# Cap.2. PRINCIPIILE AMPLIFICATOARELOR

## 2.1. Introducere

Amplificatorul este blocul de baza al construcţiei unui sistem electronic. Conţinutul blocului se poate schimba in timpul anilor dar noi vom avea întotdeauna nevoie sa cunoaştem cum un amplificator va avea ca sarcina pe un altul când ele sunt conectate in cascada (serie). De asemenea vom avea nevoie sa cunoaştem cum un amplificator va fi afectat de capacitatea firelor legate la intrarea si respectiv ieşirea sa.

Consideram amplificatorul prezentat in fig.2.1. Vom considera ca intrarea $X_{in}$ este in raport cu ieşirea $X_{ies}$ printr-o constanta. Etajul se spune ca are o amplificare **"A"** data de:

$$A = \frac{\text{iesirea amplificatorului}}{\text{intrarea amplificatorului}} = \frac{X_{ies}}{X_{in}}$$

Trebuie notat ca, in fig.2.2 daca intrarea $X_{in}$ creste, va veni un moment de timp când $X_{ies}$ nu mai poate creste mai mult datorita limitărilor in alimentare. Astfel fiecare amplificator va deveni neliniar pentru cerinţe de ieşire foarte largi, cum se arata in fig.2.2. De asemenea toate amplificatoarele vor fi neliniare intr-un anumit grad, chiar pentru semnale mici, spre exemplu rapoartele $X_{ies1}/X_{in1}$ si $X_{ies2}/X_{in2}$ pot fi diferite, cu toate ca va fi un domeniu limitat de lucru al amplificatorului unde raportul este aproape constant, sa zicem in interiorul câtorva procente.

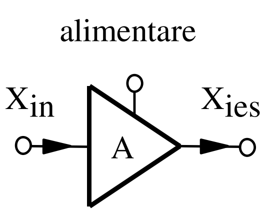



Fig.2.1. Simbolul amplificatorului

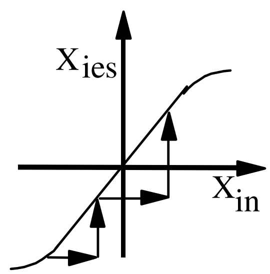



Fig.2.2. Liniaritatea castigului

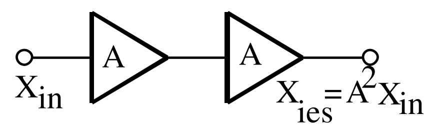



Fig.2.3. Doua amplificatoare in cascada

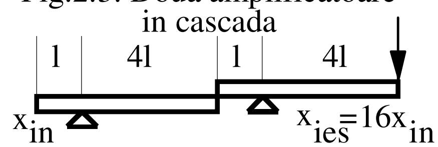



Fig.2.4. Sistem de parghii

In acest capitol, consideram ca amplificatoarele lucrează in domeniul liniar si vom lua **A** ca fiind constanta.

Cunoscând câştigul (amplificarea) unui amplificator $A = X_{ies}/X_{in}$ putem scrie $X_{ies} = AX_{in}$. Daca aceasta este aşa, care este ieşirea in aranjamentul din fig.2.3? Sau care este ieşirea unui sistem mecanic cu pârghii prezentat in fig.2.4?

Este ieşirea întotdeauna 16X pentru o intrare $X_i$=X ? Este clar ca ieşirea va fi 16X uneori; dar daca punctul de ieşire nu este intru totul liber sa se mişte, (exemplu: ieşirea poate comprima un arc), bara poate sa se încovoaie si pot sa rezulte deplasări mai mici de 16 ori intrarea. Exemplul cu pârghie prezintă o realizare de A=-4 in cazul in care nu avem sarcina.

Revenind la amplificare, sa consideram ca ele sunt amplificatoare de tensiune, fiecare cu câştigul de "-4" (pentru o creştere de o unitate de tensiune la intrare avem o descreştere de patru unitati de tensiune la ieşire). Este din nou clar ca ieşirea poate fi 16V, sau mai mica, pentru o intrare de 1V. Aceasta poate fi din cauza curentului de alimentare a celui de-al doilea amplificator, având o impedanţa in calea de intrare $Z_i$. Daca primul amplificator are o impedanţa $Z_o$ in calea sa de ieşire, atunci va apare o cădere de tensiune pe $Z_o$ si uneori mai puţin ca "-4V" va fi la intrarea celui de-al doilea amplificator din fig.2.5.

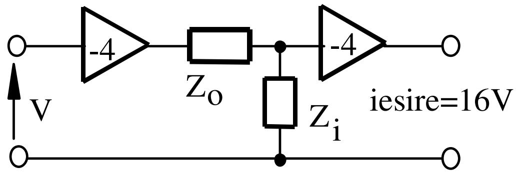



Fig. 2.5. Amplificatoare prezentand circuite de cuplare

A1= -4 ; A2= -4

Astfel suntem interesaţi in **"cuplarea intre etaje".** Fiecare amplificator are impedanţe de intrare si de ieşire. Putem noi şti care sunt valorile dorite pentru cea mai buna amplificare de tensiune, curent sau cuplaj de putere? Aceste impedanţe pot fi reactive; spre exemplu, $Z_i$ poate fi $10^5$ $\Omega$ in paralel cu un condensator de $10^{-10}$F. Dorim sa ştim care va fi aceasta valoare $Z_i$ pe care o vom da cuplării dintre amplificatoare sau dintre amplificator si unele surse de semnal.

### 2.2. Cuplaje intre amplificatoare de tensiune

Circuitul din fig.2.6 conţine următoarele parţi:

- (a) este o sursa de tensiune $V_1$ si impedanţa $Z_1$. Ştim ca sursa poate fi un circuit incluzând multe dispozitive, dar teorema lui Thevenin spune ca acesta poate fi redus la un singur generator de tensiune si o impedanţa serie. Putem reduce sursa la forma Norton a unui singur generator de curent si o impedanţa paralela, vom obţine si astfel răspunsuri identice, dar mai puţin uşor.

- (b) este un amplificator a cărui intrare conduce ceva curent. O latura a intrării poate fi la pământ, sau poate fi la un potenţial similar cu o latura a ieşirii (dar in acest caz general, acestea nu sunt luate in consideraţie). Cele doua terminale sunt cele la care poate fi debitata tensiunea de intrare $V_2$, iar impedanţa $Z_2$ dintre aceste terminale este impedanţa de intrare a amplificatorului.

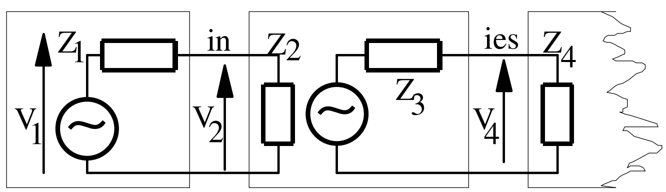


Fig.2.6. Cuplarea in tensiune

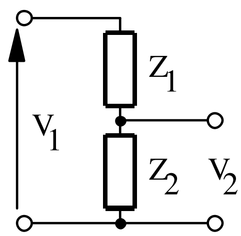


Fig.2.7. Potentiometru

Amplificatorul poate conţine din nou multe componente, dar reprezentarea Thevenin este astfel utilizata încât circuitul de ieşire este redus la un generator de tensiune $AV_2$ si o impedanţa serie $Z_3$. Daca nu avem un flux de curent prin sarcina si astfel nu avem o cădere de tensiune pe $Z_3$, $AV_2$ ar fi ieşirea pentru o intrare $V_2$. Astfel A este câştigul de tensiune fara sarcina al amplificatorului si $Z_3$ este impedanţa sa de ieşire.

- (c) $Z_4$ este impedanţa de sarcina sau este un alt amplificator care absoarbe curent de la amplificatorul (b) (atunci $Z_4$ este impedanţa sa de intrare). Tensiunea dezvoltata pe aceasta sarcina este $V_4$.

Considerând circuitul de intrare a primului amplificator, dorim sa ştim ce tensiune $V_2$ este dezvoltata, aceasta in comparaţie cu tensiunea $V_1$, care este tensiunea disponibila din sursa daca nu avem un curent consumat de la aceasta.

Legile lui Kirchhoff ne permit sa rezolvam problemele circuitului pe doua cai. Prima cale este sa notam tensiunile ce apar intre diversele puncte ale circuitului si unele puncte de referinţa. Putem astfel scrie curenţii in fiecare cale a circuitului ca fiind egali cu diferenţa de tensiune dintre terminalele caii raportata la impedanţa dintre terminale (impedanţa caii). La sfârşit vom scrie egalitatea curenţilor ce intra intr-un punct al circuitului, cu cei ce ies din acel punct. Astfel vom sfârşi prin a avea atâtea ecuaţii câte puncte avem si putem rezolva aceste ecuaţii. A doua cale este sa marcam curenţii necunoscuţi ce circula in fiecare bucla si sa scriem căderile de tensiune in jurul buclei egale cu tensiunea sursei.

In circuitul nostru tensiunile sunt deja etichetate si la terminalul de intrare superior al amplificatorului, curentul ce iese din sursa trebuie sa fie egal cu cel ce se scurge in amplificator (nu avem alte cai), astfel:

$$(V_1-V_2)/Z_1 = V_2/Z_2$$

deci: $$V_1Z_2 = V_2Z_1+V_2Z_2$$

astfel: $$V_2 = V_1(Z_2/(Z_1+Z_2)) \qquad (2.1)$$

Notam ca aceasta putea fi obţinuta punând $\mathbf{i_1}$ ca un curent necunoscut care circula si din:

$$V_1 = i_1 Z_1 + i_2 Z_2$$
$$V_2 = i_1 Z_2$$

rezulta aceleaşi relaţii pentru $V_2$ si $V_1$.

Ecuaţia (2.1) este uneori numita *"expresia divizorului de tensiune"* pentru circuitul din figura 2.7.

Tensiunea de ieşire este fracţiunea $Z_2 / (Z_1+Z_2)$ a tensiunii de intrare; aceasta este adevărat doar in cazul când nu avem alta alimentare cu curent din punctul ce leagă $Z_1$ si $Z_2$.

Aceasta relaţie este uşor de memorat si poate fi folosita, daca toate circuitele alimentate de $V_2$ sunt combinate sa dea o impedanţa efectiva $Z_2$ care este folosita in ecuaţie.

In unele situaţii, ne dorim un cuplaj perfect de tensiune sau $V_2 \rightarrow V_1$. Din (2.1) se obţine aceasta daca:

$$Z_2 / (Z_1+Z_2) \rightarrow 1 \quad \text{sau} \quad Z_1 << Z_2$$

Trebuie notat ca nu ne dorim $Z_1$ sa fie zero, ci pur si simplu mult mai mic ca impedanţa de intrare $Z_2$, a amplificatorului.

Daca avem $Z_1$ de 20…100 de ori mai mic ca $Z_2$ este bine pentru majoritatea scopurilor inginereşti, dar pentru instrumentaţie de înalta calitate si computerizare acest factor trebuie sa fie intre $10^3$ si $10^6$ ($Z_2 \approx 10^6$).

Referindu-ne din nou la circuitul din fig. 2.6 putem scrie o ecuaţie similara ca (2.1) pentru a doua parte a circuitului:

$$V_4 = AV_2\left(\frac{Z_4}{Z_3+Z_4}\right) = A\left(\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}\right)\left(\frac{Z_4}{Z_3+Z_4}\right)V_1$$

sau pentru un amplificator "multietaj" cu "n" etaje identice (fig.2.8) putem scrie in general:

$$V_2 = A^n\left(\frac{Z_i}{Z_i+Z_1}\right)\left(\frac{Z_i}{Z_1+Z_o}\right)^{n-1}\left(\frac{Z_2}{Z_o+Z_2}\right)V_1 \qquad (2.3)$$

unde $Z_i$ este impedanţa de intrare si $Z_o$ este impedanţa de ieşire a fiecărui amplificator.

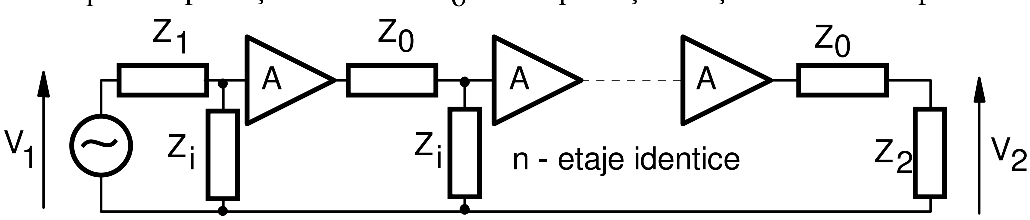


Fig.2.8. Amplificator de tensiune multietaj

Astfel, ca o metoda generala de găsire a relaţiei generale am separat "atenuarea" (care este un castig mai mic ca unitatea) fiecărei secţiuni de "cuplaj" intre blocurile de amplificare, de câştigul blocurilor amplificatoare.

## 2.3. Expresii logaritmice pentru amplificare: decibelul (dB)

Expresiile logaritmice pentru câştig au numeroase aplicaţii. Pentru a găsi castigul unui amplificator multi-etaj dintr-o expresie ca (2.2), **adunam numai câştigul logaritmic** pentru fiecare cuplaj si pentru fiecare amplificator; avem astfel câştigul general al mai multor etaje in cascada.

In fig.2.8 am observat cum este corelata tensiunea de ieşire $V_2$ cu tensiunea de intrare $V_1$ si s-a obţinut pentru un amplificator o relaţie de forma $V_2$=(castig)$V_1$. Daca cunoaştem rezistentele pe care apar tensiunile de intrare si ieşire, sa zicem $R_1$ si respectiv $R_2$, atunci putem scrie ca puterea de intrare $p_1=V_1^2/R_1$ si in mod similar puterea de ieşire $p_2=V_2^2/R_2$, unde $V_1$ si $V_2$ sunt tensiuni efective (r.m.s.). Atunci câştigul de putere va fi:

$$p_2 = (\text{câştig de putere})\ p_1$$

O alternativa pentru calculul adimensional al câştigului de putere este exprimarea in decibeli si definirea lui prin:

$$\text{Câştig de putere (dB)} = 10 \log_{10}(p_2/p_1) \qquad (2.3)$$

Astfel un amplificator ce furnizează la ieşire 4W pentru o intrare de 4mW va avea un câştig de putere de 30dB.

Daca scriem puterile in termeni de tensiune găsim:

$$\text{Câştig de putere (dB)} = 10 \log_{10}(V_2^2/R_2)/(V_1^2/R_1)= 20 \log_{10} (V_2/V_1)+10 \log_{10} (R_2/R_1) \qquad (2.4)$$

In orice circuit unde $R_2 = R_1$ avem:

$$\text{Câştig de putere (dB)} = 20 \log_{10}(V_2/V_1) = 20 \log_{10}A \qquad (2.5)$$

(unde $A = V_2/V_1$ este câştigul in tensiune)

Multe circuite de comunicaţii sunt proiectate cu rezistente de sursa si sarcina standard de 600 Ω si linii de transmisie de 50 si 75Ω. In aceste sisteme este adesea utilizata relaţia (2.5) exprimând "câştigul de tensiune" in dB.

Pentru doua motive este foarte utila exprimarea câştigului de putere in dB:

a) Curba de răspuns a multor circuite are forme simple când plotam câştigul in dB funcţie de frecventa intr-o scala logaritmica;

b) Când amplificatoarele de putere (tensiune, sau curent) sunt urmate de alte circuite cu câştig (+dB) sau atenuare (-dB), atunci câştigul global este obţinut algebric, însumând câştigurile si atenuările tuturor parţilor pe o cale intre intrare si ieşire.

Astfel daca amplificatorul nostru are o intrare de 4mW si o ieşire de 4W, fiind urmat de un circuit pasiv cu câştig de putere 0,5dB (sau atenuare de 2) si de un al doilea amplificator cu un câştig de putere 400, in termeni de decibeli avem:

Câştig de putere 0,5 $= 10 \log_{10} 0{,}5 = 10 \log_{10} 2 = -3\text{dB}$

Câştig de putere 400 $= 10 \log_{10} 400 = 10 * 2{,}6 = +26\text{dB}$

si deci câştigul general =+30dB-3dB+26dB =+53dB (sau de 200.000 ori).

Uneori se pot vedea pagini de date pentru unele amplificatoare cu câştigul notat in dB, fara a specifica sarcina la ieşire. Aceste date trebuie tratate cu precauţie.

## 2.4. Cuplaje intre amplificatoare de curent

Circuitul din fig.2.9 conţine următoarele parţi:

- (a) este o sursa de curent $i_1$ de impedanţa interna $Z_1$. Teorema lui Norton permite reprezentarea sursei, indiferent de complexitatea sa interna ca un singur generator de curent si o impedanţa paralela $Z_1$. Calea de conducţie $Z_1$ semnifica faptul ca sursa poate pierde o parte din curentul sau intern ceea ce este similar cu sursa de tensiune la care cade o parte din tensiune pe impedanţa sa interna.

- (b) este un amplificator a cărui impedanţa de intrare $Z_2$ este străbătuta de curentul de intrare $i_2$ (prin terminalele de intrare). Amplificatorul este redus la un circuit echivalent cu un singur generator $Ai_2$ si o impedanţa paralela $Z_3$ la terminalele de ieşire. Aici A este câştigul in curent al amplificatorului când are ca sarcina o impedanţa zero si $Z_3$ este impedanţa sa de ieşire.

In amplificatorul ideal de curent $Z_2$=0. Poate părea nereal sa termini orice sursa printr-un scurtcircuit, dar unele dispozitive sunt amplificatoare bune de curent si noi vom arata ca pentru o buna cuplare in curent, acestea trebuie sa fie urmate de etaje de joasa impedanţa.

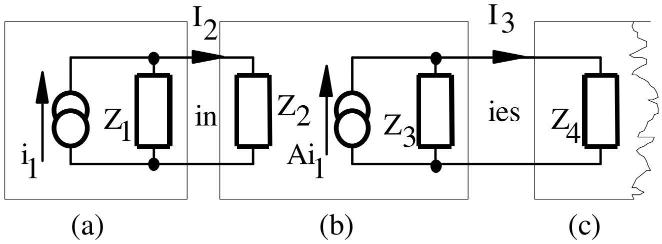



Fig.2.9
(a)Sursa
(b)Amplificator
(c)Amplificator

- (c) este un alt amplificator care are impedanţa de intrare $Z_4$, sau este o sarcina de impedanţa identica: $Z_4$.

Considerând circuitul de intrare al primului amplificator ne interesează ce curent $i_2$ alimentează acest amplificator in comparaţie cu $i_1$, care aparent este disponibil din sursa. Legea I-a a lui Kirchhoff ne permite sa scriem curentul care intra in $Z_1$ ca fiind $i_1$-$i_2$ si astfel putem scrie expresii pentru tensiune la intrarea amplificatorului:

$$Z_1(i_1-i_2) \quad \text{sau} \quad i_2Z_2$$

Întrucât acestea sunt identice:

$$Z_1(i_1-i_2) = i_2Z_2$$

avem:

$$i_2 = i_1(Z_1/(Z_1+Z_2)) \qquad (2.6)$$

De notat ca aceasta expresie este echivalenta cu cea dedusa la cuplarea in tensiune. Acum impedanţa $Z_2$ trebuie sa fie mult mai mica decât impedanţa sursei pentru a fi o buna cuplare de curent, spre exemplu când:

$$Z_2 \ll Z_1 \quad (Z_1+Z_2) \approx Z_1 \Rightarrow i_2 \approx i_1$$

Consideram in continuare curentul $i_4$ dinspre amplificator spre etajul de ieşire:

$$i_4 = Ai_2\left(\frac{Z_3}{Z_3+Z_4}\right) = A\left(\frac{Z_1}{Z_1+Z_2}\right)\left(\frac{Z_3}{Z_3+Z_4}\right)i_1$$

Astfel câştigul general $i_4/i_1$ este produsul câştigului unui amplificator si eficienta cuplajului de intrare si ieşire, adică $Z_1/(Z_1+Z_2)$ si $Z_3/(Z_3+Z_4)$ respectiv. Daca numerele sunt cunoscute si calculate in decibeli (dB), termenii urmează sa fie adunaţi si nu multiplicaţi.

Este interesant ca tranzistoarele bipolare a căror impedanţa de intrare este uzual mult mai mica decât rezistenta lor de ieşire dau un bun cuplaj in curent intre etaje când acestea sunt conectate in cascada (valori tipice pentru tranzistoare de mica putere sunt rezistenta de intrare de 1KΩ si cea de ieşire de 30KΩ, iar pentru un tranzistoare de putere 10Ω si respectiv 200Ω).

## 2.5. Sarcina unei surse pentru o putere maxima de ieşire

Circuitul din fig.2.10 prezintă:

a) o sursa care fara sarcina debitează tensiunea $v_1$ si a cărei impedanţa interna $Z_1$ are componente rezistive si reactive ($R_1$ si $X_1$).

b) o sarcina a cărei impedanţa $Z_2$ dorim sa o determinam pentru a primi maximul de putere (de ieşire) de la sursa de semnal. Sarcina este in general considerată ca fiind compusă dintr-o componentă rezistivă $R_2$ in serie cu componenta reactivă a impedanţei $X_2$.

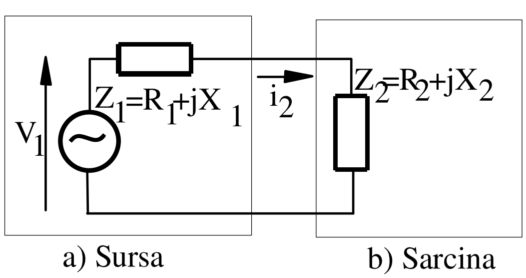



Fig.2.10. Cuplaj in putere (intre sursa si sarcina)

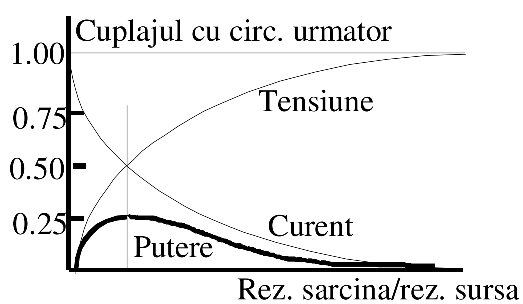



Fig.2.11.Variatia cuplajului functie de raportul rezistenta sarcina pe rezistenta sursei

Putem scrie valoarea curentului $i_2$ prin sarcina ca:

$$i_2 = \frac{\text{t.e.m.}}{\text{impedanta}} = \frac{v_1}{Z_1+Z_2} = \frac{v_1}{R_1+R_2+j(X_1+X_2)} \qquad (2.7)$$

Expresiile puterii in orice sarcina sunt $|v_2|\,|i_2|\cos\Phi$ sau $|i_2|^2 R_2$. Ambele vor da acelaşi rezultat. Aici nu cunoaştem tensiunea pe sarcina $v_2$, dar putem cunoaşte curentul $i_2$ si partea rezistivă a sarcinii $R_2$ prin care acest curent trece. Atunci puterea in sarcina, $p_2$ este data de:

$$p_2 = |i_2|^2 R_2 = \left|\frac{v_1}{R_1 + R_2 + j(X_1 + X_2)}\right|^2 R_2 \qquad (2.8)$$

care nu poate depasi: $\dfrac{v_1^2 R_2}{(R_1 + R_2)^2}$

Aceasta întrucât partea complexa poate fi nula pentru $X_1 = -X_2$ si aceasta va face puterea maxima. Astfel prima condiţie pentru a obţine putere maxima la ieşire este ca reactanţa sarcinii sa fie conjugata reactanţei interne a sursei (ex.: daca una este inductiva cealaltă trebuie sa fie capacitiva si invers).

Diferenţiind expresia pentru puterea $p_2$ in raport cu $R_2$ avem:

$$\frac{dp_2}{dR_2} = \frac{(R_1 + R_2)^2 v_1^2 - 2v_1^2 R_2 (R_1 + R_2)}{(R_1 + R_2)^4} = 0$$

pentru un maxim sau minim. Aceasta se obţine punând numărătorul zero:

$$(R_1+R_2) - 2R_2 = 0$$

de unde: $R_1 = R_2$ (2.9)

Acesta este un rezultat bine cunoscut: partea rezistivă a impedanţei de sarcina trebuie sa fie egala cu partea rezistivă a impedanţei de ieşire a sursei pentru putere maxima de ieşire. Substituind valoarea $R_2=R_1$ in expresia pentru putere $p_2$ (2.8) găsim:

$$p_{2(\max)} = \frac{1}{4}\frac{v_1^2}{R_1}$$

Trebuie notat ca $(v_1)^2/R_1$ este puterea care trebuie disipata intern, in sursa, daca terminalele de ieşire sunt suntate doar de reactanţa $X_2$ egala cu $-X_1$. Deci puterea maxima de ieşire este doar 1/4 din cea care poate fi disipata intern in sursa. O situaţie frecventa este cea in care impedanţele au doar componente rezistive (cele reactive $X_1 = X_2=0$) si egale ($R_2=R_1$). Rezulta ca chiar daca puterea maxima de ieşire este doar 1/4 din cea care ar putea fi disipata intern in sursa scurtcircuitând ieşirea, pentru sarcina de ieşire $Z_2=R_2$ puterea de ieşire este egala cu puterea disipata intern in sursa pe $R_1$ si egala cu 1/2 din puterea totala disipata de sursa (teorema transferului maxim de putere). Condiţia $X_1 = -X_2$ nu este uşor de îndeplinit in practica.

Adaptarea de putere este folosita mai cu seama in trei situaţii:

a) unde nivelul de semnal este foarte mic, astfel ca orice pierdere de putere da un raport semnal zgomot mai rău; de exemplu aceasta se foloseşte de la antena la receptor peste tot in televiziune, radio si echipamente radar;

b) unde semnalele de înalta frecventa sunt conectate prin linii (de transmisie), cu capacitati si inductanţe proprii mari, la o sarcina. Atunci este posibil sa avem unde staţionare mari, datorita reflexiilor de pe sarcina, care pot micşora transferul de putere de la sursa la sarcina;

c) unde semnalele sunt foarte mari, sa zicem la ieşirea etajului de putere al emitatoarelor si unde este dorita o eficienta maxima din considerente economice.

Fig.2.11 prezintă modul in care raportul rezistenta sarcina / rezistenta sursa influenteaza eficienta cuplajului in tensiune, in curent sau in putere, intre circuite.

## 2.6. Caracteristica de frecventa a circuitelor cuplate si a amplificatoarelor

Până aici, câştigul si alte proprietati ale blocurilor (etajelor) amplificatoare si ale cuplajelor dintre ele, nu au fost legate in nici un fel de frecventa. In aceasta privinţa vor fi întotdeauna unele frecvente înalte la care câştigul amplificatorului este mai mic decât câştigul pe care-l are la frecvente joase. Efectele sunt înrudite cu inerţia mecanica; solicitând o ieşire, trece un timp finit pentru ca un curent venit la intrarea dispozitivului sa treacă prin el si sa ajungă la ieşire - acesta este numit timp de tranzit si in mod normal el este extrem de scurt daca dispozitivul este mic.

De asemenea, trece timp pentru ca o tensiune sa o regăsim la ieşirea circuitului după ce curentul a fost startat in dispozitiv, datorita capacitatii sale. Astfel putem prezenta câteva caracteristici ale răspunsului unui amplificator urmărind semnalul de ieşire pentru un impuls la intrare (fig.2.12).

Intr-o prima aproximaţie, ieşirea poate creste exponenţial; constanta de timp a amplificatorului poate fi obţinuta din timpul necesar ieşirii pentru a ajunge la 63% sau (1-1/e) din starea la care aceasta eventual este setata. Daca acest timp este $\tau_2$, noi am aproximat ieşirea ca funcţie de timp cu:

$$v_2(t) = Av_1(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}})$$

O alternativa de reprezentare pentru a arata câştigul unui amplificator sau a unui circuit de cuplaj este reprezentarea mărimii câştigului (amplificării) in funcţie de frecventa, ca in fig.2.13. Relaţia aproximativa dintre $f_2$, când câştigul începe sa descreasca, si $\tau_2$ este simpla si va fi prezentata mai târziu.

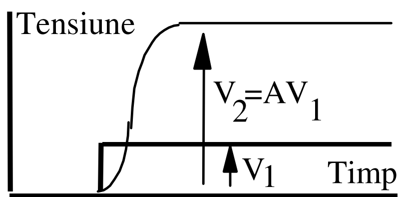


Fig.2.12. Semnal de iesire al amplif. pentru un puls la intrare

Fig.2.13. Raspunsul in frecventa al unui circuit tipic

Proprietati importante ale unui amplificator pot fi văzute reprezentând "câştigul" in funcţie de frecventa. Acesta va amplifica semnale la frecvente intre frecventele $\mathbf{f_1}$ si $\mathbf{f_2}$ aproape la acelaşi nivel. Astfel o nota muzicala cu anumite "armonici" la sursa, va fi aproape fidel amplificata daca "fundamentala" si principalele "armonici" prezente sunt in domeniul de frecvente cuprins intre $f_1$ si $f_2$. Forma de unda a semnalului electric pentru a produce o imagine TV este foarte complexa. Ea cuprinde componente intre 25Hz si 6MHz si astfel amplificatorul **"video"** este necesar sa aibă un răspuns plat in frecventa pentru aceasta banda. Metodele seriilor Fourier si transformatelor Fourier, permit ca pulsurile, formele de unda in rampa si pulsurile dreptunghiulare sa fie descompuse intr-un spectru de frecvente. Circuitul va avea aproximativ acelaşi câştig si aproximativ aceeaşi deplasare de faza pe acest spectru pentru a obţine la ieşire o forma de unda foarte asemănătoare cu cea de la intrare.

Noi dorim prin urmare sa ştim care componente din cuplaj si din circuitele amplificatoare vor da naştere frecventelor "$f_1$" si "$f_2$" la care amplificarea cade, de la o valoare mare, constanta, numita "câştig la mijloc de banda".

Este posibil sa avem circuite de cuplare a căror câştig sa fie constant in jos până la o frecventa nula - *acestea sunt cuplaje de curent continuu.* La multe circuite acest lucru nu este necesar si ele vor fi simplificate, fiind cuplate doar pentru semnale de curent alternativ. Diferenţa dintre cele doua tipuri de cuplaje este prezentata in fig.2.13, partea din stânga, la frecvente joase.

Noi dorim sa facem o astfel de reprezentare cu un minim de efort de calcul si in plus ne interesează sa ştim care componente din amplificatoarele noastre si din circuitele de cuplaj dau naştere la căderi ale câştigului la frecvente extreme. Astfel putem proiecta circuite care sa manipuleze doar banda de frecvente impusa de semnalele de care suntem interesaţi.

### 2.7. Circuite de cuplaj la frecvente joase.

Următoarea analiza studiază efectul unui circuit simplu de cuplaj intre sursa si sarcina. Exact acelaşi efect este produs si de circuitele de cuplaj dintre etajele amplificatoare si de circuitele de decuplare ale amplificatoarelor. In aceste cazuri, la început trebuie sa identificam rezistentele in serie cu elementul reactiv si astfel analiza se reduce la una similara cu cea data deja. Circuitul din fig.2.14 prezintă:

- (a) este o sursa sinusoidala de tensiune, cu amplitudinea $v_1$, frecventa f (Hz) si pulsaţia $\omega$=2 $\pi$f (rad/s). Impedanţa sursei $Z_1$ este prezentata ca fiind parţial rezistivă si parţial reactiva. Partea reactiva este datorata unui condensator $C_1$ care blochează tensiunea de alimentare interna a sursei, sa ajungă la terminalele de ieşire. Din punct de vedere alternativ poate împiedica circuitul sursei sa deranjeze tensiunea de alimentare d.c. a amplificatorului ce formează primul etaj al sarcinii. Astfel $C_1$ poate fi in realitate in sarcina, dar poate fi considerat ca având un efect similar cu $R_1$; ex.: va apare o cădere de tensiune pe acesta astfel ca o parte a lui $v_1$ este pierduta si nu este disipata in mod util pe partea rezistivă a sarcinii.

- (b) este sarcina, care este considerata ca fiind rezistivă astfel $Z_2$=$R_2$. Aceasta este o aproximaţie deoarece, in realitate, sunt capacitati parazite in toate circuitele.

Trebuie sa obţinem o expresie pentru tensiunea $v_2$ ce apare pe sarcina in termenii tensiunii sursei $v_1$.

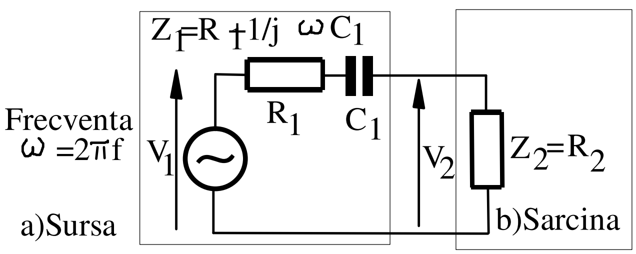


Fig.2.14. Circuit de cuplaj cu cu condensator serie

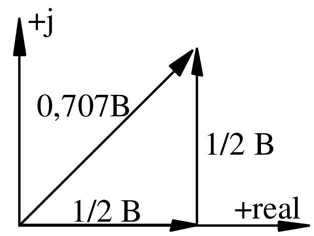


Fig.2.15. Diagrama fazoriala a castigului la joasa frecventa

Expresia pentru cuplajul de tensiune da:

$$v_2 = v_1\left(\frac{Z_2}{Z_1+Z_2}\right) = v_1\left(\frac{R_2}{R_1+1/j\omega C_1+R_2}\right) = \frac{v_1R_2/(R_1+R_2)}{1+1/j\omega C_1(R_1+R_2)} \qquad (2.10)$$

Prin studiul dimensiunii fiecărui termen din expresia finala, se poate vedea ca numitorul trebuie sa fie adimensional. Întrucât "$\omega$" are dimensiunea $s^{-1}$, produsul $C_1(R_1+R_2)$ trebuie sa aibă unitatea de măsura "secunda" si este numita "*constanta de timp*" $\boldsymbol{\tau_1}$. Acum dorim sa aflam cum se modifica expresia pentru $v_2$ funcţie de pulsaţia $\omega$. Vom considera următoarele trei cazuri.

a) Frecventa este mare astfel ca $\omega$ face partea complexa din numitor mult mai mica decât unu:

$$\text{Câştigul} = v_2/v_1 \approx R_2/(R_1+R_2) = B \qquad (2.11)$$

Trebuie notat ca acesta este real, nu imaginar. Astfel nu este o schimbare de faza asociata câştigului circuitului la frecvente înalte (situaţie prezentata in fig.2.16 ca regiunea (a)).

b) La o pulsaţie $\omega = \omega_1$ astfel ca $\omega_1 C_1(R_1+R_2) = 1$

$$\omega_1=1/C_1(R_1+R_2)=1/\tau_1 \qquad (2.12)$$

$$v_2/v_1 = (R_2/(R_1+R_2))/(1+(1/j)) = B/(1-j) = B(1+j)/2 = \mathbf{0{,}707B\angle +45°}$$

La aceasta pulsaţie particulara $\omega_1$, câştigul este 70,7% din valoarea sa la frecvente înalte si modificarea de faza este astfel încât ieşirea este in avans fata de intrare cu 45° (situaţie prezentata in fig.2.16 ca regiune (b) si $\omega_1$ este numita pulsaţia de rupere (sau de frângere, taiere, întoarcere)).

c) A treia regiune de interes este la frecvente foarte joase (circa $0{,}1\omega_1$), mult sub pulsaţia de taiere $\omega_1$. Sa ne reamintim ca la $\omega = \omega_1$, partea complexa a numitorului expresiei a fost egalata cu unitatea, astfel ca la frecvente si mai joase:

$\omega = \omega_1$
$\omega_1 C_1(R_1+R_2)=1$ => ca pentru $\omega<\omega_1$
$1/(j\omega C_1(R_1+R_2)) >> 1$

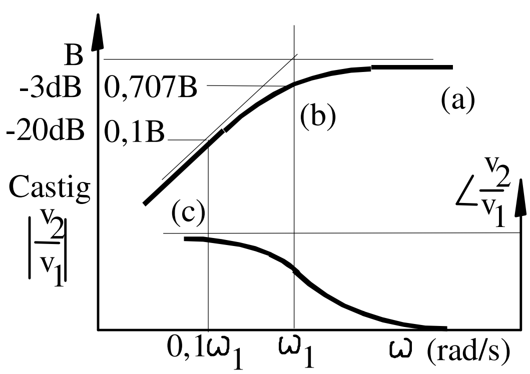
Folosind deci $C_1(R_1+R_2) = 1/\omega_1$ din relaţia (2.10) rezulta:

$v_2/v_1 \approx (R_2/(R_1+R_2))/(\omega_1/j\omega) = \mathbf{0+jB\omega/\omega_1=B\omega/\omega\angle+90°}$ (2.13)

Expresia finala a fost convertita din termeni complecşi la coordonate polare pentru a da "o mărime" si "un unghi de faza" pentru câştig (situaţie descrisa in fig.2.16, ca regiune (c)). Astfel la pulsaţia $\omega = 0{,}1\omega_1$ mărimea câştigului este 0,1B iar la $\omega = 0{,}01\omega_1$ este 0,01B. Astfel la o reprezentare logaritmica a câştigului in funcţie de frecventa, relaţia va fi liniara (observaţie: 0,1B = B - 20dB si 0,01B = B - 40dB, deoarece acestea sunt raporturi de tensiuni).

Linia punctata din fig.2.16 unde câştigul tinde la o valoare constanta B la frecvente apropiate de pulsaţia $\omega_1$ si unde câştigul tinde sa descreasca liniar la frecvente sub $\omega_1$ prezintă o curba aproximativa de răspuns care este numita "aproximaţie asimptotica" a răspunsului in frecventa. Mai corect, câştigul a descrescut la 0,707B pentru $\omega_1$ si curba de răspuns real trece prin acest punct si este o asimptota la cele doua linii punctate care reprezintă răspunsul la frecvente joase, respectiv înalte. Considerentul pentru care $\omega_1$ este numita "pulsaţia de întoarcere" (sau de rupere, frângere, taiere) se poate vedea acum clar; câştigul constant B (corespunzător domeniului frecventelor înalte) cade, pe măsura ce frecventa descreşte sub frecventa $\omega_1$.

Expresia câştigului da un unghi si o mărime pentru raportul $v_2/v_1$. Rescriind expresia ca $v_2$=(castig)*$v_1$, vedem ca daca amplificarea (câştigul) are un unghi pozitiv intre 0…90°, $v_2$ este in avans de faza (intre 0…90°) fata de $v_1$, valoarea reala depinzând de frecventa. Reprezentarea carteziana a lui log|câstig| si ∠(câştigului) funcţie de frecventa este numita reprezentare "Bode" (sau caracteristici Bode) si in întregime (amplificare si faza) precizează câştigul circuitului.



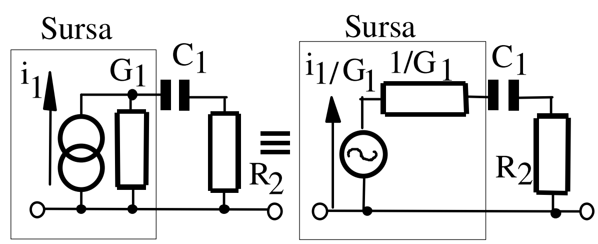




Fig.2.17. Conversia sursa de curent la o sursa de tensiune

<Fig.2.16. Castigul si unghiul de faza in functie de frecventa

O alternativa pentru a scala axa |câştigului| arata cât de simpla devine relaţia in dB. Daca ieşirea $Bv_1$ la frecvente mari este luata ca nivel normal, atunci când frecventa a descrescut la valoarea $\omega_1$, ieşirea este 0,707 din $Bv_1$.

$0{,}707 = 20\log_{10} 0{,}707 = -20\log_{10} 1{,}414 \approx \mathbf{-3dB}$

Pentru frecvente mult sub $\omega_1$, daca frecventa este injumatatita, sau a căzut cu o octava, câştigul este de asemenea injumatatit.

$0{,}5 = 20\log_{10}\ 0{,}5 = -20\log_{10}\ 2{,}0 \approx \mathbf{-6dB}$

Astfel panta asimptotei este de -6dB/octava. Aceasta poate fi exprimata si ca -20 dB/decada.

Analiza din fig.2.14 prezintă sursa ca un generator de tensiune. O analiza similara poate fi făcuta daca sursa este un generator de curent $\mathbf{i_1}$ si are o conductanţa paralela $G_1$. Astfel este uşor sa folosim conversia de la o sursa de curent la o sursa de tensiune, prezentata in fig.2.17.

In aceste condiţii putem obţine tensiunea de ieşire la mijlocul benzii direct din (2.11):

$$v_2 = \frac{i_1}{G_1}\frac{R_2}{R_2+1/G_1} = i_1\frac{R_2}{1+G_1R_2} \qquad (2.14)$$

si pulsaţia de taiere (întoarcere, rupere) $\omega_1$ din (2.12) ca:

$$\omega_1 = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{C_1(1/G_1 + R_2)} \qquad (2.15)$$

Practic, se poate vedea din relaţia (2.14) si (2.15) ca frecventa de rupere poate fi deplasata spre frecventele joase alegând o valoare mare pentru condensatorul de cuplaj $C_1$, sau o valoare mare pentru rezistenta sursei $R_1$ (=$1/G_1$) sau rezistenta de sarcina $R_2$. La tensiuni de lucru joase pentru tranzistoare si circuite integrate, un condensator $C_1$=100µF nu este prea mare sau prea scump daca se cere un răspuns extins in domeniul frecventelor joase. Daca aceasta nu este suficient, atunci trebuie alese circuite unde $R_1$ sau/si $R_2$ sunt făcute foarte mari. La amplificatoare de tensiune, pentru un cuplaj bun s-a cerut $R_2$>>$R_1$, atunci, este bine sa ne concentram sa facem $R_2$, rezistenta de intrare a următorului circuit, cât mai mare posibila. Aceasta se poate face: alegând componentele circuitului de intrare cu rezistenta mare (conform datelor de catalog) sau prin utilizarea reacţiei negative.

Ca alternativa, in amplificatoarele de curent, pentru un cuplaj bun s-a cerut $R_2$<<$R_1$, astfel este bine sa ne concentram atenţia in a face rezistenta $R_1$ de ieşire a sursei cât mai mare, daca ne dorim de asemenea un răspuns bun la joasa frecventa (din nou aceasta se poate obţine folosind reacţia negativa).

Ca ultima alternativa, daca răspunsul nu trebuie sa cada la joasa frecventa, este bine de cuplat sursa direct la sarcina si astfel ne dispensam de condensatorul de cuplaj $C_1$. Acest lucru poate cere o complexitate mărita a circuitului (tranzistoare complementare, diode Zener, alimentare dubla ±V, adaptare, etc.), dar nu mai este necesar sa folosim condensatoare de cuplaj mari si costisitoare.

## 2.8. Circuite de cuplaj la frecvente înalte

Circuitul din fig.2.18 conţine următoarele parţi:

a) este o sursa de tensiune, ca in exemplul precedent, dar acum cu o capacitate efectiva $C_o$ intre terminalele sale. Aceasta poate fi suma capacitatilor interne si capacitatile parazite ale firelor si componentelor in circuitul de ieşire al sursei.

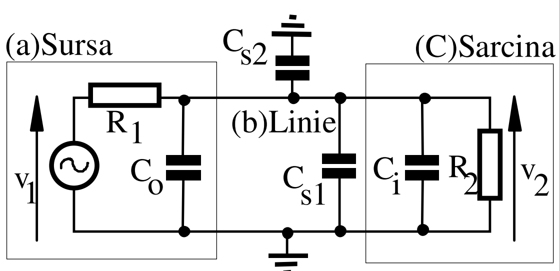



Fig.2.18. Circuit de cuplaj cu capacitati sunt

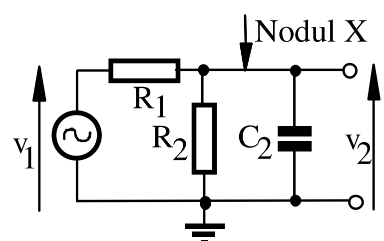



Fig.2.19. Circuit echivalent pentru circuitul din fig.2.18.

b) este linia de legătura (de joncţiune) dintre sursa si sarcina. Aceasta este prezentata cu firul inferior la pământ; firul superior are capacitatea $C_{s1}$, iar la firul inferior avem in plus si capacitatea parazita $C_{s2}$ in raport cu toate obiectele impamântate înconjurătoare. Aceste capacitati pot fi reduse, plasând firele departe de obiectele impamântate. In plus daca nivelul de semnal este mic, firele de semnal pot fi ecranate pentru a preveni influentele electrostatice. Astfel linia poate fi un cablu coaxial si $C_s$ poate fi de ordinul câtorva zeci de picofarazi, pentru fiecare metru de lungime a liniei de legătura dintre "sursa" si "sarcina".

c) este sarcina care poate avea unele capacitati $C_i$ intre terminalele de intrare precum si o cale rezistivă de intrare $R_2$.

Daca combinam toate capacitatile intr-o singura componenta $C_2$ unde:

$$C_2 = C_o + \Sigma C_s + C_i \qquad (2.16)$$

atunci circuitul echivalent este prezentat in fig.2.19. Pentru a lega $v_1$ cu $v_2$ in acest circuit, putem scrie curentul care trece spre dreapta prin $R_1$ ca $(v_1-v_2)/R_1$, curentul coboară prin $R_2$ ca $v_2/R_2$ si prin $C_2$ ca $v_2 j\omega C_2$. Atunci, daca nu avem alţi curenţi ramificaţi in punctul X:

$$(v_1-v_2)/R_1 = v_2/R_2 + v_2 j\omega C_2$$

$$\text{castigul} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j\omega C_2 R_1 R_2} = \frac{R_2/(R_1+R_2)}{1 + j\omega C_2 R_1 R_2/(R_1+R_2)} \qquad (2.17)$$

De notat ca fiecare termen al acestei expresii este adimensional; numărătorul este B - câştigul circuitului la mijloc de banda. Întrucât pulsaţia $\omega$ are unitatea $s^{-1}$:

$$C_2 R_1 R_2 / (R_1+R_2)$$

va avea unitatea "s" (sec.) si va fi constanta de timp $\tau_2$. De notat de asemenea ca produsul CR este capacitatea de **suntare** totala, multiplicata prin valoarea paralela a rezistentelor celor doua circuite.

Dorim sa aflam cum variază expresia câştigului in funcţie de pulsaţia $\omega$ si din nou vom considera aceasta in trei regiuni.

a) Frecventa este joasa, astfel $\omega$ in numitorul expresiei face partea complexa mult mai mica decât unitatea. Astfel:

$$\text{Câştigul} = v_2/v_1 \approx R_2 / (R_1+R_2) = B$$

Câştigul este real, astfel ca nu vom avea o schimbare de faza asociata câştigului circuitului la frecvente joase. Aceasta situaţie este reprezentata in fig.2.21 ca regiunea (a).

b) La o pulsaţie $\omega = \omega_2$, când partea imaginara a numitorului este "unitara",

$$\omega_2 C_2 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 1 \qquad \omega_2 = \frac{R_1 + R_2}{C_2 (R_1 R_2)} = \frac{1}{\tau_2} \qquad (2.18)$$

atunci expresia pentru câştig devine:

$$\text{castigul} = \frac{v_2}{v_1} = \frac{B}{1 + j1} = \frac{B(1-j)}{2} = 0{,}707B\angle -45°$$

Fig.2.20 prezintă trecerea de la coordonate carteziene la coordonate polare.

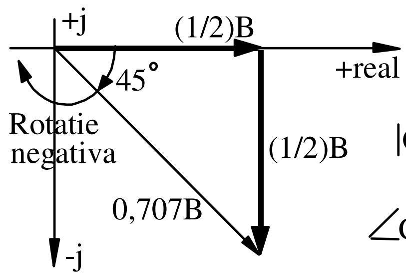



Fig.2.20. Diagrama fazoriala pentru castigul la frecvente inalte

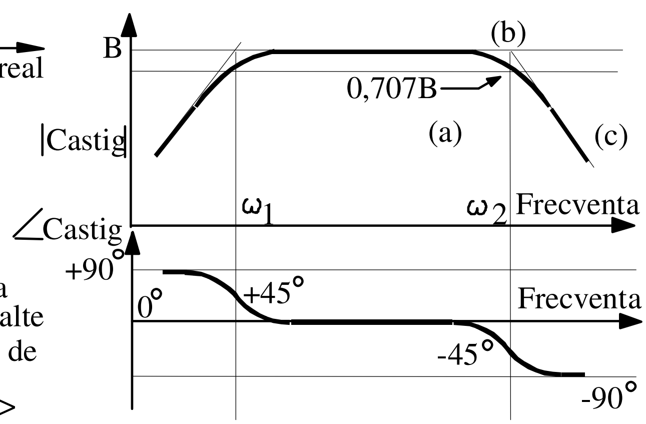



Fig.2.21. Castigul si unghiul de faza in functie de frecventa (reprezentare logaritmica) >>

La o pulsaţie particulara $\omega_2$, pulsaţia de taiere (rupere, întoarcere) superioara, câştigul cade cu 70,7% din valoarea sa la frecvente joase, iar modificarea de faza este astfel ca ieşirea rămâne in urma fata de intrare cu 45°. Aceasta se poate vedea scriind expresia pentru câştig ca $v_2 = 0{,}707\ Bv_1 \angle -45°$, relaţie care este reprezentata grafic in fig.2.21, ca regiune (b).

c) La frecvente foarte mari, mult peste pulsaţia de taiere $\omega_2$, unde partea complexa a numitorului expresiei este egala cu unitatea,

$$j\omega C_2 R_1 R_2/(R_1+R_2) >> 1$$

si folosind $\quad C_2 R_1 R_2/(R_1+R_2) = 1/\omega_2$

in ecuaţia (2.17), câştigul va fi:

$$castigul = \frac{v_2}{v_1} = \frac{R_2/(R_1+R_2)}{j\omega/\omega_2} \qquad (2.19)$$

Aceasta este regiunea (c) in fig.2.21. La frecvente care devin mult mai mari ca $\omega_2$, sa zicem $10\omega_2$ sau $100\omega_2$, |câştigul| devine 0,1B sau 0,01B si schimbarea de faza este de aproape 90° (ieşirea rămâne in urma fata de intrare).

Aceasta reprezentare a |câştigului| intr-o scara logaritmica (sau in dB - decibeli) si a "∠ câştigului" in funcţie de logaritmul frecventei este o reprezentare Bode. Fig.2.21 reprezintă caracteristica in cazul unui circuit a cărui câştig cade la frecvente mai înalte ca $\omega_2$, din cauza capacitatilor de suntare (parazite) $C_2$, si la frecvente joase, sub $\omega_1$, din cauza capacitatilor de cuplaj.

Presupunând ca $\omega_1$ si $\omega_2$ sunt la câteva ordine de mărime distanta, putem calcula separat efectele capacitatilor de cuplaj si a capacitatilor de suntare.

De exemplu intr-un amplificator normal condensatorul de cuplaj la ieşire poate fi de câţiva μF si capacitatea parazita, câteva sute de pF. Întrucât acestea sunt separate printr-un factor de $10^4$, cele doua efecte ce decurg din ele sunt adesea ambele imperceptibile la orice frecventa.

Răspunsul in frecventa este prezentat clar in fig.2.21. Circuitul are un câştig aproape constant B, in regiunea cuprinsa intre $\omega_1$ si $\omega_2$. La fiecare dintre aceste frecvente particulare, câştigul in tensiune cade cu 0,707B (sau cu $1/\sqrt{2}$ din normal).

Daca consideram puterea de ieşire: $p_2 \sim (v_2)^2$
si aceasta cade la jumătate din valoarea sa normala, atunci pulsaţiile $\omega_1$ si $\omega_2$ sunt numite "pulsaţii de semi-putere" si "$\omega_2$-$\omega_1$" este "lărgimea de banda de semi-putere".

Condiţiile la frecventele de "jumătate de putere" pot fi scrise pe o alta cale mai uşor de memorat. La pulsaţia joasa de taiere $\omega_1$, relaţia (2.12) da:

$$\omega_1 C_1(R_1+R_2)=1 \text{ sau } 1/(\omega_1 C_1)=R_1+R_2 \qquad (2.20)$$

astfel ca impedanţa "serie" a unui condensator, este egala cu efectul "serie" al rezistentelor $R_1$ si $R_2$.

La pulsaţia de taiere superioara $\omega_2$, relaţia (2.18) da:

$$\omega_2 C_2 R_1 R_2/(R_1+R_2)=1 \text{ sau } 1/(\omega_2 C_2)=R_1 R_2/(R_1+R_2)$$

astfel "impedanţa capacitatilor de suntare" este egala cu efectul "paralel" al rezistentelor $R_1$ si $R_2$.

In final sa ne uitam la felul in care răspunsul unui amplificator va fi afectat de circuitul de cuplaj in serie cu acesta.

Fig.2.22 prezintă câştigul amplificatorului (a) si cel al unui circuit de cuplaj (b). Daca câştigurile sunt in dB, atunci acestea sunt adunate pentru a da (c), câştigul întregului circuit; $\omega_2$ este pulsaţia de taiere a circuitului de cuplaj, iar $\omega_3$ este pulsaţia de taiere a amplificatorului singur.

Astfel vom avea ca efect o atenuare de 6dB/octava intre $\omega_2$ si $\omega_3$ si o atenuare de 12dB/octava pentru frecvente mai mari de $\omega_3$. De asemenea, daca amplificarea (câştigul) la mijloc de banda este A (dB) pentru un amplificator si B (dB) pentru circuitul de cuplaj, circuitul compus din amplificator si cuplaj va avea un câştig (A+B), tot in decibeli. Fig. 2.22 prezintă nivelul (A+B) sub valoarea lui A întrucât circuitul de cuplaj are un efect de "atenuare".

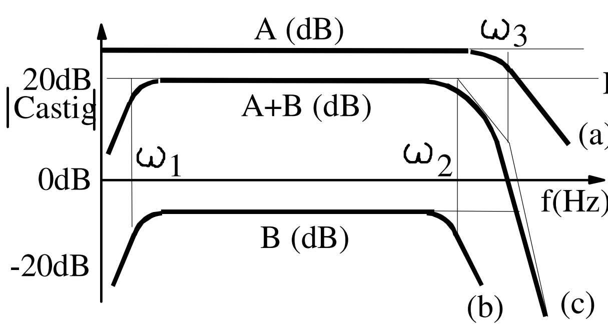



Fig.2.22. Raspunsul in frecventa
(a)-amplificatorul singur
(b)-circuitul de cuplaj singur
(c)-circuitul amplificator plus circuitul de cuplaj
(amplificarea, atenuarea in dB)