

LUCRAREA NR. 1

REPREZENTAREA MĂRIMILOR ÎN ACUSTICĂ

Pentru a fi percepute sub formă de sunet, vibrațiile acustice care ajung la ureche trebuie să satisfacă anumite condiții privitoare la frecvența, intensitatea și durata lor.

Unui sunet îi sunt prescrise trei calități subiective corespunzătoare la trei mărimi:

mărime obiectivă	mărime subiectivă
Presiune sonoră, intensitate	Tărie
Frecvență (sunet pur)	Înălțime
Structură spectrală (sunet complex)	Timbru

Raportându-se la ascultătorul otologic normal s-a constatat că acesta percepe ca sunet orice vibrație acustică a cărei frecvență se găsește cuprinsă între 16 și 16000 Hz.

O altă coordonată de bază pentru percepția sunetelor este durata lor. Pentru ca o oscilație sinusoidală (un ton pur) să poată fi percepută auditiv este necesar ca durata sa minimă să fie de 60ms.

Legea Weber-Fechner arată că senzația diferențială este proporțională cu variația relativă a intensității sunetului și nu cu valoarea absolută a acestuia, sau altfel spus, la o creștere în progresie geometrică a intensității sunetului, senzația sonoră crește în progresie aritmetică. Apare deci necesitatea alegerii unei scări logaritmice pentru presiunea acustică și pentru intensitate. Constatarea experimentală că variația de înălțime este proporțională cu variația relativă de frecvență, indică necesitatea alegerii unei scări logaritmice în frecvență.

Pentru a crea senzația de sunet, intensitatea sau presiunea acustică trebuie să depășească o anumită valoare minimă. Această valoare minimă variază cu frecvența și la frecvența de 1000Hz este egală cu $I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2$, corespunzător unei presiuni acustice de $p = 2 \cdot 10^{-4} \mu\text{bari}$. Această limită inferioară a auzului se numește prag de audibilitate.

Dacă intensitatea vibrațiilor depășește o anumită valoare, senzația de sunet se transformă în senzație de durere. Aceasta se întâmplă de exemplu, pentru frecvența de 1000Hz la o intensitate de 1 W/m^2 , corespunzător unei presiuni acustice de $p = 2 \cdot 10^2 \mu\text{bari}$. Limita superioară a audibilității se numește prag de durere. Ca și pragul de audibilitate, pragul de durere variază cu frecvența, dar această variație e mai puțin accentuată.

Dacă se trasează în funcție de frecvență și de nivelul de intensitate sonoră curbele ce reprezintă pragurile definite, se obține diagrama din figura 1.1.

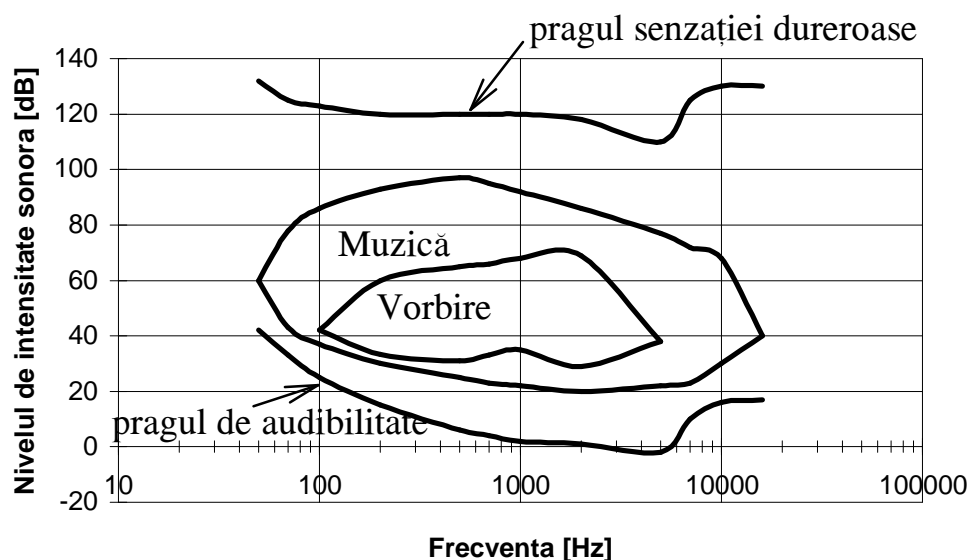


Figura 1.1. Suprafața de audibilitate

Suprafața cuprinsă între cele două curbe reprezintă suprafața de audibilitate. S-au trasat și zonele corespunzătoare muzicii și vorbirii. Domeniul de intensități audibile are o întindere foarte mare, în special în domeniul frecvențelor medii. În acustică, deoarece se folosesc scări și

Lucrarea nr. 1 - Reprezentarea mărimilor în acustică

reprezentări în decibeli, nivelul absolut al unei mărimi se definește introducând o valoare de referință specifică acelei mărimi. Pentru majoritatea mărimilor, valorile de referință sunt normalizate, iar dacă se aleg altele trebuie precizate. Se definesc astfel:

-Nivelul de intensitate acustică (în dB) este dat de:

$$L_I = 10 \cdot \lg \frac{I}{I_0}$$

-Nivelul de presiune acustică (în dB) este dat de:

$$L_P = 20 \cdot \lg \frac{p}{p_0}$$

-Nivelul de putere acustică (în dB) este dat de:

$$L_{P_a} = 10 \cdot \lg \frac{P}{P_{a0}}$$

În acustica aeriana se iau prin convenție internațională următoarele valori de referință:

$$I_0 = 10^{-12} \text{ W/m}^2$$

$$p_0 = 2 \cdot 10^{-4} \text{ } \mu\text{bari} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ N/m}^2$$

O corespondență între nivelele în decibeli și rapoartele mărimilor de câmp este dată în tabelul ce urmează:

A doua cifră semnificativă

X/X ₀	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1.0	0.000	0.828	1.584	2.279	2.923	3.522	4.082	4.609	5.105	5.575
2.0	6.021	6.444	6.848	7.235	7.604	7.959	8.299	8.627	8.943	9.248
3.0	9.542	9.827	10.1	10.37	10.63	10.88	11.12	11.36	11.60	11.82
4.0	12.04	12.25	12.46	12.67	12.87	13.06	13.25	13.44	13.62	13.81
5.0	13.98	14.15	14.32	14.49	14.65	14.8	14.96	15.12	15.27	15.41
6.0	15.56	15.71	15.85	15.99	16.12	16.26	16.39	16.52	16.65	16.77
7.0	16.90	17.02	17.15	17.27	17.38	17.5	17.62	17.73	17.84	17.95
8.0	18.06	18.17	18.28	18.28	18.38	18.49	18.59	18.79	18.89	18.99
9.0	19.08	19.18	19.27	19.37	19.46	19.55	19.64	19.73	19.82	19.91
10	20.00	20.83	21.58	22.28	22.92	23.52	24.08	24.6	25.1	25.57
20	26.02	26.44	26.84	27.6	27.6	27.96	28.3	28.62	28.94	29.25
30	29.54	29.83	30.1	30.37	30.63	30.88	31.13	31.36	31.6	31.82
40	32.04	32.25	32.46	32.65	32.87	33.06	33.25	33.44	33.62	33.80

50	33.98	34.15	34.32	34.49	34.65	34.8	34.96	35.12	35.27	35.41
60	35.56	35.71	35.85	35.99	36.12	36.26	36.39	36.52	36.65	36.77
70	36.9	37.02	37.13	37.27	37.38	37.50	37.62	37.73	37.84	37.95
80	38.06	38.17	38.28	38.38	38.49	38.59	38.69	38.79	38.89	38.99
90	39.08	38.18	39.27	39.37	39.46	39.55	39.64	39.73	39.82	38.91

În urma cercetărilor experimentale ale lui Fletcher și Munson, au fost determinate și trasate pe diagrama de audibilitate curbele de egal nivel de tărie (izofone). Acestea sunt reprezentate în figura 1.2.

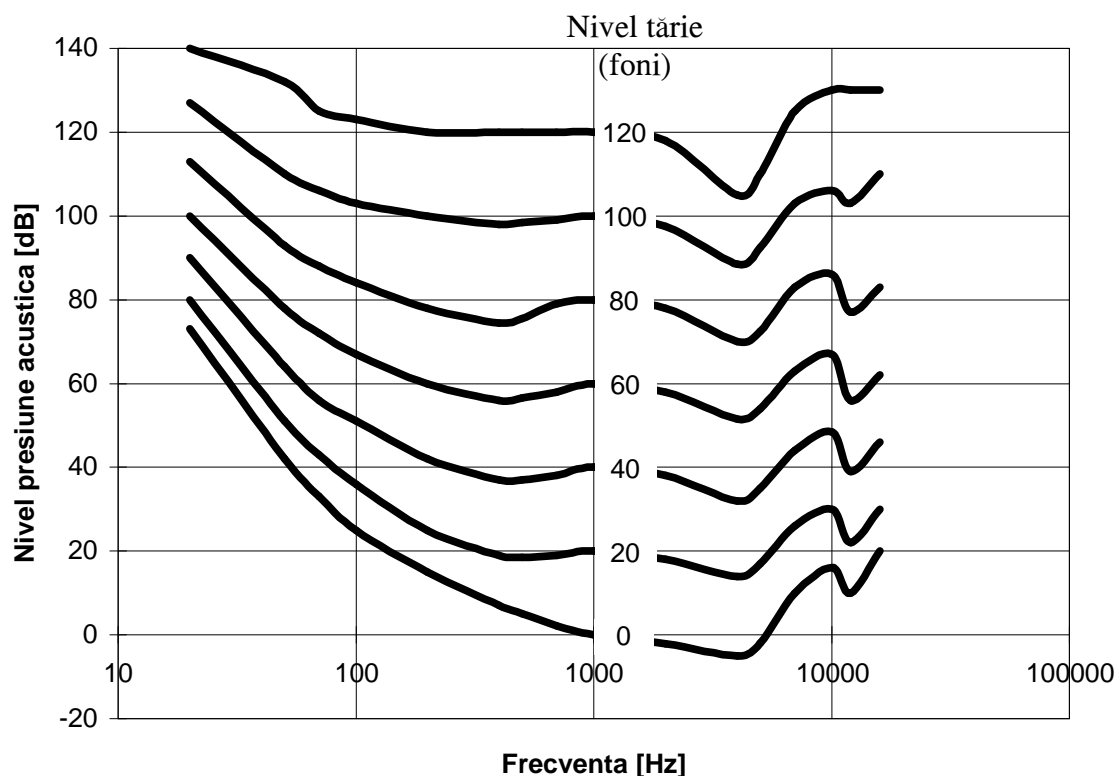


Figura 1.2. Curbele izofone Fletcher-Munson

Pentru exprimarea nivelului de tărie se recurge la o unitate de măsură numită **fon**, care arată că tăria senzației auditive produsă de un sunet cu o frecvență oarecare este identică cu tăria produsă de un sunet de 1000Hz cu nivel de intensitate sonoră cunoscută. Pentru 1000Hz, numărul de foni este deci întotdeauna egal cu numărul de decibeli. La frecvențe diferite de 1000Hz variația tăriei în funcție de intensitatea sunetului nu mai este liniară. De exemplu, tonul cu frecvența de 1000 Hz, având intensitatea egală cu 40dB, este perceput cu o tărie egală cu 40 foni. Tonul cu aceeași intensitate,

dar având frecvența de 200Hz este perceptat cu o tărie mult mai mică, de 20 foni.

Prin folosirea mărimii “nivel de tărie” nu avem o imagine clară a gradului de mărire sau scădere a senzației de auz, ca urmare a măririi, respectiv micșorării nivelului de intensitate sonoră. De aceea se folosește pe scară largă mărimea numită **tărie**, care se exprimă în **soni**. Un son este valoarea tăriei unui sunet cu o frecvență de 1000Hz și un nivel de tărie de 40 foni. Tăria unui sunet este de n soni dacă acesta este de n ori mai puternic decât sunetul a cărui tărie este de 1 son. Funcția care leagă tăria exprimată în soni de nivelul de tărie exprimat în foni este reprezentată în figura 1.3.

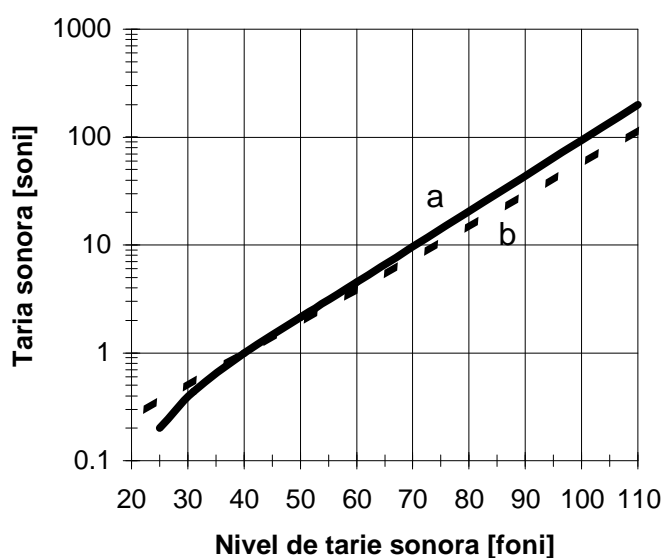


Figura 1.3. Graficul legăturii foni - soni

Calitatea analizorului auditiv uman de a atribui o **înălțime** sunetelor periodice are o mare importanță pentru perceperea tonului fundamental al vorbirii. Experiența arată că înălțimea senzației sonore descrește uneori până la 80% din frecvența corespunzătoare sunetului fizic atunci când crește nivelul tăriei senzației. Abaterile de la corespondența presupusă inițial perfectă între înălțimea sunetului și frecvență au determinat introducerea unității de înălțime sonoră, numită **mel** (de la melodie). Reperul pentru definiția melului îl constituie înălțimea de 1000 meli, corespunzătoare unui sunet a cărui frecvență este de 1000Hz și al cărui nivel de presiune este de

60dB. Înălțimea unui sunet care pare de n ori mai înalt decât cel corespunzător unui mel poate fi exprimată prin n meli.

Până acum ne-am referit la valorile absolute ale parametrilor acustici, la pragurile intrinseci. Este important însă să considerăm și pragurile diferențiale de audiere, adică variațiile minime ale parametrilor acustici care pot fi sesizate de ureche. Se constată că auzul este mult mai sensibil la modificarea parametrilor acustici, în general valorile pragurilor diferențiale sunt mai mici decât valorile pragurilor intrinseci. Astfel, diferența minimă perceptibilă a duratei dintre două sunete poate să ajungă la 10 ms.

Pragul diferențial de intensitate (diferența minimă dintre intensitățile a două sunete succesive) depinde atât de frecvență, cât și de nivelul de tărie al sunetului perceput inițial (înainte de variația intensității). Pragul diferențial de intensitate are valoarea minimă la frecvențe medii ale benzii audio și la valori mari ale nivelului de tărie. Acest prag ajunge până la 1dB.

Variația înălțimii cu frecvența este reprezentată în figura 1.4.

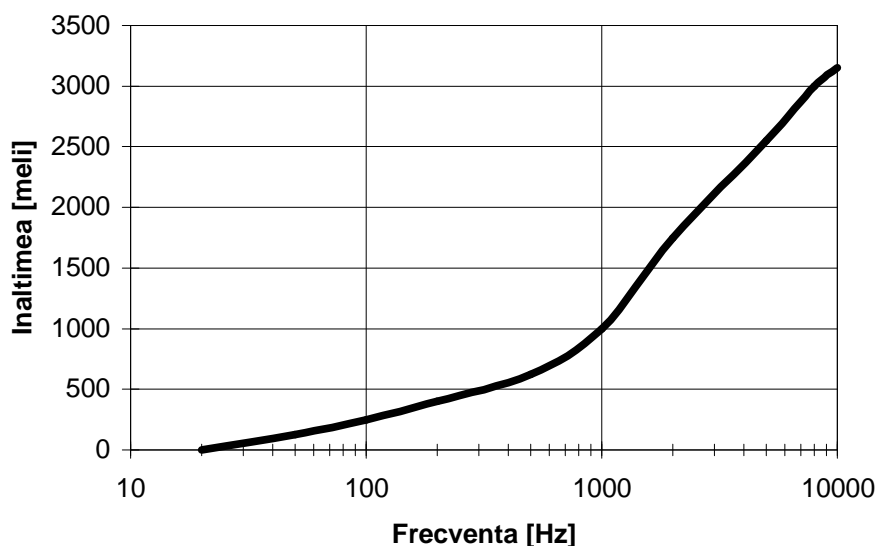


Figura 1.4.

Din acest grafic rezultă că organul auditiv este mai sensibil la schimbările de frecvență din domeniul frecvențelor superioare lui 1000Hz, în timp ce sensibilitatea scade pe măsură ce frecvența se micșorează. În general, sensibilitatea la variația înălțimii descrește odată cu nivelul de intensitate

sonoră. Se poate considera că în cazul nivelelor de intensitate sonoră nu prea mică, de ordinul a 60dB, o persoană percepe schimbarea înălțimii unui sunet dacă frecvența a variat cu aproximativ $\Delta f=3\text{Hz}$ la frecvențe sub 1000Hz și cu $\Delta f/f=3\%$ la frecvențe peste 1000Hz.

Analiza unui mare număr de oscilograme a arătat că durata vocalelor variază aproximativ între 120 și 200ms, duratele mai mari fiind caracteristice vocalelor accentuate. Durata consoanelor variază în limite largi de la 30 până la 140ms.

Nivelul intensității maxime al sunetelor strigate atinge valoarea de 94dB (față de valoarea de prag), iar cele mai slabe sunete (sunetele șoptite) au nivelul în jur de 34dB. Variațiile de nivel care se produc în timpul vorbirii normale sunt considerate de 40dB. Considerând că pragul diferențial pentru perceperea variațiilor de intensitate a vorbirii este de 10dB rezultă că urechea poate să perceapă din vorbirea normală aproximativ 1000 de valori distincte de intensitate.

Intervale de frecvență

Un interval de frecvență este raportul a două frecvențe. Numeroase intervale definite în muzică poartă nume astfel, **octava** este intervalul de 2, **cvinta perfectă** este de $3/2$, **cvarta perfectă** de $4/3$, **terța majoră** de $5/4$ (treime de octavă) etc. În acustică, un interval se exprimă adesea prin logaritmul său într-o bază dată. Exemplu: la lg (logaritm zecimal) corespunde un interval de o decadă, la lb (logaritm în baza 2) îi corespunde un interval de o octavă. Tonul și semitonul temperat sunt submultipli ai octavei, având $1/6$, respectiv $1/12$ octave. O octavă are aproximativ 0.3 decade ($\lg 2$) iar o decadă are 3.32 octave.

În scopul simplificării procedurilor de măsură și pentru a permite compararea directă a rezultatelor se utilizează serii de frecvențe normate (ISO 266). Ele sunt stabilite pe intervale succesive, deasupra și dedesubtul frecvenței de referință de 1000Hz. Sunt definite trei serii: în octavă (raportul a două frecvențe succesive este 2), în semioctavă (raportul a două frecvențe succesive este $\sqrt{2} = 1,41$) și în treime de octavă (raportul a două frecvențe succesive este $\sqrt[3]{2} = 1,26$). Din considerente practice valorile sunt rotunjite.

Seria în octavă

1000 ; 500 ; 250 ; 125 ; 63 ; 31.5 ; 16 Hz

1000 ; 2000 ; 4000 ; 8000 ; 16000 ; 31500 ; 63000Hz

Seria în jumătate de octavă

1000 ; 710 ; 500 ; 355 ; 250 ; 180 ; 125 ; 90 ; 63 ; 45 ; 31.5 ; 16Hz

1000 ; 1400 ; 2000 ; 2800 ; 4000 ; 5600 ; 8000 ; 11.2K ; 16K ; 22.4K ; 31.5KHz

Seria în treime de octavă

12.5 ; 16 ; 20 ; 25 ; 31.5 ; 40 ; 50 ; 63 ; 80 ; 100 ; 125 ; 160Hz ...

Se schimbă în continuare doar ordinul de mărime (treimea de octavă corespunde aproximativ zecimii de decadă).

Extinderea scărilor logaritmice

Numărul de undă $k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c}$ (c - viteza de propagare a undelor)

fiind proporțional cu frecvența, noțiunea de interval în octavă sau decadă s-a extins și asupra produsului $k \cdot d$ (d-o distanță x sau r, sau o dimensiune caracteristică a unui dispozitiv acustic). Valoarea $k \cdot d = 1$ se impune ca

referință, ea corespunzând frontierei între două domenii în care proprietățile sunt foarte diferite (ex.: impedanța caracteristică a unei sfere).

Prin simetrie a fost extinsă noțiunea de interval în octavă sau decadă la rapoartele de distanțe sau dimensiuni. Referința unei scări logaritmice de distanță trebuie precizată.

Performanțele impuse aparaturii electroacustice

Gama sunetelor naturale, adică întinderea ca nivele de intensitate, cât și ca bandă de frecvențe este foarte mare (figura 1.5).

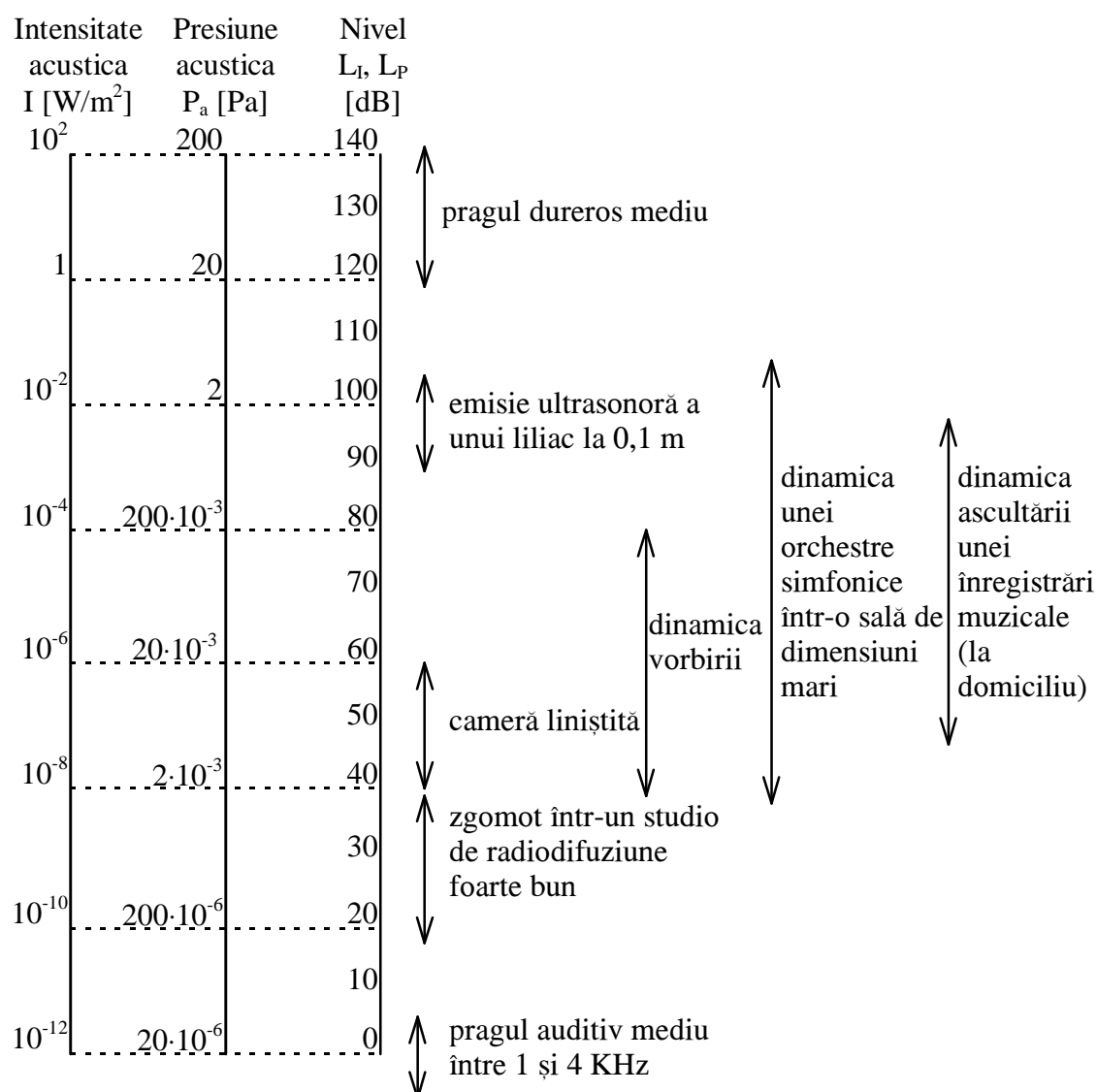


Figura 1.5. Niveluri și game dinamice uzuale

Raportul dintre puterea maximă și puterea minimă pentru vocea cântată sau pentru orchestra simfonică (gama dinamică) este de 10^{10} sau 100 decibeli.

În ceea ce privește domeniul de frecvențe, trebuie făcută observația că atât pentru voce, cât și pentru instrumentele muzicale, componentele spectrale fundamentale sunt cuprinse în cele 7 octave ale pianului ($f_{\max}=4186\text{Hz}$), dar componentele spectrale armonice acoperă o bandă de până la 20KHz. Se poate considera că banda de frecvențe pentru o reproducere naturală este cuprinsă între 30 și 16000Hz, cu o neuniformitate de transmitere de 1dB, deoarece armonicile de ordin ridicat nu influențează hotărâtor asupra timbrului.

Privitor la distorsiuni, s-a constatat experimental că influența diferitelor tipuri de distorsiuni nu este la fel de importantă.

Distorsiunile de neliniaritate măsurate în procente trebuie să nu depășească 0.2% pentru a realiza o transmisie “naturală” a sunetului. În transmisiile de calitate medie valoarea coeficientului de distorsiuni neliniare poate atinge 2...3%.

Distorsiunile de fază au o importanță mai mică în transmiterea sunetului atâta timp cât întârzierile nu depășesc 50ms.

În sistemele de înregistrare-redare, care conțin dispozitive mobile se produce un alt tip de distorsiuni, anume distorsiuni de variație a frecvenței, datorate pendulării vitezei de antrenare a acestor dispozitive. Pentru o transmisie naturală este necesar ca variația relativă a frecvenței să nu depășească 0.1%.

Norme

Principalele organizații de normalizare pentru electroacustică sunt:

- Organizația Internațională de Normalizare (ISO)
- Comisia de Electrotehnică Internațională (CEI)

Lucrarea nr. 1 - Reprezentarea mărimilor în acustică

- Audio Engineering Society (**AES**)
- American National Standard Institute (**ANSI**)
- Association Francaise de Normalisation (**AFNOR**)
- Deutsches Institut für Normung (**DIN**)
- Record Industry Association of America (**RIAA**)

TABEL CU FRECVENȚE PREFERATE

f	1oct	1/2oct	1/3oct		1oct	1/2oct	1/3oct		1oct	1/2oct	1/3oct
16	*	*	*	160			*	1600			*
18				180		*		1800			
20			*	200			*	2000	*	*	*
22.4		*		224				2240			
25			*	250	*	*	*	2500			*
28				280				2800		*	
31.5	*	*	*	315			*	3150			*
35.5				355		*		3550			
40			*	400			*	4000	*	*	*
45		*		450				4500			
50			*	500	*	*	*	5000			*
56				560				5600		*	
63	*	*	*	630			*	6300			*
71				710		*		7100			
80			*	800			*	8000	*	*	*
90		*		900				9000			
100			*	1000	*	*	*	10000			*
112				1120				11200		*	
125	*	*	*	1250			*	12500			*
140				1400		*		14000			
160			*	1600			*	16000	*	*	*

LUCRAREA NR. 2

REPREZENTAREA ELECTRICĂ A

SISTEMELOR MECANICE ȘI ACUSTICE

Între comportarea câmpului acustic și a celui electromagnetic se poate stabili o analogie matematică. De aici decurge ideea reprezentării sistemelor mecanice sau acustice care crează sau modifică câmpul acustic prin scheme electrice. Această idee stă la baza analizei și proiectării traductoarelor electroacustice.

1. Sisteme mecanice

Prin sistem mecanic se înțelege un ansamblu de componente mecanice, într-o configurație dată. În electroacustică majoritatea sistemelor mecanice care trebuie luate în considerație sunt în mișcare rectilinie, vibratorie și liniară.

Viteza imprimată unui element la acțiunea unei forțe exterioare va depinde de masa (m) elementului, de elasticitatea acestuia (C_m) și de forțele de frecare ce intervin, caracterizate de o rezistență (R_m). Pentru un sistem care cuprinde toate aceste 3 elemente, principiul acțiunii și reacțiunii ne arată că:

$$F_e = m \cdot \dot{v} + R_m \cdot v + \frac{1}{C_m} \int_{-\infty}^t v dt$$

sau pentru regim sinusoidal:

$$F_e = \left(R_m + j \cdot \omega \cdot m + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_m} \right) \cdot v = Z_m \cdot v$$

Această expresie este analoagă din punct de vedere matematic cu expresia tensiunii la bornele unui circuit rezonant. De aici apare ideea reprezentării unui astfel de sistem mecanic printr-un circuit electric. Reprezentarea poate fi făcută în două moduri : printr-un circuit rezonant paralel (analogie inversă) și printr-un circuit rezonant serie (analogie directă). Prin analogie directă înțelegem reprezentarea unei scheme în care imitanțele sunt reprezentate prin impedanțe, iar prin analogie inversă reprezentarea în care acestea sunt reprezentate prin admitanțe. La fel se vor numi și schemele directă și inversă și pentru un sistem oscilant sunt:

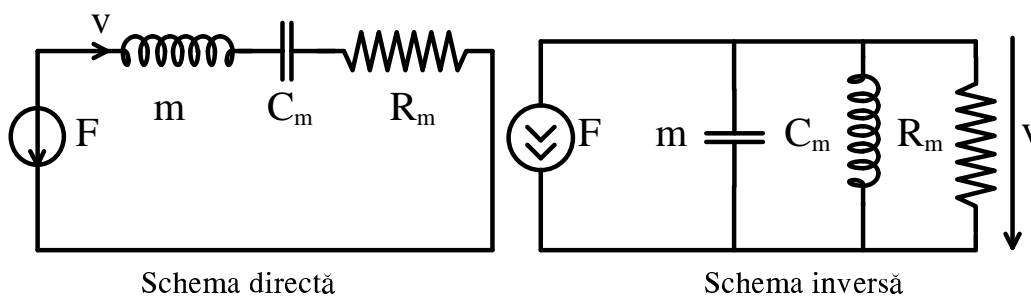


Figura 2.1.

Identificând într-un sistem mecanic punctele cu viteze diferite și luând în considerație și punctul de viteză nulă (suportul, șasiul) se observă că se poate scoate imediat schema echivalentă inversă și apoi prin dualitate se poate trece și la cea directă. Pentru a ușura stabilirea acestor scheme se va proceda după cum urmează:

- Se stabilesc punctele de legătură între elemente.
- Fiecărui punct îi va corespunde o viteză, care se consemnează (se va lua în considerare și viteza nulă a suportului care va fi viteza de referință).
- Fiecare element identificat va fi reprezentat prin simbolul său între două puncte de viteză diferite. Masele vor avea întotdeauna o extremitate la viteza de referință.
- Forțele exterioare intervin sub forma unor generatoare de forță echivalente generatoarelor ideale de curent.

- Dacă mișcarea se transmite și mediului, se va lua în considerare efectul acestuia printr-o admitanță de radiație.

Să considerăm sistemul din figură (se neglijează efectul maselor de aer dintre pistoane):

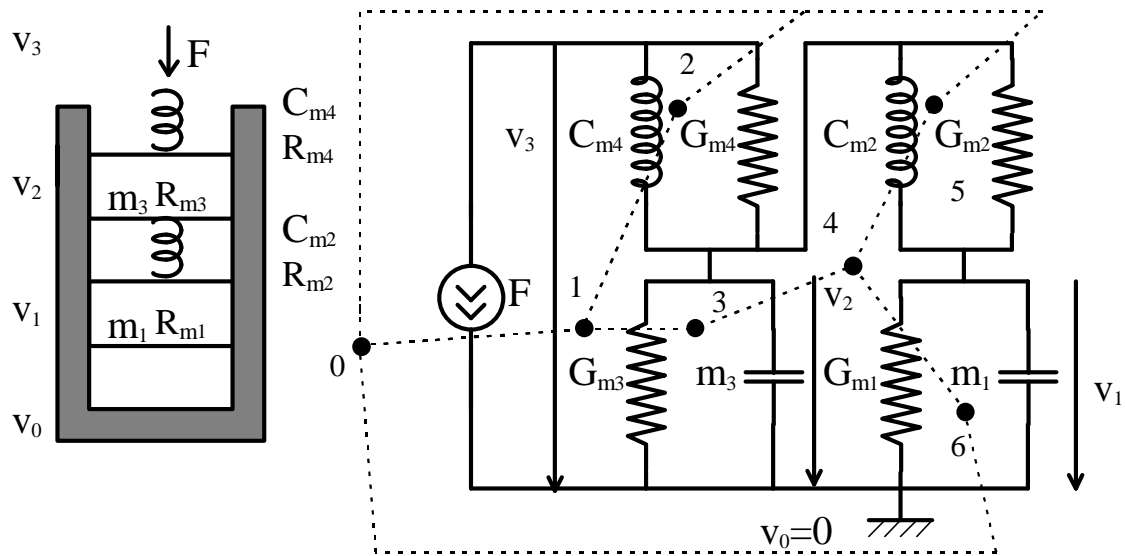


Figura 2.2.

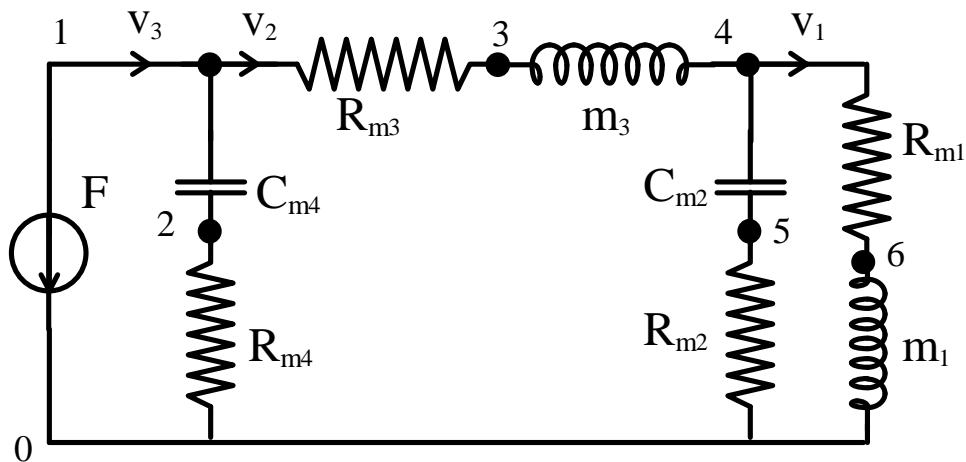


Figura 2.3.

Prin dualitate (fiecare ochi de circuit devine un nod) se obține schema directă procedând astfel:

- Se alocă un nod fiecărui ochi de circuit plus unul exterior.
- Se unesc nodurile prin ramuri astfel ca fiecare ramură să traverseze un singur element.

- Se inserează pe fiecare ramură dualul elementului traversat de acesta.
- mărimile prin ramuri vor fi indicate prin semn adecvat.

2. Sisteme acustice

O componentă acustică este un dispozitiv delimitând și incluzând o porțiune de fluid. Diferitele componente acustice se disting între ele prin forma principală de energie pusă în joc. Astfel, o cavitate cu pereții rigizi cu o deschidere prin care se aplică o presiune exterioară datorită unei forțe, aplicată prin intermediul unui piston, se comportă ca o elasticitate acustică forța fiind dată de expresia:

$$F = S^2 (E / V_s) \int_{-\infty}^t v dt \quad \text{sau presiunea:} \quad p = (E / V_s) \int_{-\infty}^t q dt$$

cu S : secțiunea deschiderii; V_s : volumul static al cavității
 E : modulul de elasticitate; q : debitul de fluid la intrare;
 p : presiune acustică;

Raportul $C_a = E / V_s$ se numește elasticitate acustică prin analogie cu elasticitatea mecanică.

Se observă că mărimile caracteristice sistemelor acustice (ansambluri de elemente acustice) sunt presiunea acustică și debitul acustic. Trecerea între cele două relații prezentate s-a făcut ținând cont că $F = p \cdot S$ și $v = q / S$. Aceste din urmă relații caracterizează cuplajul mecano-acustic (dintre un sistem mecanic și unul acustic). Din aceste relații se poate deduce că:

$$p = \frac{F}{S} = \frac{m\dot{v}}{S} = \frac{m}{S^2} \dot{q} = m_a \dot{q}$$

S-a notat cu $m_a = m/S^2$ mărimea numită masă acustică care este elementul ideal delimitând o porțiune de fluid aflat în mișcare oscilatorie și care se comportă ca un rigid nedeformabil. Este cazul tuburilor acustice

deschise la ambele capete, în care viteza (debitul) este aceeași în toate punctele.

Frecările fluidului de pereți sunt caracterizate de asemenea printr-o rezistență acustică. Acest element este predominant în deschiderile (tuburile) subțiri când masa acustică este mică. Evident elementele ideale nu există, o porțiune de fluid putând fi caracterizată de mai multe elemente acustice.

Studiul sistemelor acustice necesită cunoașterea componentelor acustice și a interconexiunilor dintre ele. Plecând deci de la descrierea lor fizică vor trebui mai întâi localizate elasticitățile, masele și rezistențele acustice și de asemenea sursele (de presiune sau debit) și radiațiile în mediu, și apoi calculate.

În practică se procedează astfel:

- Se reperează mai întâi elasticitățile acustice C_{ai} care sunt cavități sau volume și se atribuie fiecăreia dintre ele o presiune acustică p_i .
- Se găsesc comunicațiile dintre elasticități (conducte, fante, găuri), se decide pentru fiecare componenta potrivită (m_a sau R_a) și i se atribuie fiecăreia un debit q_i de sens arbitrar.
- Se tratează la fel comunicațiile cu exteriorul.
- Presiunea exterioară este presiunea de referință p_0 .
- Condițiile la limită asupra joncțiunilor cu exteriorul sunt reprezentate după caz prin surse ideale sau impedanțe acustice. Astfel unei joncțiuni radiante îi corespunde o impedanță de radiație Z_{aR} iar unei joncțiuni de intrare o impedanță de intrare R_{ai} .
- Unei joncțiuni supuse unui câmp acustic exterior îi corespunde o sursă ideală de presiune și la fel un debit impus de un dispozitiv exterior, corespunzător unei surse ideale de debit.

Schema directă a unui sistem acustic se obține în continuare procedând astfel:

- Fiecare elasticitate definește un nod căruia i se atribuie presiunea acustică corespunzătoare p_i .
- Un nod exterior sistemului reprezintă presiunea de referință p_0 .
- Se leagă nodurile prin ramuri, fiecare dintre acestea traversând una și numai una dintre comunicații.
- Se leagă de asemenea nodurile cu nodul de referință p_0 .
- Se atribuie fiecărei ramuri debitul corespunzător.
- Se introduce pe fiecare ramură simbolul elementului corespunzător pe care îl traversează (o ramură poate cuprinde un simbol sau mai multe).
- Se cuprind și impedanțele de radiație.
- Se introduc valorile elementelor.

Fie de exemplu sistemul următor:

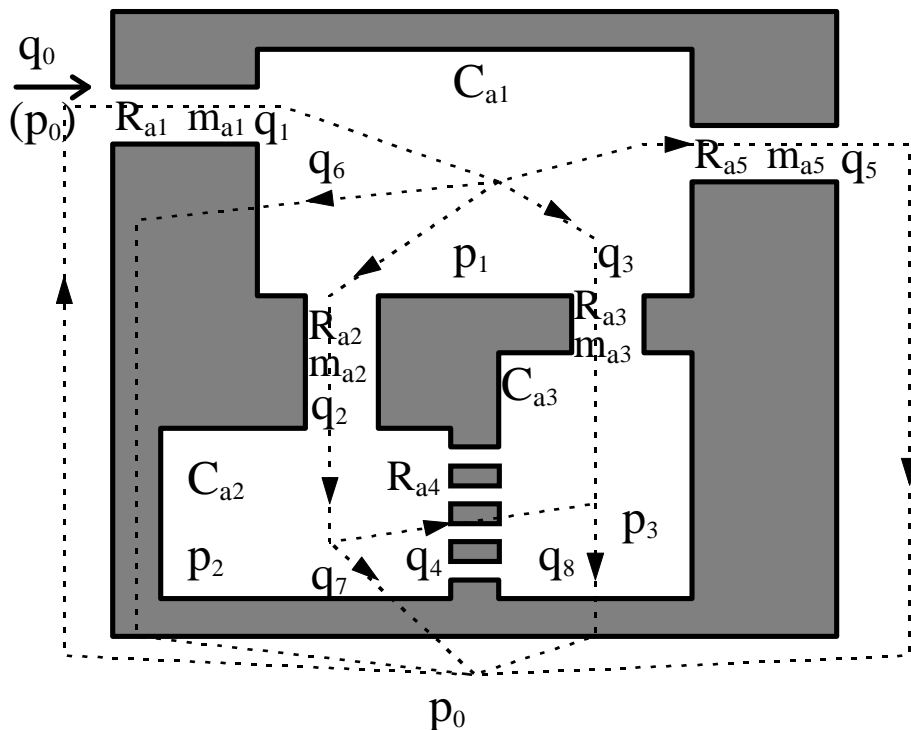


Figura 2.4.

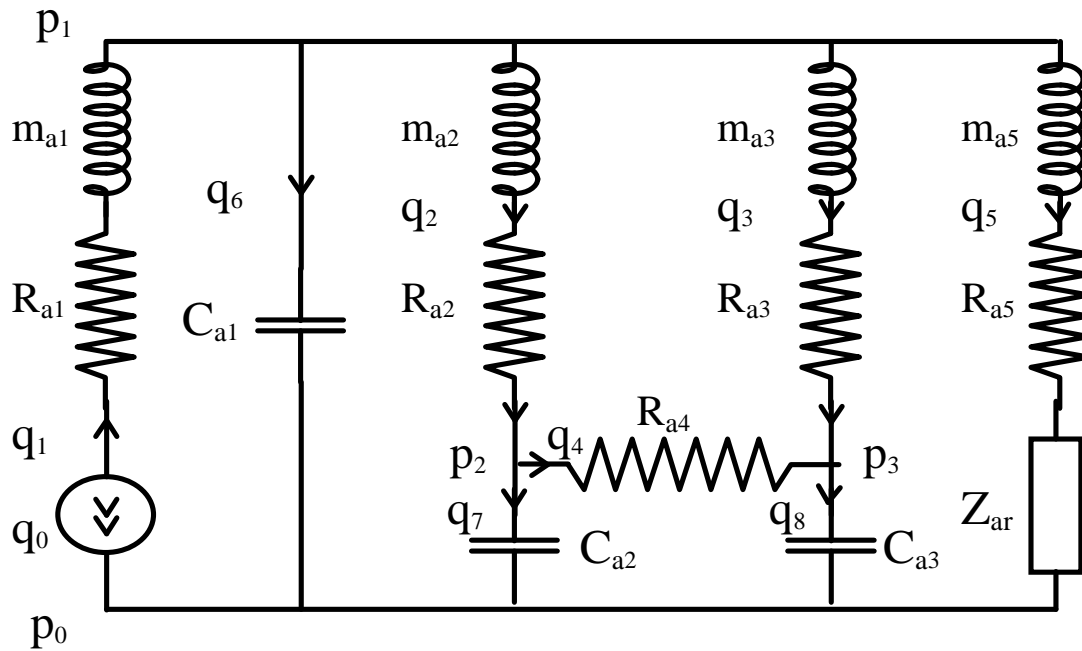


Figura 2.5.

3. Sisteme mecano-acustice

Am arătat că un piston sau o suprafață în mișcare crează un cuplaj mecano-acustic, adică transformă o mărime mecanică în mărime acustică sau invers conform relațiilor:

$$F = S \cdot p \text{ și } V = -S^{-1} \cdot q$$

Se observă că aceste ecuații pot fi asemănați cu ecuațiile unui biport de tip transformator sau girator. Se pot găsi deci 4 reprezentări posibile ținând cont de variantele directe și inverse ale schemelor sistemelor mecanice și acustice. Acestea sunt reprezentate în figura 2.6.

Raportând sistemul mecanic la sistemul acustic sau invers se obține o schemă fără transformator sau girator numai în mărimi de aceeași natură și se poate face o analiză a întregului ansamblu (sistem).

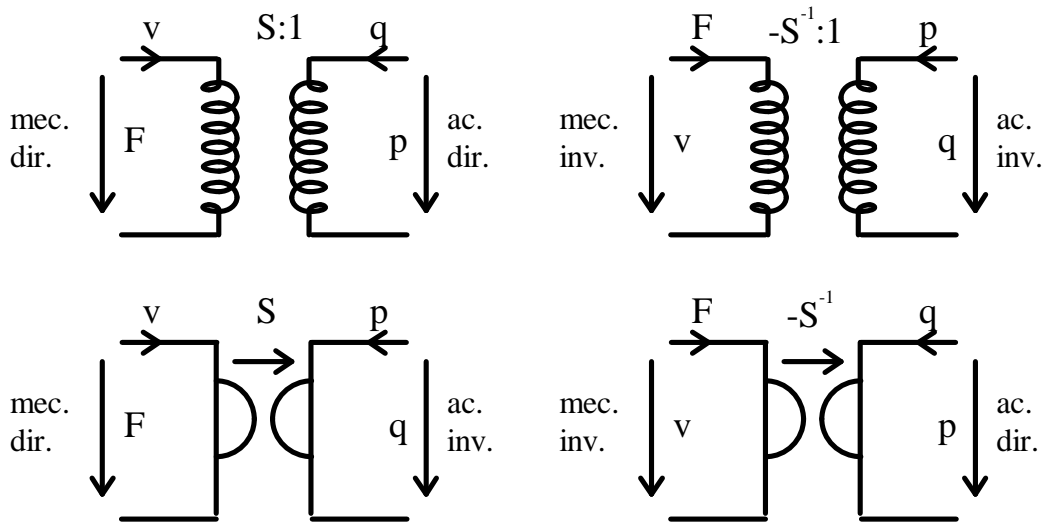


Figura 2.6.

Fie de exemplu sistemul din figura 2.7.

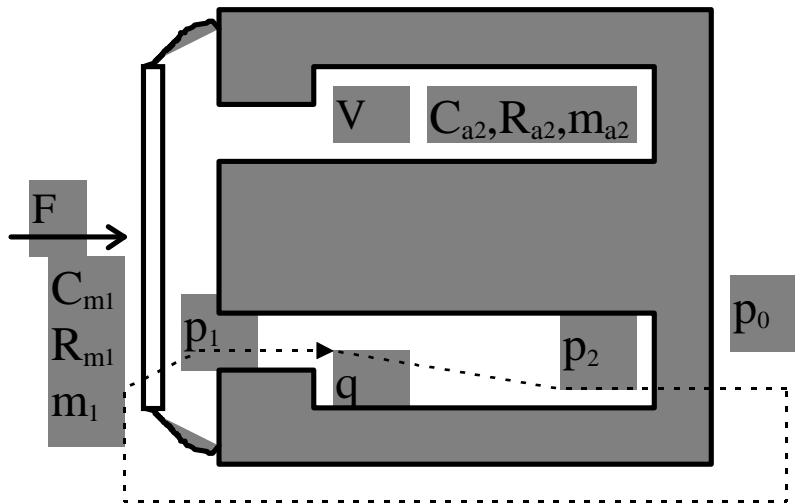


Figura 2.7.

Avem de a face cu un sistem mecanic caracterizat de masa membranei m_1 , elasticitatea suspensiei C_m și rezistența mecanică de frecare R_{m1} . Membrana închide un volum de elasticitate C_{a2} prin intermediul unei deschideri caracterizată de masa acustică m_{a2} și rezistența acustică R_{a2} . Se acționează cu o forță F .

Schema echivalentă electrică a sistemului mecano-acustic este:

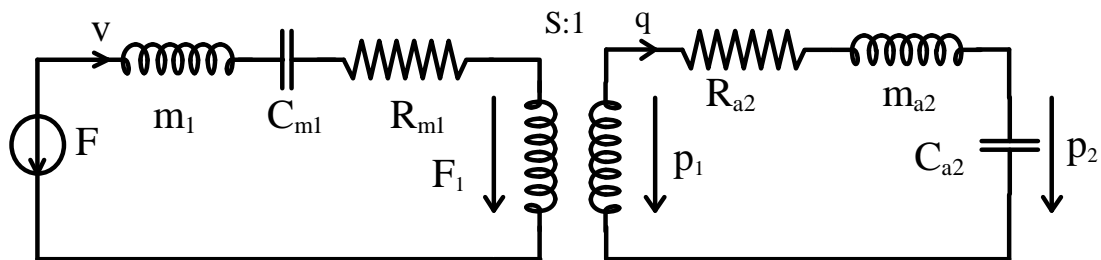


Figura 2.8.

$$C_{a2} = \frac{V}{\gamma P_s} ; \quad m_{a1} = \frac{m_1}{S^2} ; \quad R_{a1} = \frac{R_{m1}}{S^2}$$

Să se facă reprezentarea prin schemă electrică a sistemului:

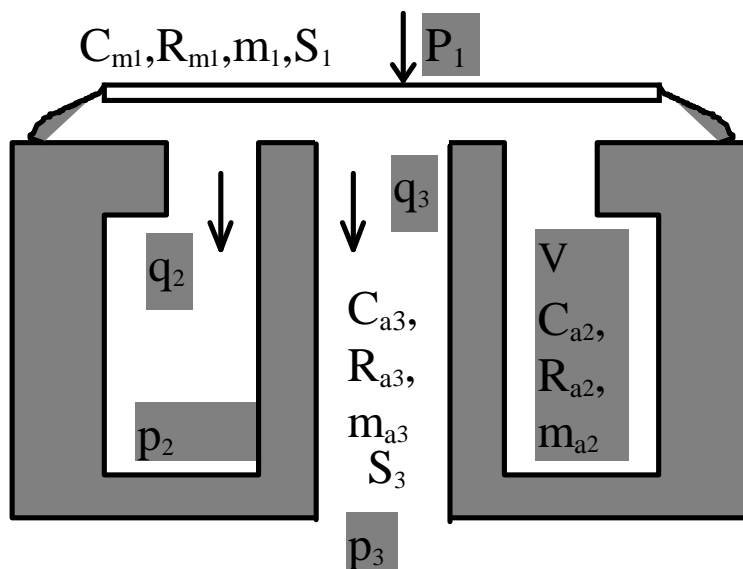


Figura 2.9.

LUCRAREA NR. 3
AMPLIFICATOARE DE
AUDIOFRECVENȚĂ DE PUTERE

PARTEA I. PROIECTARE

Considerații teoretice

De cele mai multe ori semnalele electrice nu sunt suficient de intense pentru fructificarea informațiilor pe care le poartă, fapt care implică necesitatea amplificării acestora până la nivelul cerut într-o aplicație sau alta. Circuitele electronice cu care se realizează operația de amplificare se numesc amplificatoare. În cazul general, un amplificator este un cuadripol activ prevăzut cu o poartă de intrare și o poartă de ieșire capabil să furnizeze la ieșire semnale electrice identice cu cele aplicate la intrare, dar de putere mult mai mare.

Amplificatoarele de joasă frecvență, numite și de audiofrecvență, se caracterizează printr-o bandă de frecvență cuprinsă aproximativ între 20 Hz și 20 KHz.

Pentru îmbunătățirea performanțelor (mărirea stabilității, reducerea distorsiunilor) în amplificatoare este folosită curent reacția negativă (aplicarea unei părți din semnalul de ieșire, cu fază inversată, înapoi, la intrare). De aceea, schema bloc a unui amplificator este cea din figura 3.1.

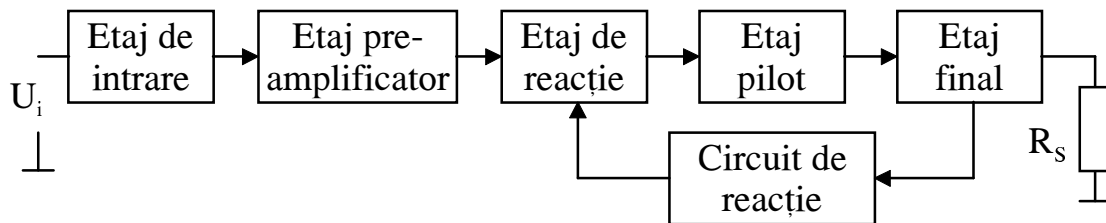


Figura 3.1. Schema bloc a unui amplificator.

Pentru proiectarea unui astfel de amplificator sunt necesare o serie de date inițiale. Acestea caracterizează atât amplificatorul cât și sarcina și sursa de semnal și pot fi:

- Puterea utilă în sarcină P [W]
- Rezistența de sarcină R_s [Ω]
- Sensibilitatea la intrare S [mV]
- Rezistența de intrare R_i [Ω]
- Factorul de distorsiuni neliniare δ [%]
- Frecvența limită inferioară f_j [Hz]
- Frecvența limită superioară f_s [Hz]
- Domeniul de temperatură ΔT [$^{\circ}\text{C}$]

Deoarece etajele de amplificare se intercondiționează reciproc, proiectarea unui amplificator nu poate începe cu orice etaj. Având cunoscute rezistența de sarcină și puterea maximă ce trebuie debitată pe aceasta, calculul amplificatorului va începe cu etajul final.

Etajul final trebuie să dezvolte în sarcină puterea cerută cu un randament cât mai bun și cu distorsiuni cât mai mici.

Sarcina unui etaj de putere de joasă frecvență poate fi un difuzor, o linie de transmisie, un motor electric, etc., variind deci de la câțiva ohmi la câteva sute de ohmi, puterea cerută variind de la zeci de miliwați la sute de wați.

Etajul final al unui amplificator de joasă frecvență lucrează de regulă în clasele A sau AB de amplificare. S-au mai impus în ultima vreme etajele finale în regim de comutație (clasa D de amplificare).

Amplificatoarele de putere funcționând în clasă B sau AB s-au impus printr-un randament mai bun, distorsiuni mai mici, amplitudinea semnalului mai mare și putere disipată mai mică comparativ cu cele în clasă A, necesitând însă două tranzistoare.

În clasa B de amplificare, punctul de funcționare este ales în originea axelor de coordonate în planul caracteristicii de intrare, tranzistoarele intrând în conducție numai în prezența semnalului ce urmează a fi amplificat. Tranzistoarele conduc alternativ, funcție de polaritatea semnalului de intrare.

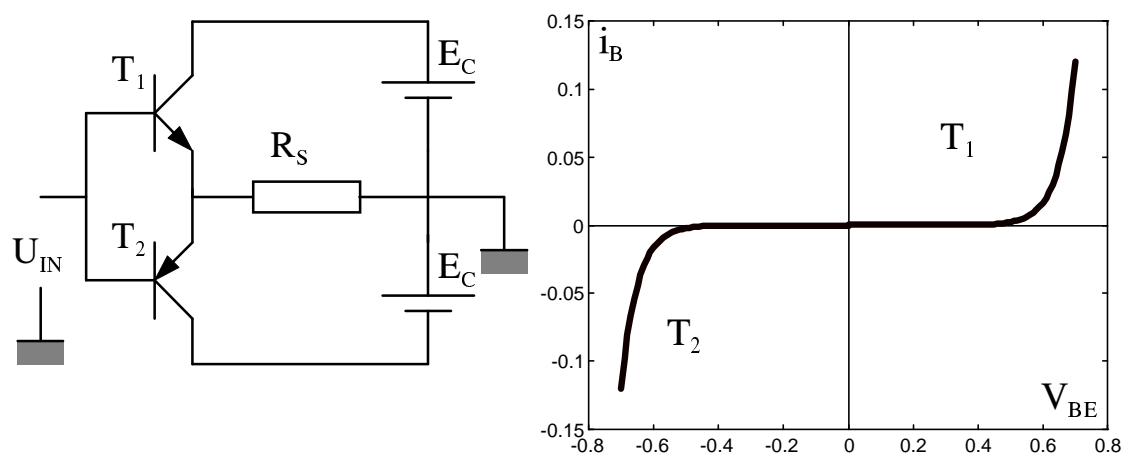


Figura 3.2. Etajul final în clasă B

Avantajul principal al amplificatoarelor în clasa B (sau amplificatoare complementare) rezultă din figură. În lipsa semnalului ambele tranzistoare sunt blocate deci curentul de PSF (punct static de funcționare) este nul ceea ce duce la concluzia că randamentul este mai bun. În plus fiecare tranzistor conduce numai pe o semialternanță a semnalului deci va fi dimensionat la numai jumătate din puterea totală.

Dezavantajul major al acestui etaj constă în existența unui interval de tensiune în care ambele tranzistoare sunt blocate, ceea ce conduce la apariția unor distorsiuni mari la schimbarea polarității semnalului. Din această cauză se preferă utilizarea etajului în clasă AB sau cvasicomplementar (figura 3.3).

Acest etaj menține avantajul amplificatorului în clasă B și anume randament mai bun. În plus se realizează prepolarizarea celor două tranzistoare finale și anume se asigură în PSF un curent mic de colector. Acest curent poate fi neglijat din punctul de vedere al puterii de c.c. consumate, însă realizând acum compunerea caracteristicilor de intrare ale celor două tranzistoare finale (figura 3.3), vom obține o caracteristică aproape liniară, deci distorsiuni mai mici, reduse și mai mult de prezența reacției negative.

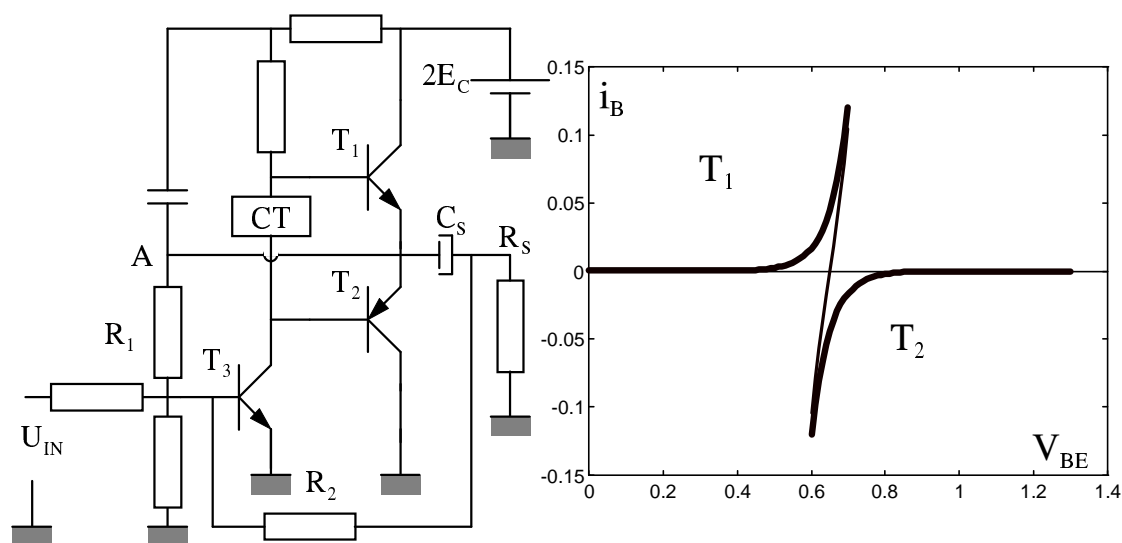


Figura 3.3. Amplificator cu etaj final în clasă AB

În alternanța pozitivă a semnalului de comandă va conduce T_1 , prin intermediul căruia și prin rezistența de sarcină R_s se va încărca condensatorul C_s de la sursa $2E_c$, determinând un curent prin R_s , deci a aceleiași alternanțe amplificate. În alternanța negativă a semnalului de comandă T_1 se va bloca, dar se va deschide T_2 prin intermediul căruia se va descărca C_s , curentul prin R_s schimbându-și sensul. Se observă că C_s ține

locul sursei de alimentare pe timpul acestei alternanțe și de aceea el trebuie să aibă o valoare mare astfel încât constanta de timp $\tau = R_S \cdot C_S$ să fie cât mai mare față de perioada semnalului de frecvență cea mai joasă ce trebuie amplificat. Aceasta conduce la creșterea gabaritului și costului condensatorului, dar se reduce o sursă de alimentare suplimentară.

Pentru a avea alternanțe egale este necesar ca C_S să se încarce la o tensiune egală cu E_C . Aceasta se realizează prin polarizarea corespunzătoare a bazelor celor două tranzistoare.

În figură CT reprezintă un circuit de compensare termică și de liniarizare a caracteristicii compuse. Practic el realizează o polarizare a bazelor celor două tranzistoare, pentru a muta punctul de funcționare al acestora ușor spre clasa A de amplificare, de unde și denumirea de clasă AB. Polarizarea trebuie să depindă cât mai puțin de temperatură.

Rezistențele au următoarele roluri:

- R_1 - reacție în c.c. asigurând autoaxarea potențialului punctului A la valoarea E_c la variația tensiunii de alimentare.
- R_2 - reacție în semnal pentru a scădea distorsiunile și a îmbunătăți răspunsul.

Sursa a fost notată cu $2E_c$ pentru a putea utiliza relațiile de proiectare și pentru schema de etaj cu sursă simetrică (split supply voltage).

Găsirea unei perechi de tranzistoare complementare cu parametrii ceruți este mai dificilă în cazul puterilor mari. De aceea se recurge la utilizarea pentru etajul final a unor tranzistoare compuse (dubleți, tripleți), având ca tranzistoare de putere tranzistoare de același tip (cel mai adesea npn), iar ca tranzistoare complementare, tranzistoare de puteri mai mici. Se utilizează conexiunea Darlington, după cum se arată în figura 3.4. Schema din figura a) este fără inversare de polaritate, iar cea din figura b) este cu inversare de polaritate. Rezistența R de aproximativ 100Ω are rolul de a

reduce influența curentului rezidual și de a mări curentul de colector prin T'' la curenți mici de sarcină.

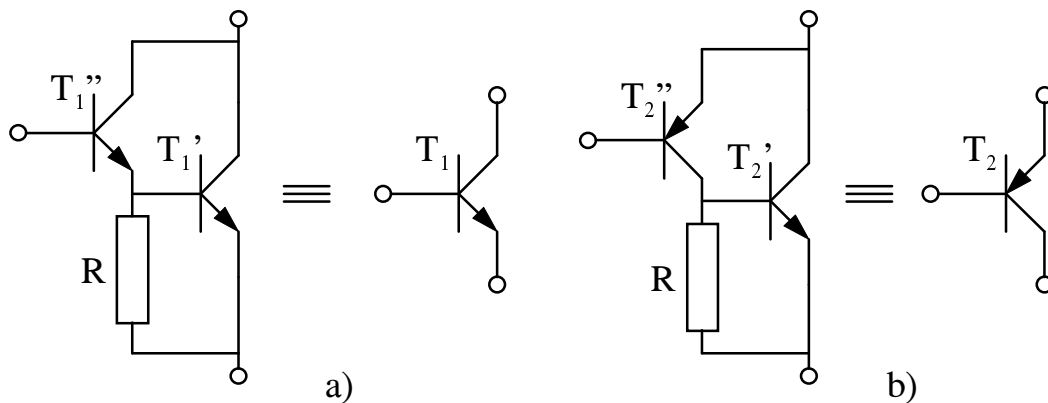


Figura 3.4. Realizarea tranzistoarelor Darlington complementare

Relații de proiectare pentru montajul utilizat în laborator

Schema utilizată (figura 3.5) este o schemă tipică de amplificator cvasicomplementar care folosește conexiunea Darlington pentru tranzistoarele finale.

Așa cum am arătat conexiunea T_1 și T_3 este echivalentă unui tranzistor npn, iar T_2 și T_4 unui tranzistor pnp. Tranzistorul pilor este T_6 iar tranzistorul T_5 , montat în conexiune de diodă multiplicată este utilizat în circuitul de compensare termică CT.

Rezistența R_{10} constituie reacție în semnal pentru a scădea distorsiunile, iar rezistența $R_9 + P_1$ reacție în curent continuu, asigurând autoaxarea punctului A la valoarea E_C la variația tensiunii de alimentare.

Condensatorul C_4 realizează o conexiune bootstrap pentru ameliorarea factorului de utilizare a sursei care, în cazul cuplării directe a etajului pilot la etajul final, nu este același în ambele alternanțe. Fiecare tranzistor final apare în schemă de repetor în conexiune bootstrap. În acest fel cele două extremități ale rezistenței R_4 sunt practic la potențiale egale

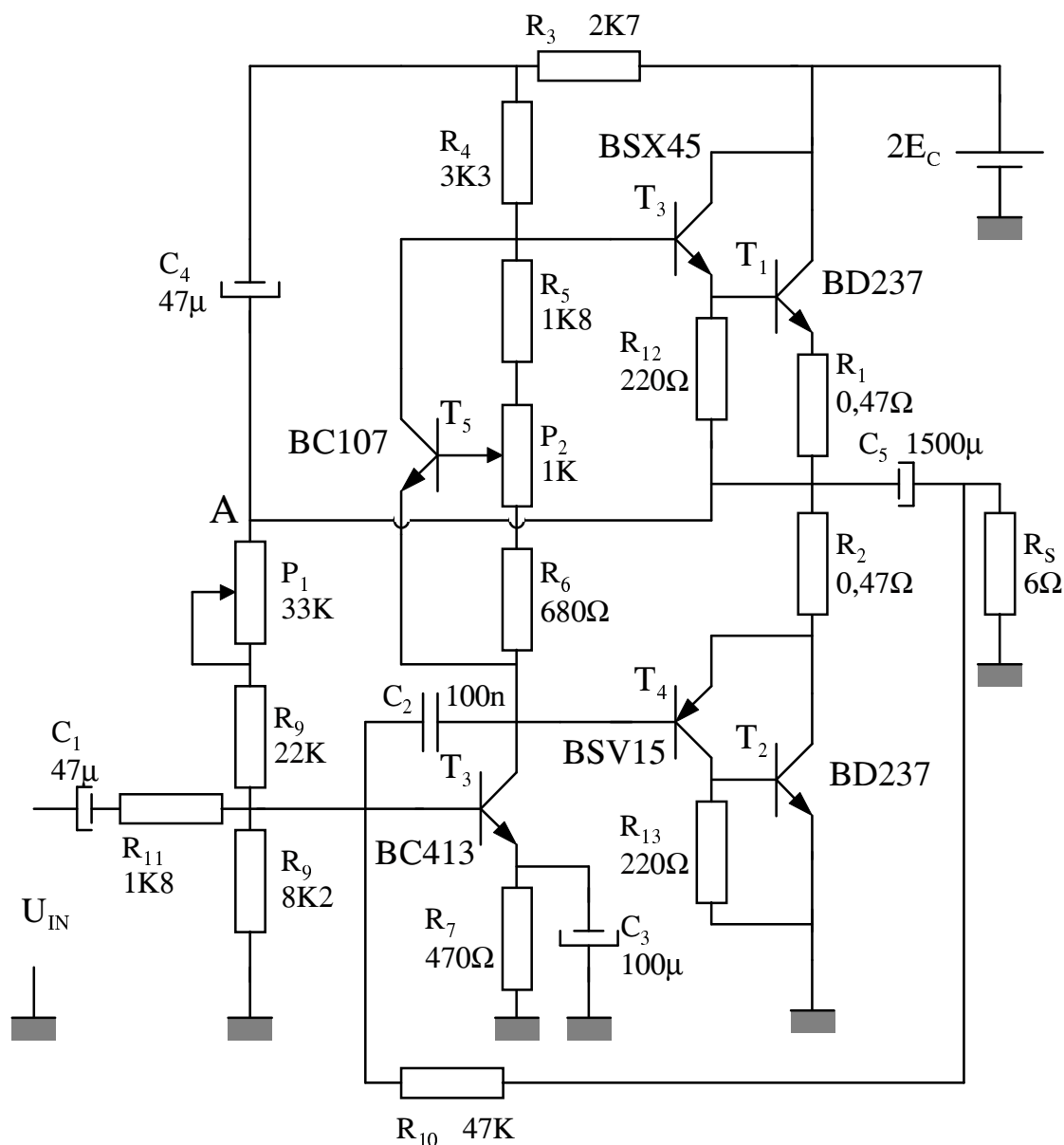


Figura 3.5. Schema electronică completă a amplificatorului din punct de vedere al regimului dinamic. În acest caz prin R_4 nu avem curent în regim dinamic și deci se poate considera că etajul pilot debitează componenta alternativă de excitație numai în baza tranzistorului final, iar curentul de punct static este asigurat prin R_4 ca și cum acesta s-ar comporta ca un generator de curent constant. Singurul dezavantaj este că funcționarea acestui etaj are loc astfel numai atât timp cât C_4 asigură o decuplare eficientă și deci comportarea nu este valabilă în cazul frecvențelor joase.

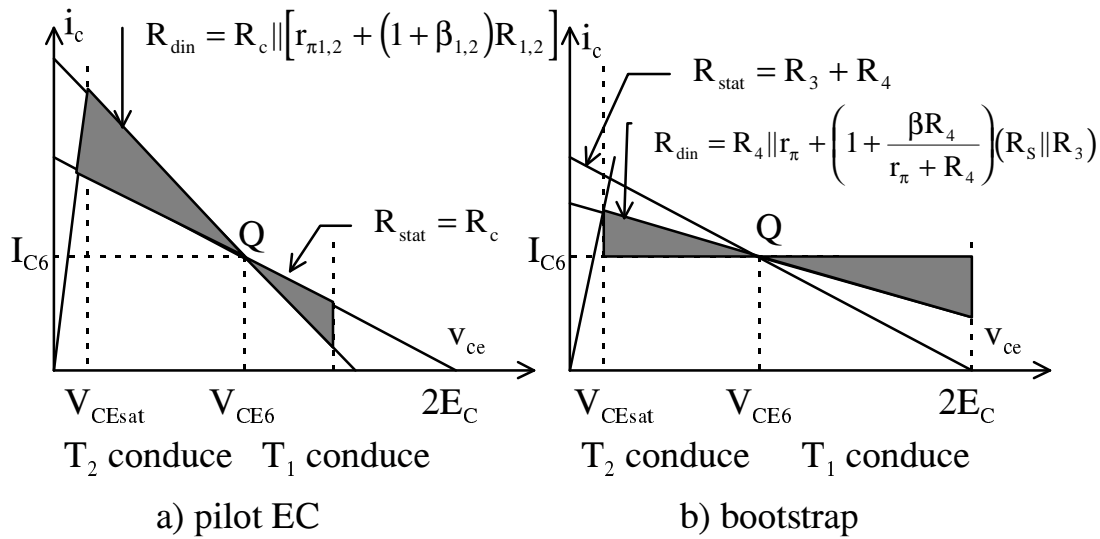


Figura 3.6. Coeficientul de utilizare a sursei de alimentare

În cazul utilizării etajului emitor comun pentru realizarea pilotului, factorii de utilizare nu sunt egali pe ambele alternanțe deoarece, dacă în alternanța negativă amplitudinea semnalului este limitată doar de saturarea tranzistorului T_2 , în alternanța pozitivă, semnalul este limitat de îndeplinirea condițiilor de polarizare corectă a tranzistorului pilot. Din figura 3.6 se poate trage aceeași concluzie observând că în cazul pilotului realizat în conexiune EC (a), dreapta de sarcină dinamică este mai înclinată decât dreapta de sarcină statică, în timp ce pentru conexiunea bootstrap (b), împărțind judicios rezistența de c.c. în două, putem realiza destul de ușor o dreaptă de sarcină dinamică de înclinare mai mică permițând mărirea amplitudinii semnalului tot până la atingerea saturației tranzistorului T_1 .

Alternativa folosirii conexiunii bootstrap este acceptarea unor coeficienți de utilizare inegali pe cele două alternanțe și utilizarea unei surse de tensiune ceva mai mare decât cea necesară (cu dezavantajul scăderii randamentului total) sau realizarea unei surse de alimentare separată pentru etajul final, cu o tensiune mai mare decât cea necesară pentru alimentarea pilotului.

Pentru schema noastră ne propunem să asigurăm o putere utilă pe sarcină (în regim permanent sinusoidal) de 10W. Sunt date deci:

$$P_u = 10W; R_S = 6\Omega; T_{amb} = 0 - 50^\circ C$$

Avem relațiile:

$$P_{um} = U_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{1}{2} U_m \cdot I_m = \frac{1}{2} R_S \cdot I_m^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_m^2}{R_S}$$

$$I_m = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{um}}{R_S}} = \sqrt{\frac{20W}{6\Omega}} = 1.825A$$

$$U_m = \sqrt{2 \cdot P_{um} \cdot R_S} = \sqrt{20W \cdot 6\Omega} = 10.95V$$

Se ia $U_m = 11V$ = amplitudinea semnalului pe sarcină pentru a obține puterea specificată.

Notăm P_{amed} puterea medie absorbită de la sursa de alimentare.

$$P_{amed} = 2E_C \cdot I_{med} = 2E_C \cdot \frac{I_m}{\pi} = \frac{2}{\pi} \frac{E_C^2}{R_S}$$

Dacă etajul lucrează la nivele mai mici la intrare, atunci excursia de semnal este mai mică, având $I_{Sm} < I_m$ și $U_{Sm} < U_m$. Fie $k = \frac{U_{Sm}}{U_m} = \frac{I_{Sm}}{I_m}$

coeficientul de utilizare al sursei de alimentare. Avem deci relațiile:

$$P_u = \frac{1}{2} \cdot U_{Sm} \cdot I_{Sm} = \frac{1}{2} \cdot k^2 \cdot \frac{E_C^2}{R_S}$$

deci puterea pe sarcină crește cu pătratul creșterii semnalului de intrare.

$$P_{amed} = E_C \cdot I_{Smed} = \frac{2}{\pi} \cdot k \cdot \frac{E_C^2}{R_S}$$

Putem calcula acum puterea disipată pe cele două tranzistoare finale ca fiind diferența:

$$2P_d = P_{amed} - P_u = \frac{2}{\pi} \cdot k \cdot \frac{E_C^2}{R_S} - \frac{1}{2} \cdot k^2 \cdot \frac{E_C^2}{R_S}$$

deci $P_d = P_d(k)$ și are un maxim pentru $k = \frac{2}{\pi} = 0.636$ deci:

$$P_{dm} = \frac{1}{\pi^2} \cdot \frac{E_C^2}{R_S} \approx 0.2P_{um}$$

În aceste calcule am utilizat cazul cel mai defavorabil $U_m = E_C$. Dacă dimensionăm după puterea medie disipată pe tranzistoare atunci $P_{dm} = 2W$ deci tranzistorul ales trebuie să aibă $P_{tot} > 2W$. Însă dacă semnalul are o perioadă suficient de mare (mai mare decât constanta termică de disipare a căldurii) atunci temperatura structurii urmărește variațiile puterii disipate instantanee.

$$p_{di} = i_C \cdot u_{CE} = I_m \sin \omega t \cdot (U_m - U_m \sin \omega t)$$

$$p_{di} = U_m \cdot I_m \cdot \sin \omega t \cdot (1 - \sin \omega t) = \frac{E_C^2}{R_S} \cdot \sin \omega t \cdot (1 - \sin \omega t)$$

Pentru $t = \frac{\pi}{6}$ și $t = \pi - \frac{\pi}{6}$ puterea este maximă:

$$P_{dim} = \frac{1}{4} \cdot \frac{E_C^2}{R_S} \approx 0.5P_{um}$$

Deși în general tranzistoarele de putere au constante termice de ordinul secundelor, se preferă dimensionarea după P_{di} deoarece se asigură o fiabilitate mai bună etajului experimental: $P_{tot} > 5W$.

Alegem tranzistoarele finale astfel ca $P_{tot} > 5W; I_{CM} > 1.825A; U_{ce0} > 2E_C$. Alegem tranzistoare de tip BD237 cu parametrii:

$$P_{tot} = 25W; I_{CM} = 6A; U_{ce0} = 80V; R_{tjc} = 5^\circ C/W; T_{jmax} = 150^\circ C$$

Calculăm P_{DM} pe radiator infinit la $T_a = 50^\circ C$:

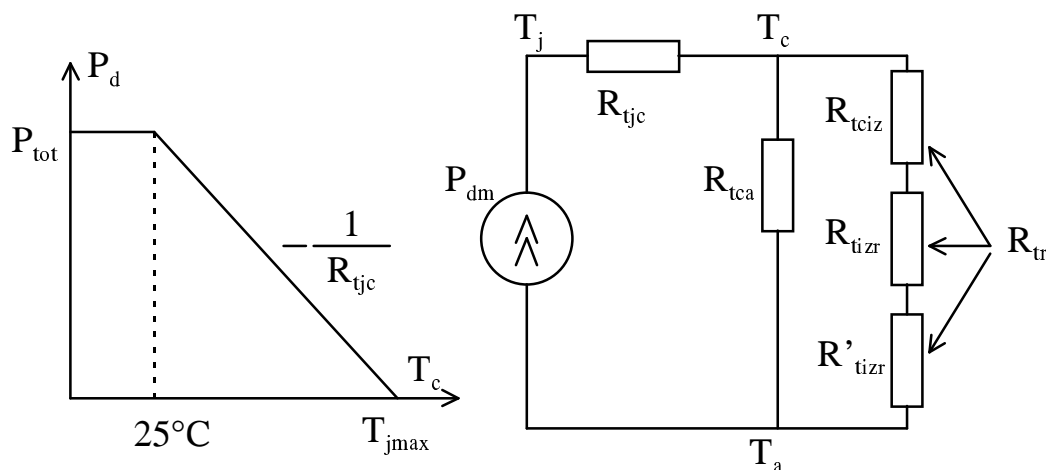


Figura 3.7. Modelarea electrică a fenomenelor termice

$$P_{DM} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{tjc}} = 20W$$

Notă. Fără radiator, cu R_{tca} tipică de $80^\circ C/W$ rezultă:

$$P_{DM} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{tjc} + R_{tca}} = 1W$$

Calculul radiatorului necesar:

$$P_{dim} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{tjc} + R_{tr}} \Rightarrow R_{tr} = 15^\circ C/W$$

Din nomograma prezentată în Electronic Design se obține pentru o tablă de Al de 2.5mm grosime și o arie de $45cm^2$ așezată orizontal $R_{tr} = 6,5^\circ C/W$. Deoarece $R_{tr} = R'_{tr} + R_{tciz} + R_{tizr}$ și a doua componentă are circa $1^\circ C/W$, radiatorul se consideră satisfăcător.

O alternativă este calcularea suprafeței necesare cu relațiile:

$$R'_{tr} = \frac{R_{tca} \cdot R_{trnec}}{R_{tca} - R_{trnec}} - R_{tciz} - R_{triz} \text{ cu } R_{tciz} \approx \frac{275}{A_C}; R_{triz} \approx \frac{200}{A_C}$$

unde A_C este aria de contact între capsulă și radiator [mm^2] iar rezistențele termice se calculează în [$^\circ C/W$]. Suprafața necesară pentru radiator se calculează cu relația:

$$S = \frac{1}{2} \cdot \frac{650 \cdot k}{R_{tr} - 33 \frac{\sqrt[4]{k}}{\sqrt{\lambda \cdot g}}} [\text{cm}^2]$$

Pentru un radiator din aluminiu, orizontal, lustruit, cu grosimea tablei $g=2.5[\text{mm}^2]$ avem $k=1$ și $\lambda=280[^\circ\text{C}/\text{W}]$. Efectuând calculele obținem $S=29\text{cm}^2$, deci radiatorul adoptat este suficient.

Vom calcula valoarea sursei de alimentare $2E_C$. Ținând cont că C_5 se încarcă până la valoarea E_C și scriind teorema a II-a a lui Kirchhoff obținem:

$$2E_C = E_C + U_m + R_1 \cdot I_m + U_{rez}; R_1 \approx 0.1 \cdot R_S; U_{rez} \geq U_{CE\text{ sat}}$$

În general tranzistoarele de putere au tensiunea de saturație mai mare, în cazul puterilor mari se poate ajunge la $1.5 \div 2\text{V}$. Pentru BD237 $U_{CE\text{ sat}}=0.6\text{V}$.

$$E_C = 11 + 0.6 \cdot 1.825 + 1\text{V} = 13\text{V} \Rightarrow 2E_C = 26\text{V}$$

Se verifică faptul că $U_{ce0} > 2E_C (80\text{V} > 26\text{V})$. Facem observația că tranzistorul este supradimensionat din cauza lipsei unui tip mai apropiat de valorile limită extreme necesare.

Pentru eliminarea distorsiunilor de trecere se polarizează etajul în clasă AB cu un curent de punct static:

$$I_{C0} = 1\% \cdot I_m = 18.25\text{mA}$$

I_{cm} este valoarea maximă permisă a curentului continuu prin tranzistorul final. Verificăm $I_m = I_{C0} + I_m < I_{CM} (1.9\text{A} < 6\text{A})$.

Calculăm valoarea curentului de bază în PSF și a celui maxim de semnal (pentru tranzistoarele finale).

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta_{\min}} = 1\text{mA} \text{ cu } \beta_{\min} = 20$$

$$I_{bm} = \frac{I_{cm}}{\beta_{min}} = 91mA$$

Alegerea tranzistorului T_3 :

$$\hat{\text{În PSF}} I_{C3} = I_{B1} + \frac{U_{BE1} + R_1 \cdot I_{C01}}{R_{12}} = 4mA$$

Rezistențele R_{12} și R_{13} compensează scăderea pronunțată a lui β la scăderea curentului (mărind curentul de colector al lui T_3 la nivele mici de putere). La nivele mari rezistența de intrare în etajul final scade exponențial, șuntând practic R_{12} . De asemenea șuntează curentul I_{CB0} îmbunătățind astfel stabilitatea termică.

$$I_{cm3} = I_{C03} + I_{bml} = 95mA$$

$$P_{dm3} = 0.5P_{u3} = 0.5 \cdot U_{ef3} \cdot I_{ef3} = 0.5 \cdot R_{in} \cdot I_{ef3}^2$$

$$R_{in} = r_{\pi1} + (1 + \beta_1)R_1 \approx 136\Omega \text{ deci } P_{u3}=1.23W, P_d = 0.61W.$$

Alegem T_3 de tip BSX45 și se poate verifica posibilitatea funcționării sale fără să necesite radiator ($P_{tot} = 5W; R_{tca} = 200^\circ C / W; T_{jmax} = 200^\circ C$) iar pe T_4 de tip BSV15 (pnp cu parametri identici) și selectăm prefinalii astfel încât să aibă $\beta_{min}=100$ (grupa 16).

$$I_{bm3} = \frac{I_{cm3}}{\beta_{min}} = \frac{91mA}{100} = 0.9mA$$

Pilotul T_6 lucrează în clasă A și îi prescriem un curent de PSF ceva mai mare decât curenții maximi ceruți de prefinalii: $I_{C06} = 2mA$ deci:

$$\begin{cases} (R_3 + R_4) \cdot I_{C06} + 2 \cdot U_{BET} = E_C \\ R_4 = 1.25 \cdot R_3 (R_4 = 1 \div 1.5 \cdot R_3) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_3 = 2.7k\Omega \\ R_4 = 3.3k\Omega \end{cases}$$

Pilotul disipă în PSF $P_{dm6} = U_{CE6} \cdot I_{C06} = 26mW$. Alegând T_6 de tip BC414 se verifică nedepășirea parametrilor limită.

Rezistența R_7 se alege astfel încât să nu pierdem prea mult din sursa de alimentare.

$$I_{C06} \cdot R_7 = 1V \text{ deci } R_7 = 500\Omega$$

Proiectarea circuitului de compensare termică se face pornind de la observația că trebuie să se asigure polarizarea la limita conducției a tranzistoarelor din etajul final, deci $U_{CE6} = 3 \cdot U_{BE}$.

$$\begin{cases} I_{C5} + I_{div} = I_{C06} \\ I_{C5} = \frac{3}{4} \cdot I_{C06} \\ \frac{R'_5 + R'_6}{R'_6} \cdot U_{BE} = 3 \cdot U_{BE} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R'_5 = 1.2k\Omega \\ R'_6 = 2.4k\Omega \end{cases}$$

Rezistența R_8 realizează reacția de curent continuu care fixează potențialul punctului A la valoarea E_C .

$$I_{B06} = \frac{I_{C06}}{\beta_{min}} = \frac{2mA}{450} = 4.4\mu A$$

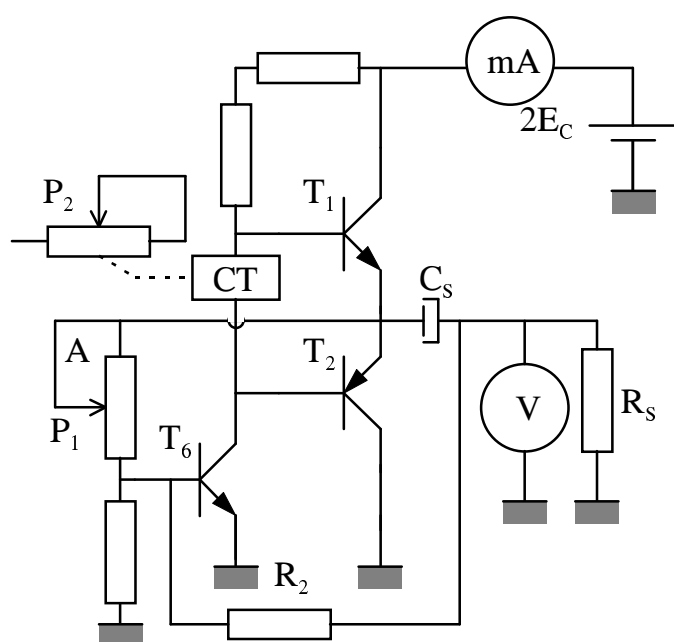
$$I_{div} = 50 \cdot I_{B06} = 0.2mA \text{ deci } R_9 = 8.2k\Omega; R_8 + P_1 = 56k\Omega$$

LUCRAREA NR. 4 AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ DE PUTERE

PARTEA a II-a. MODUL DE LUCRU

1. Reglajul curentului de repaus

Înainte de a pune sub tensiune montajul se verifică dacă poziția lui P_2 corespunde polarizării minime a etajului final. Se montează un ampermetru în serie cu etajul final și sursa de alimentare și se pune sub tensiune.



Se reglează cu P_1 punctele statice ale tranzistoarelor din etajul final, astfel ca potențialul punctului A să fie aproximativ E_c . Acum se aplică la intrarea amplificatorului un generator de semnal sinusoidal ($f=1\text{KHz}$) și se montează în paralel cu sarcina

osciloscopul. Se crește lent polarizarea de PSF a finalilor cu P_2 până la dispariția distorsiunilor de trecere, urmărindu-se simultan curentul consumat, care nu trebuie să depășească $20\div 25\text{mA}$.

Atenție! Nu trebuie mărită prea mult tensiunea de prepolarizare, deoarece putem trece etajul din clasa AB în clasa A.

După reglarea cu osciloscopul a curentului de repaus se pot îmbunătăți performanțele montajului cu ajutorul unui distorsiometru montat pe sarcină și ajustând fin P_2 pentru a minimiza coeficientul de distorsionare a semnalului sinusoidal.

2. Reglajul punctului de funcționare

Se aplică generatorul la intrarea AAF și se montează osciloscopul pe sarcină. După punerea sub tensiune a amplificatorului (reglat ca la punctul 1) se crește nivelul semnalului de intrare până când una din alternanțe apare limitată. Se acționează în continuare asupra lui P_1 în vederea eliminării ei și se crește în continuare nivelul până când se obțin limitări simetrice ale ambelor alternanțe

3. Măsurarea puterii de ieșire

În general puterea de ieșire se definește ca fiind puterea disipată pe sarcină la $f=1\text{KHz}$ în regim continuu, sarcina fiind pur rezistivă (de toleranță de max. +5% după British Standard), nivelul de distorsiuni fiind inferior celui precizat ca parametru nominal, generatorul de semnal trebuind să genereze un semnal de calitate (distorsiuni de 5 ori mai mici decât nivelul minim impus amplificatorului).

După nivelul de distorsiuni acceptat la ieșire, amplificatoarele se încadrează între clasa amplificatoarelor de sonorizare (max. 10% distorsiuni) și clasa amplificatoarelor Hi-Fi (maxim 0.1% distorsiuni).

Se face mențiunea că măsurarea distorsiunilor se face după cel puțin 30 de secunde de la obținerea puterii considerate ca fiind nominală. Practic, măsurarea se face aplicând un semnal sinusoidal de 1KHz la intrare și crescând nivelul până când distorsiunile ating nivelul impus.

Observație. În prospectele aparatelor muzicale ce au încorporate amplificatoare, puterea nominală este specificată sub mai multe forme:

- Puterea maximă eficace este puterea nominală definită mai jos.

$$P_n = U_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{1}{2} \cdot U_m \cdot I_m = R_s \cdot I_{ef}^2 = \frac{U_{ef}^2}{R_s}$$

- Puterea maximă (de vârf) are mai mult o nuanță comercială:

$$P_{max} = U_m \cdot I_m = 2 \cdot P_n$$

- Puterea maximă muzicală reprezintă (după IHF - Institute for High Fidelity) cea mai mare putere instantanee posibil de obținut de un amplificator la o singură frecvență fără a se depăși nivelul maxim admis al distorsiunilor. Măsurarea ei se face în momentul apariției frecvenței respective cu rapiditate pentru ca sursa să nu aibă timp de a-și modifica (scade) tensiunea față de valoarea de punct static.

În laborator se măsoară puterea maximă eficace, pentru măsurarea ei pe sarcină montând un voltmetru de curent alternativ și distorsiometrul pentru a nu depăși nivelul de distorsiuni (se poate determina de asemenea curentul prin rezistorul de sarcină).

4. Determinarea benzii de frecvență

Pentru a preciza riguros banda de frecvență la 3 dB este neapărat necesar de precizat și puterea debitată pe sarcină în timpul acestei măsurători.

Metoda 1

Determinarea curbei puterii de ieșire în funcție de frecvența de lucru se face baleind spectrul audio (20Hz-20000Hz) și urmărind ca distorsiunile să nu depășească nivelul maxim admis.

Se aplică la intrare un semnal de 1KHz și se reglează nivelul astfel ca puterea să fie apropiată de cea nominală. Se modifică frecvența

generatorului și se măsoară tensiunea pe sarcină, completând tabelul următor. Nivelul de distorsiuni se poate urmări calitativ cu osciloscopul sesizând eventualele limitări ale semnalului de pe sarcină.

f(Hz)	20	50	100	250	500	1K	2K	5K	7.5K	10K	12.5K	15K	17.5K	20K
U_{ef}														
P_n														
$\delta < \delta_1$														

Metoda 2.

Se aplică la intrare un semnal de 1KHz cu un nivel corespunzător unei puteri de ieșire de 10 ori mai mică decât cea nominală (cu 10 dB sub puterea nominală). Se modifică apoi frecvența și se determină banda la 3 dB după metoda cunoscută. Se completează tabelul următor.

Observație. Trebuie să verificăm ca nivelul semnalului generatorului să rămână riguros constant în toată banda determinată.

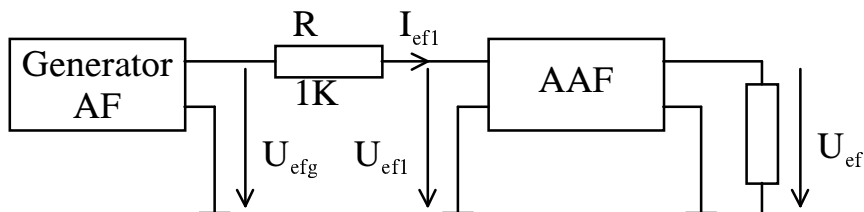
f	f_j	1KHz	f_s
U_{ef}	$\frac{U_{efr}}{\sqrt{2}}$	U_{efr}	$\frac{U_{efr}}{\sqrt{2}}$
$P_0 = \frac{U_{ef}^2}{R_S}$		P_{0r}	
$A_P = 10 \cdot \lg \frac{P_0}{P_{0r}}$			
$A_U = 20 \cdot \lg \frac{U_{ef}}{U_{efr}}$			

5. Măsurarea sensibilității și a câștigului

Se aplică la intrare semnal sinusoidal cu $f=1KHz$ și se reglează nivelul pentru ca la ieșire să obținem puterea nominală cu distorsiuni sub nivelul permis. Se măsoară cu un voltmetru electronic nivelul de intrare (pe

bornele amplificatorului) această tensiune reprezentând sensibilitatea relativă [mV].

Pentru măsurarea câștigului în putere se realizează montajul următor.



Se reglează frecvența la 1KHz și nivelul pentru a avea la ieșire puterea nominală.

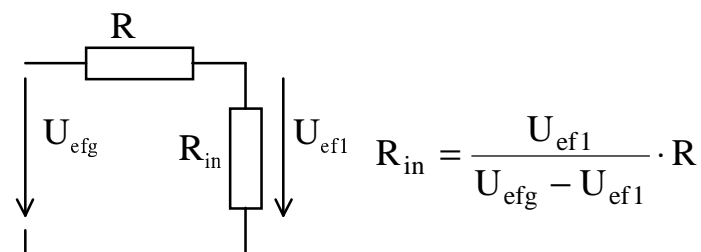
$$G = 10 \lg \frac{P_n}{P_1}$$

$$P_1 = U_{ef1} \cdot I_{ef1} = U_{ef1} \cdot \frac{U_{efg} - U_{ef1}}{R}$$

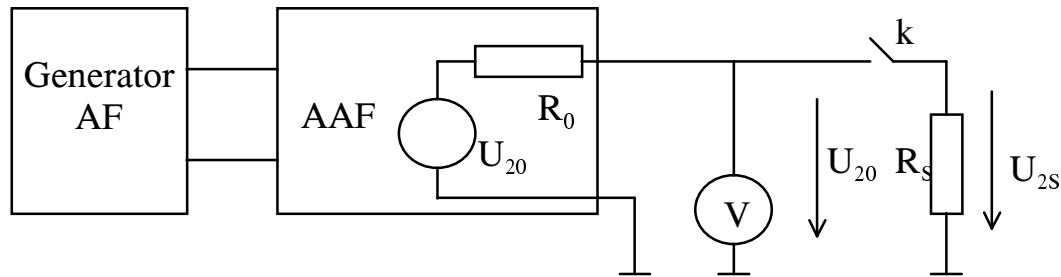
Se măsoară cu un voltmetru electronic de curent alternativ U_{efg} , U_{ef1} , U_{ef} și se calculează câștigul în putere.

6. Determinarea impedanțelor de intrare și ieșire

Pentru determinarea impedanței de intrare se poate utiliza montajul precedent, frecvența de test fiind tot 1KHz, dar puterea mai mică decât cea nominală (de exemplu $0.5 P_n$). Frecvența de 1KHz fiind în mijlocul benzii amplificatorului, impedanțele vor fi toate rezistive.



Pentru determinarea impedanței de ieșire se realizează montajul din figura următoare:



Reglăm generatorul la frecvența de 1KHz și nivelul astfel ca pe sarcină să avem $0.5P_n$. Se măsoară U_{2S} cu sarcina cuplată și apoi U_{20} cu sarcina decuplată (prin intermediul comutatorului k).

$$R_0 = \frac{U_{20} - U_{2S}}{U_{2S}} \cdot R_S$$

Unii producători mai precizează și factorul de amortizare FA. Cu același montaj se reglează frecvența generatorului la 50 Hz și nivelul pentru a avea pe sarcină $0.25P_n$. Se măsoară din nou U_{2S} și U_{20} ca mai sus și se calculează FA:

$$FA = \frac{U_{20} - U_{2S}}{U_{2S}}$$

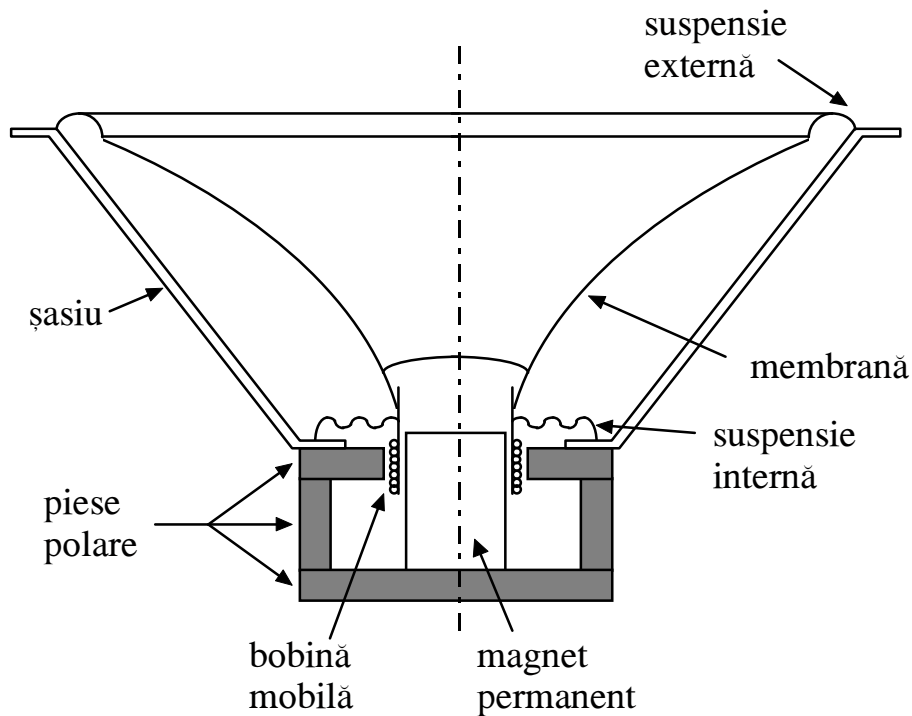
7. Măsurarea distorsiunilor armonice

Se măsoară cu distorsiometrul la mai multe frecvențe din banda amplificatorului (deja determinată).

LUCRAREA NR. 5

DIFUZORUL ELECTRODINAMIC

Difuzorul este traductorul electroacustic care transformă energia electrică în energie acustică. Dintre acestea difuzorul electrodinamic este cel mai răspândit. Construcția difuzorului electrodinamic este prezentată în figură.



Se disting: membrana suspendată la bază și la vârf, bobina mobilă cuplată solidar cu membrana la vârful acesteia, circuitul magnetic constituit dintr-un magnet și trei piese polare și șasiu.

Elementul radiant (membrana) se poate asimila cu un piston circular rigid de rază egală cu raza bazei conului membranei. În acest caz presiunea acustică radiată este $P_a = R_{ar} q_d^2$. R_{ar} este rezistența acustică de radiație. În funcție de rezistența redusă aceasta se scrie:

$$R_{ar} = \frac{Z_c R_r}{S}$$

unde Z_c este impedanța caracteristică a mediului (ρc), S este suprafața pistonului (πr_0^2).

Pentru cazul în care dimensiunile pistonului sunt mai mici decât lungimea de undă a undelor sonore adică pentru $Kr_0 < 1$, unde K numărul de undă (constantă de fază) $K = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$, rezistența redusă de radiație este

$$R_r = \frac{1}{2}(Kr_0)^2 = \frac{2\pi^2 r_0^2}{c^2} f^2 \text{ și este deci proporțională cu pătratul frecvenței.}$$

În acest domeniu pentru a avea puterea acustică radiată constantă este necesar ca debitul acustic $q_d = Sd$ să fie proporțional cu $1/f$. Acest lucru se întâmplă pentru frecvențe mai mari decât frecvența de rezonanță a rezonatorului mecanic format din membrană, bobină și suspensii, adică atât timp cât acest sistem mecanic va fi controlat prin masă.

Pentru domeniul în care $Kr_0 > 1$ rezistența acustică de radiație este constantă și deci presiunea acustică va scădea cu creșterea frecvenței. Se poate considera că frecvența de separare între aceste domenii, frecvența pentru care $Kr_0 = \sqrt{2}$ adică $f_1 = \frac{c}{2\pi r_0} = \frac{55}{r_0}$. Deci se poate considera ca

banda de frecvență a unui difuzor domeniul de frecvență cuprins între frecvența de rezonanță și frecvența f_1 . În interiorul acestei benzi însă puterea acustică nu este constantă deoarece membrana nu se comportă ca un piston rigid, având moduri proprii de oscilație și datorită neliniarităților suspensiilor și neuniformității inducției radiante care intersectează bobina.

Mărimi caracteristice difuzoarelor

În mod obișnuit difuzorul constituie sarcina unui amplificator de putere și crează câmp acustic. Problema randamentului este pe primul plan, adică difuzorul trebuie să transforme în putere acustică o cantitate cât mai mare din puterea electrică absorbită. Aceste puteri depind însă de frecvență și randamentul nu ar avea o singură valoare. De aceea randamentul se raportează la o putere electrică de referință disponibilă, care este aceea furnizată de o sursă pe o rezistență electrică pură egală cu rezistența electrică R_S a difuzorului măsurată în curent continuu.

Tipic randamentul unui difuzor este cuprins între 0,3% și 3%. Această valoare se explică prin valoarea mică a rezistenței de radiație în raport cu celelalte rezistențe din schema echivalentă electrică.

Alte mărimi care caracterizează un difuzor sunt următoarele:

– Tensiunea de intrare maximă admisă este limitată de elongația maximă pe care sistemul o suportă fără a se deteriora și de capacitatea dispozitivului electromagnetic de a disipa căldura degajată datorită pierderilor. Înainte de a se distruge însă elongația este limitată de efectul neliniarității deplasărilor asupra distorsiunilor.

– Puterea nominală P_n - valoarea puterii aparente aplicată unui difuzor pentru care acesta nu se distruge și nu depășește un coeficient de distorsiuni admis (de exemplu 3%).

– Banda de trecere - este domeniul de frecvență dintre limitele inferioară și superioară în care răspunsul are o neuniformitate de 10 dB față de cel de referință din zona mediană, calculat ca media răspunsurilor pe o octavă. Nu sunt luate în considerare vârfurile sau minimele înguste (sub 1/8 de octavă).

– Impedanța nominală Z_n este valoarea rezistenței puse care trebuie să înlocuiască difuzorul pentru a determina puterea nominală furnizată de

sursă (are valori normalizate: 2, 4, 8, 15, 25, 50, 100). În practică se consideră valoarea medie a impedanței în domeniul de frecvență nominal. Astfel un difuzor are impedanța bobinei $R_e = 4,5 \pm 6 \Omega$. Nu există vreo relație între Z_n , Z_{min} și R_e .

– Eficacitatea caracteristică: este presiunea acustică pe axe creată de difuzor la distanța de 1m în condițiile în care difuzorul este montat pe un ecran limitat și excitat cu un zgomot roz a cărui tensiune corespunde unei puteri de 1W pe impedanța nominală;

Se mai definesc:

– Eficacitatea relativă E_r - raportul dintre presiunea exercitată de difuzor la o anumită distanță și valoarea efectivă a tensiunii electrice aplicate la borne;

– Eficacitatea absolută E_a - raportul dintre presiunea pe axă creată de difuzor și rădăcina pătratică a puterii electrice aparente absorbite;

– Frecvența de rezonanță f_0 a sistemului mecanic mobil;

– Date de gabarit, care exprimă diferite dimensiuni geometrice ale difuzorului.

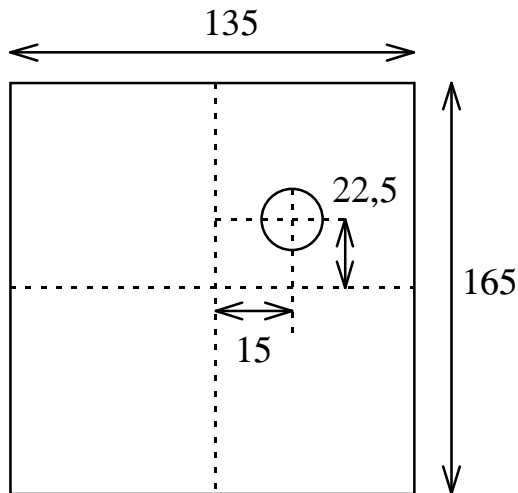
Curba de răspuns a presiunii acustice a unui difuzor specificată de constructor trebuie măsurată în următoarele condiții:

– trebuie respectată legea de creștere a presiunii inverse proporțional cu distanța (condiția de câmp liber);

– distanța de măsură dintre microfon și difuzor pe axul acestuia trebuie să fie de minim 0,5m. Dacă diametrul difuzorului este mai mare de 0,25m această distanță se va lua mai mare (legea câmpului îndepărtat);

– puterea aplicată difuzorului să fie de 1/10 din puterea nominală;

– trebuie montat difuzorul în ecran limitat (CEI recomandă dimensiunile 135×165, vezi figura);



Modul de lucru

1. Măsurarea eficacității și randamentului difuzoarelor

După cum se vede din definiție eficacitatea relativă depinde de distanță. Vom efectua de aceea măsurători la 30cm, 50cm, și 1m de difuzor cu microfonul condensator (de sensibilitate mai mare).

Pentru această vom aplica difuzorului de măsurat, prin intermediul unui amplificator frecvența de 173Hz (frecvența pistofonului cu care a fost etalonat microfonul) cu o amplitudine în volți apropiată de cea necesară obținerii puterii maxime admise pe difuzor. Se citește tensiunea (mV) la ieșirea microfonului și cunoscând sensibilitatea acestuia (0,65mV/μbar) se determină presiunea acustică creată la distanța r :

$$P = \frac{U_m}{E} \quad (U_m - \text{tensiunea la ieșirea microfonului, } E - \text{sensibilitatea}$$

acestuia);

Eficacitatea relativă a difuzorului se determină ca:

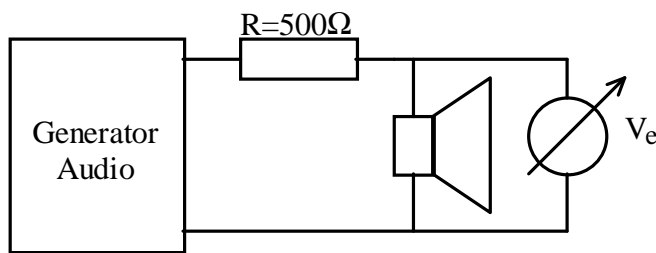
$$E_r = \frac{P}{U} \quad (U - \text{tensiunea aplicată difuzorului}).$$

Eficacitatea absolută se determină știind că puterea electrică totală aplicată difuzorului este:

$$P_e = \frac{U^2}{Z_{et}} \quad (Z_{et} - \text{impedanța electrică totală a difuzorului) \text{ deci:}$$

$$E_a = \frac{P}{\sqrt{P_e}} = \left(\frac{P}{U}\right) \cdot \left(\frac{U}{\sqrt{P_e}}\right) = E_r Z_{et}$$

Pentru determinarea impedanței electrice totale se utilizează schema din figură:



$$Z_{et} = \frac{U}{I}; I = \frac{U_g}{500}$$

U - tensiunea măsurată de voltmetrul electronic, U_g - tensiunea furnizată de

generator.

Se vor face determinări ale eficacităților relative pentru două dimensiuni de difuzoare (aparținând unuia din cele două domenii de funcționare) încasetate și neîncasetate.

Cunoscând Z_c impedanța caracteristică acustică a aerului (egală cu 420 Kg/cm^2) factorul de concentrare sonoră (egal cu 1Ω) pentru caracteristicile nedirective (omnidirecționale) se poate determina randamentul difuzorului la distanța r:

$$\left. \begin{aligned} P_a &= I \cdot S = \frac{P^2}{Z_c} \frac{4\pi r^2}{\Omega} \\ P_e &= \frac{U^2}{Z_{et}} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \eta = \frac{P_a}{P_e} = \frac{P^2}{U^2} \frac{4\pi r^2}{Z_c \Omega} Z_{et} = E_r^2 Z_{et} \frac{4\pi r^2}{Z_c \Omega} = f(\omega)$$

Se observă că prin Z_{et} randamentul depinde de frecvență.

2. Determinarea benzii de frecvență a difuzorului

Banda de frecvență se determină plasând un microfon condensator la 0,5m în fața difuzorului, excitat prin intermediul unui amplificator audio cu frecvență variabilă la o zecime din puterea nominală.

Lucrarea nr. 5 - Difuzorul electrodinamic

Se modifică frecvența având grijă de a se păstra constantă tensiunea efectivă aplicată pe difuzor. Se citește valoarea tensiunii efective la ieșirea microfonului.

Pentru sistematizarea datelor se va completa următorul tabel:

Tip difuzor	Frecvența	E_r		Z_{et}		E_a		η		r
		173	1000	173	1000	173	1000	173	1000	
	încasetat									0,5m
										0,75m
										1m
	neîncasetat									0,5m
										0,75m
										1m
	încasetat									0,5m
										0,75m
										1m
	neîncasetat									0,5m
										0,75m
										1m

LUCRAREA NR. 6

DETERMINAREA PARAMETRILOR

DIFUZOARELOR PLECÂND DE LA

PROPRIETĂȚILE IMPEDANȚEI DE INTRARE

Pentru proiectarea incintelor acustice este necesară cunoașterea anumitor parametri ai difuzoarelor. Acești parametri sunt indicați în cataloage, însă nu întotdeauna un catalog pentru difuzoare este disponibil. Lucrarea de față urmărește prezentarea unei metode practice de determinare a mărimilor necesare, folosind aparate de măsură accesibile, nespecializate (generator de semnal de audiofrecvență, voltmetru electronic).

Din schema echivalentă electrică în joasă frecvență, simplificată a unui difuzor electrodinamic reprezentată în figura următoare se poate deduce expresia impedanței de intrare a acestuia.

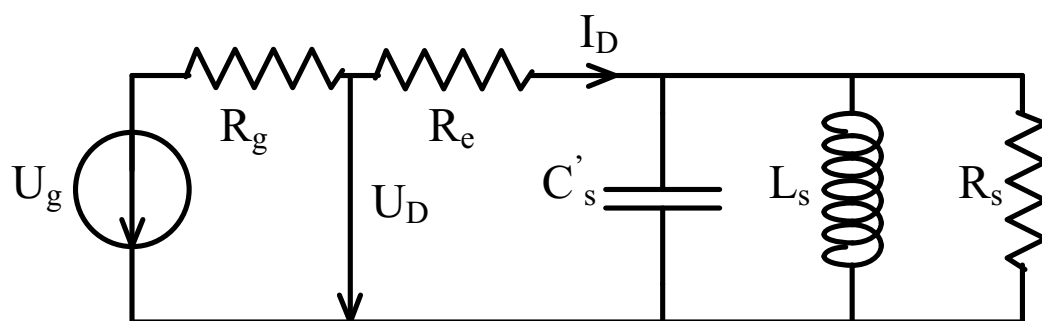


Figura 6.1. Schema echivalentă de j.f. a unui difuzor electrodinamic

$$Z_D = R_e + \frac{j\omega R_s L_s}{R_s + j\omega L_s + (j\omega)^2 R_s L_s C'_s}$$

Ținând cont de faptul că: $C'_s L_s = \frac{1}{\omega_0^2}$ și $Q_{ms} = \omega_0 C'_s R_s$ - factor de

calitate mecanic - expresia impedanței de intrare devine:

$$Z_D = R_e + R_s \frac{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q_{ms}}}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q_{ms}} + 1}$$

Împărțind prin R_e și ținând cont de faptul că: $Q_{es} = \omega_0 C'_s R_e$ - factor de calitate electric - obținem impedanța de intrare raportată:

$$z_D = \frac{Z_D}{R_e} = 1 + \frac{Q_{ms}}{Q_{es}} \frac{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q_{ms}}}{\left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{j\omega}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q_{ms}} + 1}$$

Reprezentată grafic, impedanța raportată are forma din figură:

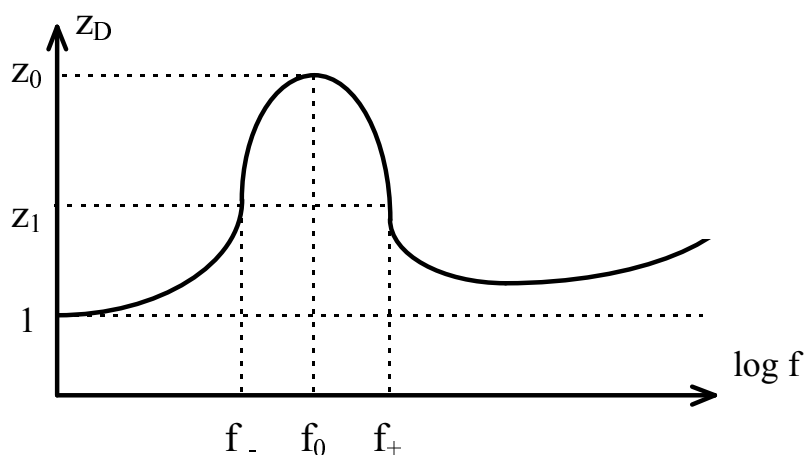


Figura 6.2. Variația impedanței raportate în funcție de frecvență

Curba trece printr-un maxim Z_0 la frecvența f_0 iar apoi după un minim, crește ușor cu frecvența datorită inductanței L_e a bobinei (a fost neglijată în expresia impedanței de intrare). Deoarece în practică acest maxim nu este așa de ascuțit, pentru a determina f_0 cu precizia necesară ne bazăm pe simetria curbei, care pentru același dezacord (deasupra sau

dedesubtul frecvenței f_0) prezintă aceeași valoare a impedanței

$z_1 = z_D(f_+) = z_D(f_-)$. Deci putem calcula frecvența f_0 astfel:

La frecvența f_0 :

$$z_0 = z_D(f_0) = 1 + \frac{Q_{ms}}{Q_{es}} \frac{\left(\frac{j\omega_0}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q_{ms}}}{\left(\frac{j\omega_0}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{j\omega_0}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q_{ms}} + 1} = 1 + \frac{Q_{ms}}{Q_{es}}$$

$$\text{Rezultă } Q_{es} = \frac{Q_{ms}}{z_0 - 1}$$

Calculând z_1 obținem :

$$z_1 = z_D(f_+) = 1 + \frac{Q_{ms}}{Q_{es}} \cdot \frac{\left(\frac{j\omega_+}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q_{ms}}}{\left(\frac{j\omega_+}{\omega_0}\right)^2 + \left(\frac{j\omega_+}{\omega_0}\right) \frac{1}{Q_{ms}} + 1} = \frac{1 + \frac{f_+^2}{f_0^2} + \frac{jf_+}{f_0} \frac{z_0}{Q_{ms}}}{1 + \frac{f_+^2}{f_0^2} + \frac{jf_+}{f_0} \frac{1}{Q_{ms}}}$$

Modulul acestei impedanțe este $|z_1| = \sqrt{z_1 z_1^*}$ și ținând cont că

$f_0^2 = f_+ f_-$ obținem

$$z_1 = \sqrt{\frac{z_0^2 + Q_{ms}[(f_+ - f_-)/f_0]}{1 + Q_{ms}[(f_+ - f_-)/f_0]}} \Rightarrow Q_{ms} = \frac{f_0}{f_+ - f_-} \sqrt{\frac{z_0^2 - z_1^2}{z_1^2 - 1}}$$

$$\text{Pentru } z_1 = \sqrt{z_0} \Rightarrow Q_{ms} = \frac{f_0}{f_+ - f_-} \sqrt{z_0}$$

$$\text{Factorul de calitate total: } Q_{ts} = \frac{Q_{ms} Q_{es}}{Q_{ms} + Q_{es}} = \frac{Q_{ms}}{z_0}$$

Frecvența de rezonanță a difuzorului (sistemului mobil):

$$f_{os} = \frac{1}{2\pi \sqrt{m'_{as} C_{as}}}$$

Alegerea lui z_1 cu relația $z_1 = \sqrt{z_0}$ se face din motive de simplificare a calculelor, fără nici o legătură cu conceptul de bandă la 3 dB. Datorită

simetriei geometrice a curbei de variație a impedanței în funcție de frecvență relația $f_0^2 = f_+ f_-$ se păstrează indiferent de valoarea impedanței Z_1 .

Ridicând caracteristica impedanței de intrare a difuzorului și în cazul în care acesta este montat într-o incintă goală ($\beta=1$) de volum cunoscut V_C se pot compara frecvențele de rezonanță în cele două situații (f_{os} în cazul difuzorului liber sau în ecran și f_{oi} în incintă închisă).

$$\frac{f_{oi}}{f_{os}} = \sqrt{\frac{m'_{as} C_{as}}{m'_{ai} C_{ai}}} = \sqrt{\frac{m'_{as}}{m'_{ai}} (1 + \alpha)} \text{ deoarece } C_{ai} = \frac{C_{as}}{1 + \alpha}, \alpha - \text{coeficient}$$

de elasticitate.

Dar din raportul factorilor de calitate electrică, ținând cont că maselor acustice le corespunde o capacitate electrică rezultă:

$$\frac{m_{as}}{m_{ai}} = \frac{C'_s}{C'_i} = \frac{f_{oi} Q_{es}}{f_{os} Q_{ei}}$$

Înlocuind acest raport sub radical obținem:

$$\alpha = \frac{f_{oi} Q_{ei}}{f_{os} Q_{es}} - 1$$

Se obține apoi volumul de aer echivalent elasticității mecanice a difuzorului $V_{as} = \alpha V_C$

$$\text{Din } C'_s = \frac{m_{as} S_d^2}{(Bl)^2} \text{ ținând cont că } C'_s = \frac{Q_{es}}{\omega_{os} R_e}; m'_{as} = \frac{1}{\omega_{os}^2 C_{as}};$$

$V_{as} = \rho c^2 C_{as}$, se obține coeficientul de cuplaj electrodinamic (Bl):

$$(Bl) = \sqrt{\frac{m'_{as} S_d^2}{C'_s}} = \sqrt{\frac{R_e S_d^2 \rho c^2}{\omega_{os} V_{as} Q_{es}}}$$

Volumul de deplasare maxim (de vârf) de aer datorat elongației maxime a membranei difuzorului este $V_d = S_d \xi_{\max}$. Această elongație

depinde de debitul maxim în banda de trecere a difuzorului (când se

consideră că nu depinde de frecvență $\left| G_s \left(\frac{j\omega}{\omega_{os}} \right) \right| = 1$) care este dat de:

$$q_{s \max} = \frac{S_d U_{g \max}}{Q_{es} Bl} \text{ unde } U_{g \max} \text{ este tensiunea maximă admisibilă}$$

aplicabilă difuzorului.

Deci:

$$V_d = S_d \frac{q_{s \max}}{\omega_{os} S_d} = \frac{S_d U_{g \max}}{\omega_{os} Q_{es} Bl} = \frac{S_d \sqrt{2P_u Z_{u \max}}}{\omega_{os} Q_{es} Bl} \text{ unde } P_u \text{ este puterea}$$

limită de utilizare - puterea pe care difuzorul o suportă o durată prescrisă (100 de ore după CEI) fără ca parametrii acestuia să se modifice.

Ceilalți parametri se determină ușor:

$$m_{as} = \frac{1}{\omega_{os}^2 C_{as}} = \frac{\rho c^2}{\omega_{os}^2 V_{as}}$$

$$R_{as} = \frac{(Bl)^2}{S_d^2 R_s} = \frac{(Bl)^2 Q_{es}}{S_d^2 Q_{ms} R_e}$$

Deci prin câteva măsurători asupra impedanței de intrare a difuzorului liber și în incintă închisă de volum cunoscut se pot determina toți parametrii de semnal mic ai difuzorului, cei prezentați și oricare alții. Cu parametrii astfel determinați se poate face un calcul exact al incintelor acustice.

Modul de lucru

Pentru a se putea trasa caracteristica impedanței de intrare funcție de frecvență se va transforma un generator de semnal sinusoidal în generator de curent inseriind difuzorul cu o rezistență mult mai mare decât impedanța sa ca în figura următoare:

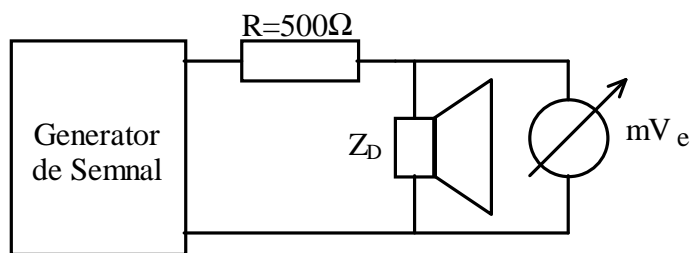


Figura 6.3. Montajul experimental

a) Se fixează pentru tensiunea de ieșire din generatorul de semnal o valoare cuprinsă între 3-5V, care se păstrează constantă în toată gama de frecvență.

b) Se modifică frecvența de la 30Hz (o frecvență sub frecvența de rezonanță a difuzorului) până la frecvențe de ordinul kilohertilor când se obține o nouă creștere lentă a impedanței difuzorului. Se va avea grijă la găsirea valorii maxime a tensiunii pe difuzor (măsurată cu un milivoltmetru electronic de c.a.) și se va citi pentru valori apropiate frecvenței corespunzătoare acestei tensiuni maxime.

c) Se reprezintă grafic impedanța difuzorului funcție de frecvență la scară logaritmică pentru frecvență.

d) Se calculează valoarea maximă Z_0 a impedanței difuzorului raportată la R_e .

e) Se calculează valoarea $z_1 = \sqrt{z_0}$

f) Se citesc din grafic cele două valori ale frecvenței corespunzătoare acestei impedanțe. Pentru precizie mai bună se verifică experimental (măsurând) valorile acestor frecvențe.

g) Se determină $f_{os} = \sqrt{f_+ f_-}$

h) Se calculează factorii de calitate mecanic și electric:

$$Q_{ms} = \frac{f_0}{f_+ - f_-} \sqrt{z_0}; Q_{es} = \frac{Q_{ms}}{z_0 - 1}; z_0 = \frac{Z_{Dmax}}{R_e}$$

Electroacustică - Îndrumar de laborator

i) Se repetă măsurătorile cu difuzorul montat într-o incintă goală (necapitonată) de volum cunoscut V_C (V_C - volumul interior al cutiei din care se scade volumul ocupat de difuzor - volum net).

j) Se calculează f_{oi} , Q_{mi} , Q_{ei} .

k) Se calculează coeficientul de elasticitate α și volumul de aer echivalent elasticității mecanice a difuzorului V_{as}

l) Se calculează produsul Bl - coeficientul de transfer al difuzorului dintre partea electrică și partea mecanică ($S_d = \pi r_0^2$)

m) Se calculează volumul de deplasare de vârf V_d .

n) Se calculează frecvența limitei superioare:

$$f_1 = \frac{\sqrt{2}c}{2\pi r_0} \quad \text{care rezultă din condiția } k_1 r_0 = \sqrt{2}; k_1 = \frac{\omega_1}{c};$$

c : viteza sunetului.

Notă. Măsurătorile se vor efectua pe un difuzor de frecvențe joase cu diametrul membranei mare și pe un difuzor de radioreceptor. Se vor compara rezultatele pe baza următorului tabel:

Tip difuzor	f_{os}	Q_{ms}	Q_e	V_{as}	Bl	V_d	f_1

LUCRAREA NR. 7

MICROFOANE

Microfonul este un traductor electroacustic destinat să transforme energia sonoră în energie electrică. În mod obișnuit microfonul se găsește situat într-un câmp sonor caracterizat de presiunea P și debitează la borne o tensiune electrică U .

Indiferent de particularitățile constructive, de modul de transformare a energiei, microfoanele se pot caracteriza după funcționarea acustomecanică. Se disting astfel:

- a) Microfonul sensibil la presiune, pe scurt microfonul de presiune este constituit principial dintr-o diafragmă (echipajul mobil) accesibilă pe de o parte câmpului acustic, fiind capsulată de cealaltă parte (figura 7.1). Asupra diafragmei acționează o forță care este proporțională cu presiunea aplicată. În domeniul $d/\lambda \geq 0,2$ microfonul de presiune este nedirectiv (caracteristica de directivitate este cerc). Microfonul se mai numește omnidirecțional.

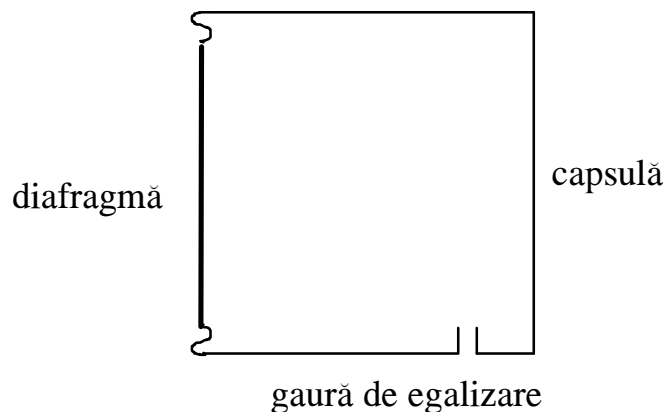


Figura 7.1. Microfonul omnidirecțional

- b) Microfonul sensibil la viteză (cu gradient de presiune), pe scurt microfon de viteză, este constituit principial dintr-o diafragmă accesibilă de ambele părți câmpului acustic. Asupra diafragmei se aplică presiunea directă p_1 și presiunea rezultată din ocolire p_2 (figura 7.2). În cazul microfonului de viteză forța este proporțională cu presiunea și cu un factor, $\cos\theta$, care arată, pe de o parte, că forța aplicată crește cu frecvența iar, pe de altă parte, că microfonul de viteză are caracteristica de directivitate $R(\theta) = \cos\theta$, numită caracteristică în opt. Microfonul se mai numește bidirecțional.

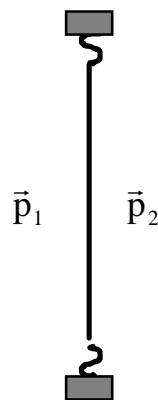


Figura 7.2. Microfonul bidirecțional

- c) Microfonul cu acțiune mixtă, este o combinație a celor menționate anterior, și duce la obținerea unor caracteristici unidirecționale prin realizarea adecvată a mărimilor acustice din circuit.

Ideea de bază pentru constituirea microfoanelor unidirecționale se bazează pe faptul că dacă se sumează două caracteristici de directivitate, una omnidirecțională iar cealaltă bidirecțională, se obține o caracteristică de directivitate unidirecțională. Curba obținută are expresia $R(\theta) = \frac{1}{2}(1 + \cos\theta)$ și se numește cardioidă deoarece are forma asemănătoare cu forma inimii. Caracteristica obținută nu este singura posibilă. Se pot obține și altele printr-o dozare convenabilă a ponderilor celor două polare de bază.

Dacă la microfoane randamentul nu este o mărime care să intereseze, ele trebuie în schimb să nu modifice proprietățile producției sonore și pentru aceasta trebuie să îndeplinească condițiile:

- a) introducerea sa în câmpul sonor trebuie să producă o modificare cât mai mică a structurii acestuia;
- b) factorul de transfer al microfonului, definit ca raportul dintre tensiunea obținută la borne și presiunea sonoră, să fie constant într-o gamă cât mai mare de frecvențe;
- c) sensibilitatea trebuie să aibă o valoare cât mai ridicată;

Mărimi caracteristice microfoanelor

În vederea folosirii judicioase într-un lanț electroacustic a microfoanelor este necesar să fie cunoscute o serie de mărimi care sunt indicate de obicei în prospectul microfonului.

- a) Sensibilitatea sau eficacitatea unui microfon reprezintă raportul dintre tensiunea la borne (în valori eficace) și presiunea sonoră în condiții de lucru specificate (impedanță electrică precizată). Se notează cu E și are dimensiunile V/Nm^{-2} . Se mai exprimă în $mV/\mu b$ (microbarul - $1\mu b=0,1N/m^2$). Exprimată în dB față de $E_{ref}=1V/1\mu b$:
 $E = 20\log(E/E_{ref})$.
- b) Rezistența de ieșire, R_e , exprimată în ohmi, reprezintă rezistența la bornele de ieșire și care nu este neapărat rezistența proprie R_i a microfonului când în ansamblul microfon este încorporat un transformator, dată în prospect, se calculează cu formula:

$$\frac{E_e}{E_i} = \sqrt{\frac{R_e}{R_i}}$$

- a) Rezistența de lucru, exprimată în ohmi, este rezistența pe care trebuie conectat microfonul pentru a obține eficacitatea prescrisă.
- b) Banda de frecvență este domeniul de frecvență în care sensibilitatea nu are o abatere în dB mai mare decât o valoare prescrisă (de exemplu 3 dB) față de sensibilitatea evaluată la $f=1000\text{Hz}$, dată în prospect.
- c) Caracteristica de directivitate este reprezentarea grafică a sensibilității funcție de unghiul de incidență a undelor sonore în raport cu normala la diafragma (echipajul mobil) și care, având simetrie de rotație, se reprezintă sub forma unei polare. Relația de definiție este următoarea:

$$D(\theta) = \frac{E(\theta)}{E_0}$$

Microfoanele se împart după caracteristica de directivitate în:

- omnidirecționale: $\frac{E(\theta)}{E_0} = 1$
- bidirecțional de ordin n : $\frac{E(\theta)}{E_0} = (\cos\theta)^n$ (figura 7.3)

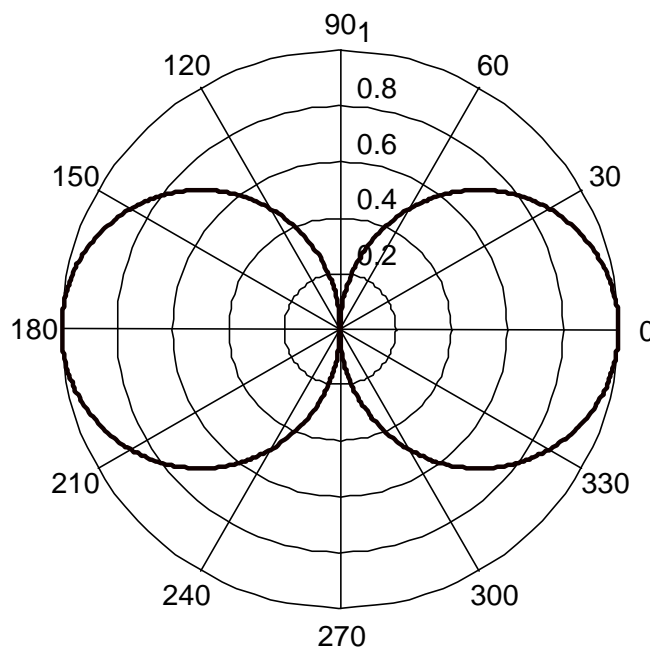
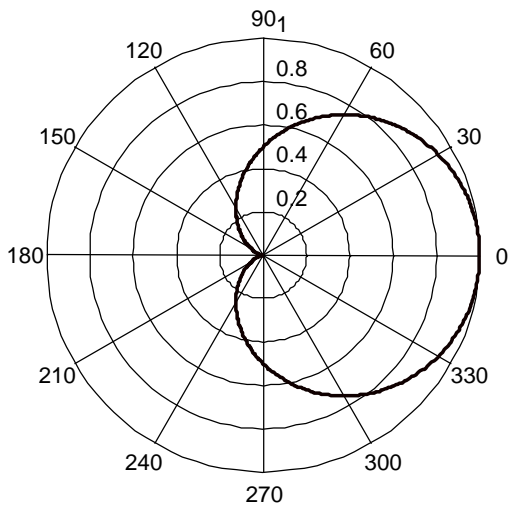


Figura 7.3. Microfon bidirecțional de ordin 1

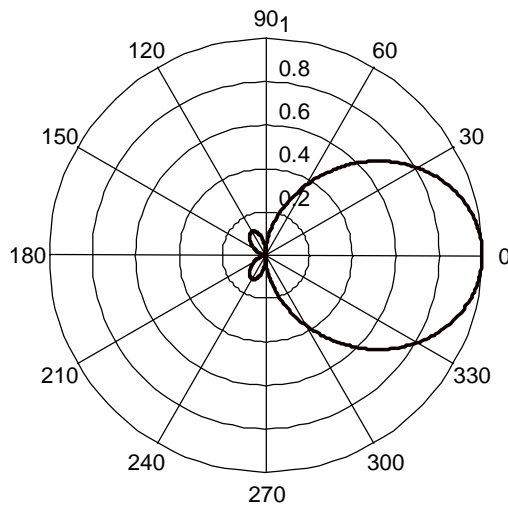
- unidirecțional de ordin n : $\frac{E(\theta)}{E_0} = [(1 - \beta) + \beta \cdot \cos\theta](\cos\theta)^{n-1}$ (figura

7.4) și se numesc:

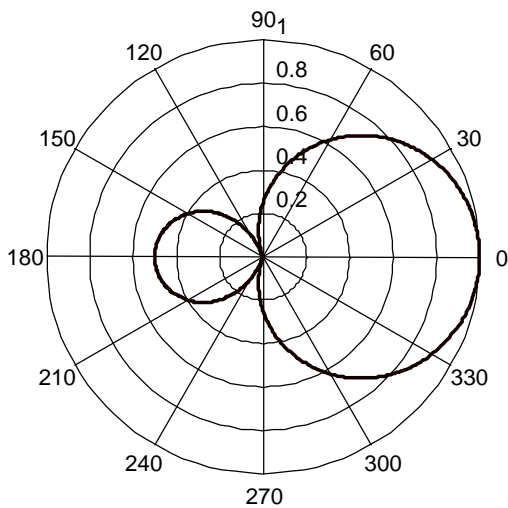
1. cardioide pentru $\beta=0,5$
2. hipercardioide pentru $\beta=0,75$
3. supercardioide pentru $\beta=0,67$



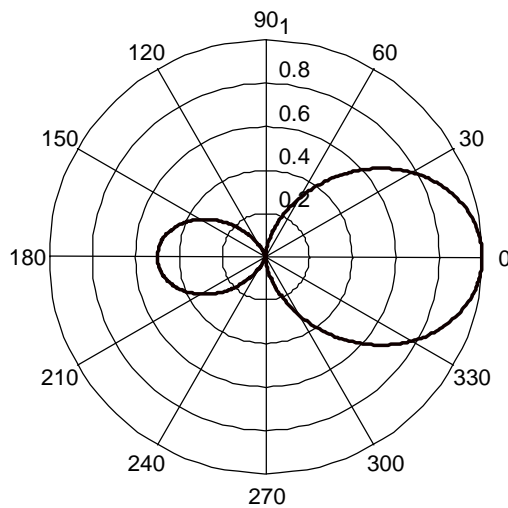
cardioidă de ordin 1



cardioidă de ordin 2



hipercardioidă de ordin 1



hipercardioidă de ordin 2

Figura 7.4. Microfoane unidirecționale

Pistofonul

Pistofonul este o mică sursă sonoră de precizie alimentată de la baterii, pentru calibrarea rapidă și precisă a aparatelor de măsură a sunetelor, sau pentru măsurarea factorului de transmitere al presiunii sonore la microfoane.

Principiul de funcționare are la bază generarea unei presiuni variabile sinusoidale într-o cameră de presiune, cu ajutorul a două pistoane cilindrice acționate în fază prin intermediul unui disc cu came, disc antrenat de un motor cu câmp permanent, cu regulator centrifug de turație.

Pistofonul este astfel dimensionat încât la presiunea atmosferică de 760 torri se obține un nivel de presiune de circa 118dB (s-a considerat pentru 0 dB presiunea de $2 \cdot 10^{-4}$ μbar). Pentru fiecare exemplar este indicat nivelul presiunii sonore în protocolul de încercare.

La modificarea presiunii atmosferice se modifică și presiunea sonoră, valoarea corecției necesare poate fi citită direct în dB la scala exterioară a barometrului cu care este livrat.

Înainte de utilizare trebuie controlată tensiunea bateriilor. Pentru aceasta, în condiția în care punctul roșu este vizibil se va apăsa scurt timp butonul “Controlul tensiunii bateriilor”. La baterii bune se aude o clară creștere a frecvenței. Când această mărire de frecvență nu se sesizează trebuie schimbate bateriile.

Microfoanele care pot fi măsurate sunt de 1”, iar cu adaptoarele livrate și cele de $\frac{1}{2}$ ” și $\frac{1}{4}$ ”. În cazul măsurării microfoanelor de alte dimensiuni trebuie să se țină seama de modificarea presiunii datorită modificării volumului camerei de presiune. Valoarea corecției necesare în funcție de modificarea de volum a camerei de presiune poate fi scoasă din diagrama 1 din cartea tehnică a aparatului.

Valoarea exactă a presiunii sonore furnizate de pistofon la presiunea atmosferică existentă în momentul efectuării măsurătorii se obține adăugând la valoarea dată în protocolul de încercare (în cazul pistofonului din dotare 117,6 dB) valoarea citită pe scara exterioară, notată în dB, a barometrului. La citire se bate ușor pe geamul de sticlă care acoperă scala.

Exemplu: Dacă acul barometrului stă pe scala exterioară la - 0,40 (corespunzător presiunii de 726 torri), atunci se adaugă la valoarea nominală de 117,6 dB această valoare. Rezultă valoarea reală de 117,2 dB. Din graficul din figura 7.5 (diagrama 2 din cartea tehnică) se obține presiunea de 145μbari (14,5 N/m²).

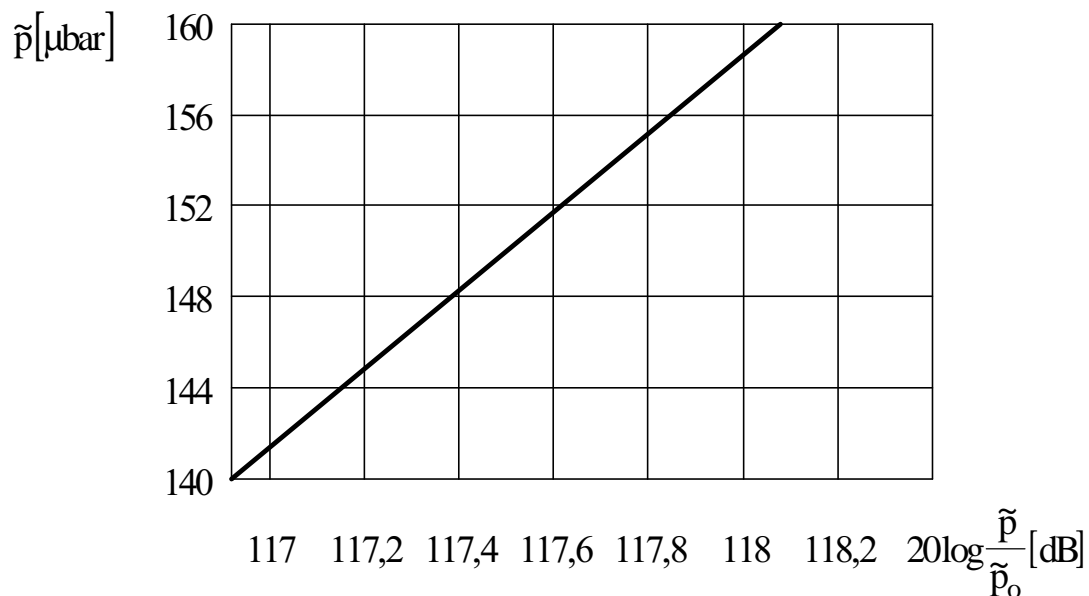


Figura 7.5. Diagrama 2

Modul de lucru

1. Măsurarea sensibilității microfoanelor

Măsurarea sensibilității (a eficacității sau a factorului de transmitere a presiunii sonore) se face cu ajutorul pistofonului prezentat anterior. Pentru măsurare se utilizează schema din figura 7.6:

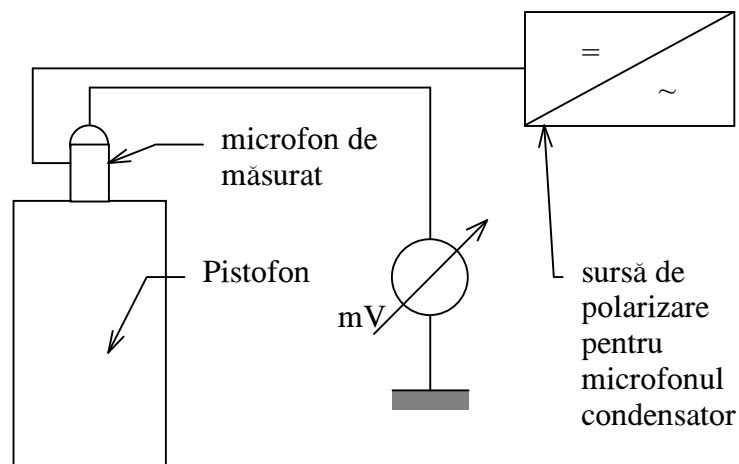


Figura 7.6. Măsurarea sensibilității

Se vor efectua măsurători asupra unui microfon condensator și asupra unui microfon electrodinamic. Microfonul condensator trebuie polarizat cu o tensiune de 1,5V la firul necranat (rămas liber), de culoare albastră, față de ecran. La microfonul electrodinamic măsurătoarea se va efectua la ieșirea directă și la ieșirea prin transformator. Se vor compara datele cu cele din prospect. În timpul măsurătorilor se va avea grijă ca pistofonul să fie ținut vertical.

Presiunea sonoră se va transforma din dB în μbar cu ajutorul diagramei 2 din cartea tehnică a pistofonului și apoi în N/m^2 .

2. Banda de frecvență

Deoarece un difuzor nu are un răspuns constant în tot domeniul audio, trasarea caracteristicii de frecvență a unui microfon se face după schema bloc din figura 7.7.

Pentru a menține o presiune constantă în vecinătatea microfonului de măsurat se realizează un control automat al presiunii.

Generatorul, pe lângă posibilitatea modificării nivelului de ieșire funcție de nivelul semnalului de la ieșirea microfonului etalon are și posibilitatea modificării continue a frecvenței în domeniul audio. Difuzorul se va excita cu o putere egală cu 1/10 din puterea nominală. Se va citi

nivelul la ieșirea microfonului de măsurat pentru toate frecvențele din gama audio în treime de octavă. Măsurătorile se vor face pe mai multe tipuri de microfoane și se vor compara cu cele din prospecte.

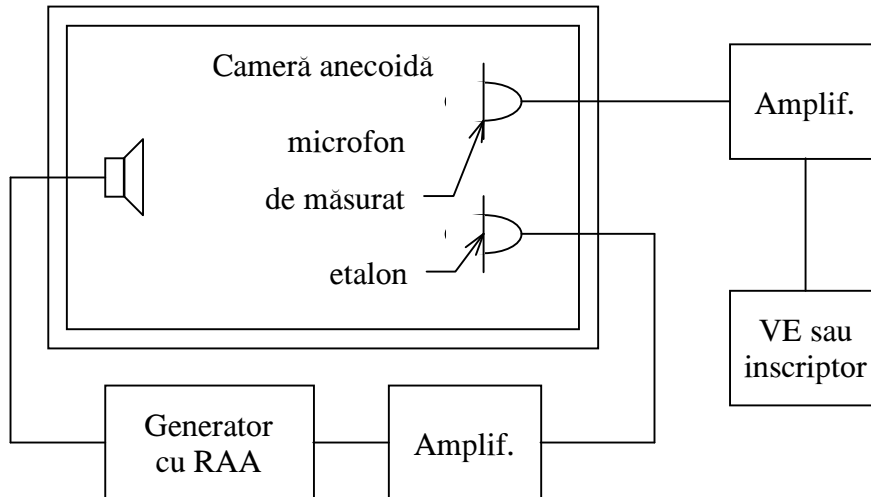


Figura 7.7. Măsurarea caracteristicii de frecvență

3. Caracteristica de directivitate

Ridicarea caracteristicii de directivitate se face tot în camera anecoidă montându-se microfonul de măsurat pe o masă rotitoare.

Frecvența aplicată difuzorului este cea pentru care sensibilitatea microfonului este maximă sau frecvența de 1KHz și se plasează la 50 cm de microfon. Se măsoară tensiunea la ieșirea microfonului (preamplificatorului) pentru unghiurile dintre axa incintei și a microfonului de 0, 30, 60, 90, 120, 150, 180, 210, 240, 270, 330°.

Măsurătorile se vor efectua pe mai multe tipuri de microfoane.

LUCRAREA NR. 8

SISTEME DE ÎNREGISTRARE-REDARE

MECANICĂ (PE DISC) A SUNETELOR

Purtătorul de sunet în înregistrarea mecanică (sau pe disc) a fost inițial un cilindru de ceară care avea o mișcare de rotație și de translație cu viteză constantă. După încercări și experiențe s-a ajuns să se folosească drept purtător de sunet un disc subțire confecționat din material plastic incasabil.

Dispozitivul de înregistrare, numit gravor, apasă pe disc și crează un șanț. Discul se rotește cu viteză unghiulară constantă iar gravorul se deplasează spre centrul de rotație astfel încât șanțul este de forma unei spirale care începe la marginea discului și se termină la o anumită distanță de centru. Înscrierea în șanț a semnalului sonor se poate face în două moduri. În primul caz, acul se deplasează lateral pe șanț adică radial față de disc (înregistrare laterală). În al doilea caz acul se deplasează după adâncimea șanțului în ritmul semnalului sonor (înregistrare în adâncime). Fiecare din aceste procedee permite înregistrarea unui singur semnal sau, cum se spune, semnal monofonic. În prezent discurile monofonice sunt realizate cu înregistrare laterală pentru a fi compatibile cu dozele stereo.

Dacă se urmărește înregistrarea a două semnale, care vor constitui cele două canale stereofonice, atunci se folosesc ambele înregistrări. Ideea constă în următoarele: acul se poate deplasa atât lateral cât și vertical; semnalul X (dreapta) deplasează acul la 45° de verticală pe peretele exterior șanțului iar semnalul Y (stânga) deplasează acul pe o direcție la

45° de verticală spre interiorul șantului. Polaritățile sunt astfel alese încât dacă $X=Y$ să se obțină o deplasare numai laterală. În acest fel rezultă că deplasarea orizontală (radială) a acului este egală cu semnalul sumă ($M=X+Y$) care este semnalul compatibil iar deplasarea verticală este egală cu semnalul diferență.

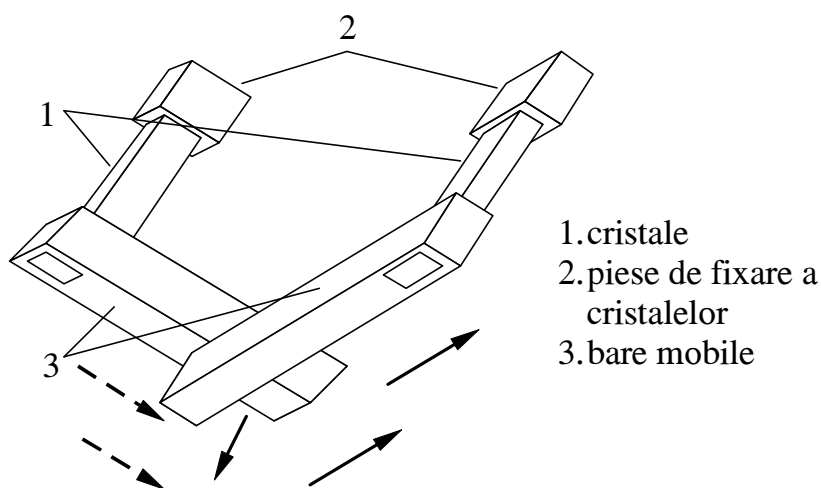


Figura 8.1. Traductor piezoelectric

La dozele care folosesc principiul piezoelectric există în mod normal pentru reproducerea stereo două elemente ceramice sau de cristal (sare Seignette sau titanat de bariu) care produc o tensiune când sunt curbate sau răsucite. Elementele pot fi fixate la un capăt și cuplate cu ajutorul unei punți din material plastic, după cum se arată în figura 8.1. Aranjamentul este astfel încât mișcarea în direcția unui canal (vezi săgețile) va răsuci un element. La o altă variantă cuplarea barei cu acul poate fi făcută prin intermediul unei structuri flexibile în formă de diamant.

Există și doze magnetice, la care bara cu acul completează un circuit magnetic cu fiecare din piesele polare, pe care sunt fixate bobinele. Polii sunt aranjați astfel încât fluxul datorat unei perechi este în unghi drept cu fluxul datorat celeilalte perechi (vezi figura 8.2). Mișcarea barei de care este fixat acul modifică lungimea în circuit a întrefierului.

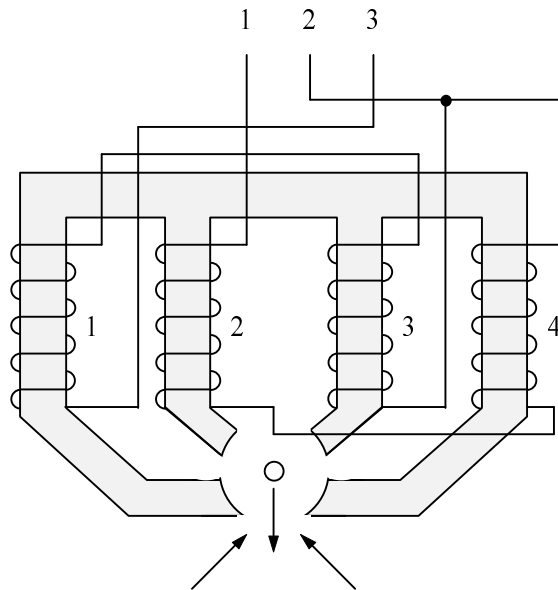


Figura 8.2. Doză magnetică

Procesul înregistrării pe disc presupune existența unui sistem electromecanic, numit gravor, care comandă mișcarea acului de înregistrare (care este ascuțit, nu rotunjit) lateral față de șanț. Se pune problema de a preciza care mărime înregistrată pe disc, deplasarea laterală sau viteza laterală este necesar să fie constantă în funcție de frecvență. Deoarece majoritatea dispozitivelor de redare, numite doze, răspund cu tensiune constantă la viteză constantă, se urmărește obținerea unei viteze laterale constante. Viteza de deplasare tangențială a acului față de șanț fiind considerată constantă, pentru a păstra constantă viteza de deplasare a acului pentru o frecvență dată, trebuie ca $v = 2\pi \cdot f \cdot x$ (x -amplitudinea deplasării laterale) este necesar ca pentru frecvențe înalte amplitudinea să scadă mult (ex.: pentru deplasări maxime de $50-60\mu\text{m}$ alese pentru o bună utilizare a suprafeței discului, la frecvența de 30 Hz, rezultă o amplitudine de numai $0,1\mu\text{m}$ la 15 KHz, ceea ce ar înrăutăți raportul semnal-zgomot, deplasarea fiind comparabilă cu neuniformitățile de granulație ale materialului din care este confecționat discul). Pentru a împiedica pătrunderea acului în șanțul vecin (supramodulație), caracteristica de înregistrare va atenua

Lucrarea nr. 8 - Sisteme de înregistrare mecanică pe disc a sunetelor frecvențele înalte. Caracteristica amplificatorului de redare va trebui să fie inversă.

Parametrii de performanță ai sistemelor de înregistrare mecanică

Pentru a aprecia calitățile unui sistem de redare a semnalelor audio înregistrate pe disc se definesc următorii parametri:

- Deviația de viteză - ecartul mediu al vitezei de rotație a discului în raport cu viteza nominală:

$$\frac{\text{viteza medie} - \text{viteza nominala}}{\text{viteza medie}} \cdot 100\%$$

Poate avea semn (+) sau (-), după cum viteza reală este superioară vitezei nominale.

- Fluctuația de viteză - modulația parazită în frecvență introdusă în semnalul înregistrat, provocată în general de o variație a vitezei de deplasare a suportului înregistrat.
- Scintilație - efect parazit de modulație în frecvență introdus în semnalul înregistrat de o viteză de rotație neregulată a discului în timpul înregistrării sau redării, dacă deviația de frecvență este superioară lui 10 Hz.
- Efect de ploaie - efect asemănător scintilației în condițiile în care deviația de frecvență apărută este cuprinsă între 0,1 și 10 Hz.
- “Rumble”(hurut) - vibrație de joasă frecvență a mecanismului de antrenare care se suprapune peste lectura semnalului înregistrat.
- Nivel de vibrație (rumble) - raport exprimat în decibeli al tensiunii generate de un semnal de referință, măsurat la bornele specificate, și tensiunea generată de o vibrație de joasă frecvență proprie aparatului, măsurată la aceleași borne.

- Sensibilitatea unui canal - Dacă se notează prin U tensiunea la bornele de ieșire specificate, produsă la redarea unui semnal de referință de 1000 Hz, înregistrat la o viteză v exprimată în cm/s, sensibilitatea unui canal la 1000 Hz este dată de raportul U/v ($\text{mV/cm}\cdot\text{s}^{-1}$).
- Dezechilibrul canalelor - În stereofonie, dacă se desemnează prin U_A tensiunea de ieșire stânga, produsă de un semnal cu frecvența 1000 Hz aplicat identic pe canalul din dreapta, dezechilibrul dintre canale este dat de expresia în dB a raportului U_A/U_B .
- Diafonia și separația - În cele ce urmează, simbolul $(U_X)_Y$, specifică faptul că tensiunea de ieșire pe canalul x este produsă de un semnal situat pe canalul y . Diafonia este exprimată în dB prin relația $20 \cdot \log\left(\frac{(U_A)_A}{(U_B)_A}\right)$, unde $(U_A)_A$ - tensiunea nominală de ieșire pe canalul A. Separația între canale este exprimată prin relația $20 \cdot \log\left(\frac{(U_A)_A}{(U_A)_B}\right)$.
- Caracteristica de frecvență - nivel relativ de ieșire, exprimat în dB în funcție de frecvență, pentru o cale (canal) dată, căreia i se aplică semnale care îi sunt proprii, modificând frecvența atâta timp cât nivelele relative ale semnalului se păstrează conform normelor în vigoare (modificările sunt în limita a 3 dB, de ex.).
- Abilitatea de citire - forța minimă de apăsare a acului pentru a menține contactul între vârful de citire și cele două flancuri ale șanțului, pe un disc de măsură dat.
- Elasticitatea - raportul dintre deplasarea extremității vârfului de citire și forța aplicată aceluiași vârf, care poate genera această deplasare (mm/N).
- Impedanța internă a unui cap de citire (doză) - modulul impedanței interne a dozei măsurată la borne.

- Impedanța nominală a unui cap de citire - impedanța internă a capului de citire specificată de constructor.
- Impedanța nominală de sarcină - impedanța specificată de constructor la care trebuie conectată ieșirea aparatului de citire.
- Distorsiunile armonice totale - raport dintre tensiunea efectivă (eficace) de ieșire a ansamblului armonicelor și tensiunea efectivă totală în condițiile citirii unui semnal de referință dat, înregistrat în condiții specificate, aparatul lucrând în condiții normale de funcționare.
- Puterea nominală de ieșire - puterea specificată de constructor pe care aparatul este susceptibil de a o disipa în regim permanent sinusoidal, pe impedanța nominală de sarcină, la o frecvență dată, fără a se depăși un coeficient de distorsiuni neliniare specificat de constructor. Este exprimată în wați și trebuie specificată pe fiecare canal.
- Curba de răspuns electroacustic - curba reprezentând, în funcție de frecvență, variațiile exprimate în dB ale nivelului presiunii acustice dată de difuzor(oare), măsurate într-un amplasament specificat, raportat la punctul de referință și axa de referință în condițiile citirii unor plaje de frecvențe de pe un disc normalizat de măsură.
- Domeniul util de frecvență - intervalul maxim de frecvență în interiorul căruia ecarturile, raportate la o curbă de răspuns amplitudine-frecvență specificată, nu depășesc limitele specificate în condiții normale de funcționare.
- Raportul semnal-zgomot - raportul, exprimat în dB, al puterii nominale de ieșire pe suma puterilor de ieșire ale zgomotului măsurat în bandă largă, sau pe suma ponderată a puterilor de zgomot, sau pe puterea de ieșire produsă de diferitele componente ale zgomotului cuprinse în benzi de o octavă sau de fracțiuni de octavă, aparatul fiind în condiții nominale, în absența totală a semnalului.

- Reacția acustică nedorită - influența prejudiciabilă de origine acustică asupra unei părți a unui aparat combinat, susceptibilă de a provoca anomalii în curba de răspuns în frecvență, sau o autooscilație (efect Larsen)
- Câmpul magnetic de dispersie - câmpul magnetic produs de aparat la o distanță dată de cutia (carcasa) acestuia, sau de un alt element care îi este asociat. Câmpul magnetic de dispersie poate să se producă la orice frecvență situată în domeniul de funcționare al aparatului și la toate frecvențele provenind din sistemul de alimentare.

Specificații pentru măsură

Aparatele de citire a discurilor se includ în două categorii:

- Platan de rotire a discului și cap de lectură (doză) mono sau stereofonic.
- Sistem electroacustic mono sau stereofonic care cuprinde platanul de rotire a discului, capul de lectură, amplificatorul și unul sau mai multe difuzoare. Aceste sisteme pot fi înglobate într-un singur aparat (sistem compact) sau poate fi format din elementele amintite separate.

Ținând cont de diversitatea aparatelor de măsură utilizate, metodele de măsură se împart în:

- a) metode de măsură ale consumului aparatului.
- b) metode de măsură aplicabile platanului de rotire a discului.
- c) metode de măsură aplicabile amplificatoarelor din sistemele electroacustice.
- d) metode de măsură aplicabile sistemelor electroacustice compacte.

În cadrul măsurătorilor care se efectuează în laborator se utilizează discul test stereo Electrecord care cuprinde următoarele semnale:

Fața I

- **Secțiunea 1** - semnal înregistrat A+B lateral cu frecvențele:
 - 1000Hz, 0 dB (semnal nominal), 60 secunde
 - 1000Hz, -14 dB, 15 secunde
 - 14KHz, -14 dB, 15 secunde
 - 12,5KHz, -14 dB, 15 secunde
 - 10KHz, -14 dB, 15 secunde
 - 8KHz, -14 dB, 15 secunde
 - 6,3KHz, -14 dB, 15 secunde
 - 4KHz, -14 dB, 15 secunde
 - 2KHz, -14 dB, 15 secunde
 - 1000Hz, -14 dB, 15 secunde
 - 500Hz, -14 dB, 15 secunde
 - 250Hz, -14 dB, 15 secunde
 - 125Hz, -14 dB, 15 secunde
 - 63Hz, -14 dB, 15 secunde
- **Secțiunea 2** - semnal A+B lateral, 3150Hz, 0 dB, 2 minute
- **Secțiunea 3**
 - 1000Hz, 0 dB, 20 secunde, canal A (stânga)
 - 1000Hz, 0 dB, 20 secunde, canal B (dreapta)
 - 1000Hz, 0 dB, 20 secunde, A+B lateral
 - 1000Hz, 0 dB, 20 secunde, A-B (vertical)
- **Secțiunea 4** - A+B , 1000Hz, 0 dB, 20 secunde
- **Secțiunea 5**
 - 315Hz, 0 dB, 20 secunde, A
 - 315Hz, 0 dB, 20 secunde, B
 - 315Hz, 0 dB, 20 secunde, A+B

- 315Hz, 0 dB, 20 secunde, A-B
 - **Secțiunea 6** - 1000Hz, 0 dB, 20 secunde, A+B
- Fața II**
- **Secțiunea 7** - 1000Hz, +6 dB, 60 secunde, A+B
 - **Secțiunea 8** - zgomot alb (toate frecvențele semnalului audio), 0 dB, 4 minute, A+B (lateral)
 - **Secțiunea 9** - fără semnal, 3 minute
 - **Secțiunea 10** - trei grupe de semnale vobulate (câte două semnale ce se succed fără pauză unul după altul, repetate de trei ori)
 - **Secțiunea 11**
 - 315Hz, +7 dB, 5 secunde, A+B
 - 315Hz, +8 dB, 5 secunde, A+B
 - 315Hz, +9 dB, 5 secunde, A+B
 - 315Hz, +10 dB, 5 secunde, A+B
 - 315Hz, 0 dB, 5 secunde, A+B
 - 315Hz, +3 dB, 5 secunde, A+B
 - 315Hz, +6 dB, 5 secunde, A+B
 - 315Hz, +8 dB, 5 secunde, A+B
 - **Secțiunea 12** - semnal pentru reglarea balansului
 - **Secțiunea 13** - text muzical
 - **Secțiunea 14** - efecte stereofonice

Modul de lucru

A. Metode de măsură aplicabile dozelor (capetelor de citire)

1. Sensibilitatea unui canal

Se pune aparatul în condiții nominale. Se măsoară nivelul tensiunii la ieșirea din doză în urma citirii unui semnal cu frecvența de 1000 Hz

Lucrarea nr. 8 - Sisteme de înregistrare mecanică pe disc a sunetelor înregistrat cu viteza de 7cm/s (nivel de ieșire 0 dB) de pe fața I, secțiunea 3, în plan stâng, drept, lateral și vertical. Sensibilitatea unui canal va fi:

- în stereofonie $(U_A+U_B)/2v$ (mv/cm·s⁻¹)
- în monofonie $(U_{A+B})/2v$ (mv/cm·s⁻¹)

2. Dezechilibrul între canale

Se citește discul test în condiții nominale, semnalul de pe fața I, secțiunea 3. Se măsoară succesiv la ieșirea din doză tensiunea de ieșire stânga U_A produsă de un semnal stânga și tensiunea de ieșire dreapta U_B produsă de un semnal dreapta identic. Se calculează dezechilibrul între canale ca fiind: $20 \cdot \log(U_A/U_B)$ [dB]

3. Diafonia între canale

Se citește un semnal de 1000Hz înregistrat pe canalul stâng (secțiunea 3). Se măsoară $(U_A)_A$ - tensiunea produsă de semnalul canalului A la ieșirea A a dozei, $(U_B)_A$ - tensiunea dată de semnalul parazit introdus de canalul A în canalul B al dozei. Se calculează diafonia ca fiind: $20 \cdot \log((U_A)_A/(U_B)_A)$ [dB]

4. Separația între canale

Se aplică aceeași metodă de citire ca la punctul 3. Se măsoară $(U_A)_A$ - tensiunea produsă de semnalul A la ieșirea A, $(U_A)_B$ - tensiunea parazită introdusă de semnalul canalului B în canalul A al dozei. Se calculează separația între canale cu: $20 \cdot \log((U_A)_A/(U_A)_B)$ [dB]

Notă. Separația este de multe ori preferată a fi luată în considerație în raport cu diafonia deoarece este independentă de sensibilitatea canalului.

5. Caracteristica de frecvență (curba de răspuns amplitudine-frecvență)

Se pune aparatul în condiții nominale. Se citesc semnalele din secțiunea 1, fața I. Se conectează la ieșirea dozei un osciloscop sau/și un voltmetru electronic de c.a. Se reglează aparatul și osciloscopul pe

semnalul de referință. Se citesc nivelele de ieșire corespunzătoare fiecărei frecvențe în parte și se vor exprima grafic, exprimate în dB în funcție de frecvență.

La dozele stereo se reprezintă grafic semnalul obținut pe fiecare canal iar la cele mono se reprezintă grafic semnalul lateral.

6. Verificarea abilității (aptitudinii) de citire

Cu aparatul în condiții nominale se citește discul test pe fața I, secțiunea 5 și tensiunea de ieșire se controlează prin intermediul difuzorului sau a unui osciloscop.

O slabă abilitate de citire se traduce printr-o distorsionare audibilă sau o deformare a formei de undă vizibilă cu osciloscopul. Se reglează forța de apăsare (contragreutatea brațului) până când sunetul și forma de undă sunt pure, fără a depăși însă greutatea maximă recomandată de producător.

Se întoarce discul și se citește secțiunea 11. O doză care va putea reproduce integral acest text este o doză foarte bună. În general o doză de calitate medie nu va fi capabilă să le reproducă pe toate.

Abilitatea de citire se definește ca forța minimă de apăsare pentru o amplitudine verticală de $x \mu\text{m}$ și o amplitudine laterală de $y \mu\text{m}$. La acest disc nivelele nu sunt exprimate în μm . Se va lua în considerare viteza de înregistrare pentru nivelul de 0 dB, care este de 7 cm/s. Rezultă că la +3 dB corespunde viteza de $1,4 \cdot 7 = 9,8$ cm/s, la +6 dB corespunde $2 \cdot 7 = 14$ cm/s ș.a.m.d.

7. Măsurarea impedanței dozei (a capului de citire)

Se lasă doza liberă din punct de vedere mecanic. Se montează în serie într-un circuit un generator de joasă frecvență, doza a cărei impedanță trebuie măsurată și o rezistență.

Pentru dozele de impedanță mare această rezistență are o valoare fixă mult mai mică decât impedanța dozei. Se măsoară tensiunea V_R la

Lucrarea nr. 8 - Sisteme de înregistrare mecanică pe disc a sunetelor
bornele rezistenței și tensiunea V_G la bornele generatorului. Impedanța dozei va fi:

$$Z = R \frac{V_G}{V_R}$$

Pentru dozele de impedanță mică rezistența înseriată va fi o rezistență variabilă calibrată. Se măsoară tensiunea V_R la bornele rezistenței și tensiunea V_Z la bornele de ieșire ale dozei. Se reglează valoarea rezistenței până se obține $V_R = V_Z$. În acest moment impedanța dozei va fi egală cu valoarea rezistenței.

Se fac măsurători la frecvențele de 63Hz, 1000Hz, 6,3KHz, 10KHz și 16KHz.

LUCRAREA NR. 9
SISTEME DE ÎNREGISTRARE-REDARE
MECANICĂ (PE DISC) A SUNETELOR
MODUL DE LUCRU

B. Metode de măsură aplicabile platanului de rotire al discului.

1. Măsurarea ecartului mediu al vitezei de rotație

Se pornește motorul platanului de rotire al discului și cu ajutorul unui cronometru se măsoară timpul t în care acesta face 100 de ture. Cunoșcând durata nominală T pentru fiecare viteză în parte, dată în tabelul de mai jos:

viteza nominală(tr/min)	77.92	45.11	33.33
durata pentru 100 ture T (s)	77	133	180

se poate calcula ecartul mediu al vitezei de rotație ca:

$$\frac{\frac{100}{t} - \frac{100}{T}}{\frac{100}{t}} \cdot 100\% = T \cdot \frac{T - t}{T \cdot t} \cdot 100\% = \frac{T - t}{t} \cdot 100\%$$

Pentru bunurile de larg consum Hi-Fi deviația de viteză admisă este de +1.5% și -1%.

2.Determinarea efectului de ploaie și a scintilațiilor (a fluctuației de viteză sau a pendulării de viteză)

Se pune aparatul în condiții nominale și se citește de pe discul test frecvența de 3150 Hz (fața I, secțiunea 2). Se măsoară tensiunea la ieșirea dozei (sau amplificatorului), după ce semnalul a fost trecut printr-un filtru cu o caracteristică de atenuare recomandată de publicația 386 CEI.

Fluctuația de viteză va fi dată de raportul dintre diferența tensiunilor de la ieșire citite cu filtru și fără filtru și tensiunea de ieșire fără filtru, în procente.

Se vor face cel puțin 3 măsurători, fluctuația (pendularea) de viteză considerându-se ca valoare medie a celor 3 determinări. Pentru bunurile de larg consum Hi-Fi se admite cel mult $\pm 0.2\%$.

C. Metode globale aplicabile sistemelor electroacustice compacte.

1.Curba de răspuns amplitudine-frecvență

Se citește secțiunea 1 de pe discul test. Se reglează amplificarea astfel încât la frecvența de 1000 Hz puterea de ieșire să fie cu 10 dB mai mică decât puterea nominală. Se măsoară tensiunea de ieșire. Se citesc toate frecvențele și se măsoară tensiunea de ieșire. Se reprezintă grafic, ca la amplificatoare, raportul exprimat în dB dintre tensiunile de ieșire la diferite frecvențe și tensiunea de ieșire la 1000 Hz.

2.Puterea de ieșire pentru un coeficient de distorsiuni impus

Cu aparatul în condiții nominale de alimentare se citește de pe discul test un semnal cu frecvența de 1000 Hz gravat cu viteza de 14 cm/s (fața II,

secțiunea 7). Se măsoară cu un voltmetru electronic tensiunea de la ieșirea din amplificator. Se procedează în continuare ca la amplificatoare. Măsurătoarea poate fi repetată la 125Hz și 6300Hz.

3.Eficacitatea corectoarelor de ton

Se pune aparatul în condiții nominale. Se montează în serie cu doza un generator de semnal cu impedanța de ieșire mult mai mică decât a dozei și se reglează nivelul tensiunii de ieșire la 1000 Hz în așa fel încât la ieșirea aparatului nivelul să fie inferior cu 10 dB celui nominal. Se notează această valoare.

Se modifică frecvența generatorului în limitele domeniului util de frecvență menținând constant nivelul tensiunii de ieșire. Se măsoară tensiunea la ieșirea generatorului pentru fiecare frecvență utilizată.

Se pun corectoarele de ton în poziție maximă și se repetă măsurătorile după ce tensiunea la ieșirea generatorului a fost ajustată ca la 1000 Hz nivelul tensiunii de ieșire să fie cu 20dB sub cel nominal.

Se reprezintă grafic raportul exprimat în dB al tensiunilor la ieșirea generatorului în cele două situații în funcție de frecvență.

Se pun corectoarele de ton în poziție minimă (atenuare maximă) și se repetă măsurătorile în condițiile aliniatului precedent reprezentând grafic același raport.

4.Raport semnal/"rumble"(huruít)

Se măsoară citind alternativ de pe discul test secțiunea 5 (315 Hz, A+B lateral) și secțiunea 9 (fără semnal). Este preferată viteza 33.3rot/min a discului. Se conectează la bornele de ieșire ale aparatului prin intermediul unui filtru trece-jos (6dB/oct) cu frecvența de tăiere de 315 Hz, un voltmetru cu caracteristica dinamică și de detecție ca a unui VU-metru. Se măsoară

Lucrarea nr. 9 - Sisteme de înregistrare mecanică pe disc a sunetelor - 2
succesiv tensiunea U_1 la ieșire în urma citirii unei porțiuni înregistrate și tensiunea U_2 corespunzătoare unei porțiuni neînregistrate. Se definește raportul semnal/"rumble" ca:

$$S / R = 20 \cdot \log(U_1 / U_2) \text{ [dB]}$$

5.Separatia între canale

Se procedează la fel ca la doze, măsurând tensiunile la ieșirea aparatului.

6.Diafonia între canale

Se procedează la fel ca la doze.

7.Dezechilibrul între canale

Se procedează la fel ca la doze.

8.Curba de răspuns electroacustic

Măsurătoarea trebuie efectuată într-o cameră anecoidă (fără reflexii, surdă), cu ajutorul unui lanț de măsură compus din: microfon de presiune, amplificator, înregistrator logaritmic de nivel.

Cu aparatul în condiții nominale, echipat cu un difuzor, se citește discul de măsură (secțiunea 1). Se măsoară nivelul presiunii acustice produs pe axa difuzorului la o distanță de 50 cm de punctul de referință, indicat în general de constructor, în principiu centrul geometric al planului de bază al difuzorului. Rezultatele sunt apoi raportate la distanța de un metru.

9. Influența sursei de alimentare asupra performanțelor aparatului

Se alimentează aparatul de la o sursă stabilizată și se reglează tensiunea la valoarea sa nominală. Se reglează amplificarea pentru a obține la ieșire puterea nominală corespunzătoare coeficientului de distorsiuni impus. Se notează coeficientul de distorsiuni.

Se diminuează punct cu punct tensiunea de alimentare în domeniul specificat și se măsoară pentru fiecare valoare a acestei tensiuni coeficientul de distorsiuni armonice totale și puterea de ieșire, fără a modifica amplificarea.

Se măsoară de asemenea ecartul de viteză în raport cu viteza nominală pentru o tensiune de alimentare corespunzând unui coeficient de distorsiuni impus.

10. Reacția electroacustică nedorită

Metoda nu este aplicabilă decât aparatelor care au unul sau mai multe difuzoare încorporate și nedetașabile.

Se deconectează difuzorul și se leagă la ieșirea amplificatorului impedanța nominală de sarcină. Se conectează difuzorul la un generator capabil să furnizeze o putere egală cu cea nominală la frecvența de referință. La ieșirea amplificatorului, în paralel cu impedanța de sarcină, se conectează un voltmetru de audiofrecvență.

Se fac trei măsuratori din punct de vedere al locului de citire: la începutul suprafeței gravate a discului, la mijlocul ei și la sfârșitul acesteia (partea cea mai apropiată de centru).

Se modifică frecvența generatorului de audiofrecvență în limitele domeniului util de frecvență. Se notează tensiunea citită la voltmetrul de audiofrecvență pe impedanța de sarcină, în funcție de frecvența dată de

Lucrarea nr. 9 - Sisteme de înregistrare mecanică pe disc a sunetelor - 2
generator, rezultată prin influența indirectă a difuzorului asupra
amplificatorului.

Raportul, exprimat în dB, al tensiunii de iesire la bornele
amplificatorului pe tensiunea de intrare la bornele difuzorului, furnizează o
măsură a reacției electroacustice nedorite.

Valorile pozitive ale acestui raport indică posibilitatea producerii
autooscilațiilor acustice. În marea majoritate a cazurilor aparatul devine
inutilizabil fără a reduce câștigul.

Valorile negative ale acestui raport măsoară protecția contra reacției
electroacustice.

Determinarea trebuie repetată pentru toate vitezele de rotație ale
discului.

Se vor indica condițiile cele mai nefavorabile corespunzătoare vitezei
de rotație a discului și dimensiunilor acestuia.

LUCRAREA NR. 10

SISTEME DE ÎNREGISTRARE-REDARE

MAGNETICĂ A SUNETELOR

Primele benzi magnetice erau formate dintr-o pulbere magnetică care era răspândită în mod uniform într-un material cu rol de suport (policlorură de vinil). Calitățile erau modeste datorită concentrației volumice slabe a pulberii magnetice. În prezent cele mai răspândite benzi sunt cele cu structură multistrat, formate din mai multe straturi active, neomogene din punct de vedere al proprietăților magnetice, care pot fi separate cu straturi nemagnetice. Materialul pentru suport este diacetil sau triacetil de celuloză, policlorură de vinil sau polietilen tereftalic (acesta sub denumirea comercială de mylar, hostafan, milynex, laxavan sau terfan). Pulberile magnetice folosite sunt în ordine cronologică: fierul carbonic, magnetita (Fe_3O_4), oxidul de fier gama (Fe_2O_3), ferita de cobalt, bioxidul de crom (CrO_2).

Benzile magnetice prezintă trei categorii de proprietăți: magnetice, mecanice și electroacustice.

Proprietăți magnetice

Sunt caracterizate de inducția remanentă B_r și forța coercitivă H_c . Prin mărirea inductanței remanente se mărește forța electromotoare indusă în capul de redare, ceea ce permite să se mărească dinamica înregistrării, deci din acest punct de vedere este bine ca benzile să aibă o inducție remanentă maximă cât mai mare. Se poate demonstra că pe o bandă

Lucrarea nr. 10 - Sisteme de înregistrare - redare magnetică a sunetelor
magnetică frecvențele înalte se înregistrează cu atât mai bine cu cât este mai mare raportul dintre forța coercitivă și inducția remanentă, deoarece cu atât este mai mică demagnetizarea. De aceea, o bandă bună este caracterizată nu numai printr-un B_r mare, ci și printr-un raport H_c/B_r cât mai mare. Acest considerent limitează într-o oarecare măsură valorile lui B_r întâlnite în practică. Întrădevăr, deoarece forța coercitivă nu are valori prea mari (o bandă cu valori ale forței coercitive prea mari necesită valori ridicate ale curentului de polarizare și stergere, fapt ce ar atrage după sine mărirea puterii oscilatorului de înaltă frecvență), rezultă că nici inducția remanentă nu poate fi prea mare. La benzile existente astăzi inducția remanentă maximă are valori de 600-1000 Gs și o forță coercitivă de 200-400 Oe.

Proprietăți mecanice

Se exprimă prin mărimi ca:

- lățimea benzii - conform normelor are valoarea de 6.25+/-0.05 mm pentru magnetofone și 3.81+/-0.05 mm pentru casetofone.
- grosimea benzii - sunt standardizate următoarele tipuri: normală 55μm, long-play 37μm și super long-play sau dublă 27μm pentru magnetofone și 18μm pentru casetele C-60, 12μm pentru casetele C-90 și 9μm pentru casetele C-120.
- rezistența la rupere - arată valoarea forței la care se rupe banda (de exemplu la banda de magnetofon valoarea de 2.5Kgf se consideră acceptabilă).
- întinderea elastică - reprezintă alungirea benzii -exprimată în procente- produsă atunci când banda cu lungimea de 1m este supusă unei întinderi cu o forță dată, la o temperatură de 20°C; întinderea elastică depinde de grosimea benzii.

Proprietăți electroacustice

Se pot determina numai pe magnetofon sau casetofon, iar caracteristicile acestuia influențează rezultatele. Pentru a elimina influența aparatului, proprietățile electroacustice nu se exprimă în mărimi absolute, ci prin mărimi relative (dB) raportate la o anumită bandă de etalonare. Principalele proprietăți electroacustice sunt:

- polarizarea pentru sensibilitatea maximă (i_p) - care arată mărimea curentului de polarizare de înaltă frecvență pentru care se obține, cu un semnal având frecvența de 1KHz, tensiunea maximă la ieșire. Se raportează la mărimea curentului corespunzător, obținut pe banda etalon.
- fluxul la modulație completă - arată mărimea tensiunii obținute la redarea unui semnal de 1KHz pentru care se produce un factor de distorsiuni de armonica a treia egal cu 3% (la 38.1cm/s) și respectiv 5% (la 19cm/s și 9.5cm/s). Valoarea obținută se raportează la valoarea corespunzătoare unui semnal înregistrat care creează un flux de 200 mMx pentru 38.1cm/s, respectiv de 160 mMx pentru 19cm/s și 9.5cm/s.
- sensibilitatea - reprezintă mărimea tensiunii de ieșire raportată la tensiunea benzii etalon obținută pentru același curent audio în capul de înregistrare. Se determină la 1KHz pentru 38.1cm/s și 19cm/s, respectiv la 333Hz pentru 9.5cm/s.
- caracteristica de frecvență - arată care este variația fluxului creat pe bandă de un câmp magnetic alternativ, de amplitudine constantă și frecvență variabilă. Deoarece forma caracteristicii de frecvență a benzilor este cunoscută (determinată de efectul de demagnetizare), este suficientă o singură valoare de pe această caracteristică pentru a compara benzile între ele din acest punct de vedere.

- dinamica benzii - este o măsură a raportului dintre tensiunea corespunzătoare modulației complete maxime a benzii și tensiunea zgomotului de modulație.

La magnetofone înregistrarea se poate face pe două sau pe patru piste.

Înregistrarea pe două piste se execută cu un cap care are înălțimea întrefierului puțin mai mică decât jumătate din lățimea benzii. Poate fi monofonică sau stereofonică. Cea monofonică presupune imprimarea ambelor trasee cu programe sonore diferite, lucru realizat prin întoarcerea benzii când pe aceasta s-a terminat prima pistă. Pentru înregistrarea stereo, capul va trebui să aibă două secțiuni (două întrefieruri) care vor descrie pe bandă două trasee paralele corespunzătoare celor două canale audio. Se utilizează pentru înregistrări profesionale.

Înregistrarea pe patru piste comportă existența a patru trasee paralele pe bandă. Capul va avea două secțiuni și înălțimea unui întrefier va fi puțin mai mică decât un sfert din lățimea benzii. Pistele de pe bandă -ca de altfel și în primul caz- sunt separate cu un mic spațiu pentru a evita diafonia între trasee.

Din motive de compatibilitate poziționarea traseelor pe bandă (lățimea pistelor și spațiile dintre ele) este standardizată.

În figura 10.1. se prezintă traseele (pistele) pe bandă pentru situațiile descrise. Se poate observa că datorită sensurilor pistelor, înregistrarea stereo din cazul d) nu poate fi redată mono pe un magnetofon cu două piste (cazul a). Acest inconvenient este înlăturat la casetofone.

Casetofonele comercializate actualmente pe plan mondial utilizează două tipuri de casete: casete compacte și casete Cartridge.

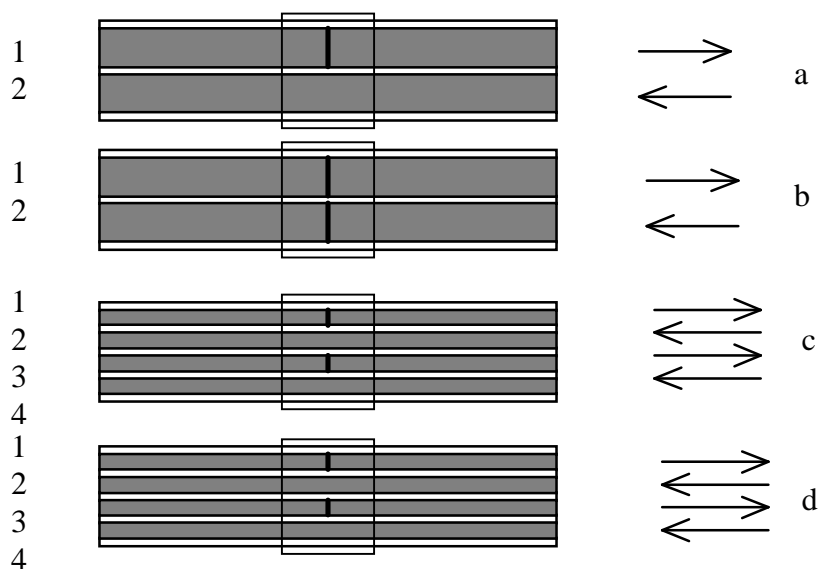


Figura 10.1. Repartiția pistelor la o bandă de magnetofon

Caseta compactă, cu denumirea originală COMPACT CASSETE, conține o bandă magnetică cu lățimea de 3.81mm, iar grosimea variabilă în funcție de durata înscrisă pe ea. Viteza de deplasare este de 4.75cm/s. A fost concepută de firma Philips, iar primele modele au fost comercializate începând din 1965. Casetele destinate înregistrărilor de înaltă fidelitate poartă denumirile: LOW-NOISE (zgomot redus) și HIGH OUTPUT (nivel mare). Ele sunt marcate cu literele L, respectiv H. Întrucât din punct de vedere al proprietăților magnetice între benzile de înaltă fidelitate există deosebiri importante, rezultă pentru curenții de premagnetizare și corecțiile la înregistrare-redare valori mult diferite. De exemplu pentru benzile cu CrO₂ curentul de premagnetizare este mai mare cu 4-5dB, rezultând astfel o ridicare proporțională a frecvenței înalte, drept urmare casetofoanele de calitate sunt dotate cu comutatoare speciale, prin care se realizează regimul impus de tipul benzii.

Înregistrarea pe o casetă compactă se poate executa mono sau stereo, așa cum se reprezintă în figura 10.2.

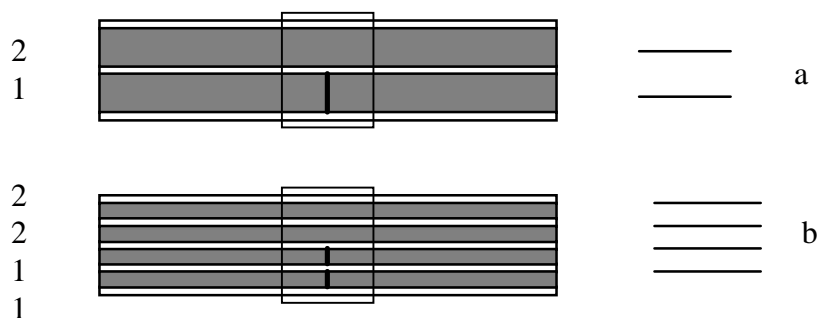


Figura 10.2. Repartiția pistelor la caseta compactă

În cazul înregistrării mono, capul are o singură secțiune și prin întoarcerea casetei se pot înregistra două piste cu programe sonore diferite. Înregistrarea stereo necesită un cap cu două secțiuni aferente celor două canale audio. La derularea normală într-un sens a casetei, pe bandă se imprimă două piste simultan, urmând ca prin întoarcerea casetei înregistrarea să se continue în sens opus cu celelalte două piste. Se observă că pistele într-un sens sunt alăturate, spre deosebire de cazul înregistrării pe bandă la magnetofone unde pistele unui sens sunt întretesute cu pistele celuilalt sens. Rezultă, în cazul casetofonelor, o compatibilitate între înregistrările stereo și mono.

PROGRAMUL 1	PISTA 1	PROGRAMUL 1
PROGRAMUL 2	PISTA 2	PROGRAMUL 2
PROGRAMUL 3	PISTA 3	PROGRAMUL 1
PROGRAMUL 4	PISTA 4	PROGRAMUL 2
PROGRAMUL 1	PISTA 5	PROGRAMUL 1
PROGRAMUL 2	PISTA 6	PROGRAMUL 2
PROGRAMUL 3	PISTA 7	PROGRAMUL 1
PROGRAMUL 4	PISTA 8	PROGRAMUL 2
patru programe stereo		două programe quadrofonice

Figura 10.3. Repartiția pistelor la caseta Cartridge

Caseta Cartridge se caracterizează prin faptul că banda magnetică este înfășurată pe un singur butuc formând în timpul funcționării o buclă fără sfârșit. Viteza de deplasare este de 9.53cm/s, iar lățimea ei este identică cu cea a benzilor de magnetofon, adică de 6.25mm. Numărul de piste înregistrate este de opt; ceea ce înseamnă patru programe stereofonice sau două programe quadrofonice (figura 10.3). Banda alcătuind o buclă fără sfârșit înregistrarea și redarea se fac fără oprire și întoarcerea casetei nu mai este necesară. De aceea pentru parcurgerea succesivă a pistelor, casetofonul are un dispozitiv automat care deplasează capetele.

Acest tip de casetă nu permite derularea rapidă a benzii. De aceea singura comandă de care dispune casetofonul este un buton de înregistrare. Redarea și oprirea se efectuează automat prin introducerea și respectiv scoaterea casetei din aparat.

Pe lângă alte aparate și dispozitive de măsurat ca: generator de semnale de audiofrecvență, voltmetru electronic de A.F., distorsiometru, osciloscop, voltmetru selectiv de A.F., fluctuometru, frecvențmetru,

întreaga lățime a benzii. Casetă etalon cuprinde și o porțiune neînregistrată destinată efectuării unor măsurători dinamice.

- Casetă înregistrată cu semnal muzical - se folosește pentru aprecierea calităților acustice și funcționale ale casetofonului. Se recomandă o casetă cu banda de cea mai bună calitate (de ex. BASF) și să fie înregistrată cu un semnal de dinamică mare (muzică simfonică orchestrală) pe un casetofon având azimutul reglat corect.

Parametrii casetofoanelor și măsurarea acestora

1. Deviația de viteză - mărimea procentuală a abaterii medii de antrenare a benzii față de viteza nominală. Se definește ca:

$$\delta = \frac{V_{\text{medie}}}{V_{\text{nom}}} \cdot 100$$

Metode de măsurare - Se redă pe casetofon o casetă “3150Hz”, iar deviația de viteză se citește direct în procente pe cadranul instrumentului de pe fluctuometru.

2. Viteza benzii magnetice

Metode de măsurare - Se taie banda înregistrată dintr-o casetă. Se intercalează între cele două tăieturi o bucată de bandă neînregistrată având lungimea de 2.856m și se măsoară timpul scurs între cele două redări. Timpul trebuie să fie de 1 minut pentru viteza de 4.76cm/s. Pentru o durată mai mică rezultă o viteză mai mare și invers. Dacă testăm casetofoane cu viteze diferite de 4.76cm/s va trebui să schimbăm lungimea de bandă neînregistrată.

3. Timpul de bobinare rapidă

Lucrarea nr. 10 - Sisteme de înregistrare - redare magnetică a sunetelor
Metode de măsurare - Se introduce în casetofon o casetă C60 și se derulează complet banda pe rola debitoare (din stânga). Se acționează concomitent clapa pentru bobinare rapidă și declanșatorul cronometrului. La terminarea transferului de bandă de pe rola din stânga pe rola din dreapta, se oprește cronometrul și se citește timpul înregistrat.

4.Fluctuația de viteză - se referă la un tip aparte de distorsiuni de intermodulație asociat casetofonului datorat variației în viteză a benzii în jurul capului de înregistrare-redare. Aceasta variație provoacă o modulație în frecvență a semnalului înregistrat. Fluctuația de viteză reprezintă deviația maximă a vitezei instantanee față de viteza nominală raportată la viteza nominală.

$$K_f = \frac{\Delta V_{\max}}{V_{\text{nom}}}$$

Măsurarea fluctuației de viteză trebuie efectuată pentru începutul, mijlocul și sfârșitul benzii din casetă.

Metode de măsurare - Se redă o casetă “3150Hz” sau “3000Hz”. Pe fluctuo-metru se stabilește scara de măsură și modul de lucru: ponderat sau neponderat. Se citește pe cadranul fluctuometrului valoarea fluctuației de viteză. În cazul în care fluctuația este variabilă se consideră valoarea medie aritmetică.

5.Nivelul de redare (la mufa de ieșire linie)

Metode de măsurare - Se redă prima parte a casetei etalon înregistrată cu un nivel nominal și se măsoară tensiunea la ieșirea amplificatorului de redare.

6.Zgomotul de redare

Metode de măsurare - Se măsoară tensiunea la ieșirea casetofonului acesta fiind conectat pe "redare" fără a avea caseta pusă. Controlul de volum se poziționează la maxim, iar comenzile de ton pe poziția de liniaritate maxima.

7.Raportul semnal/zgomot

Metode de măsurare - Se folosește o casetă etalon de 333 Hz-0dB. Se trece casetofonul pe "redare" și din potențiometrul de volum se reglează tensiunea la ieșire U_1 corespunzătoare puterii nominale. Se apasă pe clapa "STOP", se scoate caseta și apoi se comandă casetofonul pe "redare" fără casetă. Se notează noua tensiune cu U_2 . Raportul semnal/zgomot exprimat

în dB este $20 \cdot \lg \frac{U_1}{U_2}$.

8.Impedanța de intrare

Metode de măsurare - Se măsoară prin metoda de comparație la frecvența de 333 Hz.

9.Consumul de curent

Metode de măsurare - Folosind o casetă etalon de 333 Hz-0dB și având înseriat un miliampermetru în circuitul de alimentare,consumul se măsoară în patru cazuri:

-redare (redăm caseta etalon și din potențiometrul de volum reglăm puterea nominală).

-redare (redăm caseta etalon și potențiometrul de volum la minim).

-înregistrare (pe o casetă de lucru se aplică un semnal de 333 Hz cu un nivel nominal la intrare).

-bobinare rapidă.

10.Puterea de ieșire

Metode de măsurare - Folosind o casetă etalon de 333 Hz-0dB se comută casetofonul pe "redare" și se reglează potențiometrul de volum pentru a obține pe sarcina artificială puterea nominală. Cu distorsiometrul de măsură se măsoară factorul de distorsiuni armonice corespunzător puterii nominale.

11.Atenuarea de ștergere - este raportul dintre tensiunea semnalului de referință rămas pe bandă după ce acesta a suferit operația de ștergere (U_{st})

și tensiunea semnalului de referință (U_{nom}): $A_{st} = 20 \cdot \lg \frac{U_{st}}{U_{nom}}$ [dB]

Metode de măsurare - Pe o casetă de referință injectăm un semnal de 1000 Hz de la un generator de AF la nivelul nominal de intrare, apoi rebobinăm. Se deconectează generatorul de AF, lăsând o secvență înregistrată conectând casetofonul pe redare, apoi ștergem următoarea secvență din înregistrarea inițială. Rebobinăm, iar apoi redăm. Fixăm pe prima parte a redării (frecvența neștearsă) $U_{ieșire}$ corespunzător puterii nominale și considerăm că aceasta este U_{nom} din formula de calcul a atenuării de ștergere. Apoi măsurăm cu voltmetrul selectiv pe frecvența ștearsă tensiunea la ieșire și considerăm aceasta ca fiind U_{st} .

12.Diafonia între piste

Metode de măsurare - Se înregistrează pe o casetă de referință cu nivel nominal de intrare o secvență cu frecvența de 1000 Hz. Se redă caseta și se măsoară cu voltmetrul selectiv U_1 corespunzătoare puterii nominale. Întoarcem caseta și redăm porțiunea de pe pista neînregistrată aflată în paralel cu înregistrarea, măsurând tensiunea la ieșire U_2 . Raportul exprimat în dB între aceste două tensiuni dă diafonia între piste.

13. Frecvența de premagnetizare

Metode de măsurare - Se plasează un traductor pe capul de ștergere. Semnalul preluat este amplificat. La ieșirea amplificatorului se află un frecvențmetru pe care se citește valoarea frecvenței de premagnetizare.

14. Dinamica - este diferența exprimată în dB între nivelele maxim și minim ale unui semnal într-un anumit interval de timp.

Metode de măsurare - La intrarea amplificatorului de înregistrare se aplică un semnal având frecvența de 333Hz cu un nivel nominal pentru înregistrare. Se reduce tensiunea generatorului de AF la 0 și se continuă înregistrarea. Se rebobinează și se redă înregistrarea obținută. Raportul dintre tensiunea citită la voltmetrul de ieșire în timpul redării înregistrării și tensiunea de zgomot în timpul redării porțiunii neînregistrate, exprimată în dB, reprezintă dinamica globală.

15. Distorsiunile de armonica a 3-a

Metode de măsurare - În timpul redării unei casete de referință pe care s-a înregistrat cu nivel nominal de intrare un semnal de 333Hz, se măsoară cu un voltmetru selectiv tensiunea corespunzătoare fundamentalei (333Hz) și celei de-a 3-a armonici (1KHz), determinându-se distorsiunea de armonica a 3-a cu formulele:

$$K3(\%) = \frac{U(1\text{KHz})}{U(333\text{Hz})} \cdot 100 \quad K3(\text{dB}) = 20 \cdot \lg \frac{U(1\text{KHz})}{U(333\text{Hz})}$$

16. Sensibilitatea relativă a benzii

Metode de măsurare - Se măsoară tensiunea la redarea unui semnal de 333Hz înregistrat cu un nivel de -20 dB față de sensibilitatea de intrare la înregistrare și tensiunea la redarea unui semnal înregistrat în aceleași

Lucrarea nr. 10 - Sisteme de înregistrare - redare magnetică a sunetelor condiții pe banda de comparare. Raportul acestor tensiuni exprimate în dB ne indică sensibilitatea relativă a benzii.

17. Caracteristica de frecvență a benzii

Metode de măsurare - Se măsoară tensiunea la redare a unor semnale în banda 20Hz÷20KHz, înregistrate cu un nivel de -20dB, față de nivelul nominal de intrare.

18. Curentul în capul de înregistrare

Metode de măsurare - Se substituie capul de înregistrare printr-o rezistență de sarcină. Tensiunea este proporțională cu curentul prin capul de înregistrare.

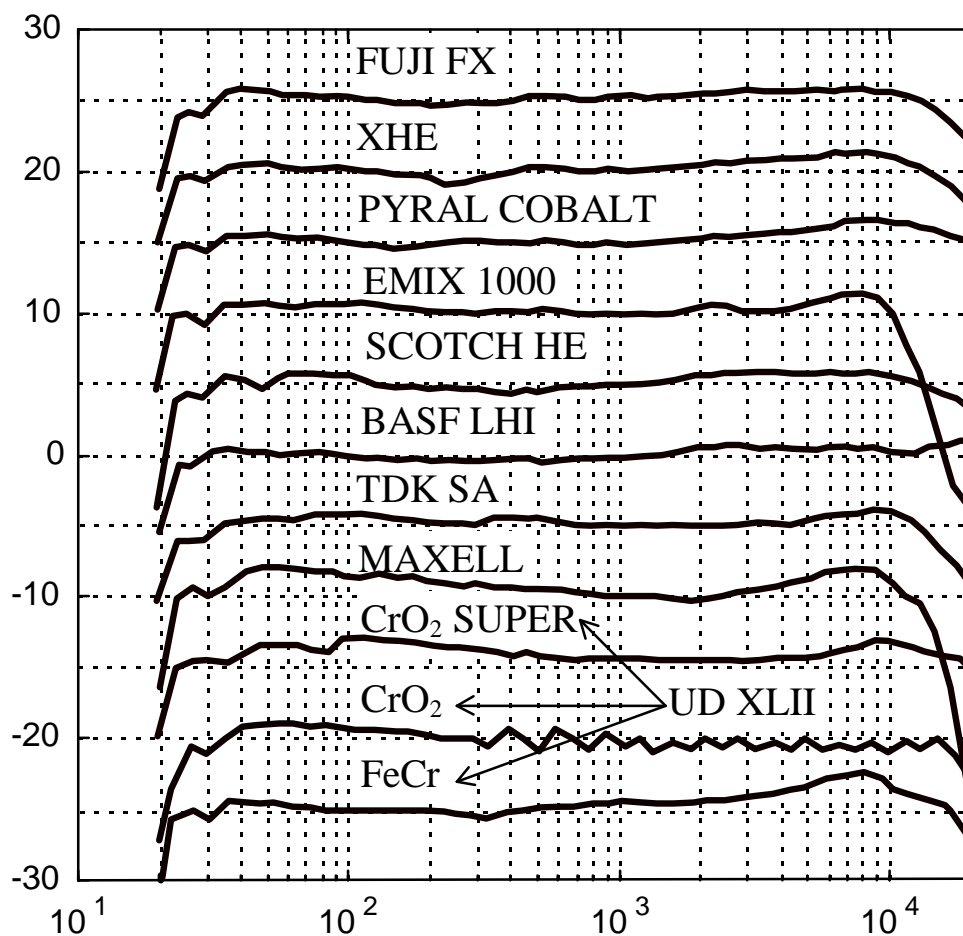


Figura 10.4. Curbe de răspuns în frecvență la 11 tipuri de casete

Notă.În ceea ce privește măsurarea casetofonelor și a magnetofonelor stereofonice nu facem mențiuni speciale, deoarece măsurătorile sunt identice ca la cele monofonice, cu specificarea că se vor efectua măsurătorile pentru fiecare canal în parte. Parametrii specifici stereo: atenuarea de diafonie între canale, eficacitatea balansului și egalitatea între canalele stereo sunt parametri tipici pentru amplificatoarele de audiofrecvență și se găsesc detaliați în literatura de specialitate.

LUCRAREA NR. 11

REȚELE CARE MODIFICĂ

STRUCTURA SEMNALULUI

Amplificatoarele de AF sunt prevăzute în mod obișnuit, cu circuite auxiliare al căror rol este acela de a opera modificări asupra semnalului transferat. Dintre acestea putem aminti: circuite pentru reglajul tonalității, circuite de egalizare, filtre de separație, circuite pentru reglaj de volum compensat. Circuitele de egalizare, utilizate în amplificatoarele de redare a sunetului de pe disc și benzi magnetice, precum și filtrele de separație utilizate la construcția incintelor sonore nu vor face obiectul acestei lucrări.

Circuitele pentru reglajul tonalității, numite și control de ton, sunt rețele pasive cu ajutorul cărora se poate modifica curba de răspuns a unui amplificator în domeniul frecvențelor joase și înalte, putând provoca accentuarea și/sau atenuarea semnalului în zona acestor frecvențe, în raport cu valoarea pe care o are semnalul la frecvențe medii. Aceste rețele pot fi conectate în schema amplificatorului ca element de cuplaj sau în bucla de reacție negativă. Schimbarea curbei de răspuns a amplificatorului poate fi făcută fie progresiv (continuu sau în trepte) prin modificarea corespunzătoare a unui element a rețelei, fie global, prin conectarea sau deconectarea rețelei în ansamblu la schema amplificatorului. Acest ultim mod de reglaj este cunoscut sub numele de registru de ton. Cu ajutorul acestuia se obține o curbă de răspuns unică, prestabilită. În primul caz se obține un fascicol de curbe de răspuns în domeniile de frecvență în care acționează reglajul. Aspectul fascicolului este dependent de structura

rețelei: pentru unele rețele curbele din fascicol au frecvența de tăiere constantă și panta diferită, iar pentru altele curbele au panta constantă și frecvența de tăiere variabilă.

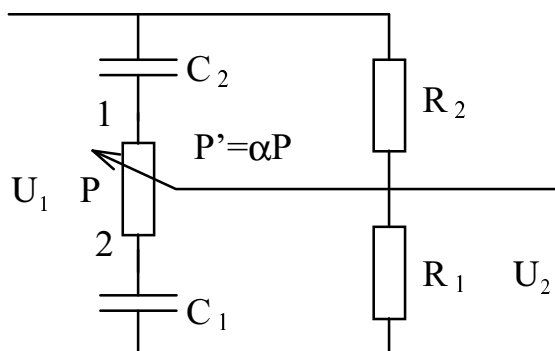


Figura 11.1

Rețeaua utilizată în majoritatea amplificatoarelor în domeniul frecvențelor înalte este reprezentată în figura 11.1. În funcție de poziția cursorului potențiometrului P se obține trecerea progresivă de la curba de răspuns ridicătoare la cea

coborâtoare. Caracteristica ridicătoare extremă se obține în poziția 1 a cursorului dacă $|P + 1/j\omega C_1| \gg R_1$ iar caracteristica coborâtoare extremă în poziția 2 dacă $|P + 1/j\omega C_2| \gg R_2$. Funcția de transfer a acestui circuit este o funcție cu 2 poli și 2 zerouri și are forma generală:

$$F(s) = K \frac{(1 + st_1) \cdot (1 + st_2)}{(1 + st_3) \cdot (1 + st_4)} \text{ în care } \frac{1}{t_1}, \frac{1}{t_2}, \frac{1}{t_3}, \frac{1}{t_4} \text{ sunt pulsațiile de tăiere.}$$

tăiere.

Dacă se notează $\alpha = \frac{P'}{P}$, $n = \frac{P}{R_1} = \frac{C_1}{C_2} = \frac{R_2}{R_1}$ expresiile pulsațiilor de

tăiere devin:

- Pentru $\alpha=0$ $t_1 = nR_1C_1$, $t_2 = R_1C_1$

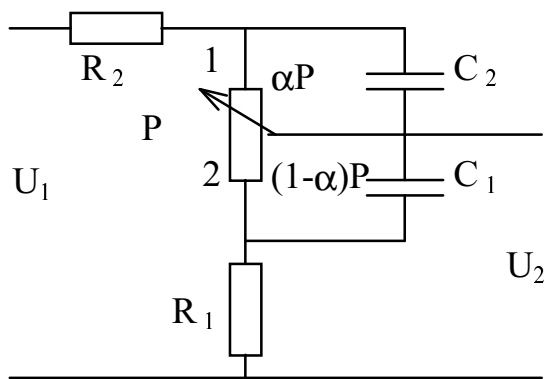
$$t_3 + t_4 = (n + 1)R_1C_1, t_3t_4 = \frac{n}{n + 1}R_1^2C_1^2$$

- Pentru $\alpha=1$ $t_1 = 0$, $t_2 = 2R_1C_1$

$$t_3 + t_4 = 2R_1C_1, t_3t_4 = \frac{n}{n + 1}R_1^2C_1^2$$

Cu ajutorul acestora se poate trasa ușor curba de răspuns. Ținând cont că $F(0)=1/(n+1)$, iar $F(\infty)=t_1 t_2/(n+1)t_3 t_4$ pentru $\alpha=0$ ridicarea maximă este dată de $F(\infty)/F(0)=20\lg(n+1)$. Trebuie remarcat de asemenea că ridicarea frecvențelor înalte pentru $n=10$ (optim pentru gama semnalelor audio) are loc din punctul $\omega t=1$ până în punctul $\omega t=11$.

Pentru reglajul tonalității în domeniul frecvențelor joase rețeaua frecvent folosită este reprezentată în figura 11.2.



Caracteristica coborâtoare extremă se obține în poziția 1 a cursorului potențiometrului, iar caracteristica coborâtoare extremă în poziția 2.

Funcția de transfer are și de această dată aceeași formă, modificându-se valorile coeficientului

Figura 11.2

lui K și ale pulsațiilor de tăiere.

Considerând $n = \frac{C_1}{C_2} = \frac{R_2}{R_1}$ și $P = n^2 R_1$:

- Pentru $\alpha=0$

$$K = \frac{1 + n^2}{1 + n + n^2}$$

$$t_1 + t_2 = \frac{n^2}{n^2 + 1} R_1 C_1, t_1 t_2 = 0$$

$$t_3 + t_4 = \frac{n^2 (n + 1)}{n^2 + n + 1} R_1 C_1, t_3 t_4 = 0$$
- Pentru $\alpha=1$

$$K = \frac{1}{1 + n + n^2}$$

$$t_1 + t_2 = n R_1 C_1, t_1 t_2 = 0$$

$$t_3 + t_4 = \frac{n(n+1)}{n^2 + n + 1} R_1 C_1, t_3 t_4 = 0$$

Răspunsul rețelei este independent de frecvență dacă $t_2=t_3$ și $t_1=t_4$. Aceste condiții conduc la aceeași valoare ca și în cazul rețelei precedente:

$$\alpha = \frac{n}{n+1}.$$

Porțiunea curbelor de răspuns ale celor două rețele situată la frecvențe mai mici, respectiv mai mari decât frecvențele de tăiere, reprezintă atenuarea introdusă de rețele în domeniul frecvențelor medii. Valoarea acestei atenuări este în ambele cazuri $1/(n+1)$.

Valoarea constantei de timp $C_1 R_1$ pe care o conțin expresiile de mai sus se stabilește în funcție de frecvența la care trebuie să înceapă ridicarea și atenuarea (determinarea frecvenței se face în punctul $\omega t=1$).

Cele două rețele prezentate mai sus pot fi utilizate separat sau reunite într-un circuit comun, așa cum este cel reprezentat în figura 11.3. Utilizate separat (conectate una la intrarea și cealaltă la ieșirea unui etaj de amplificare), cele două rețele funcționează independent una de cealaltă, dar introduc asupra semnalului transferat o atenuare de două ori mai mare decât cea corespunzătoare fiecăreia în parte. Reunite în schema din figura 11.3 atenuarea este la jumătate față de cazul precedent dar se manifestă o interacțiune în domeniul frecvențelor medii.

Rețeaua din figura 11.3 poate fi utilizată fie ca element de cuplaj între etajele amplificatoare, fie în bucla de reacție negativă a amplificatorului. În cazul folosirii în bucla de reacție negativă atenuarea introdusă de cele două secțiuni ale rețelei în zona frecvențelor medii este nulă.

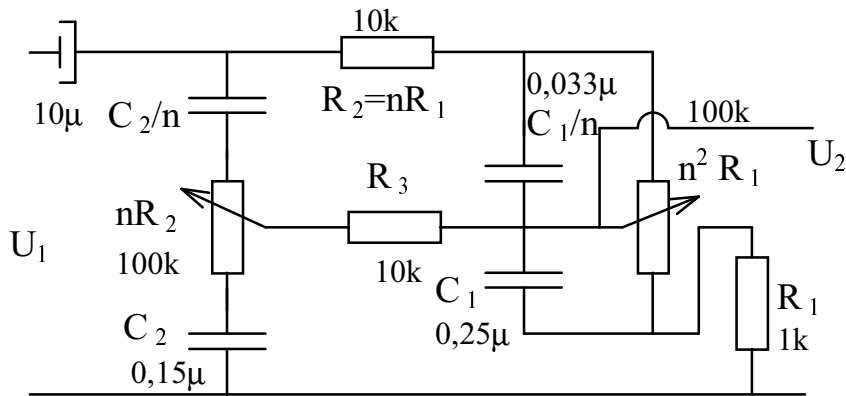


Figura 11.3

Secțiunea de frecvențe înalte poate fi simplificată folosind o singură capacitate. Una din variantele de scheme astfel modificată este rețeaua pentru reglajul tonalității cunoscută sub denumirea de rețea Baxandall. Aceasta are ca particularitate conectarea la masă a mijlocului potențiometrului de reglaj în domeniul frecvențelor înalte. Schema unei astfel de rețele este cea din figura 11.4.

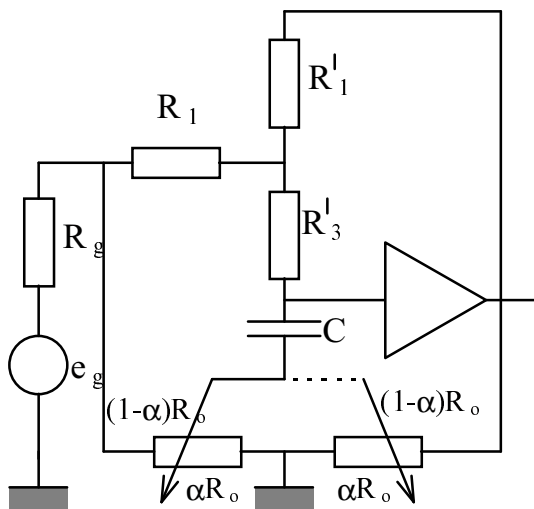


Figura 11.4 Rețeaua Baxandall

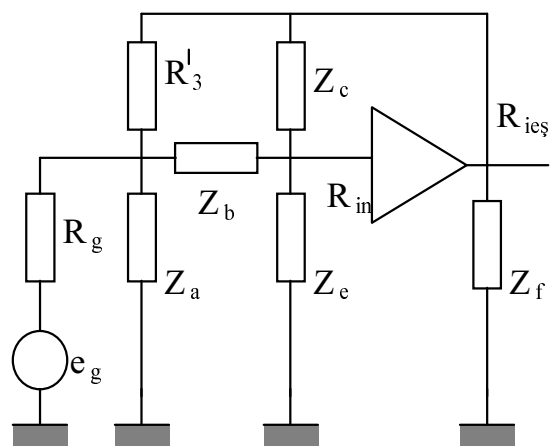


Figura 11.5

Considerând pe rând cele două jumătăți ale potențiometrului $2R_0$ (porțiunea a-c pentru ridicarea frecvențelor înalte și porțiunea b-c pentru atenuarea acestora) împreună cu restul rețelei și procedând la două

transformări stea-triunghi se obține rețeaua echivalentă din figura 11.5 unde impedanțele sunt de valorile indicate mai jos.

$$\left. \begin{cases} Z_a = R_0 [1 + j\omega(1-\alpha)CR_0] \\ Z_b = \frac{j\omega\alpha CR'_1}{1 + j\omega(1-\alpha)CR_0} \\ Z_c = R'_1 \\ Z_d = R_0 \\ Z_e = \frac{1 + j\omega(1-\alpha)CR_0}{j\omega(1-\alpha)CR_0} \end{cases} \right\} \text{ramura a - c}$$

$$\left. \begin{cases} Z_a = R_0 \\ Z_b = R'_1 \\ Z_c = \frac{j\omega\alpha CR'_1}{1 + j\omega(1-\alpha)CR_0} \\ Z_d = R_0 [1 - j\omega(1-\alpha)CR_0] \\ Z_e = \frac{1 + j\omega(1-\alpha)CR_0}{j\omega(1-\alpha)CR_0} \end{cases} \right\} \text{ramura b - c}$$

Considerând $\omega\alpha(1-\alpha)CR_0 \ll 1$ și $(1-\alpha)R_0 \ll R'_1$ se obține pentru cazul ridicării frecvențelor înalte funcția de transfer $F'(j\omega) = 1 + j\omega\alpha CR'_1$ și corespunzător atenuării frecvențelor înalte

$F''(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\alpha CR'_1}$. Se observă că pentru CR'_1 dat curbele de răspuns

își modifică poziția de-a lungul axei ω odată cu schimbarea poziției cursorului potențiometrului $2R_0$, păstrându-și însă neschimbată panta. Datorită acestui fapt plaja pentru reglajul tonalității este mai mare în cazul rețelei Baxandall decât al celei anterior prezentate.

Comportarea rețelelor pentru reglajul tonalității este influențată de parametrii etajelor de amplificare la care se conectează. Pentru menținerea plajei de reglaj și a mărimii atenuării introduse la frecvențe medii este necesar ca impedanțele etajelor și amplificarea acestora să aibă valori corespunzătoare.

Pentru înlăturarea acestor dezavantaje și pentru obținerea unor caracteristici de reglaj aproape identice în cazul amplificatoarelor stereofonice, au fost realizate circuite integrate specializate pentru reglajul

de ton și reglajul de volum compensat. Dintre cele mai larg utilizate sunt circuitele TCA730A în cuplaj cu TCA740A, care asigură un domeniu suficient de reglare (100dB pentru reglajul de volum), un raport mare semnal/zgomot, diafonie și distorsiuni foarte mici. Acestea sunt realizate în tehnică bipolară și permit reglajul de volum, balans și ton pentru ambele canale stereofonice, prin intermediul unor tensiuni continue exterioare de comandă. Principiul de reglare este prezentat în schema bloc din figura 11.6.

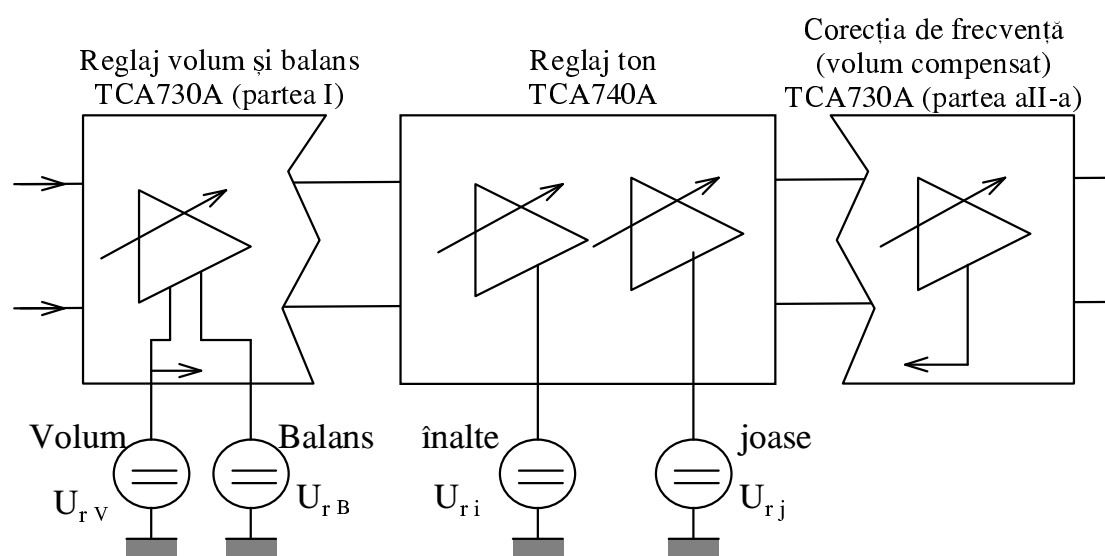


Figura 11.6

Primul bloc, realizat cu o parte a circuitului integrat TCA730A permite reglarea volumului și balansului în fiecare din cele două canale cu ajutorul unor tensiuni continue exterioare U_{rV} și U_{rB} . Al doilea bloc, care conține circuitul integrat TCA740A poate realiza reglajul de ton cu ajutorul tensiunilor continue de comandă U_{ri} și U_{rj} în fiecare canal. Cel de-al treilea bloc, realizat cu a doua parte a lui TCA730A face corecția caracteristicii de frecvență pentru compensarea reglajului de volum la frecvențe înalte și joase în vederea obținerii unui reglaj de volum cât mai apropiat de caracteristica fiziologică a urechii umane. Această corecție fiind

dependentă de volum, este necesar ca acest etaj să fie comandat de asemenea de tensiunea exterioară U_{rV} .

Schema completă de utilizare a circuitelor integrate TCA730A și TCA740A pentru reglajul de ton și volum este prezentată în figura 11.11.

Semnalele stereofonice ajung prin intermediul condensatoarelor de $0,1\mu\text{F}$ la terminalele 11 și 14 ale CI TCA730A sub forma tensiunii culeasă pe rezistențele de $270\text{k}\Omega$. Impedanța de intrare a amplificatoarelor fiind de minim $3\text{M}\Omega$, se obține o impedanță totală de intrare de cca. $270\text{k}\Omega$. La terminalul 13 se aplică tensiunea de comandă a reglajului de volum, care prin intermediul unui circuit de control acționează asupra amplificărilor celor două amplificatoare de cale. Cu o tensiune de comandă cuprinsă între 2V și $9,5\text{V}$ se determină o modificare a amplificării de la -80dB la $+20\text{dB}$ după o lege logaritmică ($\log(U_o/U_i) \approx U_{rV}$).

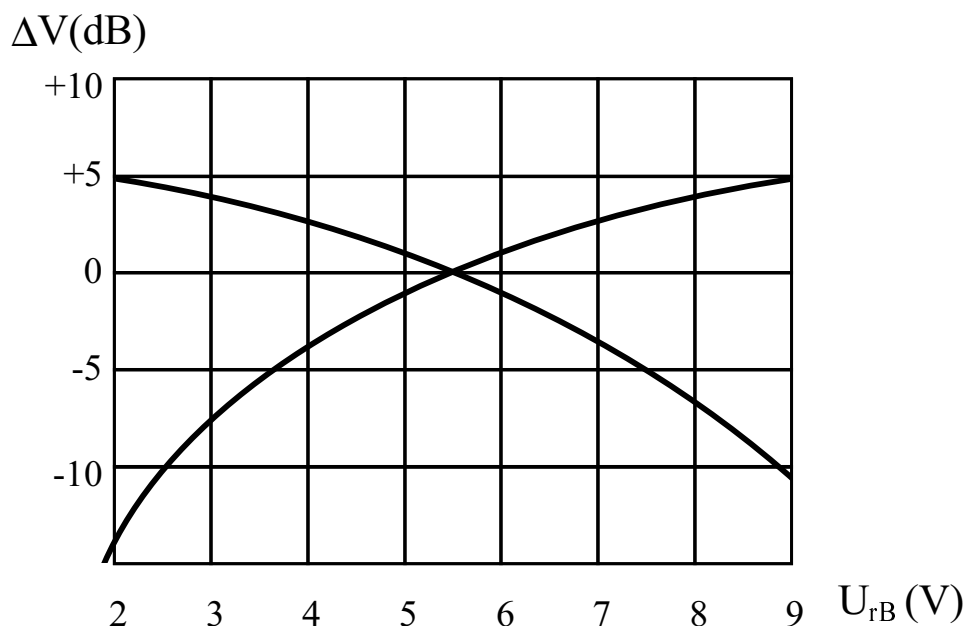


Figura 11.7

La intrarea 12 se aplică tensiunea de comandă a balansului U_{rB} , cuprinsă între $2,5\text{V}$ și 9V . Așa cum se observă în graficul din figura 11.7 se obține un reglaj cuprins între $+5\text{dB}$ și -8dB pentru semnalul stânga

(intrarea 11 și ieșirea 9) și respectiv de la -8dB la +5 dB pentru semnalul dreapta (intrarea 14 și ieșirea 16). Impedanța de ieșire la terminalele 9 și 16 este de 10Ω . Reglajul de ton se realizează cu CI TCA740A. Cuplajul cu ieșirile din reglajul de volum și balans se realizează printr-un condensator de $1\mu\text{F}$. Acest circuit conține 4 potențiometre comandate cu tensiune continuă, două pentru reglajul la înaltă frecvență și două pentru reglajul în joasă frecvență (câte unul pe fiecare cale). Cu tensiunea exterioară de comandă U_{ri} aplicată la terminalul 12 prin intermediul unui circuit de control se comandă corecția de înaltă frecvență, iar cu tensiunea U_{rj} aplicată la terminalul 4 se comandă corecția de joasă frecvență. Se asigură astfel, conform graficului din figura 11.8, la frecvențele de 40 Hz, respectiv 16 KHz, o variație a amplificării între -18 dB și +16 dB (pentru 0 dB $U_r = 5,6\text{ V}$).

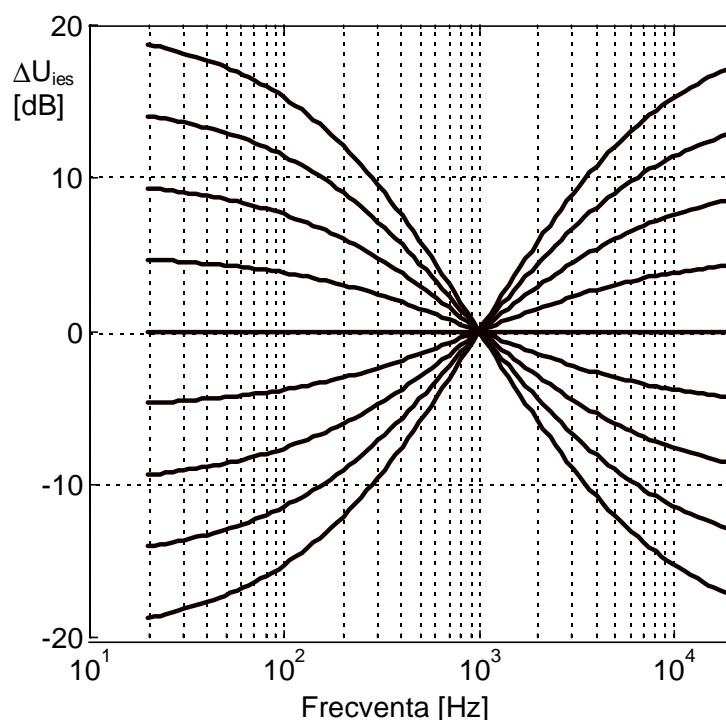


Figura 11.8

Ultima parte, pentru corecția de frecvență funcție de reglajul de volum, este realizată cu a doua parte a circuitului TCA 730A. Ea conține

pentru fiecare canal câte un potențiomtru electronic ca cele din TCA 740A. Corecția de frecvență necesară, dependentă de nivelul de volum, se obține prin intermediul unui circuit de control, tot de la tensiunea de comandă a volumului U_r . Cu ajutorul rețelelor legate la terminalele 1, 2 și 3, respectiv 5, 6 și 7 se obține o caracteristică de frecvență ca în figura 11.9, asemănătoare caracteristicii fiziologice a urechii umane. La frecvența de 1 KHz se asigură o variație a amplificării de la -20 dB la +12 dB pentru o variație a volumului de la -80 dB la +20 dB.

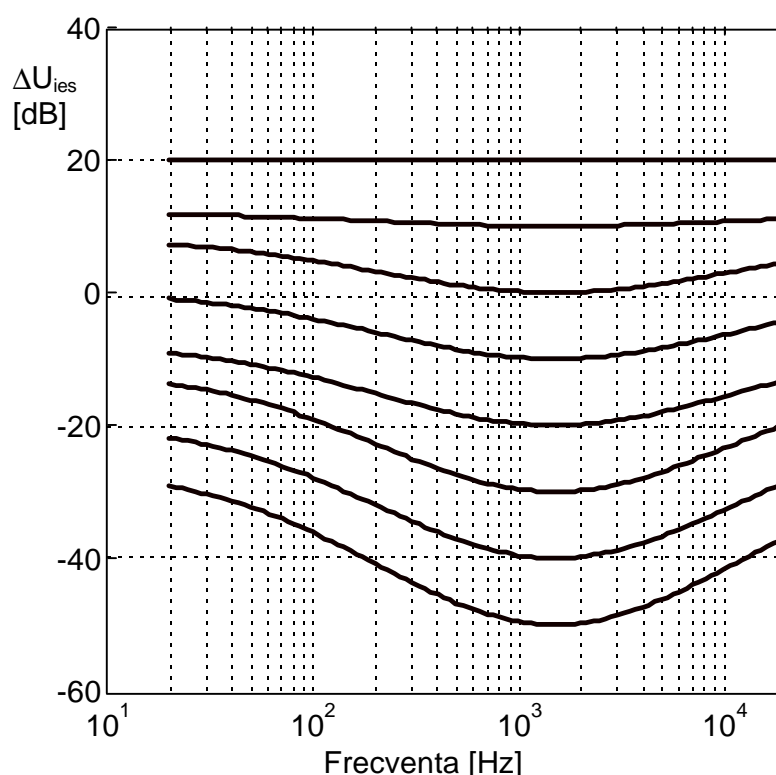


Figura 11.9

Modul de lucru

În cadrul orelor de laborator se vor trasa caracteristicile de frecvență ale circuitelor de corecție prezentate în figurile 11.3, 11.10 și 11.11. Caracteristicile vor fi trasate pentru pozițiile extreme ale potențiomtrilor din componența fiecărei scheme, cât și pentru o poziție intermediară.

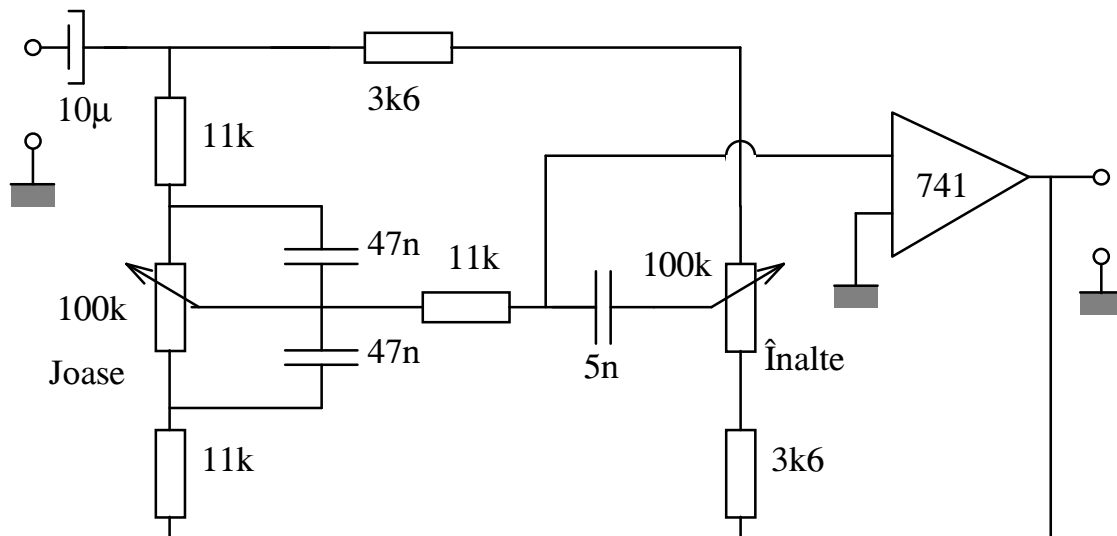


Figura 11.10

Pentru circuitul din figura 11.11 potențiometrele de reglaj se vor fixa în așa fel încât să se obțină valorile extreme de comandă. La acest circuit se vor ridica și caracteristicile de balans, pentru valorile extreme ale tensiunii de comandă și de volum, pentru 3 valori ale tensiunii de comandă (cele extreme și una intermediară).

Notă. Caracteristicile din aceeași familie se vor reprezenta pe același grafic.

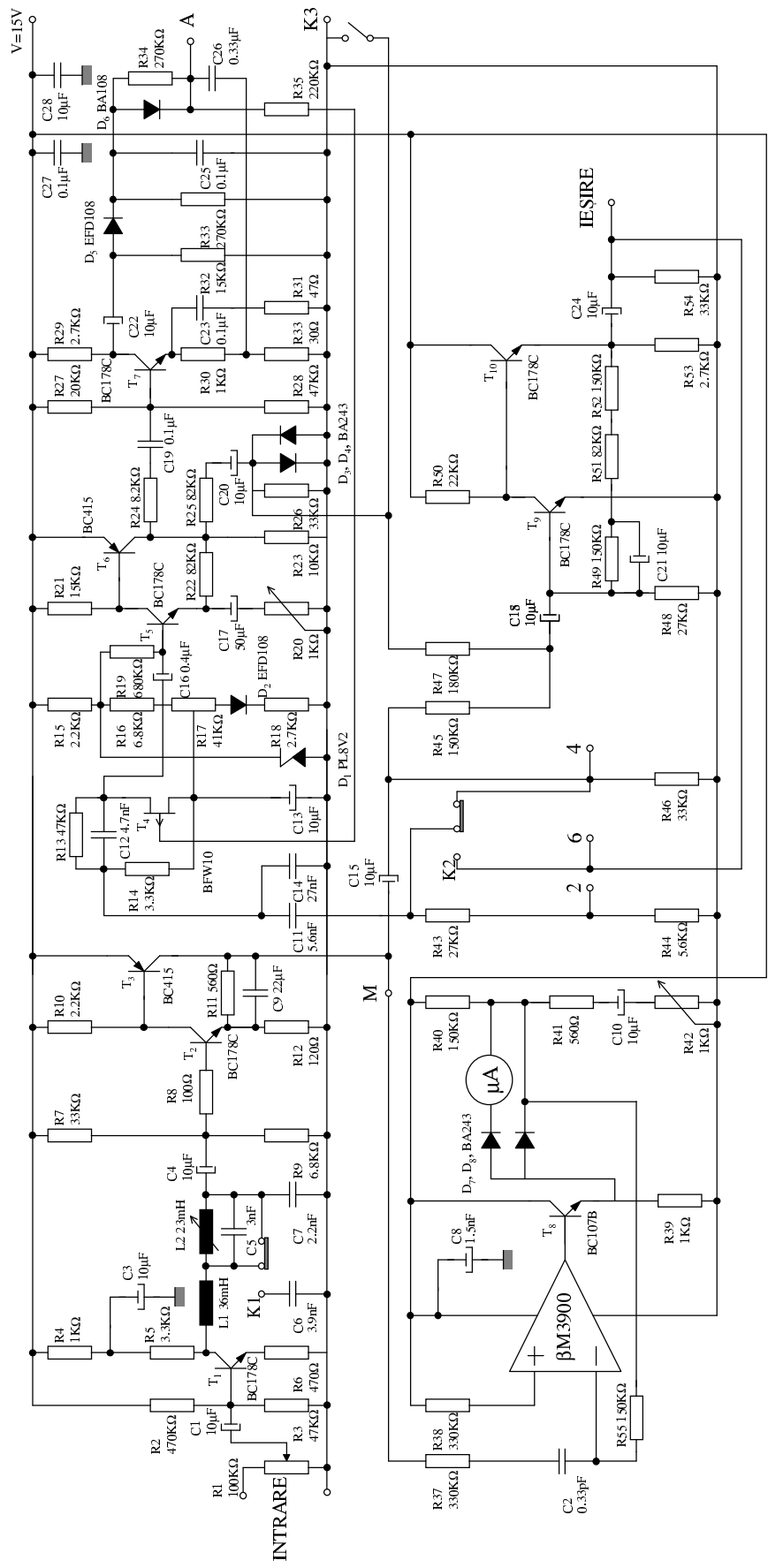


Figura 11.11. Schema electrică pentru reglajul de volum compensat cu CI TCA730A și TCA740A

LUCRAREA NR. 12
LANȚUL ELECTROACUSTIC
AL UNUI STUDIO

Destinația unui studio sau a oricărei încăperi profesionale de tip electroacustic este de a furniza un program sonor în condiții prescrise. Sursele primare de sunet se găsesc amplasate în studio și sunt de diferite tipuri. Captarea acestor surse se face prin microfoane. Datorită cerințelor ridicate de electroacustica profesională, nu este posibil să se facă o captare de calitate folosind un singur microfon. De aceea, într-un studio există mai multe microfoane, de exemplu microfoanele pentru grupuri de instrumente (viori, suflători, etc.), microfonul de solist, microfonul care dă ambianța sălii (de atmosferă). În alte cazuri este necesar să se introducă semnale de la alte surse de sunet (magnetofone, pick-up-uri, CD-uri, etc.). Rezultă că pentru captări profesionale este nevoie de mai multe căi. Fiecare cale trebuie să poată fi dozată după intențiile artistice ale regizorului. Operația poartă numele de mixare sau mixaj. Traseul parcurs de semnal de la sursa primară până la punctul de utilizare poartă numele de lanț electroacustic și este conținut în pupitrul de mixaj (cunoscut și sub alte nume ca: masă de control, pupitru de control audio, consolă de studio, pupitru de regie tehnică sau, pur și simplu, mixer).

Funcțiile de bază ale unui mixer sunt: amplificarea intrării microfoanelor, controlul nivelului surselor, amestecarea (mixarea) diferitelor surse pentru a forma o imagine sonoră echilibrată, măsurarea și controlul nivelului de ansamblu a programului rezultat, asigurarea unui

număr suficient de ieșiri, și anume ieșiri principale, ieșiri de control și ieșiri cu funcții principale. Mixerele complexe au un număr de facilități suplimentare între care circuite suplimentare de comunicație internă, care constituie “interfonul de studio”.

În această lucrare se va studia un tip de mixer preamplificator produs de Întreprinderea bucureșteană “Electronica”. Mixerul preamplificator furnizează semnal de intrare simultan pentru 5 module amplificatoare de 100W. Pentru aceasta pe panoul din spate dreapta sunt dispuse cele 5 mufe de ieșire (mufe mamă magnetofon).

Aparatul este alcătuit din două lanțuri complet separate de amplificare, ale căror semnale sunt adunate apoi cu ajutorul unui mixer cu două intrări, urmat de un regleaj de volum general. Urmează apoi un amplificator de putere mică având la ieșire un transformator cu 5 secundare identice (vezi figura 12.1).

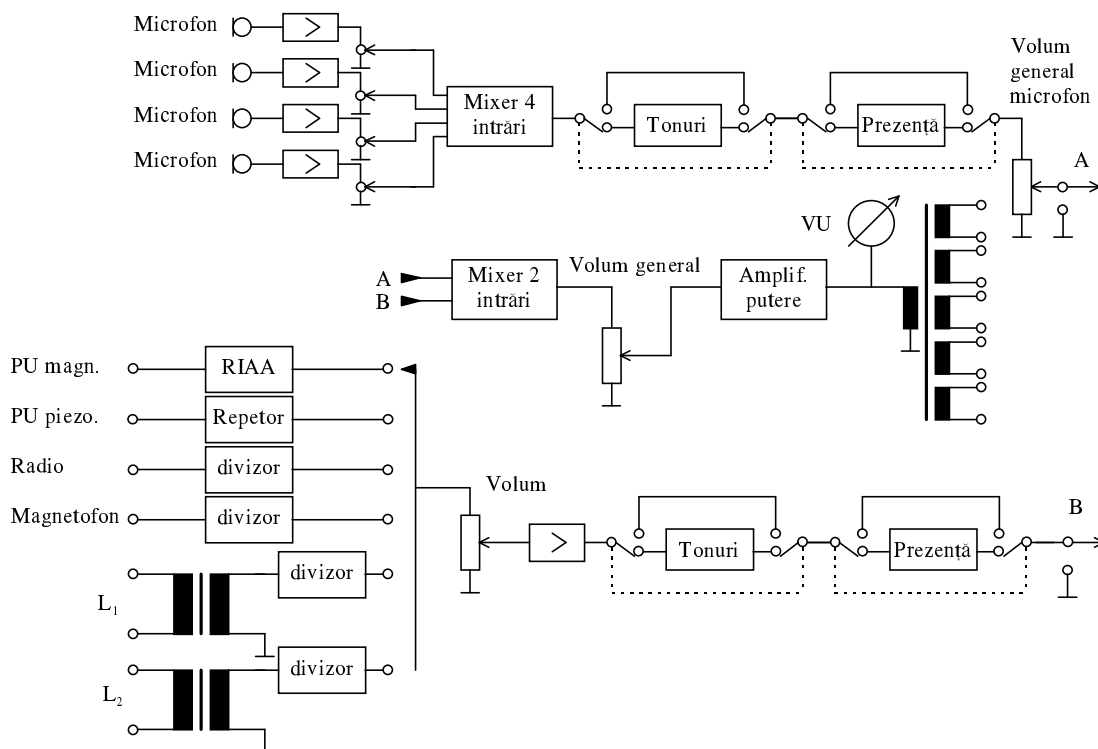


Figura 12.1. Schema bloc a mixerului preamplificator

Primul lanț de amplificare servește la amplificarea independentă a semnalelor provenind de la 4 intrări de microfoane, mixarea acestora cu ajutorul unui mixer cu 4 intrări și apoi prelucrarea semnalului mixat cu un circuit pentru reglajul tonului (separat pentru frecvențe joase și înalte), precum și de un circuit de prezență. De remarcat că circuitele de prelucrare (tonuri și prezență) pot fi scoase sau introduse în circuit, după dorință, cu ajutorul unor comutatoare. Volumul semnalului mixat (prelucrat sau nu) este reglat cu ajutorul unui potențiomtru de reglaj general pentru microfoane.

Amplificarea semnalelor provenite de la cele 4 microfoane este realizată cu 4 amplificatoare separate. La fiecare astfel de amplificator pentru microfon există posibilitatea introducerii unui circuit pentru reglajul automat al amplificării în funcție de nivelul de intrare cu ajutorul unui comutator. Amplificatorul de microfon este urmat de un potențiomtru pentru reglajul volumului separat pentru fiecare microfon. Aceste 4 potențiometre plasate după amplificatorul de microfon servesc și la dozarea semnalului în cazul mixării celor 4 microfoane.

Al doilea lanț de amplificare poate prelucra un singur semnal selectat cu ajutorul unui comutator cu 6 butoane dependente de la una din cele 6 mufe de intrare și anume: pick-up magnetic, pick-up cristal, radio, magnetofon, și două linii standard $0.775\text{V}/600\Omega$.

Pentru intrările de pick-up magnetic și cristal, semnalul provenit de la mufa de intrare este prelucrat de către un circuit conector RIAA și de un repetor pe emitor, apoi introdus în comutatorul selector de intrări.

Pentru intrările de radio și magnetofon, semnalul este mai întâi prelucrat din punct de vedere al nivelului cu ajutorul unor divizoare rezistive și trimis apoi în comutatorul selector.

Pentru cele două intrări de linie, semnalul simetric provenit din mufele de intrare este desimetrizat cu ajutorul a două transformatoare de intrare și prelucrat ca nivel cu divizoare rezistive.

Datorită prelucrărilor nivelului intrărilor înainte de selectarea lor cu ajutorul comutatorului selector, fiecare intrare prezintă același nivel pe comutator. Urmează un reglaj de volum, apoi un amplificator de tensiune care aduce semnalul la același nivel cu cel de la ieșirea amplificatorului de microfon. În continuare al doilea lanț de amplificatoare este identic cu primul (urmează control de tonuri și prezență, introduse sau scoase, după dorință, cu ajutorul unor comutatoare).

Întregul aparat este alimentat printr-un redresor stabilizat. În momentul conectării la rețea se iluminează scala instrumentului de măsură (V.U.-metru), care indică nivelul semnalului de ieșire (de fapt la oricare din cele 5 ieșiri).

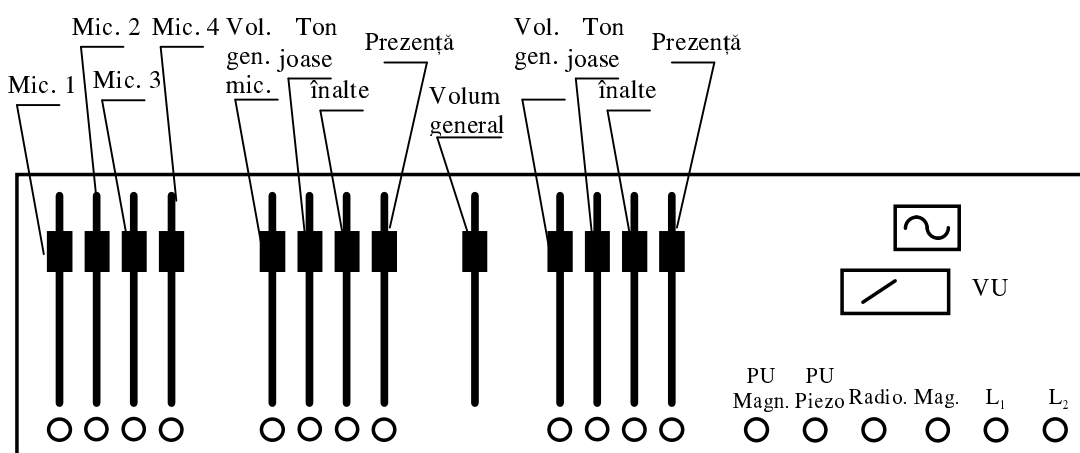


Figura 12.2. Vedere frontală a aparatului

Pe masca din față se află, de la stânga la dreapta:

- Cele 4 potențiometre de volum și mixaj pentru cele 4 microfoane, grupate. Sub fiecare potențiometru este un buton comutator care prin apăsare introduce dispozitivul de reglaj automat al nivelului.
- Un grup de 4 potențiometre care reprezintă în ordine:

- * potențiometrul de volum general microfoane (înainte de mixare);
- * potențiometrul pentru reglajul tonurilor joase;
- * potențiometrul pentru reglajul tonurilor înalte;
- * potențiometrul pentru reglajul prezenței

Sub potențiometrul de volum general microfon se găsește un comutator care prin apăsare racordează primul lanț de amplificare la mixerul final cu două intrări (intrare A).

Sub cele două potențiometre de ton se află un comutator care prin apăsare introduce reglajul de ton în circuitul lanțului de amplificare.

Sub potențiometrul de reglaj al prezenței se află de asemenea un comutator care prin apăsare introduce în circuit controlul de prezență.

De remarcat că nivelul crește când butoanele potențimetrelor de volum sunt împinse în sus.

Potențiometrele pentru controlul prezenței ridică nivelul frecvențelor vocale (în jurul frecvenței de 2000Hz) de asemenea când butonul este împins în sus.

În ceea ce privește tonurile, frecvențele joase și înalte sunt ridicate în jumătatea de sus a cursei potențiometrului de ton (maximum de ridicare fiind în punctul extrem de sus) iar în jumătatea de jos a cursei aceste frecvențe sunt atenuate (maximum de atenuare fiind în punctul extrem de jos).

- Potențiometrul de volum general al preamplificatorului.
- Un grup de 4 potențiometre care reprezintă în ordine: volumul pentru cel de-al doilea lanț de amplificare, potențiometrul pentru reglajul tonurilor joase, potențiometrul pentru reglajul tonurilor înalte și potențiometrul pentru reglajul prezenței.

Sub acest grup de potențiometre sunt dispuse 3 butoane ale unor comutatoare cu aceleași funcțiuni ca la lanțul de amplificare al microfoanelor.

- În partea extremă dreapta sus se găsește butonul întrerupătorului de rețea, iar sub el instrumentul indicator al nivelului de ieșire (V.U.-metru).

În partea din dreapta jos se află cele 6 butoane ale comutatorului selector al celor 6 intrări (pick-up magnetic, pick-up cristal, radio, magnetofon, L_1 , L_2).

Pe masca din spate se găsesc în ordine de la dreapta la stânga:

- ◆ În șirul de jos, următoarele mufe: mufa intrare Mic.1, mufa intrare Mic.2, mufa intrare Mic.3, mufa intrare Mic.4, mufa intrare pick-up magnetic, mufa intrare pick-up piezoelectric, mufa intrare radio, mufa intrare magnetofon, mufa intrare L_1 , mufa intrare L_2 .
- ◆ În șirul de sus, în partea stângă, se află cele 5 mufe de ieșire.

Principalele performanțe electrice

1. 4 intrări de microfon $0.3\text{mV}/1\text{k}\Omega$
2. 1 intrare de pick-up magnetic $3\text{mV}/47\text{k}\Omega$
3. 1 intrare de pick-up cristal $500\text{mV}/1\text{M}\Omega$
4. 1 intrare radio $100\text{mV}/100\text{k}\Omega$
5. 1 intrare magnetofon $250\text{mV}/47\text{k}\Omega$
6. 2 intrări simetrice de linii exterioare $0.775\text{V}/600\Omega$
7. 5 ieșiri simetrice de minim $1.55\text{V}/600\Omega$
8. distorsiuni armonice maxim 2%
9. banda de frecvență în porțiunea liniară $40\text{Hz}\div 12\text{kHz}$ ($\pm 3\text{dB}$)
10. reglaj pentru tonuri joase și tonuri înalte tip Baxandall pentru fiecare lanț de amplificare.

11.utilizarea în gama de temperatură +5°C...+50°C

Modul de lucru

Odată cu apăsarea butonului întrerupătorului de rețea, aparatul este alimentat și se iluminează instrumentul indicator al semnalului de ieșire (V.U.-metrul)

Se introduc mufele tată provenind de la sursele de semnal în mufele mamă corespunzătoare în spatele aparatului.

Pentru cazul în care lucrează cu o sursă de microfon și cele din sursele de semnal P.U. magnetic, P.U. cristal, Radio, Magnetofon, L₁, L₂, modul de manipulare va fi următorul:

- se introduce în una din mufele marcate din spatele aparatului primul semnal de microfon ce urmează a fi amplificat și prelucrat. În această situație se disting două cazuri:
 - a) când întrerupătorul corespunzător acestei intrări este pe poziție apăsat și avem un reglaj automat al amplificării funcție de nivelul de intrare;
 - b) când întrerupătorul acestei intrări nu este pe poziția apăsat și atunci reglajul nivelului se face manual prin intermediul potențimetrului ce se găsește deasupra acestuia;

În primul caz se introduce pe poziția apăsat cel de-al cincilea comutator din stânga panoului și se reglează prin potențimetrul corespunzător (potențimetrul de volum general microfoane), cât și din potențimetrul general de reglaj al nivelului (din mijlocul panoului frontal), în așa fel încât acul V.U.-metrului să nu depășească zona verde

În al doilea caz se păstrează poziția apăsat a celui de-al cincilea comutator și se reglează la fel ca în primul caz, în plus folosindu-se și comutatorul corespunzător microfonului selectat.

Odată stabilit nivelul de ieșire pentru acest semnal de microfon se procedează identic și pentru celelalte 3 intrări de microfon, obținându-se în final mixarea lor cu un nivel care să nu depășească zona verde a V.U.-metrului.

Pentru mixarea acestui lanț de semnale de microfon cu unul din cele 6 semnale de care se dispune: (P.U. magnetic, P.U. cristal, Radio, Magnetofon, L_1 , L_2) se procedează astfel:

- se scoate de pe poziția apăsător cel de-al cincilea întrerupător (de sub potențiometrul de reglaj al nivelului a lanțului de mixare și prelucrare a semnalului de microfon). În poziția “neapăsător”, întreg semnalul de microfon este pus la masă;
- se selectează semnalul dorit a fi mixat cu cel de microfon prin apăsarea butonului corespunzător;
- se apasă pe butonul de sub potențiometrul de reglaj al nivelului acestui al doilea program;
- se reglează din potențiometrul de deasupra acestui buton, cât și din potențiometrul general de volum nivelul de ieșire astfel încât acul instrumentului indicator să fie în zona verde;
- în final, se apasă pe întrerupătorul al cincilea din stânga panoului frontal, introducându-se semnalul mixat al celor 4 microfoane, reglându-se nivelul general în așa fel încât acul V.U.-metrului să nu intre în zona roșie.

Prelucrarea semnalelor mixate de microfon și a unui semnal din cele 6 intrări se face prin:

- apăsarea întrerupătoarelor care permit introducerea circuitelor corectoare în lanțurile respective;
- reglarea din potențioarele respective a frecvențelor înalte, joase, cât și a prezenței. Dacă la un astfel de reglaj acul V.U.-metrului trece în zona

roșie se reduce volumul din potențiometrul de reglaj al lanțului respectiv.

Prin introducerea unui semnal calibrat de la un generator de semnal se vor trasa caracteristicile de frecvență ale circuitelor de corecție de ton și de prezență. Caracteristicile vor fi trasate pentru pozițiile extreme ale potențioanelor, cât și pentru câteva poziții intermediare, vizualizându-se în același timp formele de undă la ieșire pe ecranul unui osciloscop. Caracteristicile de frecvență din aceeași familie se vor reprezenta pe același grafic.

LUCRAREA NR. 13
INFLUENȚA PARAMETRILOR ACUSTICI
ASUPRA PERFORMANȚELOR

Introducere

Atunci când o diafragmă vibrează în spațiu liber, se produc alternativ presiuni acustice pozitive și negative în fața și în spatele diafragmei. Întrucât difuzorul are o caracteristică omnidirecțională în joasă frecvență, apar anulări între presiunile negative și cele pozitive la aceste frecvențe.

Atunci când se dispune difuzorul într-o incintă se realizează separarea radiațiilor de față și de spate ale difuzorului, deoarece numai o față rămâne în contact cu mediul. Cele trei tipuri de incinte mai des întâlnite sunt: incinta închisă, incinta cu deschidere (bass-reflex) și incinta cu radiator pasiv.

În cele ce urmează ne vom ocupa de incinta cu deschidere (bass-reflex), cu referiri și la incinta închisă. Masa acustică a aerului din interiorul tubului și elasticitatea acustică a aerului din incintă formează un circuit rezonant. Dacă rezonanța e potrivit aleasă, sunetul radiat prin deschiderea tubului din interiorul incintei se poate adăuga la sunetul direct și astfel se poate îmbunătăți răspunsul în joasă frecvență al sistemului.

Sub frecvența de rezonanță a cutiei, presiunea acustică este foarte scăzută datorită interferențelor dintre sunetul direct și cel indirect.

Simularea folosind programul PSPICE

Un model generalizat de circuit analogic este prezentat în figura 13.1. Acest model este obținut prin reflectarea tuturor elementelor mecanice și electrice într-un circuit acustic. Curenții reprezintă debitul volumic și tensiunile reprezintă presiunea acustică. Acest model acoperă cazul incintelor închise și al celor cu deschidere (bass-reflex). Cazul incintei închise se obține prin $m_{A2} = m_{AT} + m_{AR2}$ și $R_{AT} = R_{AR2} = \infty$.

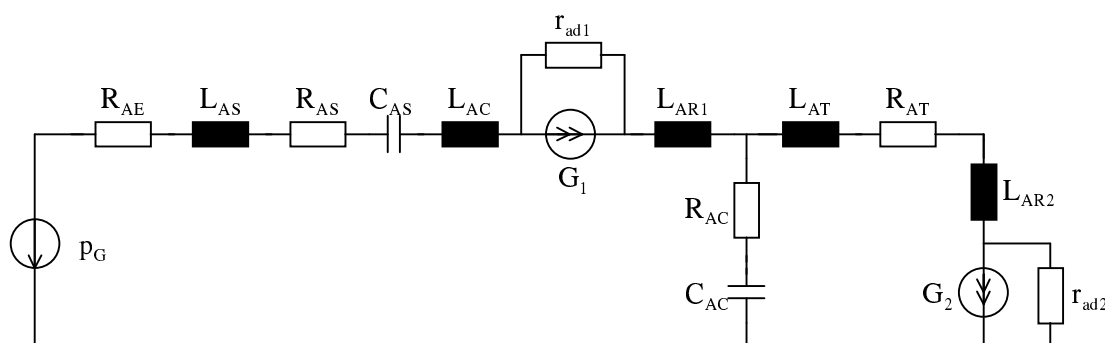


Figura 13.1. Modelul de circuit pentru incinta cu deschidere

Elementele de circuit reprezintă:

- p_G - sursa de presiune acustică de intrare;
- $R_{AR} = \frac{(Bl)^2}{(R_G + R_E) \cdot S_D^2}$ - rezistența acustică corespunzătoare pierderilor în partea electrică a difuzorului (unde R_E este rezistența de curent continuu a bobinei difuzorului, R_G - rezistența sursei, S_D - aria efectivă a bazei conului difuzorului, B - fluxul magnetic în întrefierul difuzorului, l - lungimea efectivă a conductorului bobinei ce intersectează fluxul);
- R_{AS} - rezistența acustică de pierderi datorată frecării în suspensii;
- C_{AS} - elasticitatea acustică a suspensiilor acustice;
- m_{AS} - masa acustică sistemului mobil (membrană, bobină, suspensii);
- m_{AR1} - masa acustică de radiație a diafragmei difuzorului;
- R_{AR1} - rezistența acustică de radiație;

- R_{AC} - rezistența acustică datorată pierderilor prin absorbție în incintă;
- $C_{AC} = \frac{\beta \cdot V_C}{\rho_0 \cdot c^2}$ - elasticitatea acustică a aerului închis în incintă (unde c este viteza sunetului în aer - 340m/s, ρ_0 - densitatea aerului - 1.293kg/m³ și β - o constantă reală ce depinde de materialul cu care se căptușește incinta);
- m_{AC} - masa acustică a cutiei;
- R_{AT} - rezistența acustică datorată pierderilor în tub;
- m_{AT} - masa acustică a tubului;
- m_{AR2} - masa acustică de radiație a tubului;
- R_{AR2} - rezistența acustică de radiație a tubului.

Masa acustică a tubului incluzând și masa acustică de radiație a tubului este dată de :

$$m_{A2} = m_{AT} + m_{AR2} = \frac{\rho}{S_2} \left(b + 1.7 \sqrt{\frac{S_2}{\pi}} \right)$$

unde S_2 este suprafața deschiderii tubului și b - lungimea tubului.

Rezonanța incintei este dată de $2 \cdot \pi \cdot f_C = \sqrt{\frac{1}{m_{A2} \cdot C_{AC}}}$ și este aleasă

aproape de frecvența de rezonanță a difuzorului în spațiu liber f_s depinzând de parametrii difuzorului și ai incintei și de răspunsul dorit.

Utilizarea modelului din figura 1 presupune o serie de aproximații:

1. Domeniul de frecvență de interes este sub frecvența limită a pistonului;
2. Interacțiunea mutuală între difuzor și debitul volumic prin deschidere poate fi neglijată;
3. Inductanța bobinei difuzorului L_E , respectiv C_{AE} (elasticitatea acustică echivalentă) poate fi neglijată.

Puterea acustică de ieșire a sistemului bass-reflex modelat cu circuitul din figura 1 este puterea disipată pe rezistențele R_{AR1} și R_{AR2} .

Pentru modelarea acestor rezistențe acustice care sunt date de:

$$R_{AR1} = R_{AR2} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \rho_0}{c} \cdot f^2 \quad (f - \text{frecvența}), \text{ am utilizat două surse de}$$

curent comandate în tensiune definite cu comanda LAPLACE.

Lucrarea de față folosește parametrii mecanici, acustici și electrici obținuți prin măsurări asupra unui difuzor “Electronica” R20036A cu 40VA putere nominală și 4Ω impedanță nominală. Apoi s-a încercat să se vadă influența diferiților parametri asupra puterii acustice de ieșire.

Influența elasticității acustice a aerului din incintă (C_{AC}) (de fapt a volumului incintei) este arătată în figura 13.2. Se poate observa cum puterea acustică de ieșire crește atunci când elasticitatea acustică a aerului din incintă scade, însă cu prețul micșorării lărgimii benzii de frecvență.

Influența masei acustice a tubului incluzând și masa acustică de radiație (de fapt a suprafeței deschiderii tubului și a secțiunii acestuia) este arătată în figura 13.3. Se poate observa cum puterea acustică de ieșire crește la scăderea masei acustice, cu același preț, al scăderii benzii de frecvență.

În figurile 13.4 și 13.5 se poate observa efectul modificării rezistențelor acustice ce modelează pierderile în incintă (absorbție) și în tub (frecări). Efectul asupra puterii acustice este același, în sensul scăderii puterii la creșterea rezistențelor.

Concluzii

Prin alegerea elasticității acustice a aerului din incintă și a masei acustice a tubului incluzând și masa acustică de radiație (în fapt, prin alegerea volumului incintei și a materialului de capitonare sau umplere a incintei, respectiv a dimensiunilor tubului, adică a suprafeței de deschidere a acestuia și a lungimii tubului) putem obține un răspuns putere acustică în

Lucrarea nr. 13 - Influența parametrilor acustici asupra performanțelor funcție de frecvență cât mai plat și o bandă de frecvență mare pentru sistemul bass-reflex.

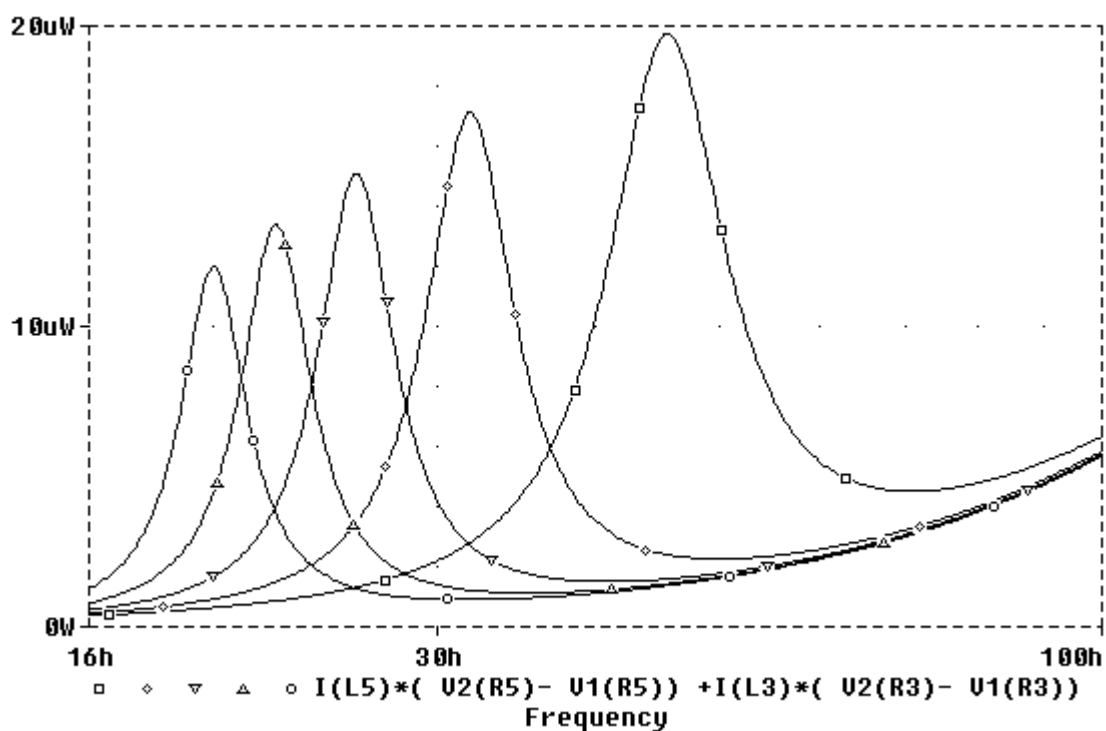


Figura 13.2. Influența lui C_{AC}

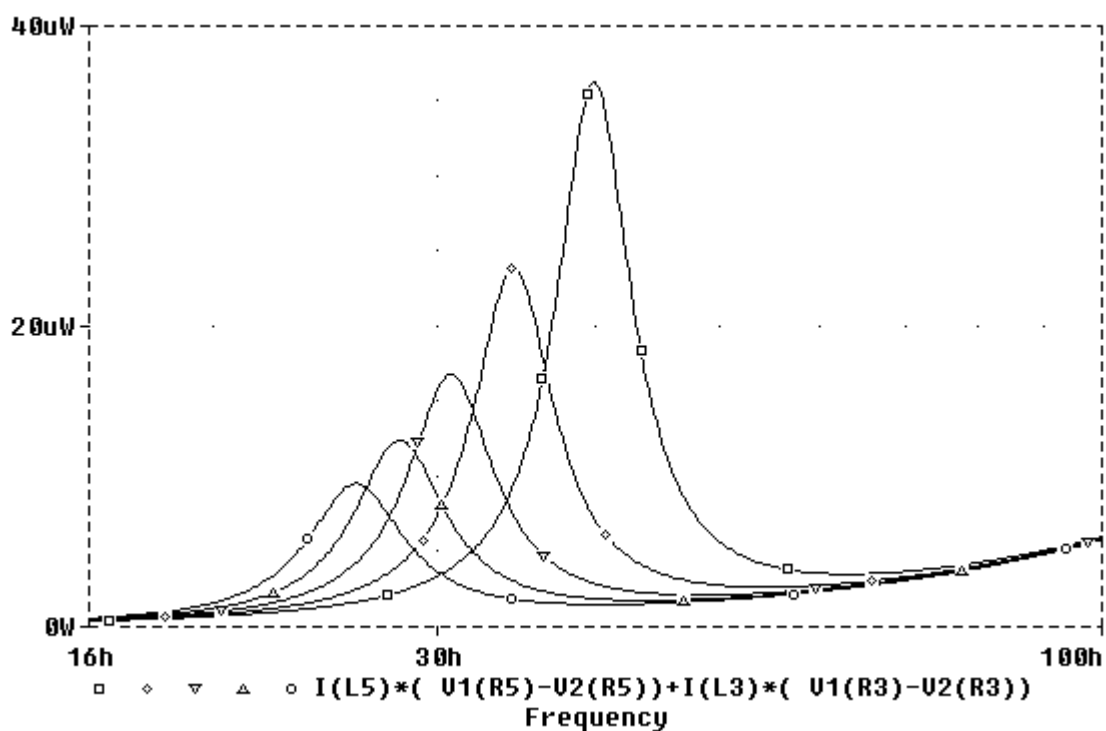


Figura 13.3. Influența lui m_{A2}

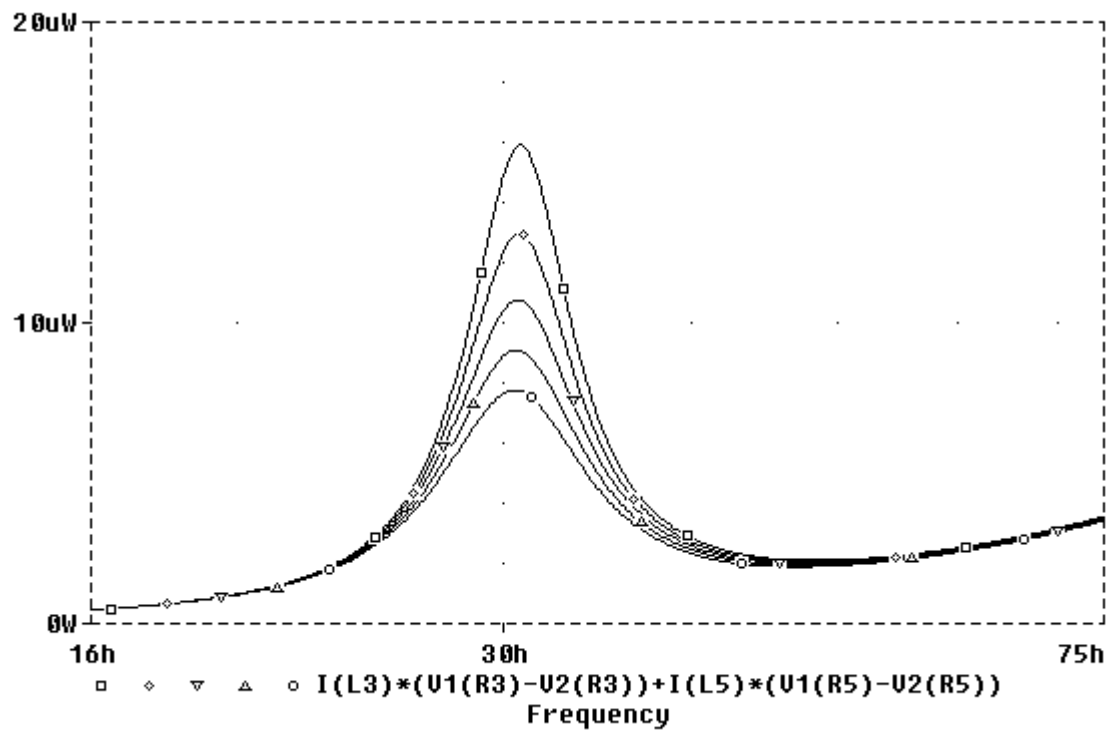


Figura 13.4. Influența lui R_{AC}

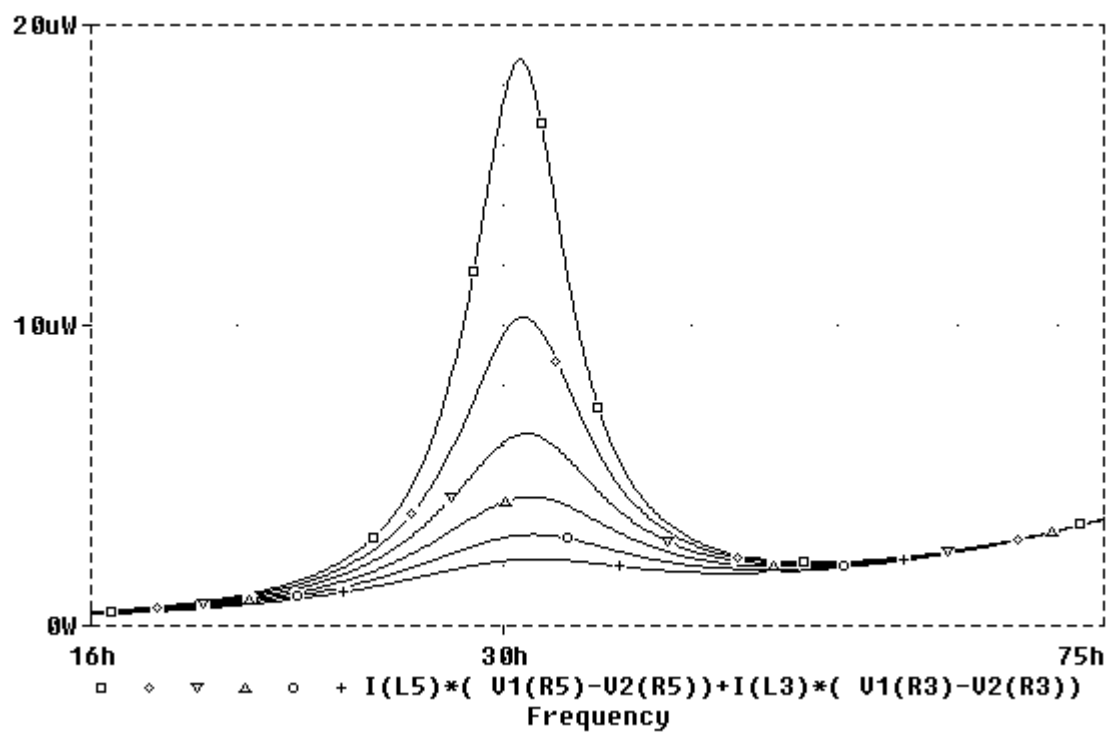


Figura 13.5. Influența lui R_{AT}

Fișierul circuit

```
*SIMULAREA INCINTEI CU DESCHIDERE (BASS-REFLEX)
V1 1 0 dc 0 ac 5 sin (0 0 500)
RAE 1 2 17K
RAS 2 3 13.68K
CAS 4 5 1.54u
LAS 3 4 13.4
LAC 5 6 2
**LAC 5 6 {X}
**.param X=2
**.step param X 0.1 5.1 0.5
G1 6 11 LAPLACE {V(6,11)}={-1/(0.0006*s*s+0.0000000000000001)}
Rsurs1 6 11 10000000000T
LAR1 11 7 2
**LAR1 11 7 {H}
**.param H=3
**.step param H 0.1 5.1 0.5
RAC 7 8 25
**RAC 7 8 {Y}
**.param Y=50
**.step param Y 50 500 50
CAC 8 0 1.07u
** CAC 8 0 {Z}
**.param Z=0.6u
**.step param Z 0.5u 2.5u 0.5u
LAT 7 9 25
** LAT 7 9 {W}
**.param W=15
**.step param W 15 35 5
RAT 9 10 100
** RAT 9 10 {W}
**.param W=50
**.step param W 50 1600 300
LAR2 10 12 0.01
G2 12 0 LAPLACE {V(12,0)}={-1/(0.0006*s*s+0.0000000000000001)}
Rsurs2 12 0 10000000000T
.ac dec 500 16 600;
.probe V(11,6) V(0,12) I(Lar1) I(Lar2)
.end
```

Simularea folosind programul AkAbak

AkAbak este un program de simulare profesională a rețelelor electro-mecano-acustice realizat de J.W. Panzer & Partner. Este special realizat pentru analiza și proiectarea sistemelor cu difuzoare, simulând întregul sistem, de la generatorul de semnal până la punctul de ascultare: filtre, difuzoare, rețele acustice, elemente radiante și mediul înconjurător.

AkAbak este un program pentru sistemul de operare Windows 3.1, necesitând 4 Mbiți pe disc și 4 Mbiți de RAM. Interfața prietenoasă face ca introducerea elementelor în sistem să se facă foarte ușor, aproape toate calculele necesare fiind realizate de program în mod automat. Fiind realizat pentru simularea circuitelor acustice, elementele uzuale: difuzoare, incinte, radiatoare, filtre electrice pentru difuzoare, sunt foarte ușor de introdus având modelele predefinite.

Programul disponibil în laborator este o variantă demonstrativă. Toate facilitățile programului sunt funcționale însă valorile numerice care pot fi introduse sunt limitate. Se pot utiliza doar valorile: 30, 40, 45, 60, 90, 120, 180, 1.414, 0.707 și puteri ale numerelor 0, 1, 2, 5. Acest lucru reduce drastic valoarea practică a programului însă acesta rămâne un excelent material didactic.

Pentru introducerea unui difuzor de joase sunt necesare următoarele mărimi: f_{0s} - frecvența de rezonanță a difuzorului liber, Q_{es} - factorul de calitate electric, Q_{ms} - factorul de calitate mecanic, R_e - rezistența electrică a difuzorului, L_e - inductanța difuzorului, V_{as} - elasticitatea acustică echivalentă a aerului din incintă, V_b - volumul incintei, Q_b/f_b - factorul de calitate al incintei, f_b - frecvența de rezonanță a deschiderii (bass-reflex), dD - diametrul bazei conului difuzorului.

Lucrarea nr. 13 - Influența parametrilor acustici asupra performanțelor

Toți acești parametri pot fi ușor determinați practic prin măsurători asupra unui difuzor (vezi lucrarea 7.)

Vom prezenta în continuare rezultatele simulării unui difuzor de joase caracterizat de $f_{os}=50\text{Hz}$, $Q_{es}=0.5$, $Q_{ms}=1.0$, $R_e=5\Omega$, $L_e=1\text{mH}$, $dD=10\text{cm}$, excursia maximă $\xi_{\max}=5\text{mm}$.

Deoarece programul prevede numai posibilitatea utilizării difuzoarelor în incinte, pentru a putea simula difuzorul liber vom considera difuzorul pus într-o incintă cu volumul $V_b=1000\text{m}^3$. Rezultatele simulării sunt cele prezentate în figura 13.6 (presiunea acustică) și figura 13.7 (puterea acustică totală).

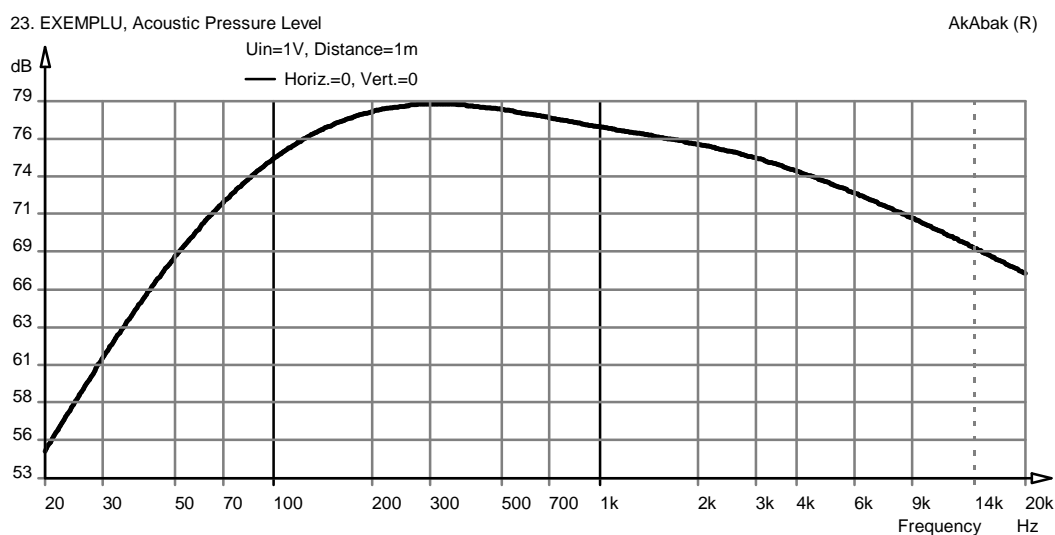


Figura 13.6. Presiunea acustică la incidență normală, la distanța de 1 m, tensiune de semnal 1V

Puterea acustică totală la o anumită frecvență se obține ținând cont de undele sonore emise în față de difuzor, pe un front de undă semisferic, luând în calcul și caracteristica de directivitate a difuzorului. Astfel se explică căderea mai bruscă la frecvențe înalte a puterii acustice totale (la frecvențe mari și unghiuri de incidență diferite de 0 directivitatea este mult redusă).

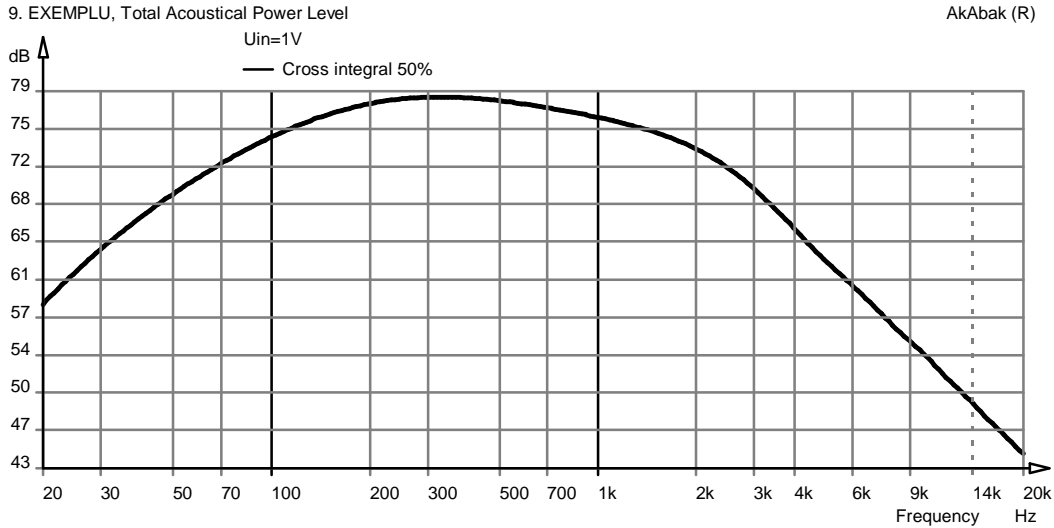


Figura 13.7. Puterea acustică totală, tensiune de semnal 1V

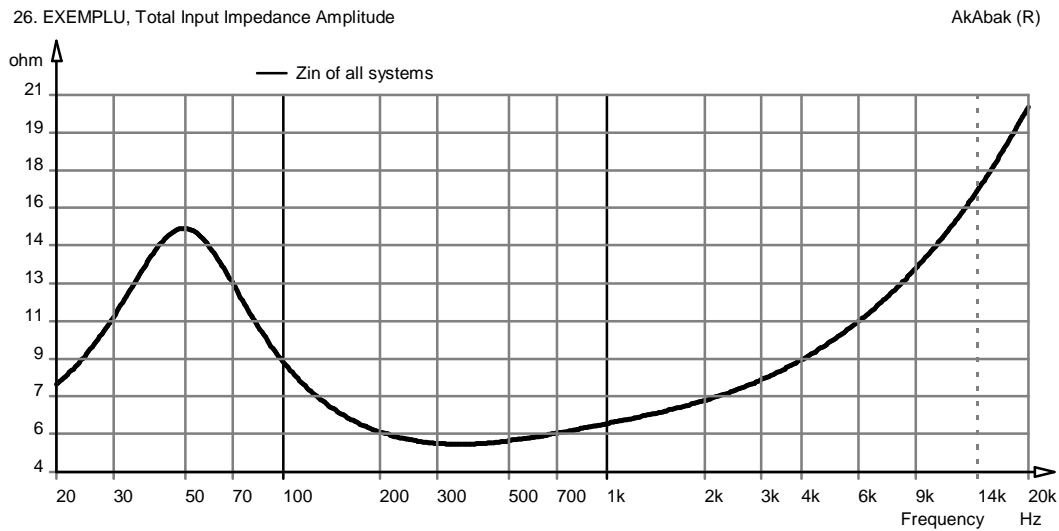


Figura 13.8. Impedanța de intrare a difuzorului liber

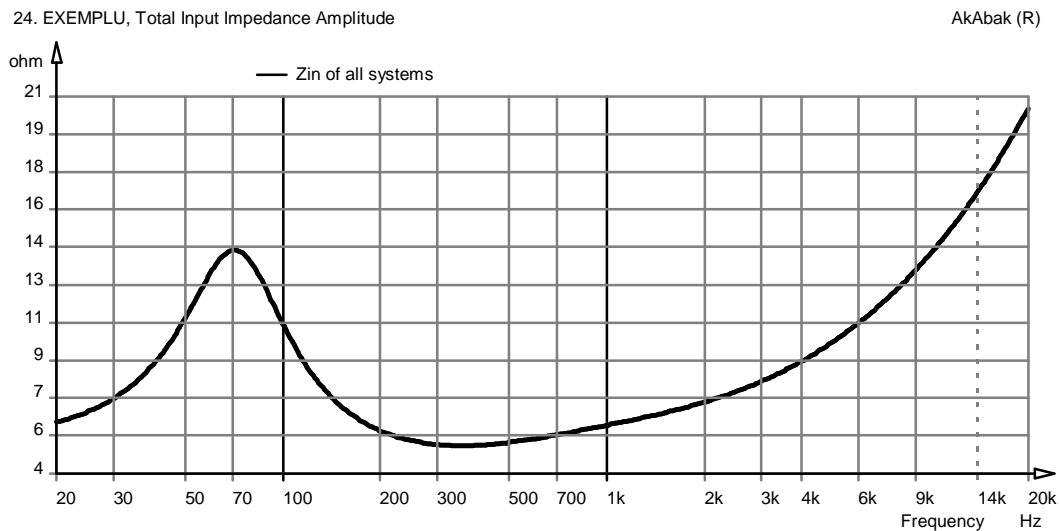


Figura 13.9. Impedanța de intrare a difuzorului în incintă cu $V_b=10\text{dm}^3$

Lucrarea nr. 13 - Influența parametrilor acustici asupra performanțelor

În figura 13.8. se poate observa variația impedanței de intrare, observându-se rezonanța la 50Hz (vezi și lucrarea 7). În cazul în care montăm difuzorul într-o incintă cu volumul $V_b=10\text{dm}^3$. Se observă mutarea rezonanței la o frecvență mai mare ($\approx 70\text{Hz}$ - figura 13.9).

Vom analiza în continuare cazul aceluiași difuzor, montat însă într-o incintă cu deschidere. Volumul incintei rămâne la valoarea $V_b=10\text{dm}^3$ și se practică o deschidere corespunzătoare unei frecvențe de rezonanță $f_b=60\text{Hz}$ (permisă de program și apropiată de frecvența de rezonanță a difuzorului liber).

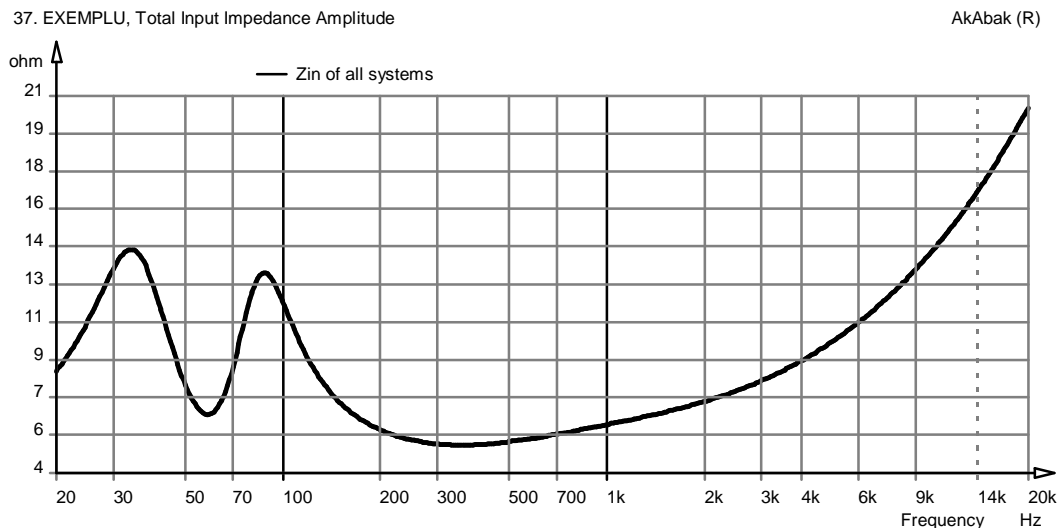


Figura 13.10. Impedanța de intrare a sistemului bass-reflex

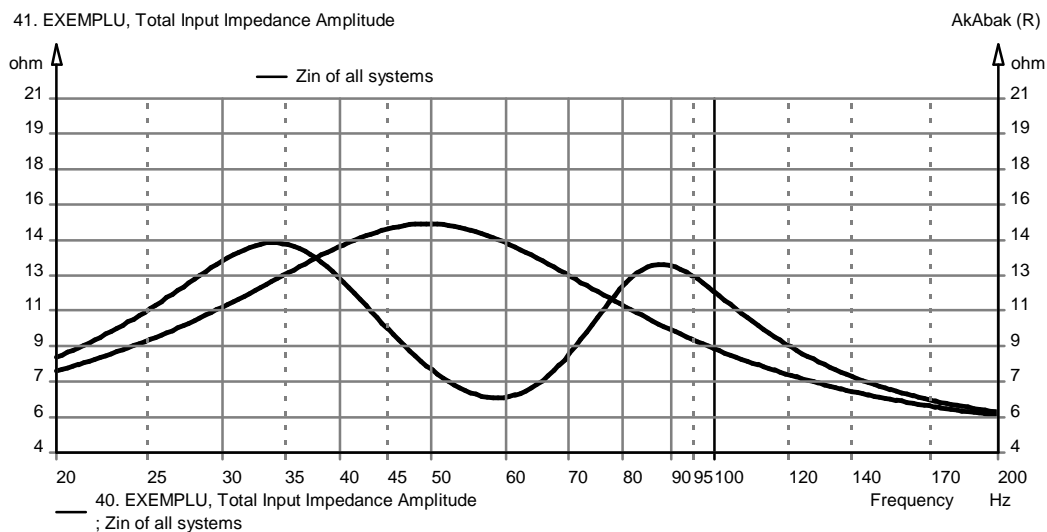


Figura 13.11. Rezonanțele pentru bass-reflex și pentru difuzorul liber

Se prezintă în figura 13.10 impedanța de intrare a difuzorului montat în incinta cu deschidere observându-se cele două maxime prevăzute în teorie. În figura 13.11 sunt suprapuse rezonanțele apărute în graficul impedanței de intrare pentru difuzorul liber și pentru difuzorul montat în incinta cu deschidere.

În continuare se prezintă caracteristica de frecvență a presiunii acustice la distanța de 1m, incidență normală (figura 13.12) și a puterii acustice totale (figura 13.13 - cu aceeași observație ca în cazul figurii 13.7), ambele pentru o tensiune de semnal de 1V.

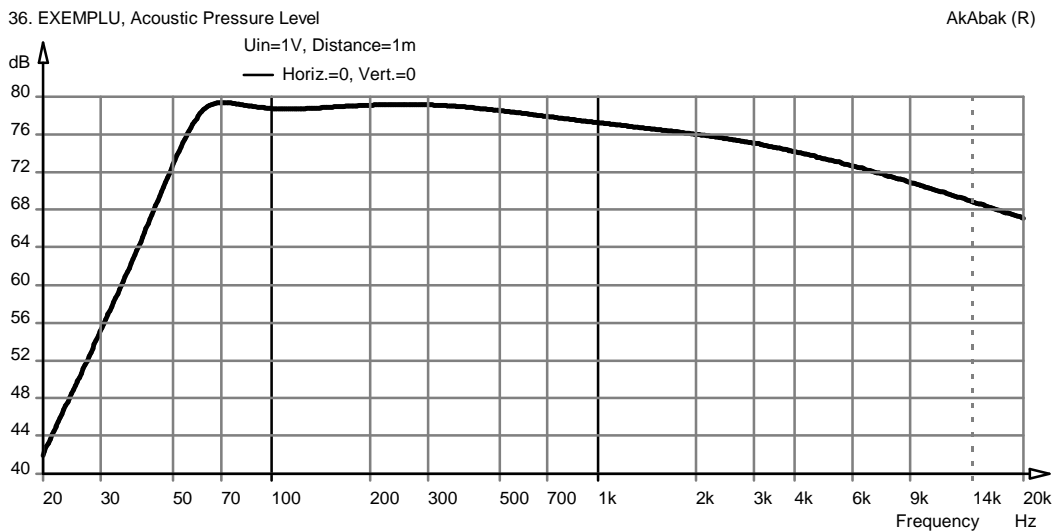


Figura 13.12. Presiunea acustică asigurată de sistemul bass-reflex



Figura 13.13. Puterea acustică totală a sistemului bass-reflex

În figura 13.14 putem observa îmbunătățirea răspunsului la frecvențe joase în cazul utilizării sistemului bass-reflex, caracteristică care constituie avantajul ce duce la utilizarea extinsă a acestei incinte.

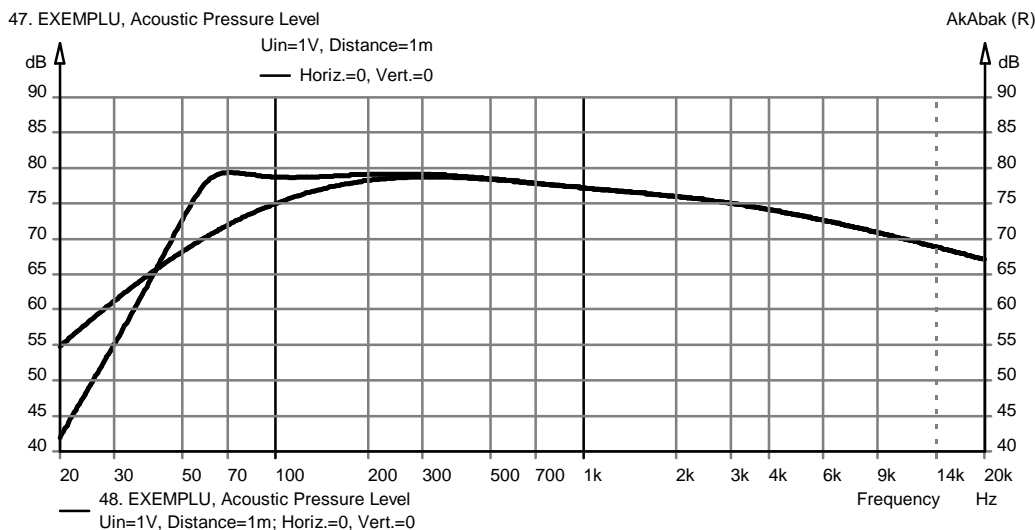


Figura 13.14. Îmbunătățirea răspunsului la joasă frecvență în cazul utilizării sistemului bass-reflex

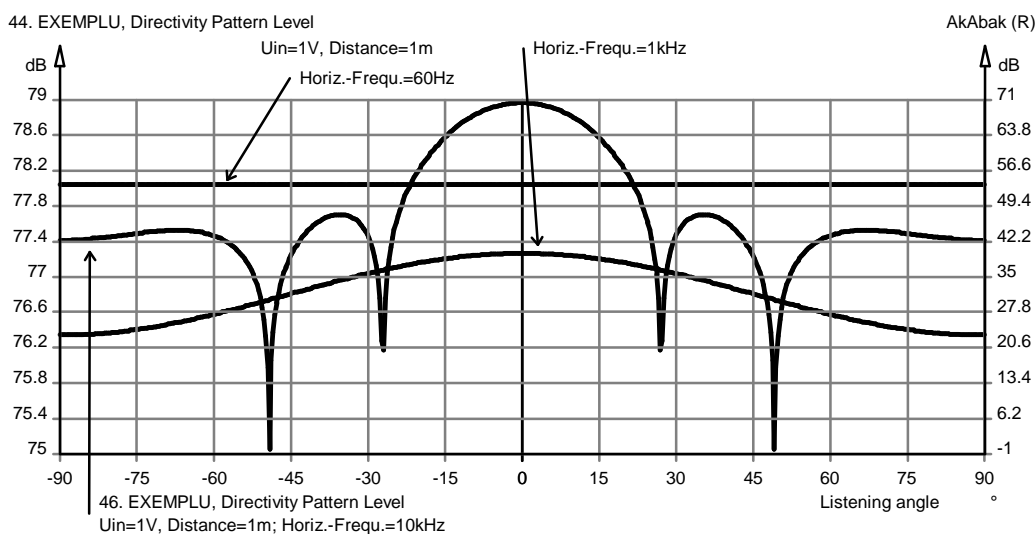


Figura 13.15. Caracteristici de directivitate ale sistemului bass-reflex

Deoarece am menționat importanța caracteristicii de directivitate pentru calculul puterii acustice totale vom prezenta caracteristica din figura 13.15. Se observă comportarea omnidirecțională a difuzorului la frecvențe joase (60Hz). La frecvențe medii (1KHz) efectul este destul de redus însă la frecvențe înalte (10KHz) se obțin valori ale presiunii acustice mult

redate (ordonata corespunzătoare este cea din dreapta, valorile nivelului fiind mult mai mici), având poli pentru anumite unghiuri de incidență.

În final vom prezenta cazul simulării unui sistem complex, ce conține un difuzor de joase (“woofer”), unul de frecvențe înalte (“tweeter”) împreună cu filtrele de separație corespunzătoare, montate într-o incintă cu deschidere. Pentru acest sistem vom prezenta caracteristica de frecvență a puterii acustice totale (figura 13.16) și a presiunii acustice (figura 13.17). Vom prezenta de asemenea caracteristicile de intrare a impedanțelor celor două difuzoare, ca o justificare a utilizării celor două difuzoare la domenii de frecvență diferite (figura 13.18).

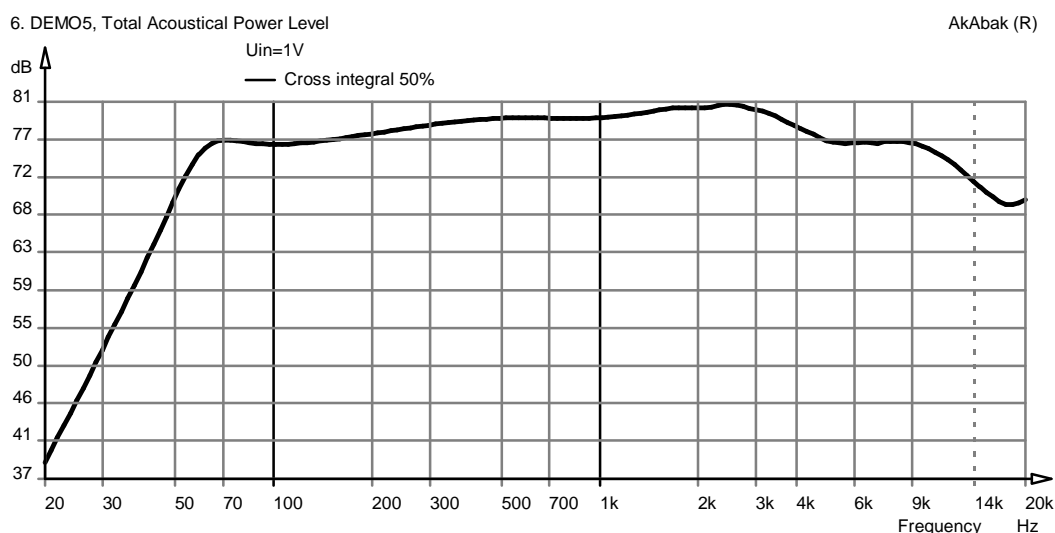


Figura 13.16. Caracteristica de frecvență a puterii acustice totale

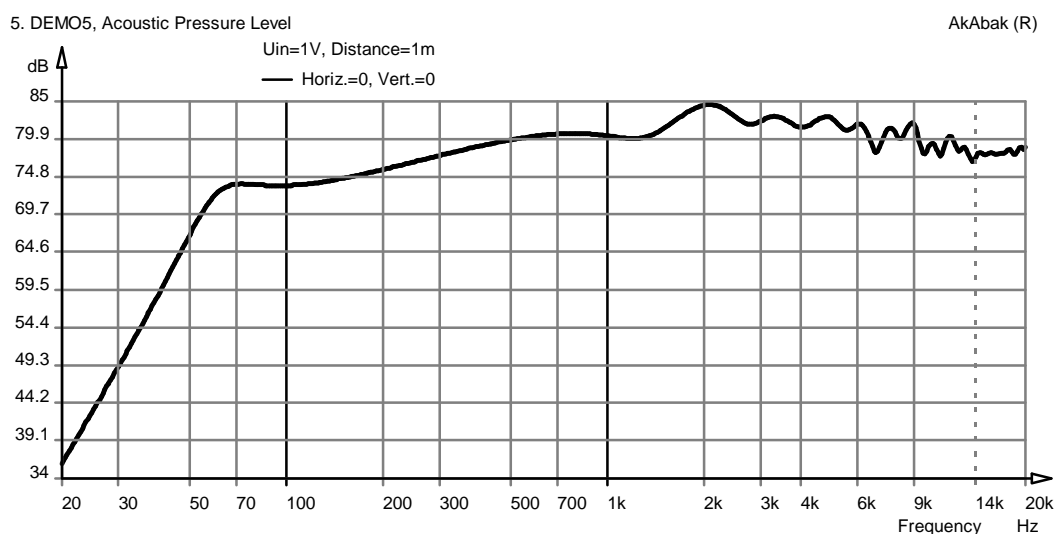


Figura 13.17. Caracteristica de frecvență a presiunii acustice (distanța 1m)

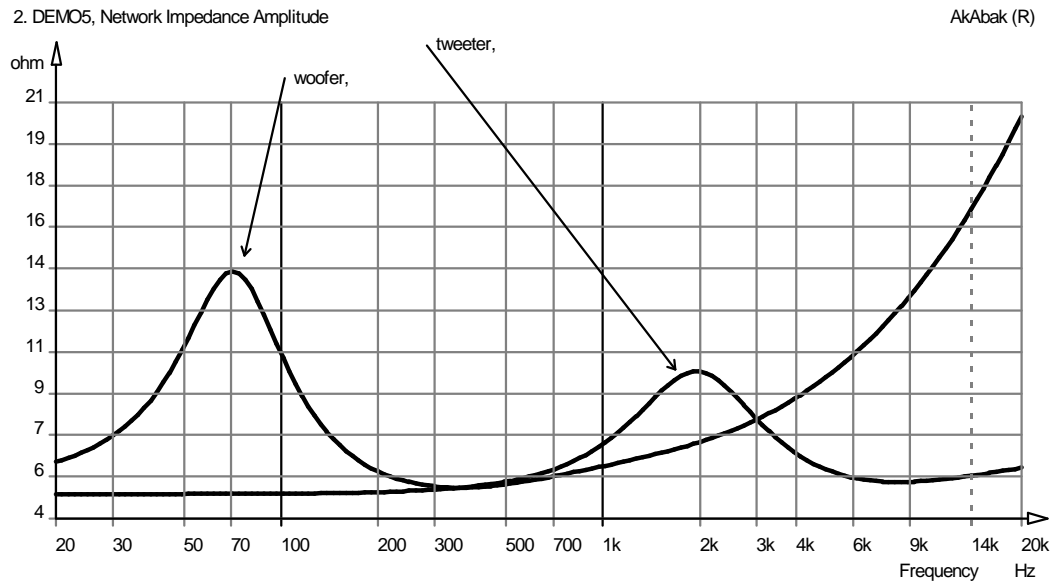


Figura 13.18. Impedanțele de intrare ale celor două difuzoare

Prezentăm în continuare fișierul sursă (script), remarcându-se simplitatea descrierii unui sistem destul de complex.

|Diffraction of finite baffle with
|width and height 20cm x 50cm

|Simulation e.g.: Sum/Acoustic Pressure

```
Def_BassUnit 'B1'
fs=50Hz Vas=10L
Qms=1 Qes=0.5 Re=5ohm Le=1mH
dD=10cm dD1=2cm tD1=1cm fp=2000Hz
Xmss=5mm
Vb=10L Qb/fo=0.1
```

```
Def_Speaker 'S1'
dD=2cm tD1=5mm |Convex Dome
t1=2mm fp=10kHz
fs=2kHz Mms=0.5g
Qms=1 Qes=1 Re=5ohm Le=50uH
```

```
System 'woofer'
BassUnit Def='B1'
Node=1=0
x=0 y=-10cm z=0 HAngle=0 VAngle=0
```

WEdge=20cm HEdge=50cm

Filter

fo=5kHz

{b0=1; |Changed in contrast to documentation
a2=1; a1=1.414214; a0=1; }

System 'tweeter'

Speaker Def='S1'

Node=1=0

x=0 y=0 z=0 HAngle=0 VAngle=0

WEdge=20cm HEdge=50cm

Filter

fo=5kHz

{b2=1;
a2=1; a1=1.414214; a0=1; }

Concluzii

Prin simulările prezentate se poate verifica funcționarea unui sistem bass-reflex observându-se obținerea comportării prevăzute de teorie, în sensul îmbunătățirii comportării la frecvențe joase. Se poate observa de asemenea ușurința utilizării acestui program pentru analiza unui sistem destul de complex. Descrierea se face în destul de puține instrucțiuni, la scrierea cărora programul AkAbak contribuie cu niște “asistenți” foarte ușor de folosit.

LUCRAREA NR. 14

SISTEME DE REDUCERE A ZGOMOTULUI

SISTEMUL DOLBY

Sistemele complementare de reducere a zgomotului prelucrează semnalul atât la înregistrare, cât și la redare. La înregistrare se face o compresie a semnalului, reducându-se nivelele mari. La redare are loc o prelucrare inversă atenuându-se nivelele mici. În felul acesta este redus zgomotul fără să se afecteze spectrul semnalului. Din această categorie fac parte sistemele Dolby, HIGH-COM (creat de firma Telefunken), ANRS (JVC), dbx (dbx incorporated), Super D (Sanyo), Adress (Toshiba), etc.

Vom prezenta în continuare în detaliu sistemul Dolby. Creșterea raportului semnal-zgomot al înregistrării după un procedeu de compresie la înregistrare și extensie la redare este ilustrată în diagrama din figura 14.1. Se observă o creștere cu circa 6÷10 dB.

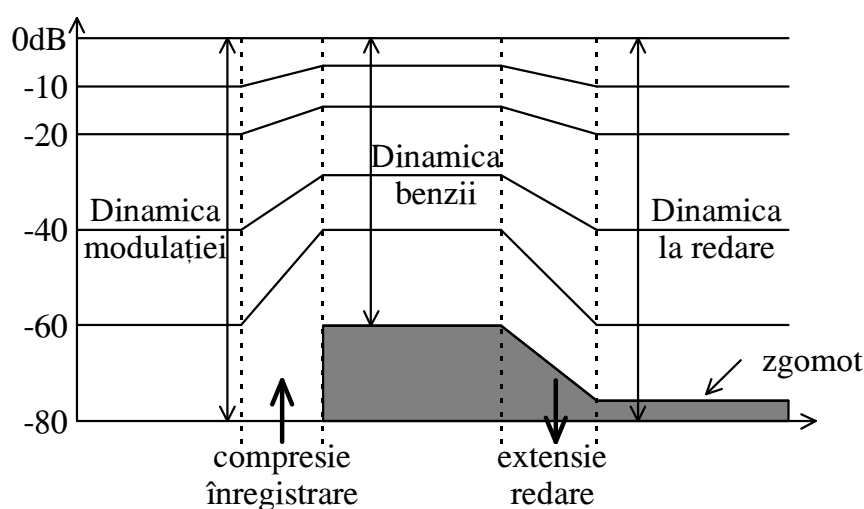


Figura 14.1. Dinamica sistemelor de reducere a zgomotului cu compresie la înregistrare și extensie la redare

Unul din sistemele de reducere a zgomotului bazat pe compandarea neliniară selectivă este sistemul Dolby B. Acesta lucrează în domeniul 300÷18000 Hz și produce o ameliorare a raportului semnal-zgomot de 8÷10dB. Modul în care are loc expandarea semnalelor medii-înalte funcție de nivelul lor este reprezentat în figura 14.2.

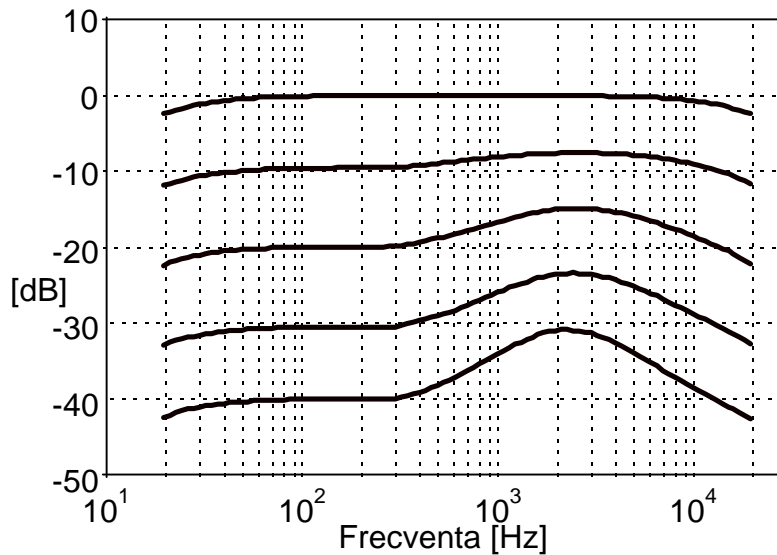


Figura 14.2. Algoritmul Dolby

Mărirea semnalului de intrare este maximă pentru nivel minim și frecvențe înalte (unde zgomotul este mai important). Prelucrarea semnalelor în acest mod poate fi urmărită pe schemele bloc din figurile 14.3a și 14.3b.

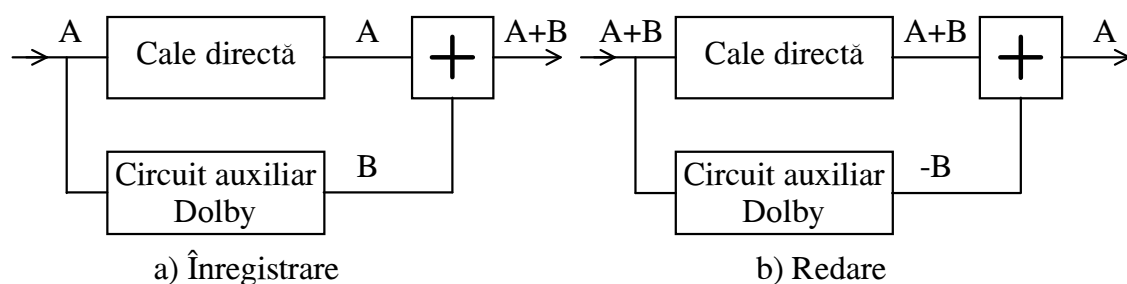


Figura 14.3. Schema bloc a sistemului Dolby

Semnalul original ce trebuie înregistrat se aplică pe o cale pe o cale directă, care realizează o amplificare uniformă, unui sumator (semnalul A). În același timp un circuit auxiliar selectează componentele cu amplitudine

Lucrarea nr. 14 - Sisteme de reducere a zgomotului- Sistemul Dolby mică și frecvență mare, notat semnalul B, și se aplică aceluiași sumator. Se va înregistra pe bandă semnalul A+B.

La redare semnalul va fi aplicat tot pe două căi: una directă, care va furniza sumatorului semnalul A+B, și una echipată cu un circuit auxiliar, care va furniza semnalul -B. La ieșire se va obține semnalul original A cu zgomot redus.

Circuitul auxiliar se compune, după cum se observă din figura 14.4, dintr-un filtru trece sus F_1 , eliminându-se componentele de frecvență joasă ale semnalului audio util. Semnalul ce conține numai componente medii-înalte este apoi aplicat unui nou filtru trece sus F_2 . Acesta are atenuarea în bandă comandată în funcție de nivelul semnalelor medii-înalte (A_2 redresor, integrator). Astfel, la nivele mari tensiunea la ieșirea integratorului este mare și blochează filtrul F_2 , la ieșirea amplificatorului A_1 semnalul fiind nul. Semnalele mici cu frecvențe înalte determină deschiderea acestui filtru și se obține la ieșire semnalul B.

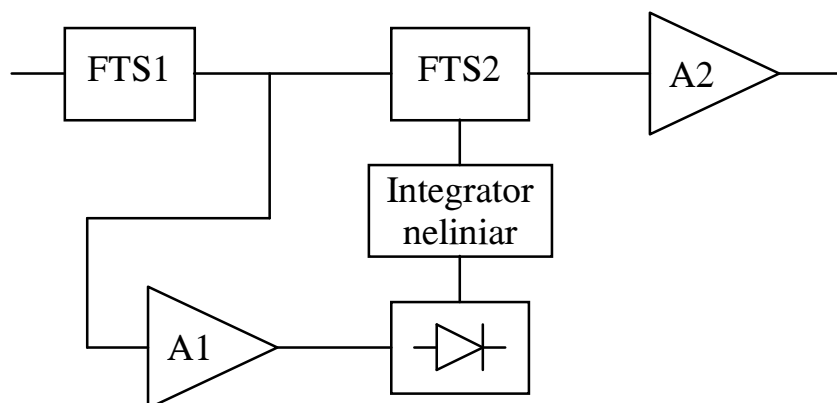


Figura 14.4. Schema bloc a circuitului auxiliar

Amplificatorul de redare trebuie reglat la nivelul de referință și caracteristica de frecvență cu o bandă etalon. Se pun probleme de compatibilitate a înregistrărilor.

Schema bloc completă a sistemului Dolby B este prezentată în figura 14.5, iar schema electrică generală în figura 14.6.

Performanțele tipice ale schemei electrice prezentate sunt următoarele:

- curent maxim absorbit (varianta stereo): 60mA;
- reducerea zgomotului: $\geq 10\text{dB}$;
- nivelul de limitare, deasupra nivelului Dolby stabilit: 16.5dB;
- raport semnal-zgomot: $\geq 66\text{dB}$;
- distorsiuni maxime: $\text{THD} \leq 0.1\%$.

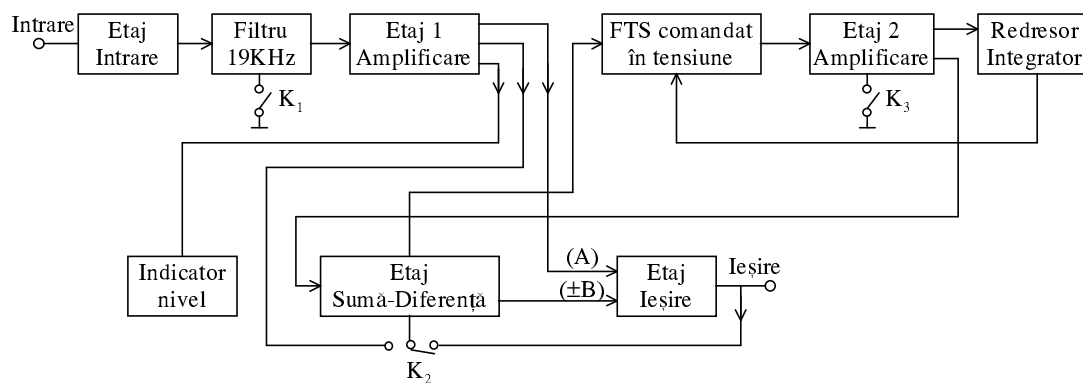


Figura 14.5. Schema bloc completă a sistemului Dolby

Etajul de intrare conține tranzistorul T_1 și are următoarele funcțiuni:

- asigură adaptarea dintre impedanța de ieșire a sursei de semnal și impedanța de intrare;
- adaptarea de impedanță la filtrul de 19KHz (adică o impedanță de ieșire scăzută);
- realizarea unei amplificări inițiale a semnalului în scopul compensării atenuării introduse de filtrul de 19KHz;
- posibilitatea reglajului de nivel al semnalului audio util în scopul stabilirii nivelului optim de prelucrare.

Semnalul audio util amplificat de către etajul de intrare este preluat din colectorul tranzistorului T_1 și prin intermediul bobinei L_1 , aplicat filtrului de 19KHz. El a fost prevăzut în scopul eliminării componentelor de frecvență ultrasonoră din spectrul sursei de semnal audio util.

Datorită acestui fapt, conectarea în lanțul blocurilor funcționale a filtrului de 19KHz (acționarea comutatorului K_1 pe poziția 1-2) este obligatorie atunci când sursa semnalului audio util destinat înregistrării poate prezenta componente de frecvență ultrasonoră. Filtrul de 19KHz este realizat înseriind $L_1 C_6$ cu $L_2 C_5 C_7$. Caracteristica filtrului este prezentată în figura 14.7.

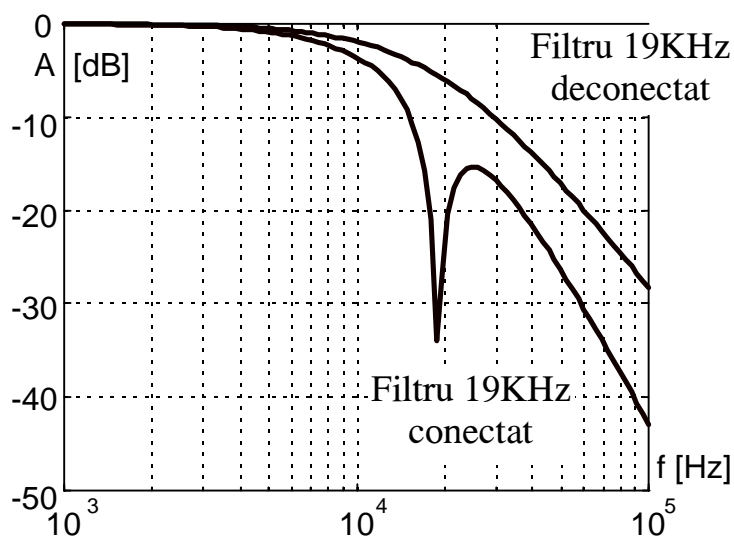


Figura 14.7. Caracteristicile filtrului de 19 KHz

Se observă că acțiunea filtrului începe de la frecvența de 15 KHz. Se obține o atenuare de 30dB la 19KHz și de circa 20 dB la 38 KHz (atenuarea semnalului stereo pilot care ar putea apare de la un radioreceptor).

Totodată, în zona benzii de frecvență 80-100KHz (proprie curentului de premagnetizare de la un magnetofon sau casetofon) atenuarea furnizată de filtru este de circa 40dB.

Filtrul de 19 KHz poate fi demontat din montaj atunci când sursa semnalului audio util nu deține componente de frecvență ultrasonoră (de exemplu semnalul audio furnizat de pick-up). Deconectarea filtrului se realizează acționând comutatorul K_1 pe poziția 2-3.

Semnalul audio util este preluat de la ieșirea filtrului prin intermediul condensatorului C_4 și este aplicat etajului de amplificare A_1 . Acesta conține tranzistoarele T_2 și T_3 și este proiectat pentru următoarele funcțiuni:

- amplificare foarte mare în întreaga bandă, amplificare limitată în final de o buclă de reacție negativă ($A = \frac{R_{11}}{R_{12}}$);
- impedanță de ieșire redusă;
- distorsiuni în banda audio minime.

Etajul de amplificare A_1 compensează atenuarea semnalului audio util introdusă de filtrul de 19 KHz, asigurând în același timp nivelul tensiunii prevăzute pentru prelucrarea optimă (numit nivel Dolby) care are valoarea de 580 mV (punctul M din schema electrică). Reglajul semnalului audio util la acest nivel se face cu ajutorul potențiometrului R_1 . În acest scop se urmărește indicația VU-metrelor proprii blocului indicator de nivel.

Partea de semnal audio care urmează a fi adăugat sau scăzut din semnalul inițial, în scopul prelucrării acestuia conform algoritmului Dolby, este generată de filtrul trece sus comandat în tensiune (FTSCT). Banda de trecere a FTSCT este reglementată inițial de un filtru trece sus de tip RC, format din R_1 , C_{11} și C_{14} . Frecvența de tăiere a acestui filtru trece sus este de 1.5 KHz. Să presupunem inițial lipsa lui C_{12} . Rezistența R_1 formează împreună cu rezistența drenă-sursă r_{ds} a tranzistorului T_4 (de tip FET) un atenuator comandat în tensiune. Tensiunea de comandă a acestui atenuator se obține de la blocul redresor integrator. Fără o tensiune continuă de comandă aplicată pe grila lui T_4 sau la nivele foarte mici de tensiune, r_{ds} are valori de ordinul a $2 \div 10 M\Omega$ (practic infinită). În acest caz, atenuatorul $R_1 - r_{ds}$ nu lucrează. Semnalele de frecvență înaltă trec nemodificate, amplificate ulterior de amplificatorul de tensiune A_2 și participă cu adăuție sau subtracție la semnalul audio inițial în funcție de modul de lucru al sistemului (expansiune sau compresie).

Să luăm acum în considerație și efectul plasării lui C_{12} în parale cu R_{13} . În această situație, C_{12} formează împreună cu r_{ds} un al doilea filtru trece sus cu pantă variabilă, comandat în tensiune. Odată cu creșterea tensiunii de comandă pe grila lui T_4 , determinată de o creștere a frecvenței semnalului audio util, combinată de cele mai multe ori cu creșterea nivelului acestuia, caracteristicile de funcționare ale FTSCT se modifică. Frecvența de tăiere crește (de la valoarea de 1.5KHz), iar în același timp atenuarea lui scade. Modul în care sunt modificate caracteristicile de funcționare ale FTSCT, în funcție de frecvența semnalului audio inițial este prezentat în figura 14.8. Acest mod de lucru este foarte important , deoarece se evită activarea filtrului FTSCT de către semnalele de nivel mediu și frecvență înaltă. Acest lucru are ca rezultat evitarea modulării semnalului audio util de nivel mic și frecvență înaltă, deci posibila modulație de zgomot numită efect “brething”.

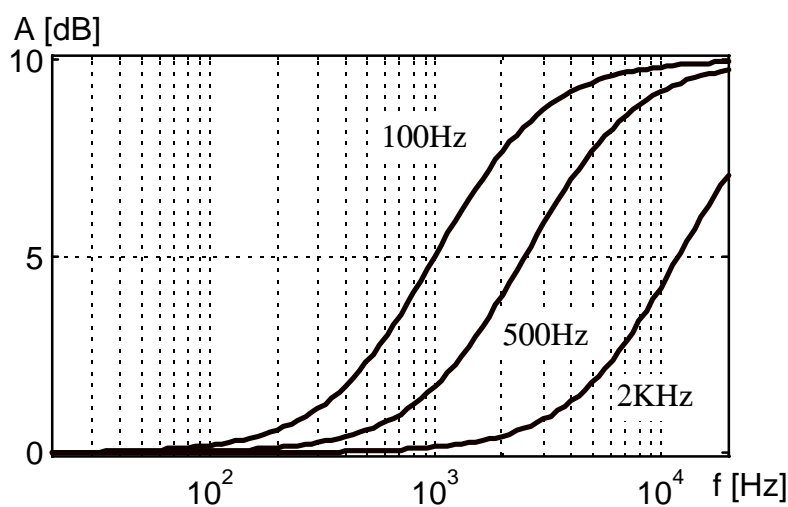


Figura 14.8. Reducerea zgomotului la diverse frecvențe

În același timp, diagramele din figura 14.8 reprezintă reducerea zgomotului în prezența semnalului audio util de frecvență medie. Eficiența de lucru a sistemului este de circa 10dB/octavă, iar modul de lucru al FTSCT complet reflectă totodată imunitatea sistemului la modulația de zgomot.

Polarizarea tranzistorului cu efect de câmp T_4 este asigurată de grupul $D_1 R_1 R_{17} D_2 R_{18}$. D_1 (diodă Zener PL8V2) are rolul de a stabiliza suplimentar tensiunea destinată polarizării lui T_4 . D_2 este introdusă pentru evitarea polarizării accidentale inverse a lui T_4 și pentru sporirea stabilității termice a sistemului. Reglajul tensiunii de polarizare se realizează cu potențiometrul R_{17} . Prin intermediul R_{13} și R_{14} , potențialul static al sursei lui T_4 este identic cu cel al drenei, deci T_4 lucrează ca o rezistență comandată în tensiune.

Prin intermediul lui C_{16} semnalul audio este transmis blocului amplificator de tensiune A_2 (în baza lui T_5). Acesta conține tranzistoarele T_5 și T_6 , amplasate în configurație de dublet super-G. Funcțiile blocului sunt următoarele:

- amplificarea semnalului audio prelucrat, în vederea prelucrării după algoritmul Dolby;
- furnizarea către blocul redresor-integrator a semnalului audio prelucrat, de diferite nivele de tensiune, în vederea obținerii semnalului de comandă pe grila lui T_4 , din FTSCCT.

Datorită blocului de reacție negativă (prin R_{20}) amplificarea foarte mare a blocului A_2 este reglementată de raportul $\frac{R_{22}}{R_{20}}$ la o valoare de 12÷18dB. Diodele D_3 și D_4 limitează amplitudinea semnalului audio prelucrat B la 0.6V. R_{26} liniarizează caracteristicile de funcționare ale diodelor D_3 și D_4 în zona de blocare.

Prin intermediul grupului R_{24} - C_{19} semnalul prelucrat de FTSCCT este aplicat blocului redresor-integrator, care conține tranzistorul T_7 . Amplificarea în blocul redresor-integrator (circa 38dB) a semnalului ce urmează a fi integrat este reglementată de raportul $\frac{R_{29}}{R_{31}}$. Acest bloc

determină funcționarea dinamică a blocului FTSCCT, practic funcționarea sistemului Dolby în regim continuu de lucru. Datorită acestui fapt, blocului redresor-integrator i se impun o serie de cerințe funcționale deosebit de importante:

- evitarea modulației de produs a semnalului audio prelucrat (B) datorită schimbărilor rapide ale tensiunii continue care se obține în urma procesului de redresare-integrare, destinată a fi aplicată pe grila lui T_4 ;
- minimizarea regimului tranzitoriu de suprasarcină datorat unor semnale de frecvență înaltă cu durată foarte scurtă și amplitudine mare ce ar deranja funcționarea FTSCCT.

Deoarece primul considerent impune o constantă de timp mare a circuitului integrator, iar al doilea o constantă de timp mică, singura soluție este folosirea unei constante de timp ce depinde de rata de schimbare și frecvența semnalului audio prelucrat. În acest scop s-a prevăzut grupul R_{33} - C_{25} ce determină o constantă de timp mică circuitului redresor, care sesizează astfel foarte rapid micile schimbări de amplitudine ale semnalului audio prelucrat. Totodată, constanta de timp de circa 100ms a circuitului integrator R_3 - C_{26} este de ajuns de mare pentru prevenirea modulației de proces audibile a semnalului prelucrat.

Pentru variații mari și rapide ale semnalului audio s-a amplasat în circuitul integrator grupul D_6 - R_{35} . Tensiunea de pe C_{25} crește, în această situație, mai rapid decât tensiunea de pe C_{26} , ca urmare dioda D_6 intră în stare de conducție și astfel constanta de timp generală a circuitului redresor-integrator se reduce de la 100ms la circa 1ms. Între aceste două situații extreme R_4 determină, până la deschiderea lui D_6 , încărcarea lui C_{26} .

În mod curent, funcționarea în regim tranzitoriu este reglementată de constanta de timp variabilă a blocului redresor-integrator. Pentru regimuri

de suprasarcină foarte rapide (amplitudine mare și durată foarte scurtă), la care blocul redresor-integrator nu poate răspunde suficient de repede, s-a prevăzut limitarea semnalului audio prelucrat, furnizat de blocul A_2 , prin amplasarea la ieșirea acestuia (după grupul R_{25} - C_{20}) a grupului de diode D_3 - D_4 . Ele limitează valoarea semnalului ce a depășit amplitudinea maximă stabilită cu circa 2dB peste cea normală. Doar în această situație pot apărea distorsiuni ale semnalului audio (de maxim 1%), dar durează doar 1÷2ms.

Analizând modul de prelucrare al semnalului furnizat de blocul redresor-integrator, se observă că, din punct de vedere al componentei alternative, aceasta se preia din emitorul lui T_7 (din divizorul de tensiune R_{30} - R_3). Acest aranjament a fost ales pentru ca semnalul "alternativ", variabil, amplificat pe grila lui T_4 să fie totdeauna ca valoare jumătate din semnalul alternativ aplicat pe drenă. În acest fel distorsiunile ce ar putea apărea la funcționarea ca rezistență comandată în tensiune a lui T_4 (în special armonica a 2-a) sunt reduse la minimum ($THD \leq 0.5\%$).

Funcția de compandor a sistemului Dolby este asigurată de etajul sumă diferență. În funcție de varianta de lucru aleasă (expansiune sau compresie) acest etaj realizează adăuția sau subtracția semnalului audio prelucrat (B), furnizat de etajul amplificator de tensiune A_2 , la semnalul audio inițial (A).

În figura 14.9a este prezentată schema bloc a circuitului de adăuție Dolby, iar în figura 14.9b cea a circuitului de subtracție. Se observă că pentru adăuție este necesară operația de însumare, care presupune semnalele A și B în fază. Pentru subtracție, semnalul B este scăzut din semnalul A, ambele fiind în fază sau, echivalent, semnalul B se însumează cu semnalul A, B fiind în opoziție de fază față de A. Acest procedeu implică folosirea unei bucle de reacție negativă. S-a ales soluția ca în momentul adăuției

semnalele A și B să fie în fază, iar în momentul subtracției să fie în opoziție de fază.

O modalitate simplă de a evita amplasarea unui bloc funcțional schimbător de fază în cazul subtracției este realizarea schimbării de fază a semnalului audio rezultat în urma prelucrării (adiție sau subtracție) după etajul de însumare (etajul final). În acest fel printr-o simplă acționare a comutatorului K_2 se realizează algoritmul de compandare Dolby. Inversorul de fază (care este chiar etajul final) poate rămâne permanent în circuit și totodată face parte din bucla de reacție negativă în fază doar în momentul subtracției Dolby (figura 14.9c).

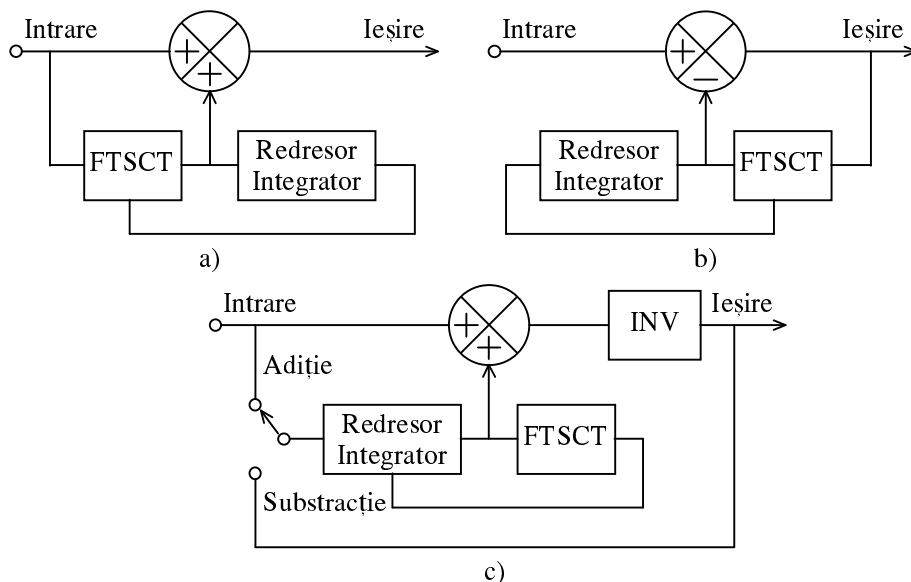


Figura 14.9. Funcționarea blocului sumă diferență: a) aditie Dolby;

b) subtracție Dolby; c) compandare Dolby

De la blocul sumă-diferență, prin intermediul R_4 și R_{47} , semnalul audio prelucrat conform algoritmului Dolby se aplică etajului de ieșire (prin intermediul C_1). Acesta conține T_9 și T_{10} și are următoarele funcțiuni:

- efectuează schimbarea de fază a semnalului audio prelucrat după algoritmul Dolby;
- realizează o impedanță de ieșire scăzută, în scopul adaptării cu ușurință la impedanța de intrare a blocurilor funcționale din magnetofon

(casetofon). T_9 este amplasat într-o configurație de repetor pe emitor. Amplificarea generală a etajului de ieșire este relementată de raportul

$$\frac{R_{51} + R_{52}}{R_{48}}.$$

Blocul de măsură conține amplificatorul operațional $\beta M3900$, amplasat într-o configurație de redresor fără prag. Reglajul nivelului de 0dB se face pentru o tensiune aplicată la intrarea blocului de măsură, de 580mv (400Hz), prin acționarea semireglabilului R_{42} .

Pentru realizarea montajului se folosesc componente electrice de cea mai bună calitate, verificate fiecare înainte de plantarea pe plăcuța de cablaj. Montajul se poate realiza în varianta stereo sau cuadro. Toate tranzistoarele sunt din categoria celor cu zgomot redus, cu factor de amplificare în curent $h_{12E} \geq 200$. Tranzistorul T_7 are un factor de amplificare $h_{12E} \geq 450$. Ca indicatoare optice de nivel tip VU-metre se folosește un microampermetru de $200\mu A$ cap de scală.

Modul de lucru

Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune stabilizată și foarte bine filtrată de 15V. Reglajele încep prin măsurarea tensiunii punctelor de funcționare statică a fiecărui etaj. Măsurătorile se fac după ce inițial s-au pus la masa montajului cele două intrări (prin ștrapare). Dacă valorile măsurate diferă de valorile menționate ale tensiunilor specificate în schema electrică generală cu mai mult de 3%, se reverifycă montajul și eventual se înlocuiește componenta defectă.

După verificarea tensiunilor pentru fiecare etaj funcțional, se trece la efectuarea reglajelor propriu-zise:

- Reglarea nivelului de 0 dB al VU-metrelor;

- Reglajul filtrului de 19KHz;
- Reglajul pentru funcționarea montajului după algoritmul Dolby.

Reglajul nivelului de 0dB se face pentru fiecare canal informațional S și D, aplicând la intrarea montajului o tensiune alternativă de circa 600mV cu frecvența de 400Hz, de la un generator de semnal cu forma de undă dreptunghiulară. În situația inițială cursorul potențiometrului R_1 este la masa montajului, iar filtrul de 19KHz este dezactivat (K_1 pe poziția 2-3). Se mărește treptat tensiunea acționând cursorul potențiometrului R_1 , având grijă ca acul VU-metrului să nu depășească capul de scală. Pentru acest lucru se acționează cu atenție cursorul potențiometrului R_{42} . În momentul în care în punctul M tensiunea a atins nivelul de 580mV (nivelul Dolby) se acționează cursorul potențiometrului R_{42} astfel încât VU-metrul să indice 0dB. După aceste reglaje cursorul potențiometrului R_{42} se fixează cu o picătură de vopsea.

Reglajul filtrului de 19KHz se face aplicând la intrarea montajului un semnal sinusoidal de circa 200mV cu frecvența 19KHz. Se mărește amplitudinea semnalului acționând cursorul potențiometrului R_1 , comutatorul K_1 fiind pe poziția 2-3. În momentul în care VU-metrul indică 0dB se acționează K_1 pe poziția 1-2 (filtrul de 19 KHz activat) și se reglează miezul bobinei L_2 până când indicația voltmetrului prezintă o valoare minimă (o atenuare de circa 30 dB). Reglajul pentru celălalt canal informațional este similar. Miezul bobinei L_2 se rigidizează de asemenea cu o picătură de vopsea.

Reglajele pentru funcționarea montajului conform algoritmului Dolby constau în realizarea unei aditii sau substrații de semnal astfel încât montajul să prezinte caracteristicile similare cu cele prezentate în figura 14.2. Pentru acest lucru este suficient ca la o anumită frecvență, pentru un semnal electric de un anumit nivel să fie realizată aditia sau substrația

Dolby conform caracteristicilor de transfer proprii acestui sistem. Valorile componentelor electrice ale montajului sunt calculate astfel încât în întreaga bandă audio montajul respectă algoritmul Dolby. Pentru efectuarea reglajelor s-a ales frecvența semnalului de 5KHz. Analizând diagramele din figura 14.2 se observă că pentru un semnal electric ce prezintă o atenuare de 40dB față de nivelul de referință (580mV), adiția sau substracția Dolby are valoarea de 10 dB.

Înainte de orice intervenție în montaj acesta se scoate de sub tensiune, pentru a nu provoca un scurtcircuit accidental. Reglajul constă în următoarele operații:

1. Se pune la masa montajului (prin ștrapare cu conductor scurt) grila T_4 ;
2. Se acționează comutatorul K_3 pe poziția “închis” (semnalul de adiție sau substracție eliminat), iar K_2 pe poziția record;
3. Se comută K_1 pe poziția 2-3 (filtrul de 19 KHz dezactivat);
4. Se acționează potențiometrul semireglabil R_{17} în așa fel încât tensiunea măsurată față de masa montajului în sursa lui T_4 să fie maximă;
5. De la generatorul de semnal sinusoidal se aplică o tensiune cu frecvența de 5KHz la intrarea montajului, astfel încât în punctul de test 1 să se obțină o tensiune de 17.5mV. Concomitent se notează valoarea tensiunii apărută în punctul de test 2;
6. Se deschide K_3 și se acționează semireglabilul R_{20} pentru a se obține în punctul de test 2 o tensiune mai mare cu 10 ± 0.25 dB decât cea măsurată inițial. Se notează și această a doua valoare;
7. Se îndepărtează conductorul care scurtcircuitază grila lui T_4 la masă și se acționează R_{17} astfel încât în punctul de test 2 să se obțină o tensiune mai mică cu 2 ± 0.25 dB decât a doua valoare măsurată (conform punctului 6);

8. Se scurtcircuitază la masa montajului grila lui T_4 și se verifică reparația în punctul de test 2 a valorii tensiunii măsurate inițial;
9. În final se îndepărtează conductorul care scurtcircuitază (pentru efectuarea reglajelor menționate anterior) grila lui T_4 .

Reglajele se fac cu atenție, utilizând pentru măsurători un voltmetru electronic (impedanța de intrare de circa $1M\Omega$). Conectarea sistemului Dolby în magnetofon se face ca în figura 14.10.

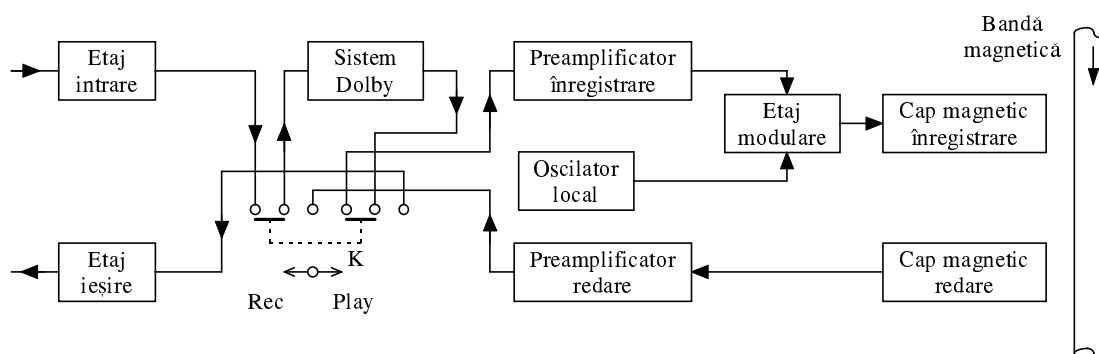


Figura 14.10. Conectarea sistemului Dolby în magnetofon

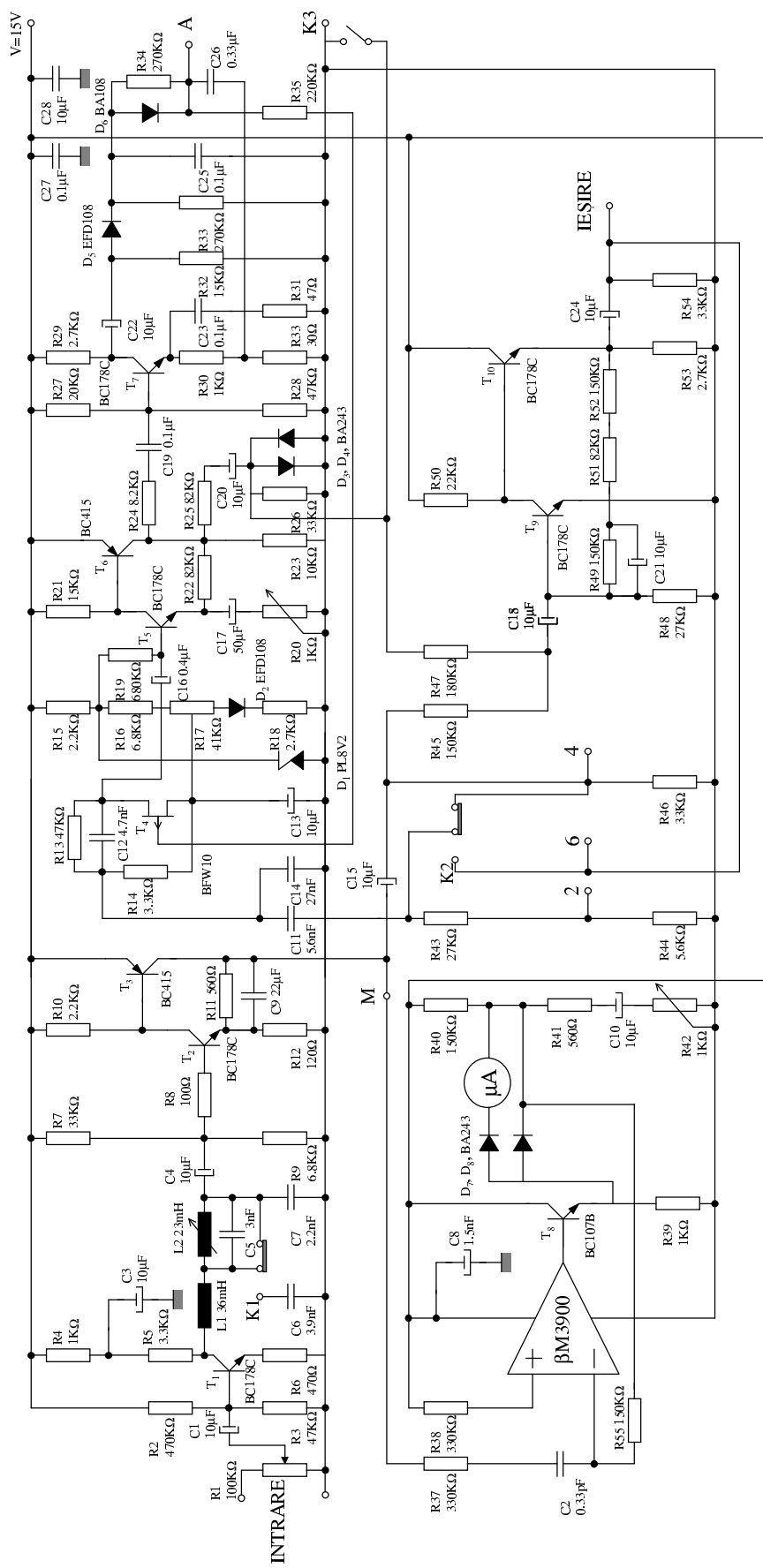


Figura 14.6. Schema electrică generală a sistemului Dolby