îndeplinesc aceste funcțiuni se numesc *modulator*, respectiv *demodulator*. Semnalul purtător este analogic, indiferent de natura celui modulator.

Calcul analogic = constă în efectuarea de operații funcționale asupra semnalelor analogice. Aceasta înseamnă fie operații în care timpul intervine în mod explicit (integrare, derivare), fie operații aritmetice asupra valorilor instantanee ale semnalelor. Exemple de operațiile aritmetice cu un singur operand: logaritmare, calculul modulului, ridicare la pătrat, extragere de radical etc. Operații asupra mai multor semnale: adunare, scădere, înmulțire, împărțire, selectarea maximului sau minimului etc. Adunarea, scăderea, integrarea și derivarea sînt operații liniare. Celelalte operații sînt neliniare. Circuitele care îndeplinesc aceste funcțiuni poartă numele operatorului. Exemplu: *sumator* (sau circuit de adunare), *integrator*, *circuit de înmulțire* etc.

Conversie analog-numerică, conversie numeric-analogică = funcțiunile prin care un semnal analogic este aproximat printr-o secvență numerică, respectiv se crează un semnal analogic, a cărui evoluție în timp este extrapolarea unei secvențe numerice. Circuitele corespunzătoare sînt *convertorul A/D*, respectiv *convertorul D/A*.

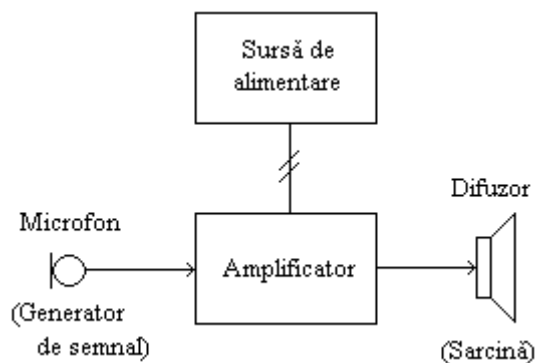
Calcul numeric = constă în efectuarea de operații funcționale asupra semnalelor numerice. Gama de operații posibile este mult mai largă decît cea permisă de circuitele analogice, la baza lor stînd funcțiile logice. Deși aceste operații pot fi realizate de circuite logice neprogramabile, astăzi această funcțiune nu mai este realizată decît într-un *procesor*, care este programabil, adică execută operațiile conform unui program, pe care îl poate repeta nelimitat. Motivul este flexibilitatea nelimitată a funcțiunilor, permisă de caracterul programabil al circuitului. De regulă, procesorul (care poate avea multe denumiri – microprocesor, PIC, microcontroler, procesor microprogramat) este inclus într-un aparat numit *calculator numeric* (sau, mai simplu, calculator, întrucît calculatoare analogice nu se mai folosesc).

Generarea de secvențe = producerea unei secvențe de numere pentru comanda aparatelor. Este realizată în circuite numerice programabile sau neprogramabile.

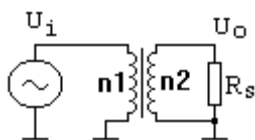
Dintre circuitele care îndeplinesc funcțiunile menționate, unele sînt prezentate la alte cursuri: Filtrare (SCS), redresare (DE), calcul analogic (CIA), modulare-demodulare (CIA), conversie A/D și D/A (SAD), calcul numeric (CID, AC), generarea de secvențe (CID). La acest curs sînt prezentate circuitele care realizează funcțiunile: amplificare, oscilație, stabilizare, modulare-demodulare. Mai este prezentată tehnica fundamentală de care se folosesc aceste circuite pentru obținerea unor performanțe stabile și precise: reacția.

1.2 Exemple de circuite în care sînt utilizate funcțiunile prezentate

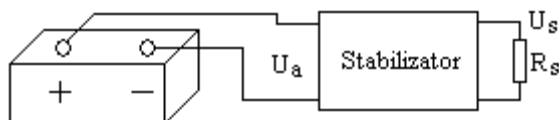
1. Un amplificator pentru semnalul de microfon (sau altă sursă de semnal audio). Microfonul este sursa de semnal, sarcina amplificatorului este un sistem de difuzoare. Deoarece puterea semnalului generat de microfon este insuficientă pentru scopul propus (generarea de sunet în difuzor), este necesar amplificatorul, care realizează creșterea puterii semnalului. În mod uzual, semnalul aplicat difuzorului este similar ca formă cu cel colectat de la microfon (poartă aceeași informație), dar tensiunea și curentul la difuzor sînt considerabil mai mari decît cele de la microfon.

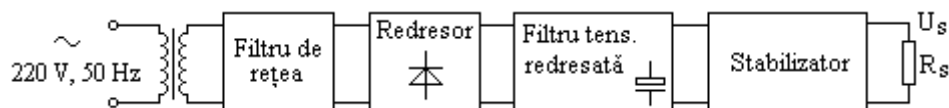


Este important de observat că criteriul prin care se stabilește îndeplinirea funcției de amplificare este creșterea puterii semnalului. În acest sens, un transformator care poate crește amplitudinea tensiunii sau a curentului (dar nu pe amîndouă!) nu este un amplificator, deoarece puterea semnalului de ieșire este mai mică decît cea de la intrare. În figura de mai jos, este posibil ca amplitudinea tensiunii de ieșire să fie mai mare decît cea a tensiunii de intrare. Totuși, transformatorul nu îndeplinește funcțiunea de amplificare, deoarece puterea transmisă sarcinii este chiar mai mică decît cea absorbită de la sursa de semnal.



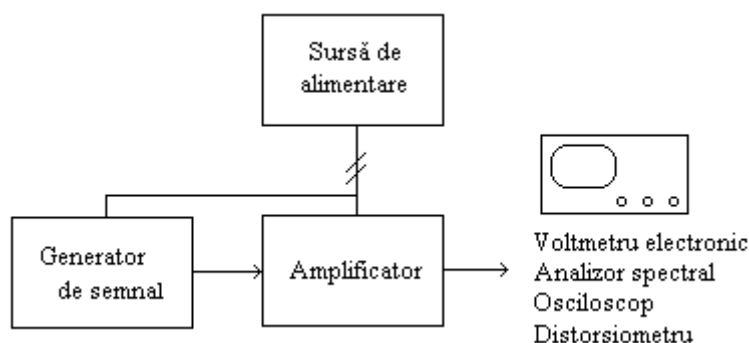
2. Amplificatorul necesită o sursă de alimentare cu energie. De regulă, această sursă este o sursă de tensiune stabilizată, altfel semnalul de ieșire ar fi perturbat de variațiile sursei primare de energie electrică (rețea, baterie, celule solare etc.). O perturbație importantă este chiar consumul propriu al sarcinii, care poate altera tensiunea de alimentare și forma semnalului. (La capitolul Amplificatoare va fi explicat cum este alterată forma semnalului de ieșire de către zgomotul de pe alimentare.) Principalul scop al stabilizatorului de tensiune este de a livra energie către sarcină, la tensiune constantă (adică variații nesemnificative ale acestei mărimi), indiferent de acțiunea perturbațiilor. Presupunînd că sursa primară de energie este rețeaua electrică, structura sursei stabilizate este: rețea, filtru de rețea, redresor, filtru al tensiunii redresate, stabilizator și sarcină (sarcina este chiar amplificatorul). Dacă sursa este o baterie, atunci este necesar doar stabilizatorul, intercalat între baterie și sarcină.



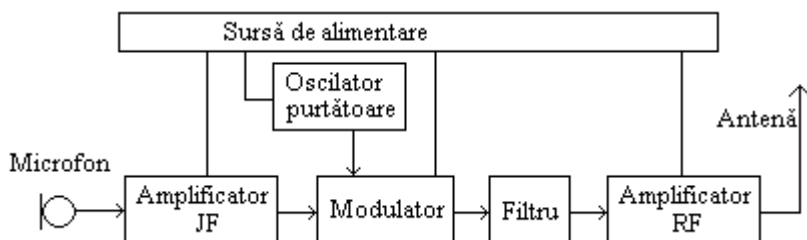


3. Un alt exemplu de circuit în care se realizează funcțiunile electronice fundamentale este montajul folosit în laborator pentru caracterizarea sau depanarea circuitelor analogice. Pentru caracterizarea amplificatoarelor, se aplică la intrare un semnal de probă periodic, de formă cunoscută (cel mai frecvent este semnal sinusoidal) și se analizează proprietățile semnalului de ieșire (formă, amplitudine, conținut spectral, distorsiuni, putere). În acest montaj, semnalul de probă este produs de un oscilator. Oscilatorul nu primește semnale din exterior, doar alimentare cu energie electrică. Pentru stabilirea parametrilor semnalului oscilatorului (frecvență, amplitudine, forma semnalului, componentă continuă), producătorul a amplasat pe panoul aparatului butoane de ajustare.

Ca și în cazul amplificatorului, oscilatorul are nevoie de sursa de alimentare cu tensiune, pentru a genera energia semnalului. Tensiunea de alimentare trebuie să fie stabilizată, pentru a împiedica alterarea semnalului de către perturbațiile sosite de pe circuitul de alimentare.



4. În cuprinsul unui emițător radio, există un circuit care suprapune informația adusă de semnalul de microfon peste o purtătoare de frecvență mare (radiofrecvență). Circuitul se numește modulator. Înainte de emisie, este necesar ca spectrul semnalului de radiofrecvență să fie limitat doar la intervalul permis de licența de emisie. Circuitul care realizează această funcțiune este un filtru. Dacă nu am folosi filtrul și ar fi transmise prin antenă componente suplimentare ale semnalului, de frecvențe alăturate intervalului permis, ar fi deranjate receptoarele recepționând posturile care folosesc legal acele frecvențe.



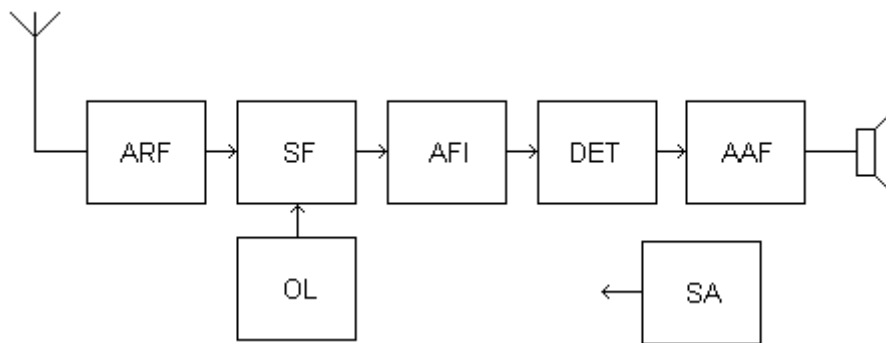
Celelate părți din emițătorul radio: microfon, amplificator JF, oscilator purtătoare, amplificator de putere RF, antenă, sursă de alimentare.

1.3 Scheme bloc

În etapa de proiectare, nu este rezonabil să se conceapă schema completă a unui aparat, într-un singur pas, care apoi să fie dimensionată, pentru că ar rezulta un sistem cu multe ecuații și inecuații, cu multe compromisuri de rezolvat. Metoda uzuală de proiectare este fracționarea schemei în blocuri, după funcțiunile îndeplinite și tehnologia specifică. *Schema bloc* este o reprezentare a

funcțiunilor și structurii esențiale a circuitului, în care se omit detaliile. Este utilă nu numai pentru înțelegerea funcționării, dar și pentru divizarea efortului de proiectare în etape și între mai multe echipe. Nu mai este necesar să avem în minte întregul aparat sau echipament, atunci când executăm proiectul, ci doar blocul pe care îl proiectăm în acel moment, plus interacțiunea cu alte blocuri. Blocurile se proiectează separat, după care se verifică funcționarea ansamblului. Spre exemplu, în cazul unui radioreceptor, se proiectează întâi etajul de radiofrecvență, apoi cel de frecvență intermediară, amplificatorul audio și blocul de alimentare stabilizată.

Exemple: receptor radio, emițător radio.



Receptor radio: antenă, amplificator de radiofrecvență, oscilator local (oscilează pe o frecvență apropiată de a purtătoare), schimbător de frecvență, amplificator de frecvență intermediară, demodulator, amplificator de audiofrecvență, difuzor, sursă de alimentare

2. AMPLIFICATOARE

Amplificatorul este un circuit (bloc funcțional) care realizează creșterea puterii semnalului, păstrând informația din semnalul original. Creșterea puterii semnalului se face pe seama energiei absorbite de la sursa de alimentare. Amplificatorul este prezent în majoritatea circuitelor care realizează alte funcțiuni de prelucrare a semnalului (oscilatoare, stabilizatoare, modulate, demodulate, convertitoare). În general, ne așteptăm ca informația să fie conservată prin conservarea formei semnalului, ceea ce înseamnă că dorim ca amplificatorul să lucreze liniar. Totuși, nu întotdeauna este păstrată riguros forma semnalului (se mai numește *anvelopă*). Există situații în care amplificatorul lucrează liniar, dar forma semnalului este afectată de distorsiunile de amplitudine sau de fază. Funcțiunea îndeplinită este tot amplificare. Prin extensie, chiar și în domeniul circuitelor de impulsuri, unde forma semnalului poate fi ușor afectată, fără a se pierde informația, este folosită tot noțiunea de amplificator (amplificator de impulsuri). Totuși, în acest capitol, termenul de amplificare se va referi numai la circuite analogice și la o prelucrare liniară sau cvasi liniară.

Clasificări ale amplificatoarelor:

după transmiterea componentei continue

- amplificatoare de c.c.
- amplificatoare de c.a.

după gama de frecvențe (influențat de tehnologia specifică acelei benzi)

- amplificatoare de audiofrecvență
- amplificatoare de videofrecvență
- amplificatoare de radiofrecvență
- amplificatoare de microunde

după puterea transmisă sarcinii

- amplificatoare de mică putere
- amplificatoare de putere mare

2.1 Noțiuni specifice, modele ale amplificatorului

2.1.1 Modele liniare ale amplificatorului

Modelul cel mai general care descrie funcționarea unui amplificator este cel care rezultă din scrierea ecuațiilor modelelor tuturor componentelor, la care se adaugă ecuațiile Kirchhoff. De regulă, rezultă un sistem de ecuații diferențiale, în care modelele dispozitivelor conțin și neliniarități. Totuși, pentru înțelegerea modelării circuitelor, se consideră pentru început cazurile mai simple, care se aplică în condiții mai restrictive, dar frecvent întâlnite în practică.

Proprietatea de liniaritate, aplicată la procesarea semnalelor, se definește astfel: operatorul F , definit pe un spațiu vectorial (mulțimea semnalelor are această structură), este liniar dacă relația

$$F(a \cdot x + b \cdot y) = a \cdot F(x) + b \cdot F(y)$$

este îndeplinită pentru orice vectori x, y și orice scalari a, b .

Cea mai simplă relație intrare-ieșire liniară care descrie funcțiunea de amplificare este:

$$x_o(t) = a \cdot x_i(t) \quad (2.1)$$

Mărimile de intrare și ieșire pot fi tensiuni sau curenți, în orice combinație. Mărimea a este numită *amplificare*.

O variantă mai puțin întâlnită în electronică (linii de întârziere și propagarea semnalelor în circuite numerice) este cea a circuitelor care prezintă timp mort:

$$x_o(t) = a \cdot x_i(t - \tau) \quad (2.2)$$

Amîndouă funcțiunile modelate mai sus sînt liniare. Proprietatea de liniaritate în raport cu valorile instantanee asigură conservarea formei semnalului (se mai numește *anvelopa semnalului*).

Dimensiunea fizică a amplificării depinde de natura mărimilor de intrare și ieșire. Ea poate fi:

- amplificare de tensiune (adimensională);
- amplificare de curent (adimensională);
- amplificare transimpedanță;
- amplificare transadmitanță.

Relația (2.1) prin care am definit amplificarea este doar o aproximație valabilă într-un interval spectral limitat. Dacă semnalul de intrare nu conține componente în afara acestui interval spectral, aproximația este foarte bună și poate fi folosită pentru a descrie funcționarea amplificatorului. Exemplu: în figura 2.1, amplificarea este constantă, în intervalul spectral în care densitatea de amplitudine a semnalului este nenulă. Ca urmare, este rezonabilă folosirea modelului (2.1).

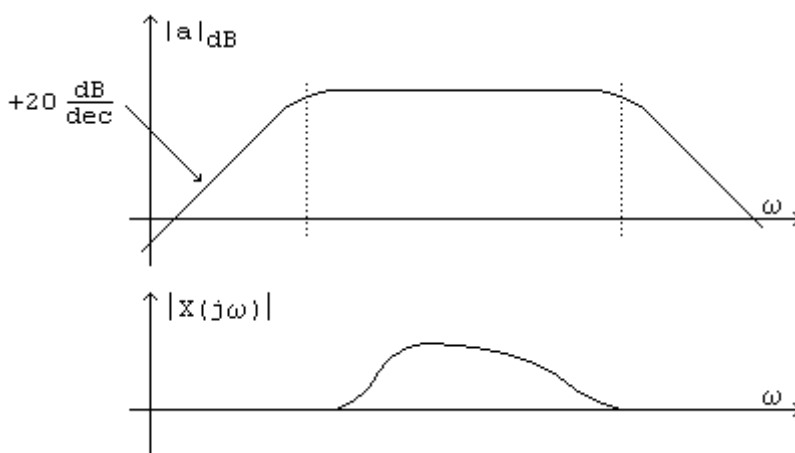


Figura 2.1: Caracteristica de frecvență a unui amplificator de c.a. și densitatea spectrală de amplitudine a semnalului de intrare

În cazul cînd amplificarea nu este o constantă pe tot intervalul spectral al semnalului de intrare, atunci sigur se va manifesta și defazajul variabil (această manifestare simultană a variației modulului amplificării și a defazajului va fi analizată în detaliu la analiza circuitelor și sistemelor). Pentru această situație, un model mai adecvat, care ține cont de defazaje, este exprimat fie în domeniul frecvențial, fie în domeniul timp. Modelul în domeniul timp:

$$u_o(t) = h(t) * u_i(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \cdot u_i(t - \tau) \cdot d\tau \quad (2.3)$$

Modelul furnizează semnalul de ieșire, ca produs de convoluție între semnalul de intrare și *funcția răspuns la impuls* a circuitului, ($h(t)$). În relația (2.3) am considerat că semnalele de intrare și ieșire sînt tensiuni, dar ele se aplică similar pentru celelalte variante. Modelul în timp este dificil de

folosit. Mai mult, deseori nu este utilă analiza în timp, știind oricum că forma anvelopei semnalului se schimbă la trecerea prin amplificator. Este mai util modelul frecvențial:

$$U_o(j\omega) = H(j\omega) \cdot U_i(j\omega), \quad (2.4)$$

în care apar transformatele Fourier ale semnalelor de ieșire, respectiv intrare. Modelul circuitului este *funcția răspuns la frecvență*, ca raport al transformatelor Fourier ale semnalelor. Acest model permite deducerea componentei spectrale a semnalului de ieșire, dar permite și deducerea formei sale în timp, prin transformata Fourier inversă. Funcția răspuns la frecvență este transformata Fourier a funcției răspuns la impuls.

O interpretare intuitivă și foarte utilă pentru caracterizarea circuitului este cea în care se consideră circuitul lucrînd în regim permanent sinusoidal. În acest caz, modulul lui H este amplificarea, în sensul folosit mai sus. Argumentul lui H este defazajul semnalului sinusoidal de ieșire, față de cel de intrare. Reprezentarea grafică a celor două mărimi (modulul și argumentul lui H) poartă numele de *caracteristici de frecvență*.

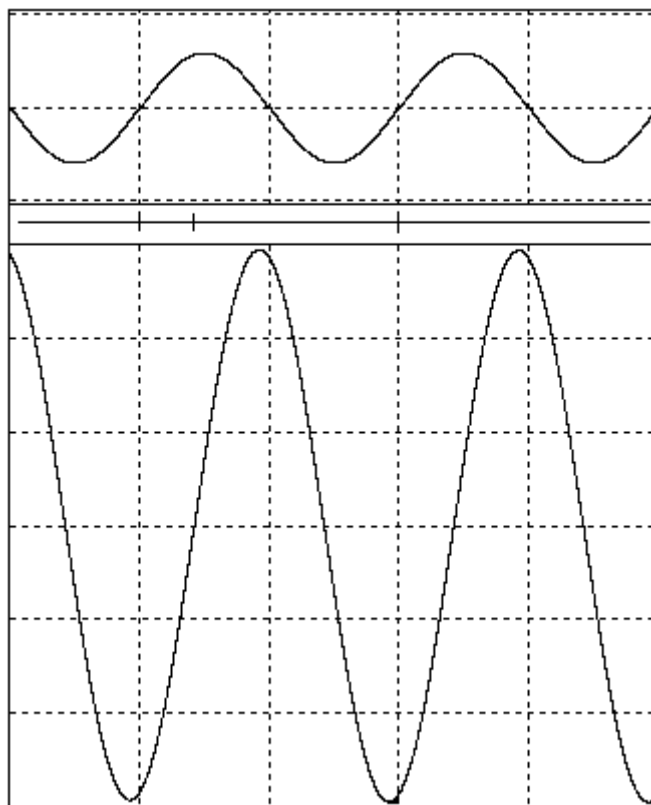


Figura 2.2: Diagramele semnalelor de intrare și de ieșire dintr-un amplificator

Spre exemplu, în figura 2.2 apar semnalele în tensiune de la intrarea și ieșirea unui circuit, așa cum le putem vedea pe ecranul osciloscopului. Gradațiile axelor reprezintă: 1 V pe verticală și 1 ms pe orizontală. Perioada este 2 ms, frecvența este 500 Hz iar amplitudinile celor două semnale sînt 0,5 V, respectiv 2,9 V.

Presupunem că momentul $t=0$ este chiar momentul în care semnalul de intrare trece crescător prin valoarea 0, iar momentul în care semnalul de ieșire trece crescător prin valoarea 0 a fost marcat pe axa timpului, între diagrame. Se poate scrie:

$u_i(t) = 0,5 \cdot \sin(\omega t)$ și $u_o(t) = 2,9 \cdot \sin(\omega t - 1,25)$ (ambele tensiuni exprimate în volți, fazele în radiani), cu $\omega = 2\pi \cdot 500$ (rad/s).

De aici se pot calcula:

$$|H(j\omega)| = \frac{2,9}{0,5} = 5,8 \text{ și } \arg(H(j\omega)) = 2\pi \frac{-0,4}{2} = -1,256 \text{ rad (sau } -72 \text{ grade)}.$$

Cîteva observații intuitive se pot face pe aceste diagrame:

- faptul că semnalul de ieșire este defazat față de cel de intrare ne arată că frecvența semnalului este în afara intervalului în care amplificarea este o constantă (opusul a ceea ce se întîmpla în figura 2.1);
- din motivul arătat mai sus, modelul (2.1) nu este adecvat, trebuie folosit unul dintre modelele (2.3) sau (2.4);
- valoarea negativă a defazajului ne arată că frecvența semnalului este situată în partea descrescătoare a caracteristicii amplitudine – frecvență (se studiază la cursul de circuite și sisteme);
- amplificarea în interiorul benzii de amplificare constantă este sigur mai mare decît valoarea 5,8.

2.1.2 Ipoteza de unilateralitate

Scopul amplificatorului este creșterea puterii semnalului de ieșire, în raport cu cel de intrare. În sens informațional, semnalul se propagă de la intrare spre ieșire. Nu avem interes ca semnalul să se propage decît în acest sens, deci, de cîte ori este posibil, dorim realizarea unui amplificator cu această proprietate, numită *unilateralitate*. Ca urmare, putem descrie modelele prezentate prin una din structurile din figura 2.3, în care semnalul se propagă în sensul indicat de săgeți.



Figura 2.3: Modele de amplificator unilateral

2.1.3 Impedanțele de intrare și ieșire

De regulă, amplificatorul este conectat la un generator de semnal (circuitul care furnizează semnalul de intrare) și la o sarcină (care folosește semnalul de ieșire). Transferul de informație între generator și amplificator, ca și cel între amplificator și sarcină, se face cu consum de energie. Acest fenomen este modelat prin impedanțele generatorului, amplificatorului și sarcinii. Se poate observa că modelele prezentate mai sus sînt incomplete, din punctul de vedere al electronistului, deoarece nu prevăd cum se vor schimba proprietățile amplificatorului, în funcție de sarcină și de generator. Un model mai apropiat de realitate este cel care ține cont de impedanțele de intrare și ieșire, ca în cazul modelelor cu parametri de cuadripol (figurile 0.2-0.5). În cazul amplificatoarelor cu proprietatea de unilateralitate, putem omite generatorul comandat care modelează propagarea în sens invers prin amplificator. Rezultă o structură caracterizată prin amplificare, impedanța de intrare și cea de ieșire. În funcție de natura mărimilor considerate ca intrare și ieșire, există patru variante de reprezentare (vezi figurile 2.4 – 2.7). Ele corespund unui amplificator de tensiune, amplificator de curent, amplificator transimpedanță și amplificator transadmitanță.

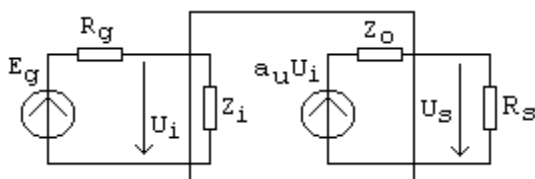


Figura 2.4: Amplificator de tensiune

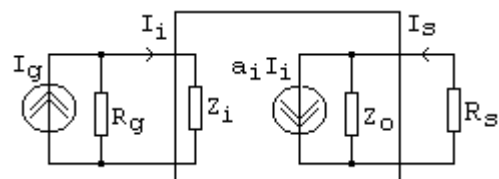


Figura 2.5: Amplificator de curent

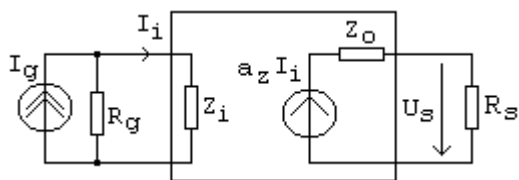


Figura 2.6: Amplificator transimpedanță

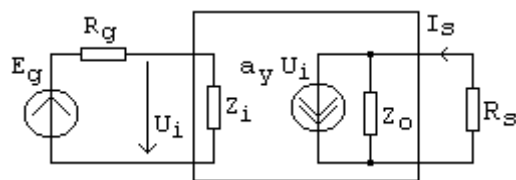


Figura 2.7: Amplificator transadmitanță

Utilitatea acestui model se remarcă după următoarele constatări:

- în amplificator există un număr mare de componente, fiecare modelată prin una sau mai multe ecuații algebrice sau diferențiale;
- unele dintre componente sînt neliniare;
- la intrare și la ieșire se scriu cel puțin cîte o ecuație, care depinde de generator, respectiv de sarcină;
- există frecvent incertitudini asupra impedanțelor generatorului și sarcinii, sau aceste impedanțe sînt modificate din motive nelegate de amplificator.

În condițiile prezentate, rezolvarea ecuațiilor este laborioasă și ar fi nerezonabilă reluarea rezolvării de fiecare dată cînd se modifică generatorul sau sarcina. Este mai avantajos să se rezolve ecuațiile fără impedanțele de generator și sarcină, rezultînd astfel modelele cu cîte 3 parametri din figurile 2.4 – 2.7. La fiecare schimbare de generator sau sarcină se rezolvă din nou un sistem cu doar două ecuații.

Spre exemplu, în cazul amplificatorului de tensiune, relația intrare – ieșire care rezultă din rezolvarea ecuațiilor devine:

$$U_s = a_u U_i \cdot \frac{R_s}{Z_o + R_s} = a_u E_g \cdot \frac{Z_i}{Z_i + R_g} \cdot \frac{R_s}{Z_o + R_s} \quad (2.5)$$

De menționat că, în model, valoarea amplificării este calculată considerînd amplificatorul fără sarcină. Aceasta înseamnă:

- pentru semnal de ieșire în tensiune, se consideră rezistența de sarcină foarte mare;
- pentru semnal de ieșire în curent, se consideră rezistența de sarcină foarte mică.

2.1.4 Noțiunea de amplificator ideal

În paragrafele precedente am făcut de mai multe ori ipotezele că mărimea măsurată la ieșire sau la intrare este tensiune sau curent. Acest aspect trebuie văzut puțin mai în profunzime. Dacă scopul amplificatorului este să furnizeze cea mai mare putere de semnal în sarcină, atunci soluția este să alegem impedanța de intrare egală cu impedanța generatorului, iar impedanța de ieșire egală cu cea a sarcinii (teorema transferului maxim de putere). Această abordare este mai puțin folosită în electronică, din două motive:

- reduce randamentul amplificatorului sub 50%, ceea ce este nerezonabil la amplificatoarele de puteri mari;
- valoarea amplificării totale este oarecum incertă, dacă impedanțele generatorului și sarcinii nu sînt cunoscute exact.

Foarte frecvent, scopul amplificatorului este să furnizeze semnal către sarcină, valoarea amplificării fiind foarte exact cunoscută. Este cazul circuitelor folosite pentru măsurare, pentru reglare automată, pentru stabilizare, pentru detectarea semnalelor din telecomunicații. În astfel de cazuri, o valoare incertă a amplificării nu este acceptabilă. Pe de altă parte, știind că valorile impedanțelor de generator și de sarcină au incertitudini, se caută variante de amplificator care să nu fie influențate de

aceste impedanțe. Despre un amplificator a cărui amplificare nu depinde de generator și de sarcină, se spune că este *ideal*.

Pentru prezentarea soluției, se consideră cazul particular al amplificatorului de tensiune, din figura 2.4., la care amplitudinea semnalului de ieșire este dată de relația (2.5). Ne putem imagina că semnalul de intrare provine de la un traductor, care se comportă ca un generator de tensiune, cu impedanță internă mică, dar incertă. De asemenea, ne putem imagina că dorim un semnal de ieșire în tensiune, dar impedanța sarcinii nu are o valoare certă. Singura șansă ca relația între tensiunea de intrare și cea de ieșire să fie invariabilă, este ca cele două rapoarte din expresia (2.5) să fie foarte apropiate de unitate. Rezultă condițiile:

$$Z_i \gg R_g \quad \text{și} \quad Z_o \ll R_s. \quad (2.6)$$

Se spune că intrarea este ideală în tensiune (prima inegalitate) și că ieșirea este ideală în tensiune (a doua inegalitate). Există interpretări intuitive imediate pentru aceste condiții: semnalul de la intrare va fi egal cu tensiunea generatorului, dacă acesta lucrează în gol, ceea ce este cerut de prima inegalitate. La fel, tensiunea pe sarcină va fi egală cu tensiunea generatorului comandat din modelul amplificatorului, dacă acesta lucrează în gol, ceea ce este cerut de a doua inegalitate. Circuitele echivalente ale intrării, respectiv ieșirii, sînt primul și al treilea din figura 2.8. Rapoartele de divizare corespunzătoare acestor circuite sînt cele indicate sub scheme.

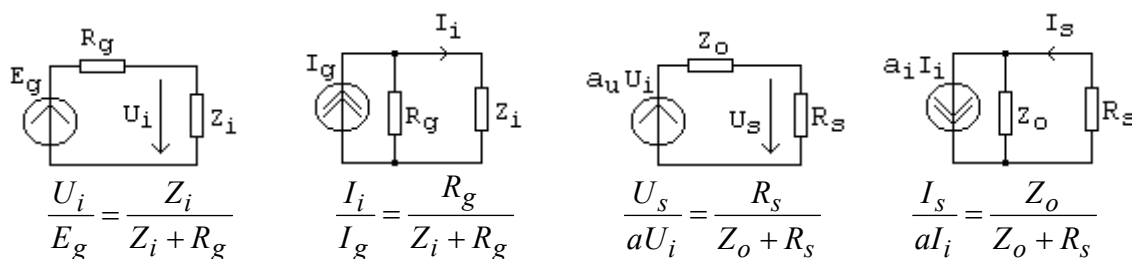


Figura 2.8: Circuite echivalente la intrarea și la ieșirea amplificatorului

Din nou, se pune întrebarea: în ce măsură să fie o impedanță mult mai mare decât alta (cît de mare să fie raportul dintre ele)? Răspunsul depinde de eroarea pe care sîntem dispuși s-o acceptăm. Spre exemplu, pentru o eroare acceptabilă de 2%, impedanța de intrare în amplificator trebuie să fie de 50 ori mai mare decât cea mai mare valoare posibilă a impedanței generatorului. Se observă că este necesar să cunoaștem intervalul în care variază impedanța de generator (respectiv de sarcină), chiar dacă nu cunoaștem cu exactitate valoarea ei.

În afară de varianta prezentată, mai există posibilitatea ca intrarea sau ieșirea dorite să fie în curent (al doilea și al patrulea circuit din figura 2.8). Condițiile corespunzătoare sînt:

$Z_i \ll R_g$ pentru intrare ideală în curent și $Z_o \gg R_s$ pentru ieșire ideală în curent.

Și pentru aceste condiții există interpretări intuitive: intrarea este ideală în curent dacă generatorul lucrează în scurtcircuit, iar ieșirea este ideală în curent dacă sarcina se comportă ca un scurtcircuit față de ieșirea amplificatorului.

În funcție de mărimile de interes la intrare și ieșire, există 4 combinații posibile, care definesc un amplificator ideal:

- amplificator ideal de tensiune, definit de $Z_i \gg R_g$ și $Z_o \ll R_s$;
- amplificator ideal de curent, definit de $Z_i \ll R_g$ și $Z_o \gg R_s$;

- amplificator ideal transadmitanță (intrare în tensiune și ieșire în curent), definit de $Z_i \gg R_g$ și $Z_o \gg R_s$;
- amplificator ideal transimpedanță (intrare în curent și ieșire în tensiune), definit de: $Z_i \ll R_g$ și $Z_o \ll R_s$.

În concluzie, un amplificator ideal are proprietatea că produce o amplificare independentă de valorile impedențelor de generator și de sarcină. Această noțiune nu se aplică în cazul transferului maxim de putere.

2.1.5 Conectarea în cascadă a etajelor de amplificare

În general, un singur etaj de amplificare poate fi insuficient pentru scopurile circuitului. Pentru a obține o amplificare mai mare, se pun în cascadă mai multe etaje, adică fiecare ieșire dintr-un etaj devine intrare pentru etajul următor (cu excepția ultimului). Dacă intrarea în primul etaj și ieșirea din ultimul etaj sînt ideale, atunci amplificatorul în ansamblu este ideal. În plus, dacă fiecare cuplare între două etaje are caracter ideal, atunci amplificarea în ansamblu este chiar produsul amplificărilor etajelor. Spre exemplu, în figura 2.9, amplificarea întregului circuit este produsul $a_1 \cdot a_2 \cdot a_3$, cu condiția ca toate cuplările să fie ideale (indiferent de dimensiunea fiecărei amplificări).

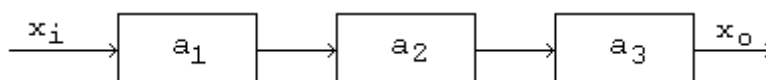


Figura 2.9: Etaje de amplificare conectate în cascadă

2.1.6 Excursia maximă la ieșire, puterea maximă livrată sarcinii

Una dintre limitările existente în funcționarea unui amplificator este faptul că tensiunea pe sarcină și curentul prin sarcină sînt mărginite la cîte un interval. Fie mărimile respective nu pot ieși din intervalul menționat, fie valorile din afara intervalului determină funcționarea neliniară a amplificatorului. Intervalul acceptat pentru semnalul de ieșire se numește *excursia maximă de tensiune* la ieșire, respectiv *excursia maximă de curent*. De cele mai multe ori, această limitare este impusă de sursa de alimentare, în sensul că valoarea maximă a tensiunii pe sarcină este strîns legată de valoarea tensiunii de alimentare. Curentul maxim prin sarcină este cel mai adesea limitat de polarizarea dispozitivelor din etajul final, care este indirect influențată tot de alimenare. În fine, pentru unele circuite, curentul maxim și tensiunea maximă la ieșire sînt limitate și de proprietățile dispozitivului electronic folosit în acel etaj.

Exemple: pentru un amplificator de curent continuu, cu ieșirea în tensiune, excursia maximă de tensiune poate fi $[-3V, +4V]$, aceasta fiind măsurată față de un punct comun, luat ca referință. Pentru un amplificator de curent alternativ, tot cu ieșire în tensiune, excursia maximă este măsurată ca abatere față de p.s.f.

Exemplu

Modul de analiză a excursiei maxime a semnalului depinde de configurația circuitului. Pentru a ilustra acest subiect, presupunem că la ieșire se folosește un tranzistor bipolar, care trebuie să funcționeze în zona liniară (regiunea activă normală, RAN). Mai presupunem că semnalul de ieșire constă în abaterile față de p.s.f., caz frecvent întîlnit. Pe planul caracteristicilor de ieșire se desenează dreapta dinamică de sarcină (locul geometric al punctelor posibile de funcționare în regimul dinamic), așa cum se vede în figura 2.10. Excursia maximă a semnalului de ieșire este intervalul pentru care dreapta dinamică de sarcină rămîne în interiorul regiunii active normale. În

cazul în speță, intervalul admis este limitat spre stînga de regiunea de saturație, iar spre dreapta de regiunea de blocare. Scăzînd valoarea U_{CE} (p.s.f.) din intervalul admis pentru tensiune, aflăm excursia maximă de tensiune de la ieșire. Excursia maximă în sens scăzător este $U_{CEsat} - U_{CE}$ (este o valoare negativă). Excursia maximă în sens crescător este valoarea pozitivă $U_{CEblocc} - U_{CE}$, unde $U_{CEblocc}$ este valoarea tensiunii la intersecția dreptei de sarcină cu axa absciselor. Rezultă excursia maximă a tensiunii la ieșire, între cele două limite de mai sus.

Similar, pentru excursia de curent trebuie scăzută valoarea I_C din intervalul admis, care este mărginit în jos de regimul de blocare iar în sus de intersecția dreptei cu regimul de saturație. Pentru cazul cînd este obligatoriu să obținem la ieșire semnal simetric, excursia maximă este determinată de valoarea cea mai mică în modul, dintre cele două limite.

Dacă la ieșire este utilizat un TEC (cazul tipic în circuite integrate MOS), analiza decurge similar, dar limitarea la tensiuni mici este indusă de regimul de triodă.

Excursia maximă a semnalului pentru etajul de ieșire nu este singura limitare care intervine în funcționarea amplificatorului (excursia maximă pentru etajele precedente și respectarea condiției de semnal mic trebuie și ele examinate). În paragraful 2.1.10 există un exemplu de analiză a etajului de amplificare, care conține evaluarea excursiei maxime. Exemple mai dezvoltate se găsesc în culegerea [3], capitolul 3.

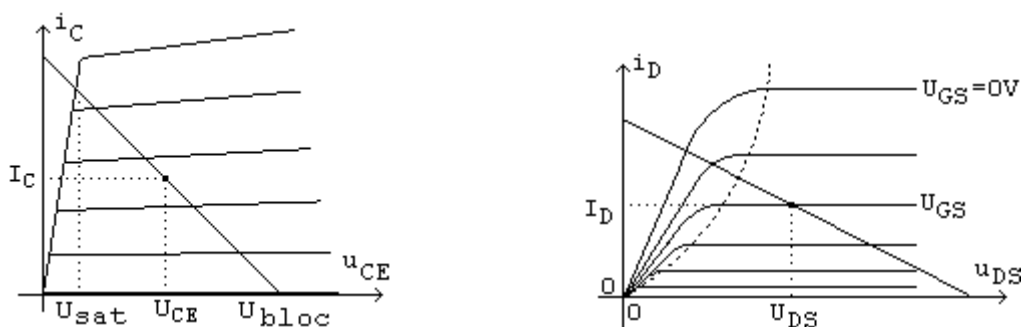


Figura 2.10: Determinarea excursiei maxime a semnalului de ieșire (a- TB, b-TEC)

Puterea maximă în sarcină, presupunînd că circuitul lucrează liniar, este un alt parametru al amplificatorului. De regulă, fabricantul indică o valoare extremă a rezistenței de sarcină și valoarea maximă corespunzătoare a puterii în sarcină, pentru o formă fixată a semnalului. Spre exemplu, pentru ieșire în tensiune și semnal sinusoidal, puterea maximă în sarcină este dată de:

$$P_{s \max} = \frac{(U_{s \max})^2}{2R_{s \min}}, \text{ dacă raportul } \frac{U_{s \max}}{R_{s \min}} \text{ nu depășește curentul maxim admis.}$$

2.1.7 Distorsiunile

Modelele prezentate consideră că funcționarea amplificatorului este liniară, independent de amplitudinea semnalului de intrare, de proprietățile sursei de semnal și ale sarcinii. Această ipoteză permite evaluarea comodă a semnalului de ieșire, dar nu este întotdeauna valabilă. Cazurile cele mai frecvente în care funcționarea amplificatorului devine neliniară sînt:

- amplitudinea semnalului de intrare este prea mare, ceea ce determină limitare în funcționarea unor dispozitive electronice sau încalcă ipoteza de semnal mic;
- valoarea rezistenței de sarcină determină absorbția unei puteri exagerate de la ieșirea amplificatorului, care modifică proprietățile dispozitivelor.

Funcționarea neliniară a amplificatorului produce alterarea informației din semnalul de ieșire. Cel mai adesea, dacă se depășește excursia maximă, semnalul de ieșire apare trunchiat sau „turtit” (vezi figura 2.11a, b, c, în care semnalul de intrare a fost sinusoidal). Se spune că semnalul a suferit *distorsiuni neliniare*. Anvelopa originală a semnalului nu mai poate fi reconstituită, după distorsionarea neliniară.

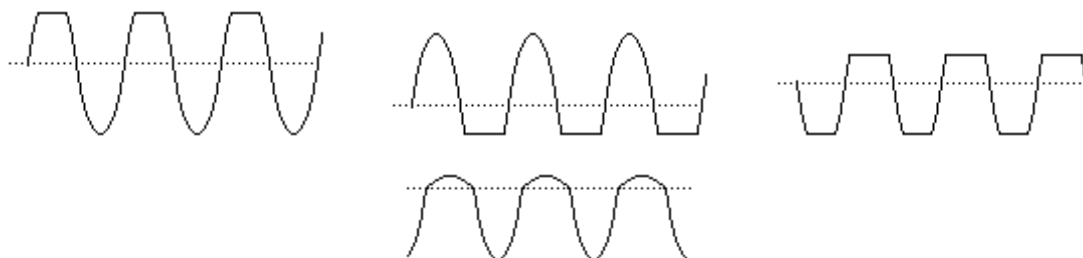


Figura 2.11: Distorsiuni neliniare cauzate de saturație și blocare (a, b, c) și de încălcarea condiției de semnal mic (d)

Tot distorsiuni neliniare suferă semnalul care a depășit limita semnalului „mic” (ca în figura 2.11d).

Anvelopa semnalului poate fi modificată chiar dacă amplificatorul funcționează liniar. Aceasta se întâmplă când conținutul spectral al semnalului depășește intervalul în care amplificarea este constantă iar defazajul este nul. Unele componente spectrale vor fi amplificate sau vor fi defazate diferit de celelalte, ceea ce modifică anvelopa semnalului. Se spune că semnalul a suferit *distorsiuni liniare*.

Pentru ilustrare, presupunem că amplificatorul are o caracteristică de tip trece-jos, ca în figura 2.12. Semnalul amplificat la un moment dat este un amestec între două sinusoides, dintre care una are frecvența mai mică decât limita din figura 2.12 (frecvența de frîngere a caracteristicii) iar cealaltă are frecvența considerabil mai mare decât aceeași limită. A doua componentă va fi amplificată mult mai puțin decât prima și va fi defazată prin întârziere. Semnalul de ieșire va conține aproape numai prima componentă, ceea ce arată că anvelopa a fost modificată.

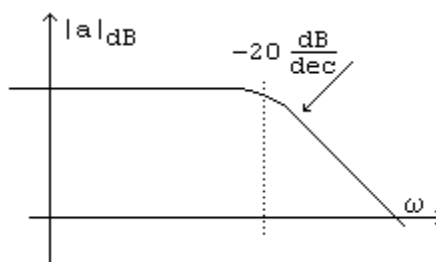


Figura 2.12: Caracteristica de frecvență a unui filtru trece-jos

Pentru început, putem renunța la analiza funcționării neliniare, presupunând că amplitudinea semnalului nu depășește limitele admise. Simplificarea este acceptabilă aproape întotdeauna, pentru că fie construim amplificatoarele astfel încât să fie adecvate semnalului, fie nu ne interesează semnalele care au depășit limitele. Totuși, fiecare etaj trebuie analizat din perspectiva distorsiunilor neliniare, atunci când trebuie să precizăm limitele funcționării liniare.

2.1.8 Zgomotul

În acest punct se cuvine să facem o precizare asupra așteptărilor uzuale în legătură cu funcționarea unui amplificator. În mod frecvent, considerăm că rezultatele obținute într-un sistem (electronic sau de altă natură) sînt univoc determinate de semnalele de intrare și de modelul aceluia proces, presupus a fi cunoscut fără eroare. Altfel spus, dacă cunoaștem semnalele de intrare și modelul sistemului,

putem prezice fără eroare semnalul de ieșire. Se spune că modelul aplicat realității este determinist. Din păcate, această ipoteză este cel mai adesea contrazisă de sistemele cu care lucrăm. Pe de o parte, modelul sistemului este doar o aproximare a funcționării reale, pentru că nu putem lua în calcul toate fenomenele care apar (prea multe, unele necunoscute, iar modelul ar deveni imposibil de folosit). Mai mult, unii dintre parametrii sistemului sînt incerți sau variază în mod impredictibil. Se spune că modelul are *incertitudini* și *abateri parametrice*.

Pe de altă parte, semnalele de intrare, ca și propagarea lor prin sistem, sînt supuse unor *perturbații* din mediul exterior. Exemple tipice de perturbații ale circuitelor electronice sînt semnalele parazite colectate inductiv și capacitiv, de la sursele externe de cîmp electromagnetic. Tot perturbații sînt variația temperaturii, iluminarea parazită a unor senzori de lumină, vibrațiile mecanice nedorite care influențează un microfon etc. Efectul acestor perturbații trebuie cunoscut, pentru a introduce măsuri de limitare a efectului lor. Unele perturbații sînt măsurabile, deci predictibile (cazul temperaturii). Altele sînt de origine necunoscută, sau de origine cunoscută, dar nemăsurabile. Acestea se numesc *zgomot electric*. Zgomotul poate fi de origine internă sau externă. Cazuri tipice de zgomot, în practica electroniștilor:

- zgomotul de vibrație a rețelei cristaline din semiconductori;
- zgomotul termic din conductoare;
- zgomotul indus de surse de cîmp electromagnetic apropiate;
- zgomotul indus la bornele sursei de alimentare de ceilalți consumatori, alimentați de la această sursă.

Din motivul arătat, analiza circuitelor trebuie să cuprindă și o evaluare a efectului perturbațiilor, prin care să se precizeze:

- gradul de protecție a circuitului împotriva perturbațiilor externe, fie ele predictibile sau nu;
- nivelul zgomotului propriu al circuitului.

2.1.9 Alți parametri ai amplificatoarelor

- Intervalul temperaturilor de lucru
- Variația parametrilor în funcție de temperatură
- Consumul de la alimentare și randamentul (relevant numai pentru circuitele de putere sau pentru cele alimentate din resurse limitate)

2.1.10 Exemplu de analiză a unui etaj de amplificare

Etaj de amplificare cu un tranzistor bipolar, funcționînd în conexiunea emitor comun (EC)

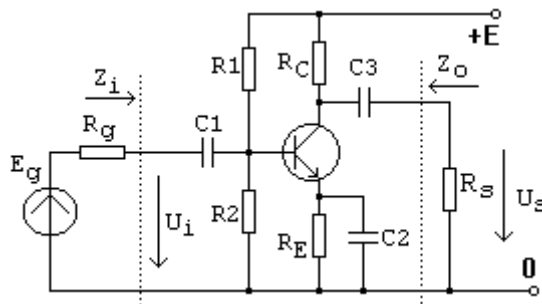


Figura 2.13: Schema etajului de amplificare cu un tranzistor bipolar, în conexiune EC

În figura 2.13 este prezentată schema frecvent întîlnită a unui etaj de amplificare cu tranzistor bipolar, aflat în conexiunea EC. Analiza circuitului decurge în ordinea: stabilirea p.s.f., circuitul

echivalent de c.a., modelul de semnal mic, determinarea amplificării și impedanțelor, excursia maximă a semnalelor, banda de lucru.

Pentru analiza de curent continuu, se îndepărtează condensatoarele și componentele cuplate numai prin condensatoare (sarcina și generatorul de semnal) și rezultă circuitul din figura 2.14a.

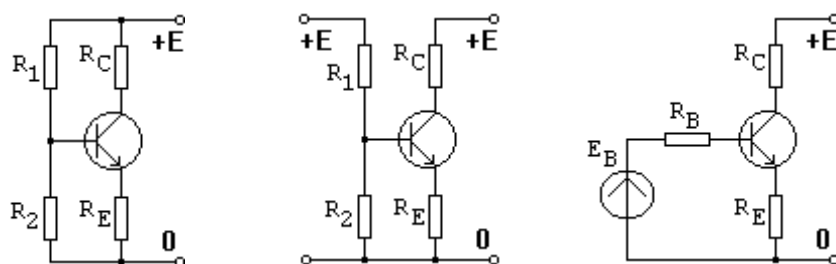


Figura 2.14: Schema circuitului de polarizare (a,b) și schema echivalentă de c.c. (c)

Pentru simplificarea analizei, se redesenează circuitul ca în figura 2.14.b, apoi se echivalează sursa și divizorul de polarizare conform teoremei sursei de tensiune echivalente. Se scriu ecuațiile Kirchhoff pentru noul circuit de c.c. (2.14.b), precum și ecuațiile care modelează dispozitivul, în ipoteza că acesta se află în regiunea activă normală. Se determină soluția sistemului de ecuații și se verifică corectitudinea ipotezei privitoare la RAN. Dacă aceasta se confirmă, se trece la analiza de c.a. În caz contrar, se formulează o nouă ipoteză, privitoare la regimul de lucru al dispozitivului și se reia analiza p.s.f..

Sursa echivalentă de tensiune din figura 2.14c este dată de relațiile:

$$E_B = E \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.7)$$

Pentru cazul că tranzistorul funcționează în RAN, punctul static de funcționare este dat de sistemul de ecuații:

$$\begin{aligned} E_B &= I_B R_B + U_{BE} + I_E R_E \\ E &= R_C I_C + U_{CE} + R_E I_E \\ I_C &= \beta I_B \end{aligned} \quad (2.8)$$

Primele două sînt ecuațiile Kirchhoff, scrise pe ochiul de intrare, respectiv de ieșire. Ultima ecuație provine din modelul de regim static al TB, pentru RAN. Modelul este în esență neliniar, dar pentru RAN se poate folosi această aproximație, care simplifică analiza p.s.f..

Soluția este dată de relațiile:

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{E_B - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \\ I_C &= \beta I_B \\ U_{CE} &= E - R_C I_C - R_E I_E \cong E - I_C (R_C + R_E) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Verificăm dacă tranzistorul lucrează în RAN. Tensiunea pe joncțiunea bază-emitor este de 0,6 – 0,7V. Curentul de colector trebuie să fie cel puțin de ordinul microamperilor (tranzistorul să nu fie blocat) iar tensiunea colector-emitor trebuie să fie cel puțin cît tensiunea bază-emitor (tranzistorul să nu fie saturat). Pentru aplicațiile pretențioase, se mai face un studiu al sensibilității p.s.f. în raport cu perturbațiile și cu dispersia parametrică (vezi capitolul 2 din culegerea [3]).

Presupunând că se verifică ipoteza privitoare la RAN, determinăm parametrii modelului de semnal mic al tranzistorului (spre exemplu, parametrii h , din relațiile 0.27 – 0.29).

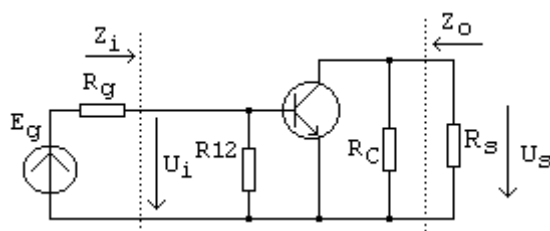


Figura 2.15: Schema echivalentă de c.a. a etajului de amplificarea

Regimul dinamic privește abaterile față de p.s.f. și este analizat pe o schemă echivalentă, în care sînt considerate aceste abateri (schema echivalentă de curent alternativ). Pentru circuitul luat ca exemplu, schema echivalentă de c.a. este prezentată în figura 2.15. Se observă că sursa de alimentare (considerată sursă ideală de tensiune) a fost înlocuită cu un scurtcircuit, ca și condensatoarele de cuplare, deoarece ele reprezintă componente cu tensiune constantă, pe care nu apar abateri de tensiune. Cele două rezistențe de polarizare din bază au fost înlocuite cu rezistența echivalentă.

În privința rolului condensatoarelor, este necesară o observație suplimentară. În mod intuitiv, condensatoarele de cuplare cu generatorul și cu sarcina limitează banda de trecere în partea inferioară. Limitarea superioară a benzii se datorează funcționării tranzistorului, deoarece amplificarea în curent scade rapid, la frecvențe mai mari decît frecvența de tăiere (parametru de catalog). În intervalul dintre cele două limite, amplificarea este cvasiconstantă, motiv pentru care convenim să numim acest interval de frecvențe "frecvențe medii". Analiza de c.a. care urmează se referă numai la intervalul frecvențelor medii. Comportarea amplificatorului în afara benzii și dimensionarea condensatoarelor vor fi tratate separat, în subcapitolul 2.4.

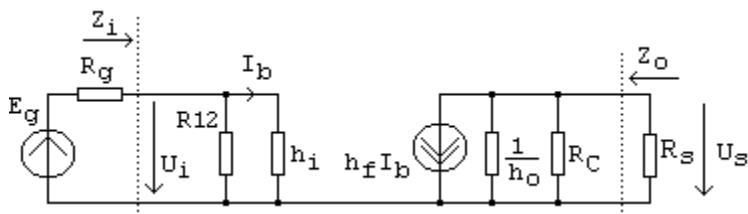


Figura 2.16: Schema echivalentă de c.a., pentru semnal mic

În schema echivalentă de c.a., este necesar un model matematic al comportării tranzistorului în regim dinamic. Dacă presupunem că abaterile mărimilor față p.s.f. sînt suficient de mici, se poate folosi un model liniar (modelul de semnal mic). Dintre diversele variante de model, pentru uniformitatea analizelor de circuit din acest curs, vom folosi modelul parametrilor de cuadripol. Pentru comoditate, considerăm modelul cu parametri hibrizi, corespunzători conexiunii EC a tranzistorului, dar orice alt model trebuie să dea rezultate identice. Circuitul echivalent este cel din figura 2.16. Pe acest circuit se pot calcula mărimile care caracterizează regimul dinamic. Se observă că am neglijat parametrul care descrie transferul în sens invers prin tranzistor, deoarece tensiunea creată prin acest mecanism este foarte mică față de tensiunea de intrare.

Începem cu amplificarea de tensiune și cea de curent, în absența sarcinii și fără a considera impedanța generatorului. Definim:

$$A_u = \left. \frac{U_s}{U_i} \right|_{I_s=0}; \quad (2.10)$$

$$A_i = \left. \frac{I_s}{I_i} \right|_{U_s=0}. \quad (2.11)$$

În mod firesc, absența sarcinii este transcrisă prin curent de sarcină nul - dacă considerăm ieșirea în tensiune, sau prin tensiune de sarcină nulă - dacă ieșirea este în curent.

Au loc relațiile:

$$I_b = \frac{U_i}{h_i} \text{ și } U_s = -h_f I_b \left(\frac{1}{h_o} \parallel R_C \parallel R_s \right).$$

Rezultă mărimile:

$$A_u = - \frac{h_f \left(\frac{1}{h_o} \parallel R_C \right)}{h_i} \quad (2.12)$$

$$A_i = h_f \cdot \frac{R_{12}}{R_{12} + h_i} \quad (2.13)$$

Semnul "-" din expresia amplificării de tensiune arată că tensiunea de la ieșire este în antifază cu cea de la intrare, când amîndouă sînt măsurate față de punctul comun.

Pentru a afla impedanța de intrare, se poate analiza direct circuitul echivalent din figura 2.16:

$$I_i = \frac{U_i}{R_{12} \parallel h_i};$$

$$Z_i = \frac{U_i}{I_i} = R_{12} \parallel h_i = R_1 \parallel R_2 \parallel h_i. \quad (2.14)$$

Pentru a calcula impedanța de ieșire, se crează un nou circuit de test, în care ieșirea amplificatorului este excitată cu un generator extern, în timp ce generatorul de la intrare este pasivizat. Rezultă circuitul din figura 2.17, care corespunde cu circuitele utilizate în mod obișnuit, pentru măsurarea impedanței de ieșire.

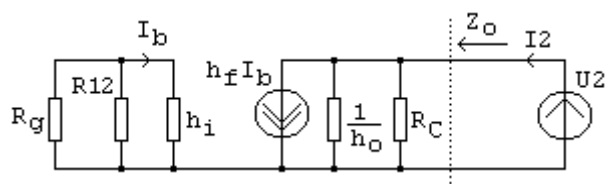


Figura 2.17: Schema de măsurare a impedanței de ieșire

Curentul de bază este nul, din cauză că am neglijat reacția internă prin tranzistor. Implicit, curentul generatorului intern al tranzistorului este nul. Rezultă:

$$I_2 = \frac{U_2}{\frac{1}{h_o} \parallel R_C};$$

$$Z_o = \frac{U_2}{I_2} = \frac{1}{h_o} \parallel R_C. \quad (2.15)$$

Dacă restrîngem analiza la tranzistorul folosit în amplificator, se observă că impedanța sa de intrare este h_i iar impedanța de ieșire este $\frac{1}{h_o}$.

Pentru a determina valorile mărimilor (amplificare și impedanțe) din cazul real, în funcție de impedanțele generatorului și sarcinii, se consideră circuitele echivalente din figura 2.18 (preluată din figura 2.8). Spre exemplu, pentru a ține cont de rezistența internă a generatorului, amplificarea de tensiune se înmulțește cu raportul $\frac{Z_i}{Z_i + R_g}$.

Similar, la atacul în curent, amplificarea de curent se înmulțește cu raportul $\frac{R_g}{Z_i + R_g}$.

La ieșire, în prezența sarcinii, amplificarea de tensiune se înmulțește cu raportul $\frac{R_s}{Z_o + R_s}$ iar amplificarea de curent cu raportul $\frac{Z_o}{Z_o + R_s}$.

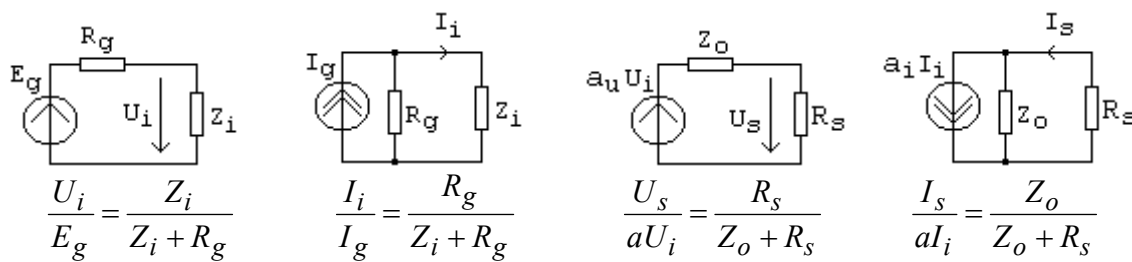


Figura 2.18: Circuite echivalente la intrarea și la ieșirea amplificatorului

Aplicînd relațiile de mai sus, se obține amplificarea de tensiune, de la generator pînă la sarcină:

$$\frac{U_s}{E_g} = - \frac{h_f \left(\frac{1}{h_o} \parallel R_C \right)}{h_i} \cdot \frac{Z_i}{Z_i + R_g} \cdot \frac{R_s}{Z_o + R_s}. \quad (2.16)$$

În funcție de scopul analizei, se pot calcula și amplificările transimpedanță sau transadmitanță, care nu ridică nici o dificultate. Transadmitanța este chiar panta tranzistorului, g_m , pe care o putem determina din regimul de c.c. (vezi relația (0.21) și rîndurile următoare). Aceeași mărime o putem exprima prin parametrii de cuadripol:

$$a_y = g_m = \frac{h_f}{h_i}. \quad (2.17)$$

Transimpedanța este

$$a_z = - \frac{R_{12}}{R_{12} + h_i} \cdot h_f \cdot \left(\frac{1}{h_o} \parallel R_C \right). \quad (2.18)$$

N.B.: calculul aproximativ!

În legătură cu exprimarea analitică a mărimilor evaluate mai sus, este important de observat o proprietate esențială în practica circuitelor electronice: deși relațiile deduse sînt exacte, atunci cînd sînt aplicate unui circuit particular, ele nu conduc la valorile adevărate ale parametrilor. Aceasta se întîmplă din cauza incertitudinilor asupra mărimilor cu care se lucrează, în special asupra parametrilor dispozitivelor semiconductoare (atît cei de regim staționar cît și cei de regim dinamic), temperaturii și

parametrilor componentelor pasive. În acest context, dacă se respectă condiția de semnal mic adoptată în paragraful 0.2 (relația (0.22)), eroarea produsă de neliniaritate este mai mică decât eroarea produsă datorită parametrilor menționați mai sus. În consecință, electroniștii folosesc adeseori aproximări ale expresiilor exacte, care introduc erori mai mici decât cele datorate incertitudinii și neliniarității. Una dintre aproximările frecvente este neglijarea admitanței de ieșire a tranzistorului, în comparație cu rezistența din colector și cu rezistența de sarcină. Spre exemplu, dacă tranzistorul lucrează la un curent de colector de 1mA, impedanța de ieșire din tranzistor este cam de 100kΩ. Rezistența din colector nu depășește câțiva kΩ, deci se pot folosi aproximările:

$$A_u|_{I_s=0} = -\frac{h_f R_C}{h_i} \text{ și } Z_o = R_C.$$

Alte aproximări asemănătoare se folosesc în calculul regimului staționar și în analiza parametrilor circuitelor cu mai multe tranzistoare. Ele au avantajul că evidențiază parametrii esențiali ai unui circuit, în formule relativ simple, fără a introduce erori exagerate. **Totuși, electronistul trebuie să aprecieze cu discernământ dacă analiza se pretează sau nu la o anumită aproximare, deoarece unele simplificări pot duce la erori subtile și rezultate derutante.**

Una dintre performanțele care interesează la orice amplificator este excursia maximă a semnalului de ieșire. Aceasta înseamnă amplitudinea maximă a abaterilor față de p.s.f. ale ieșirii, care păstrează funcționarea amplificatorului în domeniul liniar. Pentru a analiza această proprietate, este util să se deseneze locul geometric al punctelor de funcționare ale tranzistorului, în regim dinamic. S-a pus deja în evidență că p.s.f. aparține dreptei statice de sarcină, care rezultă din scrierea ecuației II Kirchhoff în circuitul de ieșire (a doua ecuație din sistemul (2.8)). Această dreaptă (în figura 2.19a, dreapta mai apropiată de orizontală, care intersectează ambele axe) conține mulțimea punctelor de funcționare posibile, în regim staționar, determinate de comanda din bază. În regim dinamic, locul geometric al punctelor de funcționare nu mai este dreapta statică de sarcină, datorită comportării condensatorului C_E ca un scurtcircuit, în banda frecvențelor medii. Deoarece funcționarea întregului circuit (inclusiv tranzistorul) este aproximată liniar, acest loc geometric va fi o dreaptă și va trece prin p.s.f. (este justificată denumirea de "dreaptă dinamică de sarcină"). Relația între abaterea de tensiune și cea de curent este dată de:

$$U_s = -I_s \left(\frac{1}{h_o} \parallel R_C \parallel R_s \right). \quad (2.19)$$

Rezultă că modulul pantei dreptei dinamice de sarcină (2.19) este inversul rezistenței $\frac{1}{h_o} \parallel R_C \parallel R_s$,

care este sarcina dinamică a generatorului de curent din tranzistor. Pentru simplitatea formulelor, notăm cu R_L această rezistență. Semnul minus se datorează faptului că ieșirea din tranzistor generează tensiune în opoziție de fază cu curentul. În planul caracteristicilor de ieșire, dreapta dinamică de sarcină are aspectul din figura 2.19a. Pentru a renunța la mărimile din regimul static, se poate face o schimbare de coordonate, prin trecerea la abaterile I_c și U_{ce} . Dreapta dinamică de sarcină are poziția din figura 2.19b, originea coincidând cu p.s.f.. Totuși, pentru a stabili limitele de variație ale tensiunii și curentului, trebuie examinate caracteristicile din figura 2.19a. Limitele de funcționare liniară (fără trunchierea semnalului) sînt date de blocarea și saturația tranzistorului.

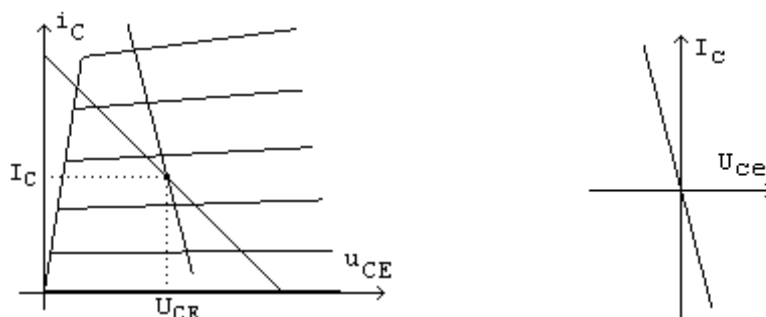


Figura 2.19: Dreapta dinamică de sarcină, în planul caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului

În sensul spre blocare, curentul poate scădea cu valoarea I_C (valoarea din regimul staționar), ceea ce face ca tensiunea să poată crește cu valoarea $I_C R_L$. În sensul spre saturație, tensiunea poate scădea cu $U_{CE} - U_{BE} \cong U_{CE} - 0,6V$, de unde creșterea maximă a curentului: $\frac{U_{CE} - 0,6V}{R_L}$.

Presupunând că semnalul aplicat este simetric față de valoarea medie, rezultă amplitudinile maxime ale semnalului de tensiune și celui de curent, la ieșire:

$$U_{ce-\max} = \min(U_{CE} - 0,7V, I_C R_L) \quad (2.20)$$

$$I_{c-\max} = \min(I_C, \frac{U_{CE} - 0,7V}{R_L}). \quad (2.21)$$

Trecînd la mărimile legate de sarcină, $U_{s-\max} = U_{ce-\max}$ și $I_{s-\max} = I_{c-\max} \cdot \frac{Z_o}{Z_o + R_s}$.

Pentru a determina limitele semnalelor de intrare, se împarte limita corespunzătoare a semnalului de ieșire la amplificarea. Spre exemplu, amplitudinea maximă a tensiunii generatorului, E_g , este $\frac{U_{s-\max}}{A_u}$, unde A_u este amplificarea de tensiune, în raport cu tensiunea de generator, $A_u = \frac{U_s}{E_g}$.

În cazul cînd nu se respectă limitele semnalului de intrare, semnalul de ieșire rezultă trunchiat, așa cum este reprezentat semnalul de tensiune în figura 2.20. Cu linie punctată a fost figurată valoarea din regimul static. Cauza trunchierii prezentate în figură este (în ordine): blocare, saturație, blocare + saturație.

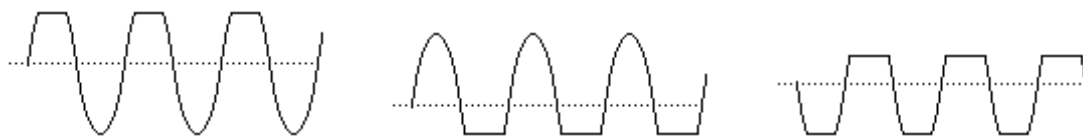


Figura 2.20: Limitarea tensiunii de ieșire datorită blocării, saturației sau amîndorura

O altă limită impusă de neliniaritatea dispozitivului semiconductor este cea de semnal mic. Considerăm că eroarea maximă admisibilă a dus la condiția $U_{be} < 3mV$ și, în funcție de modelul

adoptat pentru generatorul de semnal, rezultă una din condițiile: $E_g < 3mV \cdot (1 + \frac{R_g}{Z_i})$ sau

$I_g < 3mV \cdot \frac{R_g + Z_i}{R_g Z_i}$. Dacă nu se respectă limitarea impusă de condiția de semnal mic, semnalul de

ieșire poate avea aspectul din figura 2.21. În astfel de situații, valorile medii ale tensiunii și curentului, măsurate în regim dinamic, nu mai sînt egale cu valorile din regimul static.

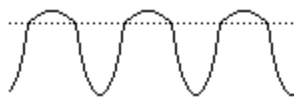


Figura 2.21: Distorsionarea semnalului de ieșire, datorită nerespectării condiției de semnal mic

Valorile tipice ale mărimilor specifice amplificatorului analizat, în ipoteza că este vorba de un amplificator de semnal mic, sînt:

- amplificare de tensiune de ordinul zecilor sau sutelor;
- amplificare de curent de ordinul zecilor sau sutelor;
- impedanță de intrare de ordinul kiloohmilor;
- impedanță de ieșire de ordinul sutelor de ohmi sau kiloohmi (cu excepția situației cînd rezistența de colector este în același timp și sarcină, cînd impedanța de ieșire este chiar impedanța de ieșire din tranzistor, de ordinul zecilor sau sutei de kiloohmi).

Din valorile menționate mai sus, se constată că etajul de amplificare este un etaj "bun la toate", cu amplificare semnificativă atît în tensiune cît și în curent. Totuși, impedanțele de intrare și ieșire nu sînt caracteristice unui amplificator ideal, pentru că ele nu sînt nici mult mai mari nici mult mai mici decît impedanțele uzuale de generator și de sarcină.

Observații:

- Amplificarea în tensiune de valoare mare. Este etaj inversor de fază. Depinde de p.s.f. (prin intermediul impedanței de intrare în tranzistor)
- Amplificarea în curent de valoare mare
- Amplificarea în putere este substanțială
- Impedanța de intrare este medie (nu justifică intrare ideală nici de tensiune, nici de curent) și depinde de p.s.f.
- Impedanța de ieșire este medie (rezistența de colector) și nu depinde semnificativ de p.s.f.
- Etajul este folosit în amplificatoare de audio- și videofrecvență, de puteri mici, în tehnica de măsurări și aparatura electrocasnică.