

К. т. н. инж. ДИМИТЪР ФОГЕВ ПОПАНЕВ

КОНСТРУИРАНЕ НА ОЗВУЧИТЕЛНИ ТЕМА

ДЪРЖАВНО ИЗДАТЕЛСТВО
"ТЕХНИКА"
СОФИЯ, 1984

В книгата са разглеждани конструкции на озвучителни тела, които не се произвеждат от радиопромишлеността ни, но могат да се реализират с български високоговорители, и то така, че да осигуряват висококачествено звуковъзпроизвеждане. Описани са най-важните параметри на високоговорителите и е разглеждана основната теория и методите за конструиране на разделителните филтри. Изяснена е съвременната теория на основните въпроси на озвучителните тела със затворен обем, с фазонинвертори и с пасивна мембрана. Разглеждани са също и произвеждателите от нашата промишленост озвучителни тела с оглед на реализирането им в домашни условия. Всички озвучителни тела са дадени с конкретни размери и препоръки, необходими за изпълнението им, включително и за оформянето на външния им вид.

Книгата е предназначена за специалисти — конструктори на радиоелектронна апаратура, за подготвени радиолюбители и за всички, които се интересуват от висококачествено звуковъзпроизвеждане.

Завършващ елемент на съвременните звуковъзпроизвеждащи системи са озвучителните тела. Елементната база и схематехническите решения на съвременните електронни апаратури от състава на звуковъзпроизвеждащите системи са на достатъчно високо ниво, за да осигурят неизкривено обработване на електрическите сигнали, съответстващи на дадена звукова панорама. Озвучителните тела трябва да възпроизвеждат звуковата панорама също без изкривявания. Какъв смисъл има да се създават сложни и скъпи електронни апаратури с много високи качества ни показатели, ако озвучителните тела внасят достатъчно големи изкривявания? Затова в последно време се полагат големи усилия за усъвършенстване на озвучителните тела — техните параметри трябва да бъдат достатъчно високи, за да не компрометират електронната апаратура и да осигурят високо качество на възпроизвеждането.

Подобряването на качествените показатели на озвучителните тела се осъществява главно по два пътя — чрез подобряване на казателите на високоговорителите и чрез усъвършенстване на акустичното оформление на озвучителните тела. Със създаването на специални високоговорители, които възпроизвеждат само една част от звуковия спектър, бе направен качествен скок. Усъвършенстването на тези високоговорители е един непрекъснат процес.

Дълго време се произвеждаха само озвучителни тела със затворен обем. Създадени бяха двуенцови, триенцови, четиринцови озвучителни тела, при които, благодарение на специалните високоговорители, бе постигната достатъчно равномерна честотна характеристика и малки изкривявания. Честотният обхват в областта на високите честоти бе разширен достатъчно над 20 kHz, за да се осъществят възпроизвеждане с висока яркост. Остана нерешен въпросът за възпроизвеждането на сигналите с ниска честота. Въпреки използването на нискочестотни високоговори-

тели с много голяма гъвкавост на окачването, при което се резлизира т. нар. *въздушно окачване* на трептящата система на високочувствителен към затворения обем, за добро възпроизвеждане на сигналите с ниска честота трябва да се използват озвучителни тела, които имат недопустимо за домашните условия голям обем. Появи се озвучителното тяло с фазоинвертор, при което съществуват условия за значително подобряване ефективността на преобразуването на сигналите с ниска честота при приемлив за жилищните размери обем. С цел разширяване на честотния обхват в областта на ниските честоти бе конструирано и озвучителното тяло с пасивна мембрана (пасивен излъчвател, пасивен радиатор). Основната теория за единен анализ на трите вида озвучителни тела бе създадена сравнително скоро и все още не е достатъчно популярна.

С тази книга авторът си е поставил две основни цели. Първата е да популяризира основните изводи от единната теория за анализ на озвучителните тела със затворен обем, озвучителните тела с фазоинвертор и с пасивна мембрана, необходими при тяхното проектиране. Втората цел е да опише редица озвучителни тела, в които се използват предимно български високочувствителни и които може да се реализират в домашни условия. Всъщност втората цел е продължение на първата, защото при проектирането на озвучителните тела е използвана разгледаната основна теория, а това е най-добрият начин за нейното популяризиране.

Авторът изказва своята благодарност на рецензентите проф. К. Г. Н. инж. Иван Вълчев и н. с. инж. Пламен Кнатов, както и на научния редактор инж. Емилия Алканова за проявеното старание при рецензирането и редактирането на книгата, с което доприноса за значителното и подобряване.

С благодарност ще бъдат признати всички бележки и препоръки, които читателите изпратят на адреса на издателството.

ГЛАВА ПЪРВА ЕЛЕКТРОДИНАМИЧНИ ВИСОКОЧУВСТВИТЕЛИ

1.1. ОПРЕДЕЛЕНИЕ И КЛАСИФИКАЦИЯ

Високочувствителите са електроакустични преобразуватели, произвеждащи да се получат акустични трептения в резултат на въздействието на електрически сигнали. Те са предназначени да излъчват в пространството акустична мощност в областта на честотите от звуковия спектър, т. е. от 20 Hz до 20 kHz. В последно време се забелязва тенденция за създаване на високочувствители, които да излъчват акустична мощност и извън областта на звуковия спектър, по-специално в областта на високите честоти до 120 kHz.

Високочувствителите преобразуват електрическата енергия в механична. В зависимост от начина на преобразуване те се разделят на електромагнитни, електродинамични, електростатични (кондензаторни), пиезоелектрични и термомойни. В апаратурата за звуко-възпроизвеждане и в електроакустичните системи за озвучаване на открити и на закрити пространства се използват предимно електродинамични високочувствители поради техните експлоатационни и технико-икономически предимства. В последно време във висококачествените битови акустични системи намират приложение пиезоелектричните и електростатичните високочувствители за възпроизвеждане на сигналите с честота и над 20 kHz.

В зависимост от начина, по който се осъществява връзката между трептящата система на високочувствителя и пространството, в което се възбужда звуково поле, се различават: *високочувствители с директно излъчване*, чийто трептяща система е свързана непосредствено с пространството, в което се възбужда звуково поле или се намира в самото звуково поле; *рулонни високочувствители*, чийто трептяща система е свързана с пространството, в което се възбужда звуково поле, посредством акустичен рупор.

При разглеждане на основните технически параметри на високочувствителите се използват някои специфични геометрични понятия, които трябва да бъдат уточнени, преди да се дефинират самите параметри.

Излъчващи отвор на високоговорителите — частта от равнината, в която се осъществява връзката между излъчващия високоговорител и създаването от него звуково поле.

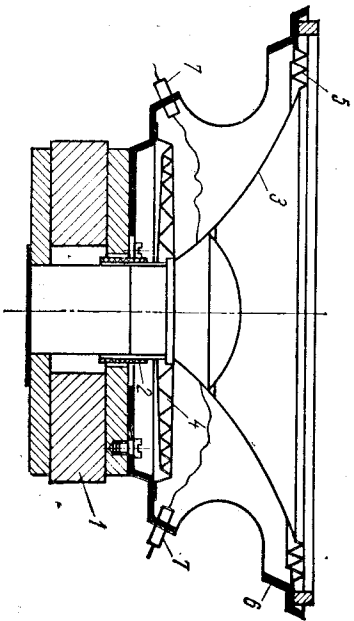
Работен център на високоговорителите — точката, от която се измерва разстоянието от високоговорителя до слушателя или до измервателния микрофон. Това обикновено е геометричният център на симетрия на излъчващия отвор.

Работна ос на високоговорителите — правата, която минава през работния център на високоговорителя. Тя е перпендикулярна на равнината на излъчващия отвор.

1.2. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ НА ЕЛЕКТРОДИНАМИЧНИТЕ ВИСОКОГОВОРИТЕЛИ

На фиг. 1.1 е даден напречен разрез на електродинамичен високоговорител с директно излъчване. Той е изграден от магнитна система 1, звукова бобина 2, мембрана 3, трептилка 4, гънки (го-фър) 5, корпус (шаси) 6 и изводи 7.

Магнитната система създава постоянно магнитно поле. През проводника на звуковата бобина протича променливият ток на въздействащия сигнал, който ще се преобразува. От взаимо-



Фиг. 1.1

действието на тока с постоянното магнитно поле възниква електродинамичната сила, която привежда в движение звуковата бобина, респ. трептилната система. Възникналата електродинамична сила F съответствува точно на електрическият сигнал само ако

звуковата бобина непрекъснато обхваща един и същи по големина магнитен поток Φ :

$$F = Bli \equiv ki, \quad (1.1)$$

където $k = Bl$ е коефициент на електромеханичната връзка, B — средната стойност на магнитната индукция за цялата височина на звуковата бобина, а l — дължината на проводника на звуковата бобина.

Мембраната е здраво залепена към звуковата бобина и трепти заедно с нея, при което създава в околното пространство звуково поле. Създаденото звуково поле ще съответствува точно на електродинамичната сила F , а следователно и на въздействащия сигнал само при условие, че мембраната трепти като твърдо тяло и не проявява собствени резонанси. Трептилната центрова звуковата бобина в работната въздушна межнина на магнитната система. Гънките служат за окачване на мембраната към корпуса на високоговорителя и заедно с трептилната осигуряват (позволяват) на трептилната система движение с една степен на свобода по направление на оста. В повечето случаи гънките и мембраната са един детайл. Корпусът е предназначен за закрепване на всички части на високоговорителя и за закрепване на самия високоговорител към устройството в което ще се вгражда. С изводите се осъществява електрическата връзка на източника на напрежение със звуковата бобина. На една от изводните клемми или в непосредствена близост до нея се означава поларитетът на високоговорителя (обикновено със знак + или с цветна точка). Ако към изводите на високоговорителя се включи източник на постоянно напрежение, като към извода + се свърже положителният му полюс, мембраната трябва да се придвижи напред по посока на излъчването. Поларитетът на високоговорителя има голямо значение в случаите, когато два или повече високоговорители създават общо звуково поле в един и същи честотен обхват.

От гледна точка на механиката трептищата система на високоговорителя в обхвата на ниските честоти е механична трептищата система с една степен на свобода и със следните съсредоточени параметри: gm — активно механично съпротивление, дължащо се на активните механични загуби и излъчването; m — обща маса, включваща и масата на присъединения при трептенето въздух; cm — гъвкавост на окачване на системата, определена от гъвкавостта на гънките и на трептищата.

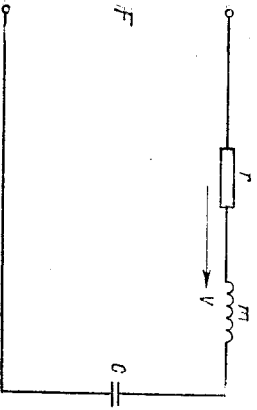
Като се използва електромеханичната аналогия сила — напрежение, еквивалентната електрическа схема на механичната треп-

Таша система на електродинамичния високоговорител се представя във вид, даден на фиг. 1.2. Механичният импеданс Z_M се определя от зависимостта

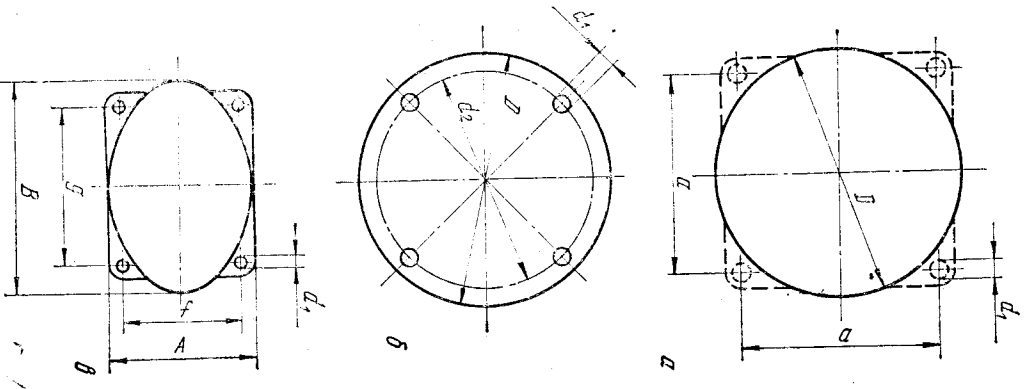
$$Z_M = R_M + j\omega M_M + \frac{1}{j\omega C_M} \quad (1.2)$$

В книгата е възприето механичните и акустичните величини да се означаваат с малки латински букви, като символите за механичните величини носят индекс M , а символите за акустичните величини са без индекс. Електрическите величини са означени с главни латински букви.

При използване на високоговорителите за въвеждане в озвучителни тела е необходимо да се знаят техните номинални и монтажни размери. С цел осъществяване на взаимозаменяемост на високоговорителите, произведени от различни фирми, Международната електротехническа комисия (МЕК) е утвърдила една поредица от номинални и монтажни размери. Тъй като документите на МЕК имат препоръчителен характер, не всички препоръчителите се съобразяват с тях. Нашата страна въведе в национален стандарт препоръчаните от МЕК номинални и монтажни



Фиг. 1.2



Фиг. 1.3

Таблица 1.1

№ по ред	Номинален диаметър D , мм	Монтажни размери, мм		Минимален размер на отвора d_1 , мм
		разстояние a (фиг. 1.3 а)	разстояние d_2 (фиг. 1.3 б)	
1	25	(20 ± 0,5)	—	(3,2)
2	31,5	(25 ± 0,5)	—	(3,2)
3	40	(31,5 ± 0,5)	—	(3,2)
4	50	40 ± 0,5	—	3,2
5	63	50 ± 0,5	—	4,3
6	80	63 ± 0,5	—	4,3
7	100	80 ± 0,5	—	5,0
8	125	100 ± 0,5	114 ± 0,5	5,0
9	160	125 ± 0,5	148 ± 0,5	5,0
10	200	160 ± 1	184 ± 0,5	5,5
11	250	200 ± 1	233 ± 1	5,5
12	315	250 ± 1	295 ± 1	6,5

размери. Те са дадени в таблица 1.1 за кръглите високоговорители, като размерите съответствуват на чертежите от фиг. 1.3 а и фиг. 1.3 б.

Размерите на овалните високоговорители са дадени в табл. 1.2, където означената съответствуват на тези от фиг. 1.3 в.

Заградените в скоби размери не са задължителни, т. е. съответните високоговорители може да бъдат без отвори за закрепване.

Таблица 1.2

№ по ред	Номинални размери, мм		Монтажни размери, мм		Минимален диаметър на отвора, мм
	A	B	f	g	
1	20	31,5	(16 ± 0,5)	(25 ± 0,5)	(3,2)
2	25	40	(20 ± 0,5)	(31,5 ± 0,5)	(3,2)
3	31,5	50	(25 ± 0,5)	(40 ± 0,5)	(3,2)
4	40	63	31,5 ± 0,5	50 ± 0,5	3,2
5	50	80	40 ± 0,5	63 ± 0,5	4,3
6	63	100	50 ± 0,5	80 ± 0,5	4,3
7	80	125	63 ± 0,5	100 ± 0,5	5,0
8	100	160	80 ± 0,5	125 ± 0,5	5,0
9	125	200	100 ± 0,5	160 ± 1	5,0
10	160	250	125 ± 0,5	200 ± 1	5,5
11	200	315	160 ± 1	250 ± 1	5,5
12	250	400	200 ± 1	315 ± 1	6,5

Размерите на по-големите високоговорители би следвало да се получат чрез екстраполация, но това не е задължително. Размерите, дадени в табл. 1.1 и 1.2, се отнасят само за високоговорителите с конусна мембрана. Куполните и рупорните високоговорители може да бъдат с произволни размери на корпуса и произволни монтажни размери. Някои производители се стремят монтажните размери на куполните високоговорители да съпадат с тези на конусните.

1.3 ЕЛЕКТРИЧЕСКИ ПАРАМЕТРИ НА ЕЛЕКТРОДИНАМИЧНИТЕ ВИСОКОГОВОРИТЕЛИ

Високоговорителите като преобразуватели-двигатели имат електрически вход и акустичен изход. Входните параметри характеризират преобразувателя като консуматор на електрическа енергия и се наричат негови електрически характеристики. Те са следните:

Пълно входно електрическо съпротивляване (входен електрически импеданс). Входният електрически импеданс Z_{ex} на високоговорителя се определя като отношение на приложеното към високоговорителя електрическо напрежение U_{ex} и протичащия през него електрически ток I_{ex} :

$$\dot{Z}_{ex} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}} \quad (1.3)$$

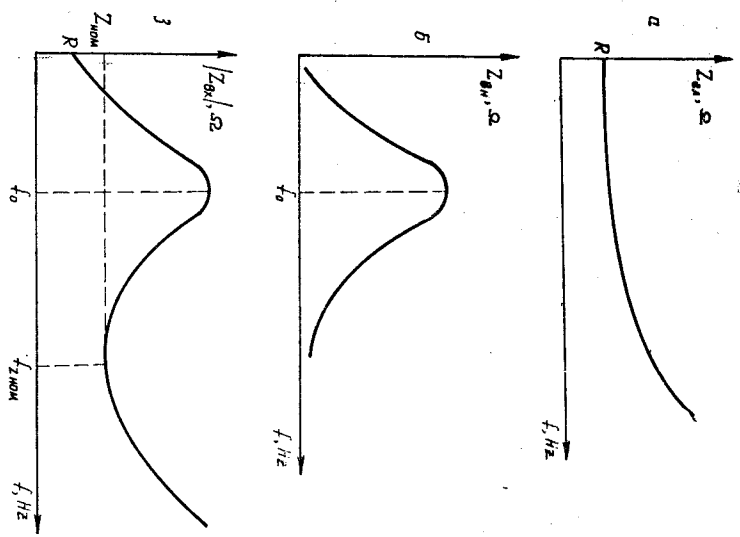
Зависимостта на входния импеданс от честотата се нарича импедансна характеристика на високоговорителя. Тя има твърде своеобразен характер, който трябва добре да се познава от конструкторите на озвучителни тела, тъй като с този импеданс се натовазва изходът на електрическите разделителни филтри. Специфичният ход на импедансната характеристика се дължи на факта, че входният импеданс е геометрична сума от два импеданса — електрическият импеданс \dot{Z}_{ea} на неподвижната бобина и внесения импеданс \dot{Z}_{ex} , който се дължи на движението на звуковата бобина в магнитното поле

$$\dot{Z}_{ex} = \dot{Z}_{ea} + \dot{Z}_{ex} \quad (1.4)$$

Електрическият импеданс Z_{ea} на бобината е съставен от активното и съпротивление R и собствената индуктивност L

$$\dot{Z}_{ea} = R + j\omega L \quad (1.5)$$

При високоговорителите R и L са, макар и в неголяма степен, честотно зависими — с увеличаване на честотата R нараства, а L намалява. Поради малката стойност на L за ниски честоти $Z_{ea} \approx R$. Честотната зависимост на Z_{ea} е дадена на фиг. 1.4а.



Фиг. 1.4

Внесеният импеданс \dot{Z}_{ex} се определя от зависимостта

$$Z_{ex} = \frac{B^2 l^2}{Z_M} = \frac{B^2 l^2}{r_M + j\omega m_M + \frac{1}{j\omega C_M} + \frac{1}{R_{ex} + j\omega C_{ex} + \frac{1}{j\omega L_{ex}}}} \quad (1.6)$$

където

$$R_{ex} = \frac{B^2 l^2}{r_M} \quad (1.7 a)$$

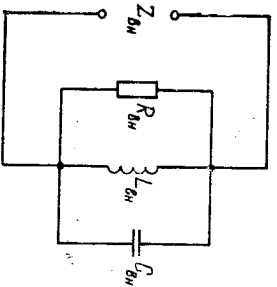
$$C_{\text{вн}} = \frac{m_M}{B^2 l^2}, \quad (1.7 \delta)$$

$$L_{\text{вн}} = C_M B^2 l^2 \quad (1.7 \theta)$$

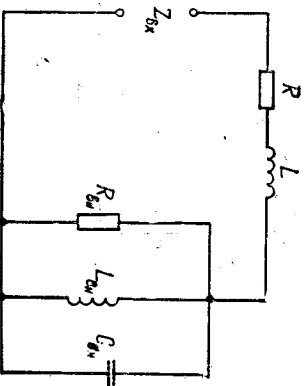
Електрическата схема, съответстваща на (1.6), е дадена на фиг. 1.5. Тя е един паралелен трептищ кръг. Известно е, че неговият импеданс се изменя с честотата, както е показано на фиг. 1.4 б. От голямо значение в случая е фазовата разлика между напрежението и тока и нейната зависимост от честотата. От това се определя преобладаващият реактивен елемент, т. е. характерът на внесенния импеданс. В честотния обхват от 0 до f_0 фазата на тока закъснява спрямо тази на приложеното напрежение. Фазовата разлика е положителна и импедансът $Z_{\text{вн}}$ има индуктивен характер. За честотата f_0 настъпва паралелен резонанс и токът е във фаза с приложеното напрежение, фазовата им разлика е нула и $Z_{\text{вн}}$ има активен характер, при това $Z_{\text{вн}}$ добива своята максимална стойност

$$Z_{\text{вн max}} = R_{\text{вн}} = \frac{(B l)^2}{r_M}. \quad (1.8)$$

При f_0 настъпва резонанс, определен от механичните параметри на системата, и затова f_0 се нарича честота на основния механичен резонанс.



Фиг. 1.5



Фиг. 1.6

За по-високи честоти от f_0 токът по фаза изпреварва прямото напрежение, фазовата им разлика е отрицателна, внесенният импеданс има капацитивен характер.

За входния импеданс на високоговорителя се получава

$$Z_{\text{вн}} = R + j\omega L + \frac{1}{\frac{1}{R_{\text{вн}}} + j\omega C_{\text{вн}} + \frac{1}{j\omega L_{\text{вн}}}}. \quad (1.9)$$

Електрическата схема, съответстваща на (1.9), е дадена на фиг. 1.6. От нея може да се проследи ходът на импедансната характеристика на високоговорителя, дадена на фиг. 1.4 в. В областта на ниските честоти $Z_{\text{вн}} \approx R$ и фазовата разлика между приложеното напрежение и противящия ток е нула. С увеличаване на честотата до f_0 импедансът $Z_{\text{вн}}$ бързо нараства, като фазовата разлика и характерът на товара се определят от $Z_{\text{вн}}$, тъй като реактансът на индуктивността на bobината е все още малък. За f_0 входният импеданс на високоговорителя има активен характер, т. е. фазовата разлика е нула и става максимален.

$$Z_{\text{вн max}} \approx R + R_{\text{вн}}. \quad (1.10)$$

С нарастване на честотата от f_0 до $f_z^{\text{ном}}$ входният импеданс намалява, като характерът му се определя от $Z_{\text{вн}}$, т. е. $Z_{\text{вн}}$ има капацитивен характер, токът изпреварва по фаза приложеното напрежение. В този обхват обаче реактансът на $Z_{\text{вн}}$ става свързаним с внесенния капацитивен реактанс. При честота $f_z^{\text{ном}}$ двата реактанса стават равни и настъпва втори резонанс. Той се определя от индуктивността на звуксвата bobина, която е електрическа величина, и внесените реактивни елементи, които се дължат на механичното трептене на подвижната система на високоговорителя. Поради това се нарича електромеханичен резонанс. Съществено е да се отбележи, че при $f_z^{\text{ном}}$ входният импеданс на високоговорителя е активен, фазовата разлика между приложеното напрежение и поредения от него ток е нула. При това входният импеданс в обхвата на възприемждане е минимален

$$Z_{\text{вн min}} \approx (1,15 \div 1,25) R \quad (1.11)$$

За по-високи от $f_z^{\text{ном}}$ честоти входният импеданс на високоговорителя непрекъснато нараства, като има индуктивен характер.

Номинален импеданс. Тази характеристика на високоговорителя се определя като минималната стойност на модула на пълното им електрическо съпротивление в честотния обхват над честотата на основния резонанс на високоговорителя. Стойностите на входния импеданс на високоговорителя, измерени за която и да е честота, не трябва да бъдат по-малки от 80% от номиналния импеданс.

От честотната характеристика на модула на входния импеданс на един електродинамичен високоговорител с директно излъчване, дадена на фиг. 1.4 в, се вижда, че входният импеданс в областта на резонансната честота на високоговорителя и в областта на

Високите честоти е значително по-голям от номиналния му импеданс. Такава честотна характеристика на импеданса е твърде благоприятна за усилвателя. Само за сигнала с честота $f_{z\text{ном}}$ консумираната от усилвателя мощност е равна на номиналната му (при условие, че номиналният импеданс на високоговорителя е равен на номиналния товар на усилвателя). За сигнали с други честоти мощността, която високоговорителят консумира от усилвателя, е по-малка от номиналната му мощност.

Съгласно международните препоръки в нашата страна са стандартизирани номиналните импеданси на произвежданите високоговорители — табл. 1.3.

Таблица 1.3

№ по ред	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Номинален импеданс, Ω	2	4	8	16	25	50	100	400	800

Почти всички произведени са възпрели този ред от номинални импеданси на високоговорителите.

Резонансна честота f_0 . Резонансната честота на високоговорителя по принцип не е електрически параметър, тъй като тя съответствува на състоянието на високоговорителя, при което е настъпил резонанс в механичната му трептяща система. Но за механичния резонанс се съди по големината на електрически величини — това е честотата, при която модулът на пълното входно електрическо съпротивление на високоговорителя получава своя максимум при възходящо изменение на честотата.

Резонансната честота f_0 зависи от параметрите на трептящата система на високоговорителя — масата m_M и гъвкавостта C_M :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_M C_M}} \quad (1.12)$$

Качествен фактор. Качественият фактор на електродинамичните високоговорители е число, характеризиращо загубите в него. За удобство в практиката са въведени три качествен фактора. Те се определят при резонансната честота f_0 на високоговорителя. При f_0 индуктивността L оказва незначително влияние и се пренебрегва, т. е. $L=0$.

Механичен качествен фактор Q_{Mp} . Той се определя от схемата на фиг. 1.6 при условие, че $R=0$ и е число, показващо

колко пъти реактивното механично съпротивление x_p на елементите на трептящата система при резонанс е по-голямо от съпротивлението r_M на активните механични загуби

$$Q_{Mp} = \omega_0 C_{\text{вн}} R_{\text{вн}} = \frac{\omega_0 m_M}{r_M} = \frac{1}{r_M} \sqrt{\frac{m_M}{C_M}} \quad (1.13a)$$

Електрически качествен фактор Q_{ep} . Той се определя от схемата на фиг. 1.6 при условие, че $R_{\text{вн}}=\infty$ и е число, показващо колко пъти реактивното механично съпротивление x_p на елементите на трептящата система при резонанс е по-голямо от активното съпротивление R на звуковата бобина, приведено към механично

$$Q_{ep} = \omega_0 C_{\text{вн}} R = \frac{\omega_0 m_M R}{V_{zr}^2} = \frac{\omega_0 m_M}{R} \quad (1.13b)$$

Пълен качествен фактор Q_{Tp} . Той се определя от схемата на фиг. 1.6 при условие, че високоговорителят се захранва от източник с $R_1=0$ и е число, показващо колко пъти реактивното механично съпротивление x_p на елементите на трептящата система при резонанс е по-голямо от общото съпротивление R_T на системата

$$Q_{Tp} = \omega_0 C_{\text{вн}} R_T = \omega_0 C_{\text{вн}} \frac{1}{R + \frac{1}{R_{\text{вн}}}} = \frac{Q_{Mp} Q_{ep}}{Q_{Mp} + Q_{ep}} \quad (1.13в)$$

където

$$R_{Tp} = \frac{R R_{\text{вн}}}{R + R_{\text{вн}}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{вн}}}}$$

Електрическа мощност P_{ea} . Електрическата мощност на високоговорителя е еквивалентна на мощността, която се разсейва върху съпротивление, равно на модула на номиналния импеданс ($Z_{\text{ном}}$) на високоговорителя, при напрежение, равно на напрежението на входните клеми на високоговорителя. Тя се определя от израза

$$P_{ea} = \frac{U_{\text{ex}}^2}{|Z_{\text{ном}}|} \quad (1.14)$$

Паспортна мощност $P_{\text{пасп}}$. Паспортната мощност на високоговорителя характеризира тяхната механична здравина. Тя се определя от производителя в резултат на продължителни изпит-

вания с помощта на шумов сигнал, съответстващи по спектрална плътност на средната статистична плътност на една музикална или говорна картина. След продължително въздействие на шумовия сигнал (100 h) високоговорителят трябва да запази своите електрически качества и механична цялост и да не проявява ефекти на звънтене, хрипене и други, които печат на нормалното му функциониране. Ефективната стойност на мощността на шумовия сигнал, която високоговорителят все още издържа, представлява неговата паспортна мощност.

Номинална мощност $P_{н.з.}$. Номиналната мощност на високоговорителя се определя и обявява от производителя с оглед на предназначението му при експлоатацията. Този параметър е свързан с възможностите на електроакустичния преобразувател да възпроизвежда продължително време музика и говор. Номиналната мощност на високоговорителя се дефинира и като мощност на усилвателя, към който високоговорителят може да работи продължително време, без да настъпят в него електрически или механични повреди. В никакъв случай не бива да се смята, че номиналната мощност на един електроакустичен преобразувател представлява синусоидалната мощност, която той може да възпроизвежда продължително време.

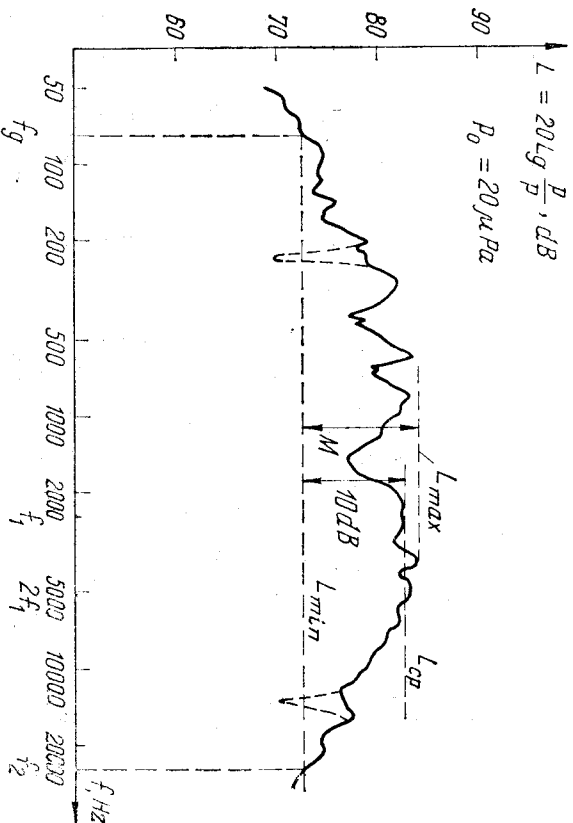
Максимална синусоидална мощност. Това е електрическата мощност на продължителен синусоидален сигнал с честота, съдържаша се в номиналния честотен обхват, която високоговорителят може да издържа продължително време, без да настъпят електрически или механични повреди.

Музикална мощност. Тя характеризира нискочестотните високоговорители. Определя се като максимална синусоидална мощност, която високоговорителят може да издържа за кратко време не повече от 0,2 s в частта на номиналния честотен обхват под 250 Hz. Параметърът музикална мощност се използва предимно при високоговорителите от Hi-Fi клас.

Работна мощност. Това е електрическата мощност, подадена на входа на високоговорителя, под действието на която той създава определено звуково налягане. Използва се главно при високоговорителите от Hi-Fi клас. Определя се (съгласно DIN 45500) като електрическа мощност, от която високоговорителят създава на 1 m средно звуково налягане 1,26 Pa в обхвата от 100 до 8000 Hz. Нивото му е 96 dB. Съгласно с предпоръките на МЭК средното звуково налягане трябва да бъде 1 Pa (ниво 94 dB) при еднакви други условия.

1.4. ЕЛЕКТРОАКУСТИЧНИ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ВИСОКОГОВИТЕЛИТЕ

Честотна характеристика на звуковото налягане (честотна характеристика). Тя представлява зависимостта на създаваното от високоговорителя звуково налягане от честотата в точка, намираща се на определено разстояние от работния му център, при поддържане на постоянно напрежение на входните му клемми. Обикновено точката, в която се измерва звуковото налягане, се намира върху работната ос на високоговорителя, но за определена насочеността на излъчване на високоговорителите се измерва звуковото налягане като функция на честотата по направление, склучащо определен ъгъл с работната ос. На фиг. 1.7 е показана примерна честотна характеристика на високоговорител.



Фиг. 1.7

Ефективен честотен обхват на възпроизвеждане. Честотният обхват, в който високоговорителят ефективно преобразува електрическата енергия в енергия на звуковото поле, се нарича ефективен обхват на възпроизвеждане. Той се определя като обхват на честотната характеристика на високоговорителя, в кой-

то звуковото налягане се понижава с не повече от една определена стойност по отгوشение на средната стойност на звуковото налягане в даден честотен обхват. За високоговорителите за об-ща употреба даденият честотен обхват е с широчина една октава, в която средната стойност на звуковото налягане е най-голяма. За високоговорителите от Hi-Fi клас е честотният обхват от 100 до 8000 Hz. Допустимата стойност на понижаване на звуковото налягане за високоговорителите за обща употреба е 10—12 dB, а за високоговорителите от Hi-Fi клас — 8 dB.

Долна гранична честота. Това е най-ниската честота на ефективния честотен обхват.

Горна гранична честота. Това е най-високата честота от ефективния честотен обхват.

На фиг. 1.7 са определени долната гранична честота f_a , горната гранична честота f_z и ефективният честотен обхват на въз-произвеждане. За база е приета средната стойност на звуковото налягане в октавата с най-голяма чувствителност при допустима стойност на понижаване на звуковото налягане за граничните честоти 10 dB.

Номинален честотен обхват — определя се от производи-теля и представлява обхватът от честотната характеристика, в който производителът гарантира обявените параметри на изде-лнето. Той е част от ефективния честотен обхват на възпроиз-веждане или най-много съвпада с него, но в никакъв случай не може да бъде по-широк.

Неравномерност на честотната характеристика M . Разли-ката между нивата на максималното и минималното звуково на-лягане в даден честотен обхват се нарича неравномерност на честотната характеристика в този обхват и се изразява в деци-бели (dB).

На фиг. 1.7 са отбелязани нивото L_{max} на максималното зву-ково налягане P_{max} , нивото L_{min} на минималното звуково наляга-не P_{min} и неравномерността на честотната характеристика M .

Характеристична чувствителност A_v . Този параметър по-казва ефективността на преобразуване на електрическата енергия в енергия на звуковото поле. Във връзка с характеристикната чувствителност трябва да се определи и понятието средно звуко-во налягане P_{cp} , което е средноквадратичната стойност на звуко-вото налягане, създавано от високоговорителя за определен час-тоген обхват в дадена точка на свободното звуково поле. Опре-дела се с израза

$$P_{cp} = \sqrt{\frac{p_1^2 + p_2^2 + p_3^2 + \dots + p_n^2}{n}}, \quad (1.15)$$

където p_1, \dots, p_n са звуковите налягания за определени честоти, n — броят на честотите от даден честотен об-хват, за които е измерено звуковото наля-гане.

Усредняването се извършва по стойностите на звуковото на-лягане за честотите от стандартната честотна поредица [19], участ-вуваша в честотния обхват, за който се определя средното звуко-во налягане. Средното звуково налягане се определя в P_a , а не-говото ниво спрямо налягането $2 \cdot 10^{-5}$ Pa — в децибели (dB).

Чувствителността A се определя като отношение на средно-то звуково налягане P_{cp} , създавано от високоговорителя за опре-делен честотен обхват по посока на работната му ос на разсто-яние 1 m от работния му център, към квадратен корен от стой-ността на подаваната електрическа мощност

$$A = \frac{P_{cp}}{\sqrt{P_{ei}}}, \quad \frac{Pa}{\sqrt{W}}. \quad (1.16)$$

Характеристика на насоченост на високоговорителите е зави-симостта на звуковото налягане, създавано от високоговорителя в дадена точка B от ъгъла θ , заключен между работната му ос и посоката към точката B .

Характеристиките на насоченост зависят от честотата и зате-ва се определят за поредица честоти, равномерно разпределени в номиналния честотен обхват, например през една октава. За ви-соките честоти високоговорителите излъчват твърде насочено.

Акустична мощност е пълната акустична енергия, излъчена от високоговорителя за единица време. Измерва се във ватове.

Коефициент на полезно действие η_a е отношението между излъчената от високоговорителя акустична мощност P_a и пода-ваната електрическа мощност P_{ei} за дадена честота f :

$$\eta_a = \frac{P_a}{P_{ei}}. \quad (1.17)$$

Нелинейни изкривявания. Под това понятие се разбира появя-ването на компоненти в излъчвания от високоговорителя сигнал, които отсъствуват в спектъра на входния електрически сигнал и се обуславят от нелинейността на високоговорителя. Звуковете, дължащи се на разтрептяване на шасито или на други елементи на високоговорителя, които не са предназначени да излъчват, не трябва да се категоризират като нелинейни изкривявания. Те са възбуждени.

Нелинейните изкривявания се оценяват посредством коэфиниен-та на нелинейни изкривявания, който представлява отношение

Между спектралните компоненти на излъчвания от високоговорителен сигнал, отсъстващи в спектъра на входния електрически сигнал, обусловени от нелинейността на високоговорителя, към общия изходен сигнал. Съществуват различни начини за количествена оценка на нелинейните свойства на високоговорителите. За сега най-широко разпространение е получил методът на хармоничните изкривявания.

Хармонично изкривяване се нарича нелинейното изкривяване, което се получава при подаване на високоговорителя на синусоидален електрически сигнал с една определена честота f . Коэффициент на хармонични изкривявания от n -ти ред d_{hn} се нарича отношението между звуковото налягане P_n с честотата nf и общото звуково налягане P , които се получават при подаване на високоговорителя на сигнал с определена електрическа мощност P_{ei} и честота f :

$$d_{hn} = \frac{P_n}{P} \quad (1.18)$$

Сумарен коэффициент на хармонични изкривявания (коэффициент на хармоничите) се нарича ефективната стойност на всички коэффициенти на хармонични изкривявания от n -ти ред при $n \geq 2$:

$$d_h = \sqrt{d_{h2}^2 + d_{h3}^2 + \dots + d_{hn}^2} \quad (1.19)$$

Достатъчна за практиката точност d_h за високоговорителите може да се определи само чрез коэффициентите на хармонични изкривявания от втори и трети ред.

Съществува и друг метод за оценка на нелинейността на високоговорителите — посредством интермодуляционните изкривявания. Интермодуляционно изкривяване се нарича нелинейното изкривяване, което се получава при подаване на високоговорителя на два синусоидални електрически сигнала с честота f_1 и f_2 , едната от които (f_1) е много по-ниска от другата (f_2). Коэффициентът на интермодуляционните изкривявания от n -ти ред d_{in} представлява отношението между стойностите на спектралните компоненти на създаването от високоговорителя звуково налягане с честота $f_1 \pm (n-1)f_2$ за $n > 1$ и на звуковото налягане с честота f_2 .

Сумарният коэффициент на интермодуляционни изкривявания за високоговорителите се определя чрез d_{i2} и d_{i3} :

$$d_i = \sqrt{d_{i2}^2 + d_{i3}^2} \quad (1.20)$$

Трябва да се знае, че между хармоничните и интермодуляционните изкривявания винаги съществува някаква зависимост, като

в някои случаи тя може да се представи с аналитичен израз, а в други не може. Високоговорител, който има голям коэффициент на хармонични изкривявания, ще има и голям коэффициент на интермодуляционни изкривявания и обратно.

Оценяването на нелинейните свойства на високоговорителите чрез коэффициента на интермодуляционни изкривявания не е достатъчно сигурно. При високоговорителите е достатъчно да се знае големината на коэффициента на хармонични изкривявания в номиналния честотен обхват или дори в част от него, за да се оцени тяхната нелинейност.

Преходни процеси. Те са свързани с инертността на високоговорителите, като електромеханични преобразуватели. Ако даден високоговорител излъчва сигнал с определена честота и внезапно се прекрати подаването на електрическа енергия, високоговорителят ще продължи да излъчва още известно време. Именно това време представлява времето или продължителността на преходните процеси. При включване на високоговорителя към даден електрически сигнал той постепенно започва да излъчва, като след известно време, което е също време на преходните процеси, достига установения си режим.

Продължителността на преходните процеси на високоговорителите е много важна тяхна характеристика. При възпроизвеждането на музика или говор високоговорителът е подложен на непрекъснати промени на амплитудата и честотния спектър на подавания сигнал. Може да се каже, че високоговорителят нормално функционира в преходен режим. Ако преходните процеси на даден високоговорител са много продължителни, той ще възпроизвежда много лошо музикалните и говорни картини независимо от това, че останалите му параметри могат да бъдат много добри. Не бива да се забравя, че параметрите на високоговорителите се определят при установен режим, след като преходните процеси са приключени. Колкото по-кратки са преходните процеси на високоговорителите, толкова по-естествено ще звучи възпроизвежданата от него музика или говор.

1.5. ВИДОВЕ ЕЛЕКТРОДИНАМИЧНИ ВИСОКОГОВОРИТЕЛИ

В зависимост от това дали високоговорителите са предназначени да възпроизвеждат самостоятелно целия звуков спектър, който съществува като електрически сигнал на изхода на дадено радиотехническо устройство, или само ограничена част от не-

го, те биват: широколентови, нискочестотни, средночестотни и високочестотни.

Широколентови високоговорители. Основните изисквания към тях са: висока чувствителност, широк ефективен честотен обхват на възпроизвеждане, ниска цена, технологично-високопроизводително производство и сравнително малки нелинейни изкривявания и неравномерност на честотната характеристика.

Тези високоговорители се конструират на базата на компромис между изискването за висока чувствителност и изискването за малка неравномерност на честотната характеристика, малки нелинейни изкривявания и кратки преходни процеси. Компромисът е в полза на чувствителността, като останалите параметри са в рамките на допустимите норми за нормално възпроизвеждане. Освен това стесняването на номиналния честотен обхват се осъществява едновременно чрез увеличаване на долната гранична честота и намаляване на горната гранична честота, така че при възпроизвеждане да не се подчертават нито ниските, нито високите честоти.

Нискочестотни високоговорители. Те трябва да възпроизведат дадени сигнали с честота до 2000—4000 Hz. В случай че работят съвместно и със средночестотен високоговорител, достатъчно е да възпроизведат сигнали с честота до 500—800 Hz. Следователно те са освободени от изискването да възпроизведат ефективно високите честоти, а в някои случаи — и средните честоти. Към тях се завишават изискванията за ефективно възпроизвеждане на ниските честоти.

Разделянето на честотния спектър се реализира предимно в апаратура от Hi-Fi клас. Този факт определя и останалите изисквания към нискочестотните високоговорители — малки нелинейни изкривявания, малка неравномерност на честотната характеристика, кратки преходни процеси, ненасочено излъчване. Характеристичната чувствителност не е от основните показатели на високоговорителя, тъй като необходимото звуково налягане се създава чрез преобразуването на по-голямата електрическа мощност. Това е една от причините нискочестотните високоговорители да се характеризират с голяма паспортна или номинална мощност. Големите мощности са продикувани и от изискването за ненакрито възпроизвеждане на звукови картини с голям динамичен обхват.

Конструкцията на високоговорителя трябва да позволява голяма амплитуда на подвижната му система, без да възникват нелинейни изкривявания. Ето защо е необходимо гъвкавостта на окачване да остава постоянна при значителни отклонения от рав-

новешното положение. Това се реализира, като трептиката се конструира със сравнително голям диаметър, а гънките на мембраната имат сравнително голяма повърхност. Опасността от излъчване на гънките се избягва, като те се изработват от материали с големи вътрешни загуби като каучукова смес или гумиралат. Добър резултат се получава при използването на микропореста каучукова смес. Звуковата боина трябва да бъде значително по-висока от височината на работната въздушна междина, с което се избягват нелинейните изкривявания при големите амплитуди. Проводникът на звуковата боина е със сравнително голям диаметър, за да издържа големите електрически напрежения, да не се разрушава при консумирането на голяма електрическа мощност. Навива се върху алуминиево фолио за по-добро охлаждане.

За по-добро възпроизвеждане на ниските честоти е необходимо площта на мембраната да бъде голяма, но това се ограничава от размерите на високоговорителя. Самата мембрана трябва да бъде достатъчно здрава, за да не се огъва под действието на значителни електродинамични сили. С цел увеличаване механичната здравина и вътрешните загуби напоследък в целулозните смеси за мембрани на нискочестотни високоговорители се поставят различни примеси.

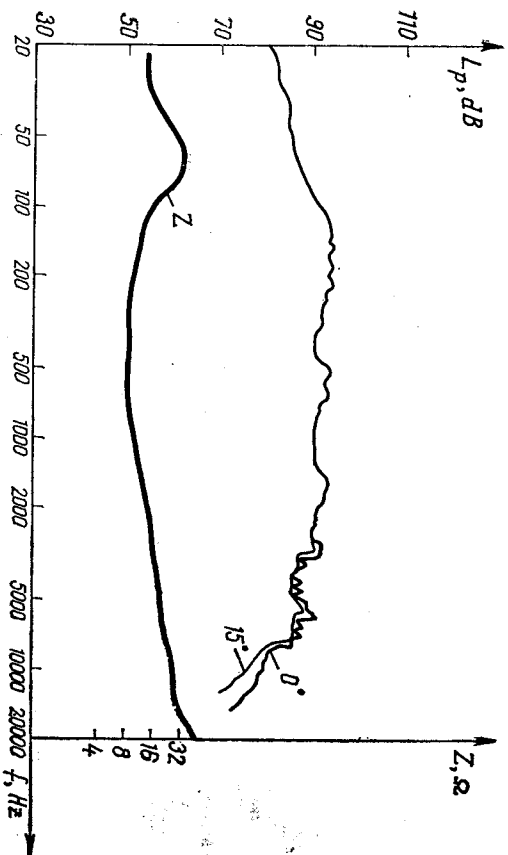
Работният магнитен поток на нискочестотните високоговорители трябва да бъде достатъчно голям, за да се получат кратки преходни процеси. Поради това магнитните им системи са големи и масата им достига до 4—5 kg.

Един от рекламните параметри е големината на работния магнитен поток — колкото е по-голям, толкова по-високо се оценява нискочестотният високоговорител.

Нашата промишленост произвежда широка гама от нискочестотни високоговорители, използвавани в различни озвучителни системи и позволяващи да се изработят висококачествени акустични системи в любителски условия.

Нискочестотният високоговорител тип ВКН0 832 е с номинален диаметър 125 mm. Паспортната му мощност е 20 W, номиналният му импеданс — 8 Ω , а резонансната му честота е не по-висока от 60 Hz. Произвежда се с оксидна магнитна система, като номиналният диаметър на звуковата му боина е 25 mm. Гънките на високоговорителя тип ВКН0 832 са от гумиралат, което е предпоставка за малки нелинейни изкривявания. На фиг. 1.8 са дадени честотната му характеристика по оста 0° и на 15° от нея, снети със синусоиден сигнал в свободно звуково поле (безехова камера) на разстояние 1 m при електрическа

мощност 1 W и импедансната му характеристика. Произвежда се високоговорител със същите параметри и размери, но с номинален импеданс 4 Ω, чието типово означение е ВКН0832. Напоследък освен посочените параметри на нискофреkwотните



Фиг. 1.8

високоговорителни се обхващат и редица други параметри, определени механичната трептяща система. Тези параметри се отнасят до елементи, които взаимодействуват с акустичните елементи на оформянето на озвучителните тела. Те са необходими за съвременното проектиране на озвучителните тела. За нискофреkwотните високоговорители, включително и за тип ВКН0832, ще бъдат дадени и тези параметри, за да послужат при конкретното проектиране на озвучителни тела с дадените високоговорители. Динамичната маса m на трептящата система на високоговорител тип ВКН0832, включваща масата на звуковата бобина, масата на мембраната, част от масата на гънката и трептящата и масата на присъединения при трептенето въздух е 8 г. При резонансна честота $f_0=60$ Hz за пълната гъвкавост c на трептящата система се получава

$$c = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 m} = 0,88 \cdot 10^{-3} \text{ m.N}^{-1}.$$

Еквивалентната звукоизлъчваща повърхност S_e на високоговорител тип ВКН0832 е

$$S_e = \frac{\pi}{4} D_e^2 = 7,22 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2,$$

където $D_e = 96$ mm е еквивалентен диаметър на звукоизлъчването. Еквивалентният обем V_e , който има същата гъвкавост c , като се възбужда през отвор с площ S_e , е

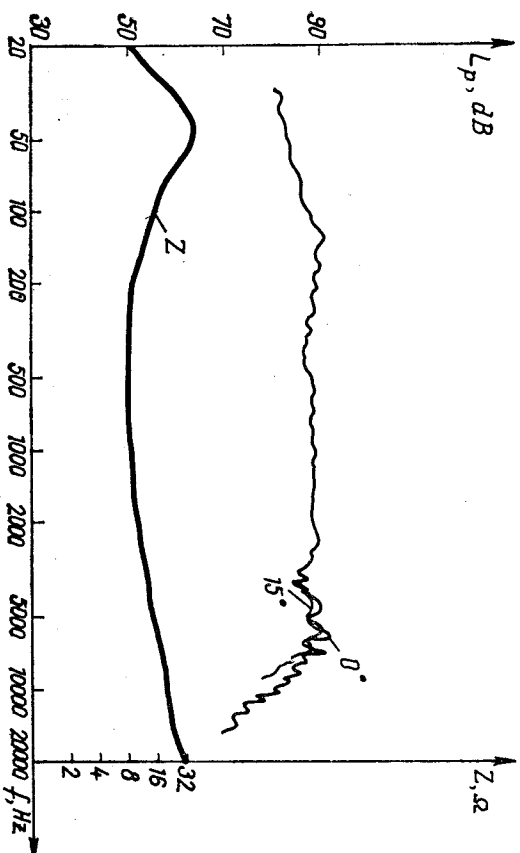
$$V_e = c \psi p_s S_e^2 = 6,2 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$$

или $V_e = 6,2 \text{ dm}^3$ (литра),

където $p_s = 10^5$ Pa е статичното налягане на въздуха,

ψ — константа, като за въздуха $\psi = 1,4$.

За нискофреkwотните високоговорители се определят и три качествени фактора, които за високоговорител тип ВКН0832 са: механичен качествен фактор $Q_{Mg} = 2,6$;



Фиг. 1.9

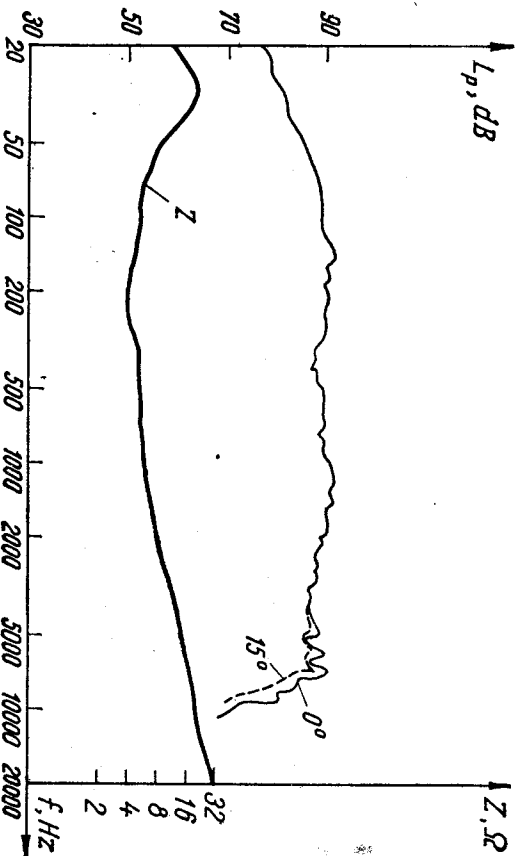
електрически качествен фактор $Q_{ep} = 0,5$;

пълнен качествен фактор $Q_{Tp} = 0,42$.

Нискофреkwотният високоговорител тип ВКН0932 е с номинален диаметър 160 mm. Неговата паспортна мощност е 20 W, но-

миналният му импеданс е 8Ω , а резонансната му честота е 50 Hz . Номиналният диаметър на звуковата му бобина е 25 mm . Гънки те на мембраната се избоботват от гумиран плат, което допринася за малките нелинейни изкривявания, внасяни от високоговорителя. Магнитната му система е с оксиден магнит. На фиг. 1.9 са дадени честотните характеристики на високоговорителя тип ВКН0932 по оста 0° и на 15° от нея, снети при същите условия, както за високоговорителя тип ВКН0832 и импедансната му характеристика. Високоговорителят със същите параметри и размери, но с номинален импеданс 4Ω се произвежда с типово означение ВКН0922.

Динамичната маса m на трептящата система на този високоговорителя е $10,5 \text{ g}$, а гъвкавостта му $c = 0,95 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$. Еквивалентната звукоизлъчваща повърхност е $S_e = 11,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$. Еквивалентният обем е $V_e = 18,3 \text{ dm}^3$.



Фиг. 1.10

Трите качествени фактора са: $Q_{Mr} = 2,68$; $Q_{Tr}^e = 0,65$; $Q_{ep} = 0,523$.

Нискочестотният високоговорител тип ВКВ201Б4 е с номинален диаметър 200 mm . Паспортната му мощност е 30 W , а

номиналният му импеданс — 4Ω . Резонансната честота на високоговорителя е 30 Hz , а чувствителността му — $0,6 \text{ PaW}^{-0,5}$. Звуковата му бобина се избоботва от меден проводник с диаметър $0,23 \text{ mm}$, навит върху алуминиев цилиндър с диаметър 26 mm . Окачването на подвижната система на високоговорителя към шасито се осъществява с гънки от гумиран плат с трионообразна форма, осигуряващи ниската му резонансна честота и значителни механични загуби. Магнитната му система е с оксиден магнит, като широчината на работната въздушна междина е $1,3 \text{ mm}$, с което се постига по-голямо електрическо натоварване на високоговорителя без опасност от динамично разцентроване. На фиг. 1.10 е дадена импедансната характеристика на ВКВ201Б4 и честотната му характеристика по оста 0° и на 15° от нея.

Динамичната маса на трептящата система на високоговорителя тип ВКВ201Б4 е 18 g , а гъвкавостта му $c = 1,54 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$.

Еквивалентният диаметър на звукоизлъчващите е $D_e = 160 \text{ mm}$, а еквивалентната звукоизлъчваща повърхност $S_e = 2,02 \cdot 10^{-2} \text{ m}^2$. Еквивалентният обем е $V_e = 87,10^{-3} \text{ m}^3 = 87 \text{ dm}^3$.

Качествените фактори на високоговорителя са: $Q_{Mr} = 2,80$; $Q_{Tr}^e = 0,62$; $Q_{Tr}^e = 0,51$.

Произвежда се и високоговорителят с иконтинични параметри, но с номинален импеданс 8Ω , чието типово означение е ВКВ201Б8.

Нискочестотният високоговорител тип ВКН 1031 е с номинален диаметър 200 mm . Паспортната му мощност е 40 W , резонансната му честота — 28 Hz , а номиналният му импеданс — 8Ω . Звуковата му бобина е с номинален диаметър 37 mm и се избоботва от кръгли меден проводник. Трептящата система се окачва към шасито с гънки от гумиран плат с напречно сечение полукръг. Използува се магнитна система с лят магнит от сплав *конил* 5, която осигурява много голям магнитен поток в работната въздушна междина — $1,3 \cdot 10^{-3} \text{ Wb}$. На фиг. 1.11 са дадени импедансната и честотните му характеристики, аналогични с тези на другите разглеждани нискочестотни високоговорители.

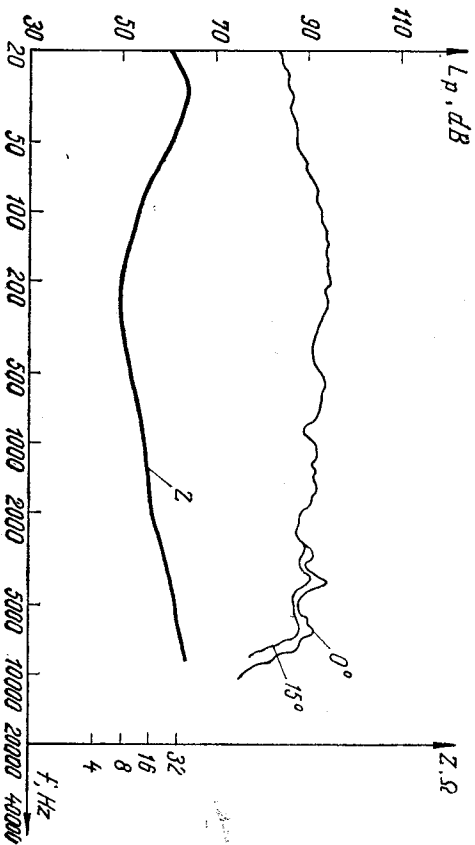
Динамичната маса на високоговорителя тип ВКН 1031 е 22 g , а първата му гъвкавост $c = 1,45 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$.

Еквивалентният диаметър на звукоизлъчващите е $D_e = 150 \text{ mm}$, еквивалентната звукоизлъчваща повърхност $S_e = 17,6 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$, а еквивалентният обем $V_e = 64 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3 = 64 \text{ dm}^3$.

Съответните качествени фактори са: $Q_{Mr} = 2,78$; $Q_{Tr}^e = 0,41$; $Q_{Tr}^e = 0,358$.

Нискочестотният високоговорител тип ВКН 1231 е с номинален диаметър 315 mm . Паспортната му мощност е 40 W , резонансната му честота — 25 Hz , а номиналният му импеданс — 8Ω .

Звукотата му бобина е с номинален диаметър 37 мм. Окачва-нето на трептящата система към шасито се осъществява с гънки от гумиран плат. Магнитната система е с дят магнит от сплав *кондил 5* и осигурява магнитен поток $1,3 \cdot 10^{-3}$ Wb в работната



Фиг. 1.11

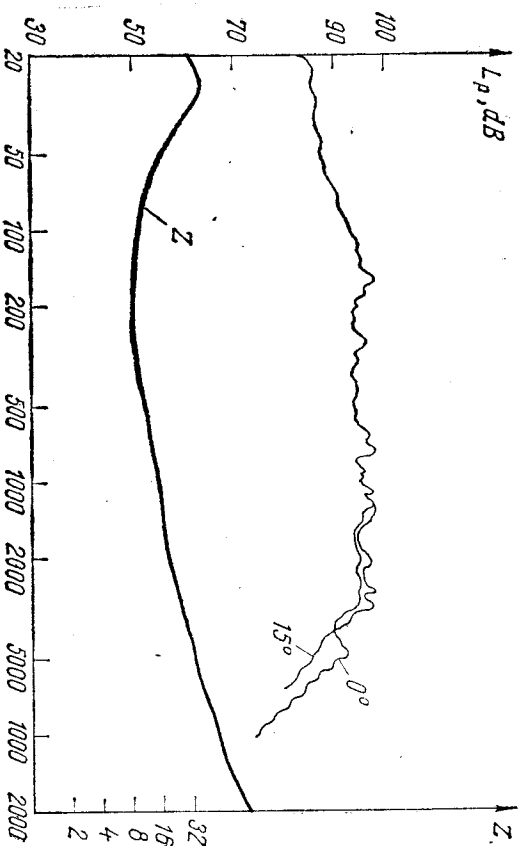
въздушна междина. На фиг. 1.12 са дадени импедансната и честотните му характеристики.

Динамичната маса на високоговорителя е $m=36$ г, плътната му гъвкавост $s=1,11 \cdot 10^{-3}$ mN^{-1} , а еквивалентната звукоизлъчваща повърхност $S_e=49 \cdot 10^{-3}$ m^2 .

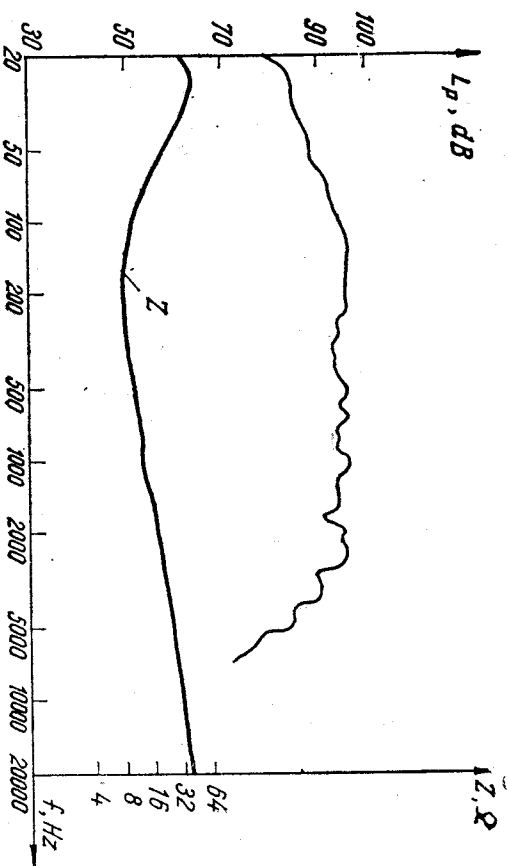
Еквивалентният обем $V_c=380$ dm^3 .

Качествените фактори са: $Q_{mp}=240$; $Q_{ep}=0,45$; $Q_{tp}=0,38$.

Нисочестотният високоговорител тип ВКН1233 е с номинален диаметър 315 мм. Той е молернизирен вариант на ВКН1231. Паспортната му мощност е 80 W, резонансната му честота 25 Hz, а номиналният му импеданс — 8 Ω . Звукотата бобина е с номинален диаметър 52 мм. Окачването на трептящата система към шасито се осъществява с гънки от гумиран плат с полукръглата форма. Магнитната система е със същия магнит като ВКН1231, но магнитният поток в работната въздушна междина е увеличен на $2,1 \cdot 10^{-3}$ Wb. Честотната и импедансната характеристика на високоговорителя са дадени на фиг. 1.13.

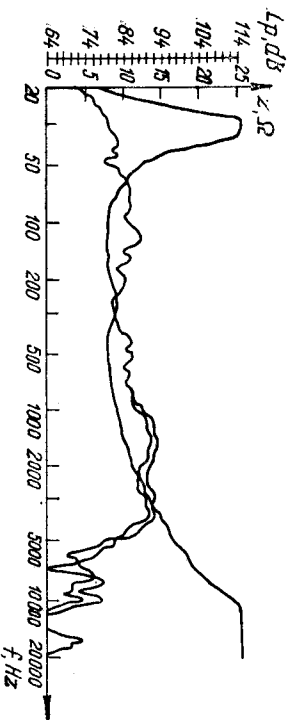


Фиг. 1.12



Фиг. 1.13

Динамичната маса е $m=44$ г, плътната гъвкавост $c=0,92 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$ и звукоизлъчващата повърхност $S_e=49 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$. Еквивалентният обем е $V_e=310 \text{ dm}^3$. Качествените фактори са: $Q_{M_p}=2,00$; $Q_{e_p}=0,42$; $Q_{T_p}=0,347$.



Фиг. 1.14

За сравнение ще бъдат посочени данни за някои високоговорители, произведени от други европейски фирми.

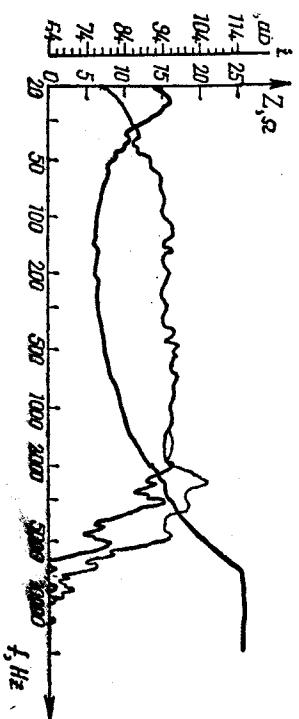
Нискоговорител високоговорител тип HD20B25H1C9 на фирмата Аудах—Франция.

Номиналният му диаметър е 200 mm, паспортната му мощност 25 W, резонансната му честота $-27 \pm 3 \text{ Hz}$, а номиналният импеданс—8 Ω . Импедансната и честотната характеристики на високоговорителя са дадени на фиг. 1.14. Останалите параметри са: динамична маса—20,9 г; гъвкавост— $1,7 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$; еквивалентен диаметър на звукоизлъчване—0,160 m; еквивалентна звукоизлъчваща повърхност—0,02 m^2 ; $Q_{M_p}=4,21$; $Q_{e_p}=0,53$; $Q_{T_p}=0,47$; индукция в работната въздушна междина—1,53 T; магнитен поток—0,49 mWb; чувствителност в обхвата 125—1000 Hz—0,5 PaW^{-0,5}; маса на високоговорителя—1,45 kg.

Нискоговорител високоговорител тип HD30P45 на фирмата Аудах—Франция. Номинален диаметър—321 mm, паспортна мощност—90 W, резонансна честота— $17 \pm 3 \text{ Hz}$, номинален импеданс—8 Ω . Импедансната и честотната му характеристики са дадени на фиг. 1.15. Останалите параметри са: динамична маса—44,84 г; гъвкавост— $1,8 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$; еквивалентен диаметър на звукоизлъчването—0,26 m; еквивалентна звукоизлъчваща повърхност—0,053 m^2 ; механичен качествен фактор—1,62; електрически качествен фактор—0,27; пълен качествен фактор—0,23; индукция в работната въздушна междина—1,26 T; магнитен поток—1,1 mWb;

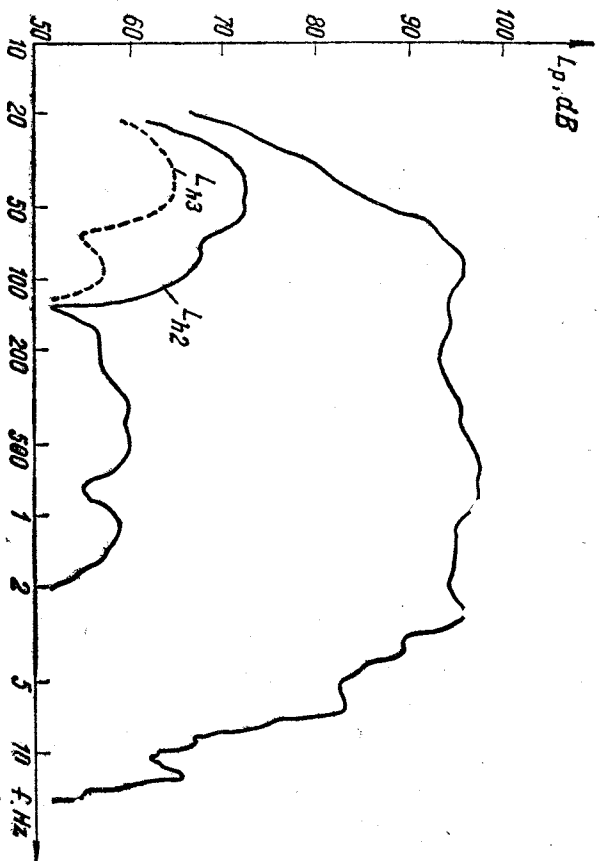
чувствителност в обхвата 125—1000 Hz—1,26 PaW^{-0,5}; маса на високоговорителя—2,9 kg.

Нискоговорител високоговорител тип AD806031W4 на фирмата MBL—Белгия. Номиналният му диаметър е 204 mm, пас-



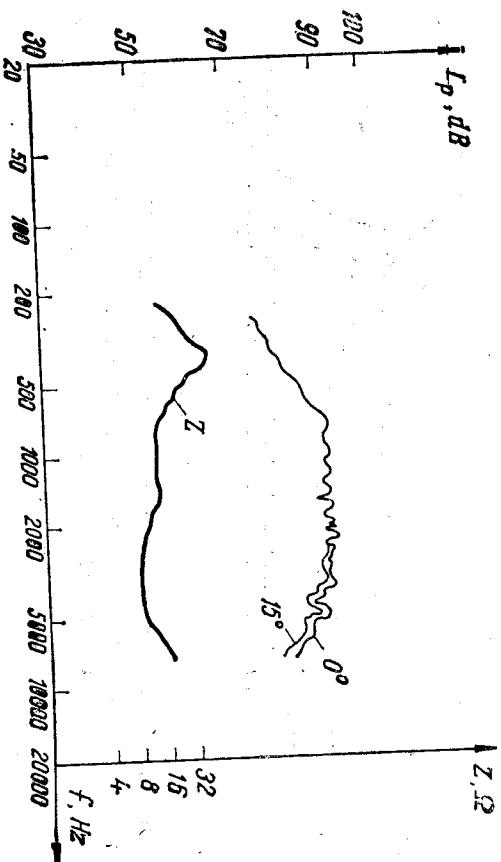
Фиг. 1.15

портната мощност в затворен обем 80 dm^3 —50 W, резонансна честота—36 Hz, номинален импеданс—4 Ω . На фиг. 1.16 е дадена честотната характеристика с хармоничите. Други параметри, кои-



Фиг. 1.16

то фирмата обявява: динамична маса — 18 g; гъвкавост — 1,16 · 10⁻⁸ mN⁻¹; индукция в работната въдушна междина — 0,64 T; диаметър на звуковата бобина — 25 mm; маса — 0,77 kg. Средночестотни високоговорители. Обикновено средночестотни



Фиг. 1.17

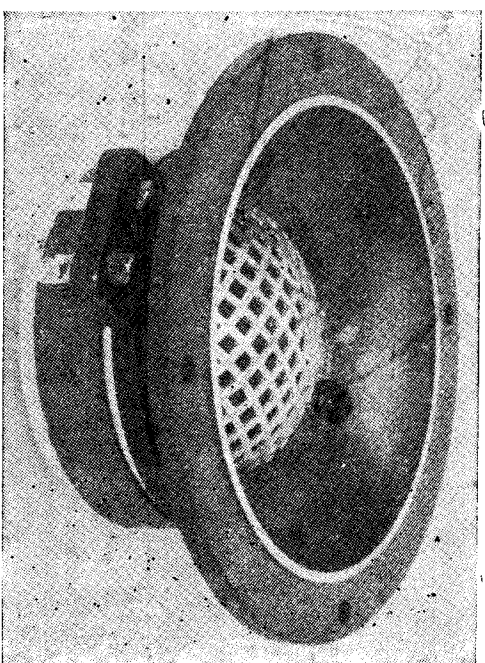
тогните високоговорители трябва да възпроизведат сигналите от честотния обхват 500—5000 Hz. Ако се има пред вид само това условие, почти всеки високоговорител за обща употреба може да го удовлетвори. Но това не е достатъчно. Неравномерността на честотната характеристика на средночестотните високоговорители не трябва да превишава ±4 dB спрямо средното ниво. Изискванията за малки нелинейни изкривявания и кратки преходни процеси са също високи. Това налага конструирането и производството на специални средночестотни високоговорители, които се изпълняват в три основни разновидности — конусни, куполни и рупорни.

Нашата промишленост произвежда два типа средночестотни куполни високоговорители — ВКС5231 и ВКС2531.

Основните електроакустични показатели на *високоговорителя тип ВКС5231* са: паспортна мощност — 20 W; номинален честотен обхват — от 630 до 5000 Hz; характеристична чувствителност — 0,8 PaW^{-0,5}; неравномерност на честотната характеристика — не по-

вече от 8 dB; номинален импеданс — 8 Ω. На фиг. 1.17 са показани импедансната и честотната му характеристика при 1 W на 1 m по оста (крива 0) и на 15° от оста (крива 15°).

Високоговорителят тип ВКС2531 има следните показатели:

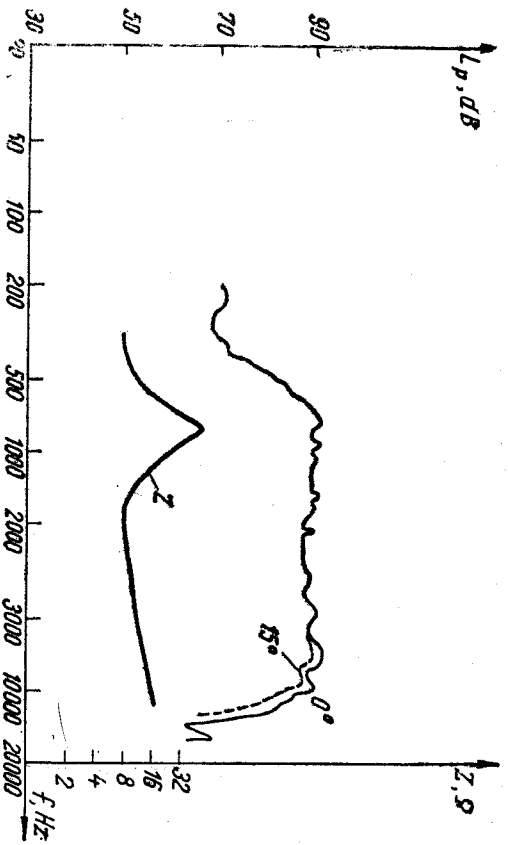


Фиг. 1.18

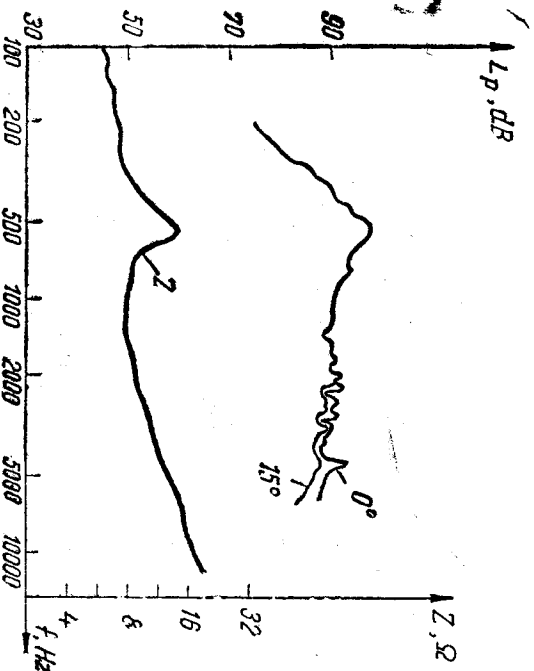
паспортна мощност — 20 W; номинален импеданс — 8 Ω; номинален честотен обхват — от 630 до 8000 Hz; неравномерност на честотната характеристика — не по-голяма от 8 dB; характеристична чувствителност — не по-малка от 0,5 PaW^{-0,5}; коефициент на хармонични изкривявания — по-малък от допустимите стойности за високоговорители от Hi-Fi клас. На фиг. 1.18 е даден външният вид на високоговорителя, а на фиг. 1.19 — импедансната и честотната му характеристика.

Средночестотният конусен високоговорител тип ВКС0731 е с номинален диаметър 100 mm. Основните му показатели са: паспортна мощност 20 W; номинален импеданс — 8 Ω; номинален честотен обхват — от 800 до 5000 Hz; неравномерност на честотната характеристика — не по-голяма от 10 dB; характеристична чувствителност — 0,5 PaW^{-0,5}. На фиг. 1.20 са дадени импедансната и честотната му характеристика.

Средночестотният куполен високоговорител тип ВКС138Б8 има следните показатели: паспортна мощност — 20 W; номинален

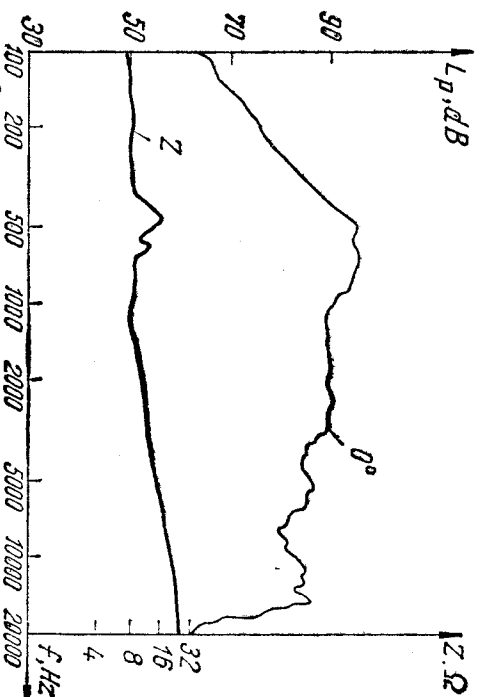


Фиг. 1.19



Фиг. 1.20

импеданс — 8 Ω номинален честотен обхват — от 630 до 6300 Hz; неравномерност на честотната характеристика — до 8 dB; коефициент на хармонични изкривявания — в съответствие с изискванията за Hi-Fi клас. На фиг. 1.21 са дадени честотната и импедансната му характеристики.



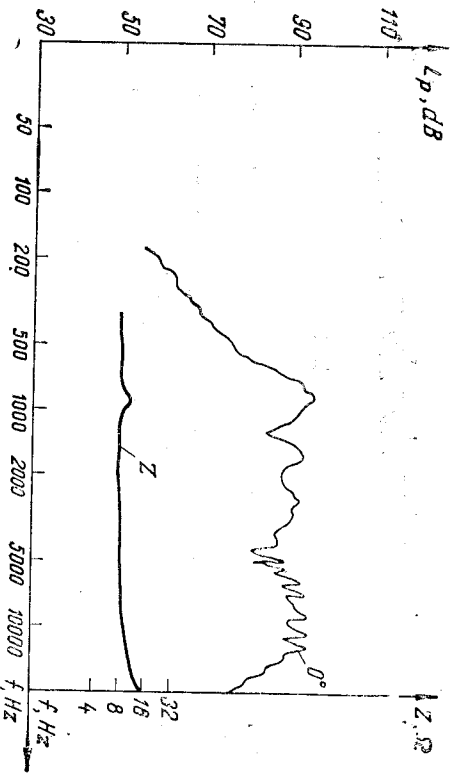
Фиг. 1.21

Рупорни средночестотни високоговорители у нас не се произвеждат.

Високочестотни високоговорители. Основните изисквания към тях са: горната им гранична честота да бъде колкото е възможно по-висока, неравномерността на честотната им характеристика да бъде малка, да внасят малки нелинейни изкривявания и да имат широка пространствена характеристика на излъчване. Долната гранична честота на високочестотни високоговорители, използвани в двудентови озвучителни тела, трябва да бъде 2—3 kHz, а на използуваните в тригентови озвучителни тела — 4—5 kHz. Произвеждат се високочестотни високоговорители с долна гранична честота 8—10 kHz, които се използват в тригентови и четиригентови озвучителни тела. Високочестотните високоговорители се характеризират със значително големи паспортни мощности, тъй като те възпроизвеждат само 2—3 октави от звуковия спектър, и то от областта на високите честоти, където обикно-

вено енергията в октава е по-малка. Паспортната мощност на високочестотните високоговорители зависи от номиналния им честотен обхват или по-точно от долната им гранична честота — ако тя е по-висока, паспортната мощност е по-голяма. Произвеждат се три основни варианта: конусни, куполни и рупорни високочестотни високоговорители.

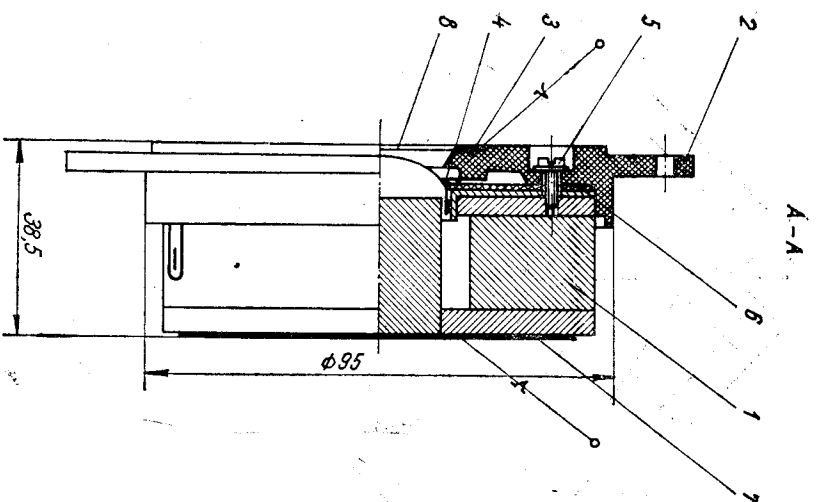
Конусните високочестотни високоговорители по конструкция са подобни на високоговорителите за обща употреба, като обикновено шасито им е без отвори. Те имат горна гранична честота 15—18 kHz, рядко до 20 kHz. Нелинейните им изкривявания трудно отговарят на изискванията за Hi-Fi клас. Излъчването им става насочено още при 10—12 kHz. Честотната им характеристика не е гладка, в нея има върхове и палини дори ако неадекватността ѝ не е голяма. Поради посочените недостатъци тези високоговорители се използват ограничено за озвучителни тела от Hi-Fi клас. Те издържат значителни претоварвания и затова се използват в озвучителни тела за обща употреба. На фиг. 1.22 са дадени честотната и импедансната характеристики на високоговорителя тип ВВ104. Паспортната му мощност в честотна лента от 2,5 до 16 kHz е 20 W, а от 5 до 16 kHz — 40 W.



Фиг. 1.22

Куполните високочестотни високоговорители имат редица предимства: поради малките размери на купола високоговорителят излъчва насочено дъга при твърде високи честоти, поради малката маса на трептящата система горната гранична честота

може да се получи и над 20 kHz, преходните процеси са кратки, нелинейните изкривявания са малки, честотната характеристика може да се получи достатъчно гладка, чувствителността ѝ е не по-малка от тази на конусните високоговорители. Широкото при-

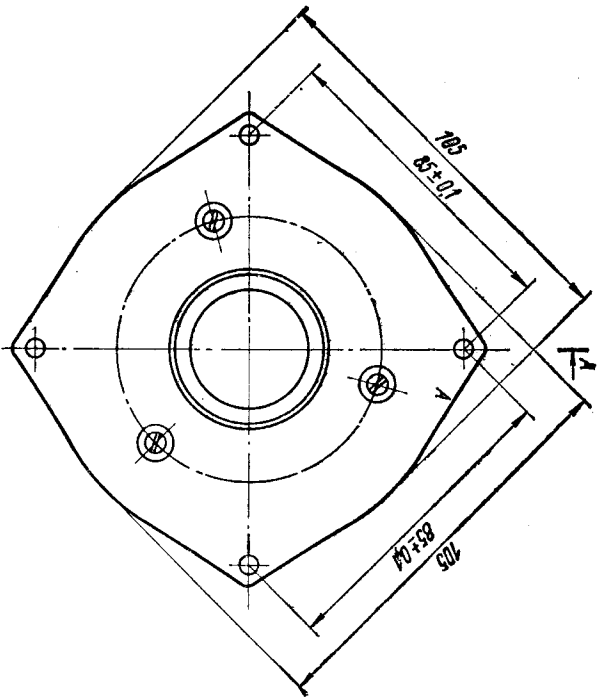


Фиг. 1.23. 1

ложение на куполните високочестотни високоговорители се дължи на посочените предимства. Нашата промишленост произвежда два типа от тези високоговорители.

Външният вид на **високоговорителя тип ВВ2531** е даден на фиг. 1.23. Основните му показатели са: паспортна мощност — 20 W; номинален импеданс — 8 Ω (произвежда се и вариант 4 Ω — тип

ВКВ2521); номинален честотен обхват — от 2 до 16 кГц; неравно-
мерност на честотната характеристика — не повече от 12 дВ (в
обхвата от 2 до 8 кГц — не повече от ± 4 дВ); характеристична
чувствителност — не по-малка от $0,4 \text{ PaW}^{-0,5}$; коефициент на хар-

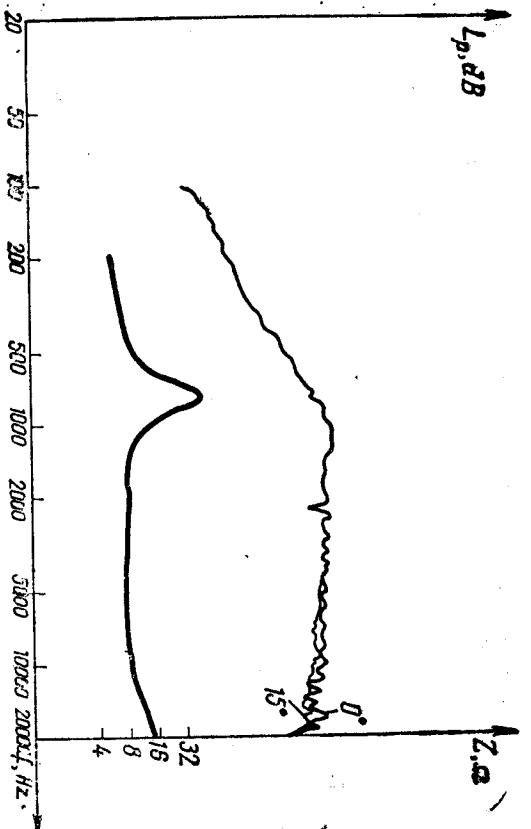


Фиг. 1.23. II

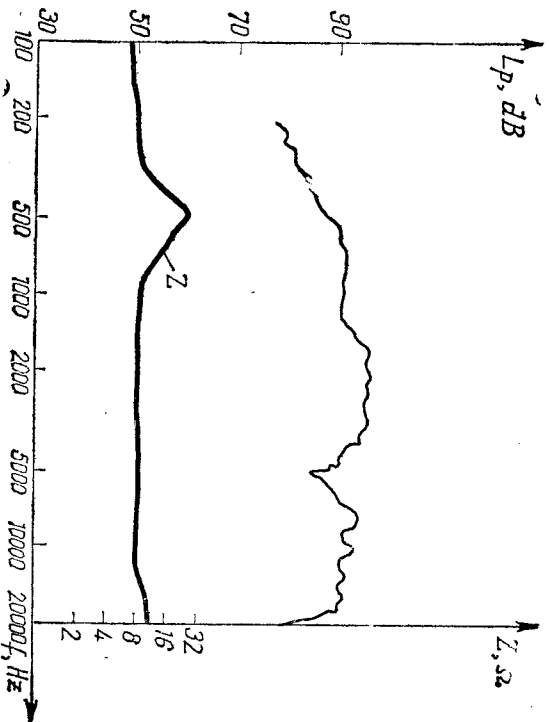
моните — не по-голям от 1%; понижаване нивото на излъчване
на $\pm 15^\circ$ от оста — не повече от 4 дВ. Основните му характерис-
тики са дадени на фиг. 1.24.

Високоестотният високоговорител тип ВКВ3731 е с пас-
портна мощност 20 W при честотен обхват от 2 до 16 кГц и 40 W
от 5 до 16 кГц. Честотната и импедансната му характеристики
са дадени на фиг. 1.25.

Лентовите високоестотни високоговорители са електродина-
мични с подвижна лента. Поради много малката маса на трептя-
щата им система те са почти безинертни, имат кратки преходни
процеси, а горната им гранична честота достига до 40 кГц. На-
ред с това обаче те са чувствителни към претоварвания и удари.
От тези високоговорители у нас се произвежда тип ВЛД40 (мо-
дернизация на доскоро произвеждания тип ВЛД12). Паспортната

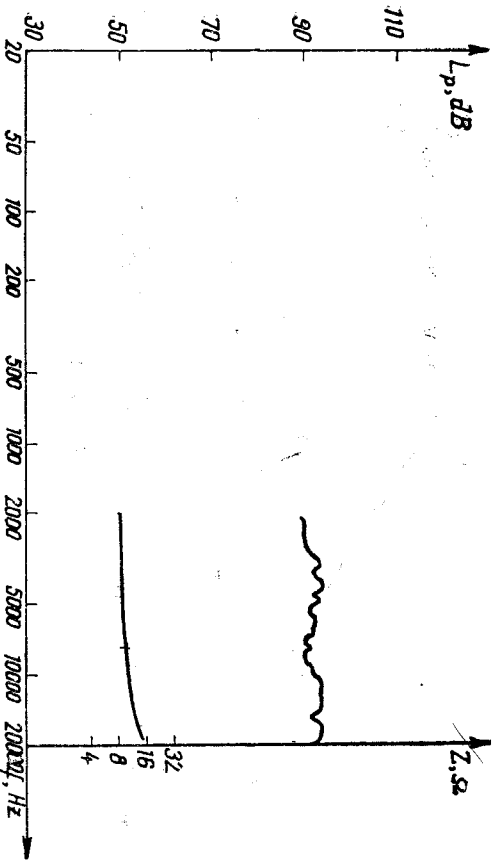


Фиг. 1.24



Фиг. 1.25

му мощност е 40 W, номиналният честотен обхват — от 2,5 до 40 кНз, а коефициентът на хармонични изкривявания е по-малък от 1%. Честотната му характеристика е показана на фиг. 1.26. Параметрите на високоговорителите, дадени в книгата, съот-



Фиг. 1.26

ветствуват на обявените от производителя стойности, съдържащи се в описанията и стандартизационните документи. Някой параметри са коригирани в съответствие с действителните стойности, измерени при контролни изпитания на образци от редовно произведено. Параметрите, които производителят не обявява, като динамична маса, гъвкавост, качествени фактори и др., са усреднявания от измерванията на 10—15 образца от тип. Въпреки усредняването тези стойности не са средностатистични, защото са от една или две партиди. Използването на тези стойности при проектирането на озвучителни тела ще осигури с достатъчна за практиката, точност съвпадане на теорията с практическите резултати.

5 Широколентови високоговорители

Високоговорителят тип ВК0822 е с номинален диаметър 125 mm. Неговата паспортна мощност е 4 W, а номиналният му честотен обхват е от 63 до 15000 Hz. Резонансната му

е 70 Hz, динамичната му трептяща маса $m = 5,5 \text{ g}$, еквивалентната му звукоизлъчваща повърхност $S = 0,63 \cdot 10^{-2} \text{ m}^2$, а гъвкавостта $c = 0,96 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$.

Високоговорителят тип ВК133-А4 е с номинален диаметър 132 mm. Обявената му паспортна мощност е 4 W, но при използване на високоговорителя като нискочестотен може да се натоварва до 10—15 W. Номиналният му импеданс е 4 Ω , резонансната му честота е 68 Hz, а характеристикната му чувствителност е $0,6 \text{ PaW}^{-0,5}$. Ефективният му честотен обхват е от 63 до 15000 Hz. Динамичната му трептяща маса е 4,8 g, а гъвкавостта му е $1,12 \text{ mN}^{-1}$, на което отговаря обем $V_c = 7,1 \text{ dm}^3$. Еквивалентната му звукоизлъчваща повърхност е $S = 6,7 \cdot 10^{-3} \text{ m}^2$. Качествението му фактори са $O_{mp} = 3,2$; $O_{sp} = 0,72$ и $O_{rp} = 0,59$.

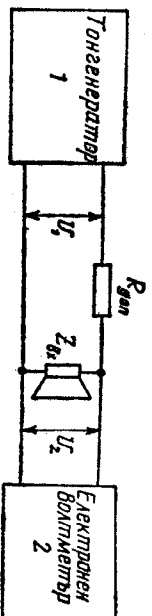
Високоговорителят тип ВК201Б4 е с номинален диаметър 200 mm. Паспортната му мощност е 10 W, номиналният му импеданс е 4 Ω , а резонансната му честота — 63 Hz. Има достатъчно широк ефективен честотен обхват — от 63 до 12500 Hz и висока чувствителност — не по-малка от $0,7 \text{ PaW}^{-0,5}$. Динамичната маса на трептящата му система е 15 g, гъвкавостта на окачваане е $c = 0,41 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$, а $S = 0,024 \text{ m}^2$.

Високоговорителят тип ВК1221 е с номинален диаметър 315 mm. Представява вариант на нискочестотния високоговорител със същия размер, но окачването му се осъществява с целулозни гънки и е поставен допълнителен високочестотен конус. Паспортната му мощност е 30 W, номиналният импеданс е 4 Ω , а резонансната му честота — 70 Hz. Номиналният му честотен обхват е от 70 до 12500 Hz, но ако върху централния полюсен накрайник на магнитната система се постави меден пръстен с дебелина 0,3 mm, горната гранична честота достига до 20 кНз. Характеристичната му чувствителност е $0,9 \text{ PaW}^{-0,5}$. Динамичната маса на трептящата система е 30 g, еквивалентната му звукоизлъчваща повърхност е $0,055 \text{ m}^2$, гъвкавостта на окачване е $c = 0,54 \cdot 10^{-3} \text{ mN}^{-1}$, а съответстващият на тази гъвкавост обем е $V_c = 224 \text{ dm}^3$.

1.6 ИЗМЕРВАНЕ НА ОСНОВНИТЕ ПАРАМЕТРИ НА ЕЛЕКТРОДИНАМИЧНИТЕ ВИСОКОГОВОРТЕЛИ

За измерване на електроакустичните показатели на високоговорителите е необходима сложна и скъпа апаратура, която не е достъпна за работа при домашни условия. Поради това тези показатели трябва да се приемат такива, каквито са обявени от

проводителя. Сравнително лесно може да се снемат импедансната характеристика на високоговорителя, а от нея може да се определи необходимите при проектирането параметри. Това може да се осъществи с опитната постановка, чиято блокова схема е дадена на фиг. 1.27.



Фиг. 1.27

Необходимо е тонгенераторът да бъде с точно градуирана скала, в противен случай трябва да се използва честотомер за измерване честотата на генерирания сигнал. Допълнителното съпротивление $R_{доп}$ трябва да бъде поне 5 пъти по-голямо от импеданса на високоговорителя при резонанс. За удобство се препоръчва да се приеме $R_{доп} = 1 \text{ k}\Omega$, а от генератора да се подава напрежение с ефективна стойност $U_1 = 1 \text{ V}$. При тези условия през веригата ще протича ток с ефективна стойност $I = 1 \text{ mA}$. Показанията на волтметра в mV ще съответствуват на импеданса Z_{ex} на високоговорителя в Ω .

$$U_2 = \frac{U_1 Z_{ex}}{R_{доп} + Z_{ex}} \approx \frac{U_1}{R_{доп}} \cdot Z_{ex} = 10^{-3} \cdot Z_{ex} \quad (1.21)$$

Като се измени честотата на генератора, се определя Z_{ex} за различните честоти и може да се построи импедансната характеристика — фиг. 1.28.

Необходимо е точно да се определи максимумът на кривата — да се отчете честотата, при която се получава, и да се определи стойността $Z_{ex \text{ max}}$.

Честотата, при която се получава максимумът, е резонансната честота f_0 на високоговорителя.

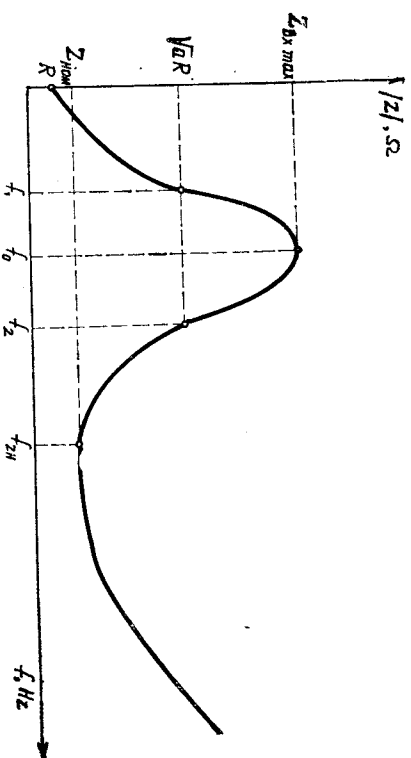
Необходимо е да се отчете точно стойността на минимума на импеданса при f_{zn} — това е номиналният импеданс на високоговорителя.

Импедансната характеристика може да се използва за определяне с достатъчна за практиката точност на стойността на им-

педанса за произволна, по-висока от f_{zn} честота. Като се знае (или измери) съпротивлението R на звуковата бобина, може да се определи индуктивността L от зависимостите

$$\omega L = \sqrt{Z_{ex}^2 - R^2} = X; \quad (1.22 a)$$

$$L = \frac{X}{2\pi f}. \quad (1.22 б)$$



Фиг. 1.28

Стойностите на Z_{ex} и L може да се използват за по-точно изчисляване на елементите на филтъра, ако са измерени при разлагателната честота.

От импедансната характеристика може да се определят и качествени фактори на високоговорителя. Осъществява се в следния ред:

$$\text{Поллага се } \frac{Z_{ex \text{ max}}}{R} = \frac{R + R_{ex}}{R} = a. \quad (1.23)$$

Измерва се $Z_{ex \text{ max}}$, R и f_0 .

Измерват се и двете честоти $f_1 < f_0$ и $f_2 > f_0$, при които импедансът на високоговорителя е $Z_{ex} = \sqrt{a} R = \sqrt{Z_{ex \text{ max}} R}$.

Механичният качествен фактор се определя от зависимостта

$$Q_{MP} = \frac{\sqrt{a} f_0}{f_2 - f_1}. \quad (1.24)$$

Електрическият качествен фактор се определя от зависимостта

$$Q_{ep} = \frac{Q_{Mp}}{a-1}. \quad (1.25)$$

Пълният качествен фактор може да се определи от зависимостта (1.13 б)

С опитната постановка от фиг. 1.44 може да се определи и обемът V_c , съответстващ на гъвкавостта на високоволторителя. За целта високоволторителят трябва да се монтира към кутия с известен обем V . При тези условия се сема импедансната характеристика на високоволторителя, определя се резонансната му честота f_{0e} и се изчислява електрическият качествен фактор Q_e по описания вече начин. Обемът V_c се определя от зависимостта

$$V_c = V \left(\frac{f_{0e} Q_e}{f_0 Q_{ep}} - 1 \right). \quad (1.26)$$

ГЛАВА ВТОРА ЕЛЕКТРИЧЕСКИ РАЗДЕЛИТЕЛНИ ФИЛТРИ ЗА ОЗВУЧИТЕЛНИ ТЕЛА

2.1. ОПРЕДЕЛЕНИЯ И ОСНОВНИ ПАРАМЕТРИ

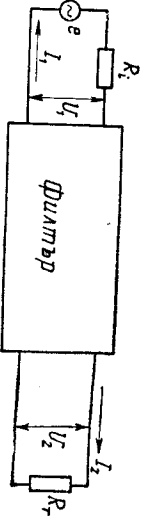
Висококачественото възпроизвеждане на целия звуков спектър само от един високоволторител срещу редица трудности, които, ако не са непреодолими, са много големи. Поради това звуковият спектър се разделя на подобхвати, всеки от които се възпроизвежда от отделен високоволторител, конструиран съобразно изискванията за висококачествено възпроизвеждане само на този обхват. За да се осъществи разделянето, се използват електрически разделителни филтри. По принцип те са електрически вериги, които имат избирателни свойства по отношение на честотата на сигналите. В електротехниката и особено в радиотехниката електрическите филтри са намерили много широко приложение. Използваните в електроакустиката разделителни филтри за озвучителните тела се различават от филтрите, използвани в радиотехниката, предимно с това, че разделителното честотно сигнали, които са съществено по-големи по мощност, т. е. през елементите на филтрите протичат значителни по големина токове. Другата особеност при озвучителните тела е, че товарът е високоволторител, чийто входен импеданс зависи от честотата.

В резултат на многобройни субективни прослушвания е установено, че конструкцията на филтъра оказва голямо влияние върху качеството на възпроизвеждане на озвучителните тела. От един комплект от високоволторители с много високи качественни показатели, комбиниран с неправилно изчислен филтър, ще се получи озвучително тяло, което няма да звучи добре.

Електрическият филтър е пасивна или активна електрическа верига, която пропуска без затихване (или с пренебрежимо малко затихване) сигналите от определен честотен обхват и не пропуска (или пропуска с голямо затихване) сигналите с честоти навън от този обхват. Ще бъдат анализирани само пасивните разделителни филтри, направени с чисто активен товар R_L , с който се апроксимира $Z_{вх}$ на високоволторителя.

На фиг. 2.1 е дадена блоковата схема на свързване на филтър към източника на електрическо напрежение и към консуматора. Въведени са следните означения:

e — електродвижещо напрежение на захранващия генератор;



Фиг. 2.1

R — вътрешно съпротивление на генератора;

U_1 и I_1 — входни напрежение и ток на филтъра;

U_2 и I_2 — изходни напрежение и ток на филтъра;

R_T — консуматор — товар на филтъра.

Коефициент на предаване K се нарича отношението на изходното U_2 към входното напрежение U_1 :

$$K = \frac{U_2}{U_1}. \quad (2.1)$$

Напреженията U_1 и U_2 имат комплексен характер, т. е. те се характеризират с определена големина и фаза в даден момент.

Фазова разлика φ — въгълът на дефазирание между изходното U_2 и входното напрежение U_1 .

В най-общия случай напреженията U_1 и U_2 са дефазирани едно спрямо друго на някакъв въгъл φ , от което следва, че коэффициентът на предаване K има комплексен характер, т. е. той също се характеризира с определена големина (модул K) и определен фазов въгъл φ . Обикновено модулът K и фазовата разлика φ зависят от честотата на предавания сигнал f . В практиката е прието вместо коефициента на предаване да се използва нивото L на изходното U_2 спрямо входното напрежение U_1 .

$$L = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}, \text{ dB}. \quad (2.2)$$

Входен импеданс Z_{ax} — отношението на входното напрежение U_1 към входния ток I_1 :

$$Z_{ax} = \frac{U_1}{I_1}. \quad (2.3)$$

Консумирана електрическа мощност P_{ax} — определя се от израза

$$P_{ax} = \frac{U_1^2}{Z_{ax}}. \quad (2.4)$$

Отдавана мощност P_T — определя се от израза

$$P_T = \frac{U_2^2}{R_T}. \quad (2.5)$$

Разделителна честота f_D — честотата, при която отдаваната върху товара електрическа мощност е 2 пъти по-малка от мощността, която се отдава при честота, клоняща към безкрайност, нула или някаква друга предварително определена честота от обхвата на пропускане.

Амплитудно-честотна характеристика — зависимостта на модула на коефициента на предаване K от честотата f на предавания сигнал. Нарича се още и само честотна характеристика на филтъра.

Фазово-честотна характеристика — зависимостта на фазовата разлика φ от честотата на предавания сигнал.

Импедансна характеристика — зависимостта на входния импеданс Z_{ax} на филтъра от честотата f на предавания сигнал.

Стръмност на затихване S_{zatt} — отношението на разликата ΔL между нивата L_2 и L_1 на коефициента на предаване на филтъра за две честоти f_2 и f_1 от областта му на непропускане към разликата Δf_{oct} между честотите f_2 и f_1 , изразена в октави

$$S_{zatt} = \frac{\Delta L}{\Delta f_{oct}}, \text{ dB}. \quad (2.6)$$

Разликата $\Delta L = L_2 - L_1$ между нивата на изходното напрежение на филтъра за честотите f_2 и f_1 се определя непосредствено от амплитудната му характеристика или се изчислява от зависимостта

$$\Delta L = 20 \lg \frac{U_2''}{U_2'}, \quad (2.6a)$$

където U_2'' е изходното напрежение за f_2 ;

U_2' — изходното напрежение за f_1 .

Разликата Δf_{oct} между честотите f_2 и f_1 се определя в октави съгласно зависимостта

$$\Delta f_{oct} = \frac{\lg \frac{f_2}{f_1}}{\lg 2}. \quad (2.6 б)$$

Ред (степен) на филтъра — най-високият степенен показател на честотата, участваещ в израза за коефициента на предаване на филтъра. Обикновено редът на даден филтър се определя от броят на участващите в схемата му реактивни елементи.

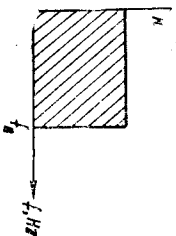
Честотен обхват на пропускане — честотният обхват, в който внасяното от филтъра затихване е не по-голямо от една определена стойност N . Обикновено се приема $N=3$ dB.

Честотен обхват на непропускане — честотният обхват, в който внасяното от филтъра затихване е по-голямо от една определена стойност N . Количествено тя съвпада с приетата гранична стойност за обхвата на пропускане.

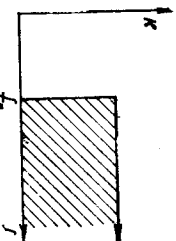
2.2. ВИДОВЕ РАЗДЕЛИТЕЛНИ ФИЛТРИ

Нискочестотен филтър — филтър, който пропуска електрически сигнали с честота от нула до една определена честота f_c и не пропуска сигналите с честота, по-висока от f_c . Честотата f_c се нарича горна гранична честота на филтъра. Идеалната честотна характеристика на нискочестотен филтър е дадена на фиг. 2.2.

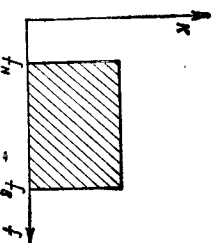
Височестотен филтър — филтър, който пропуска всички сигнали с честота, по-висока от една определена честота f_n и не пропуска сигнали с честота, по-ниска от f_n . Честотата f_n се нарича долна гранична честота на филтъра. Горната гранична честота на височестотния филтър клони към безкрайност. Идеалната честотна характеристика на височестотен филтър е дадена на фиг. 2.3.



Фиг. 2.2



Фиг. 2.3

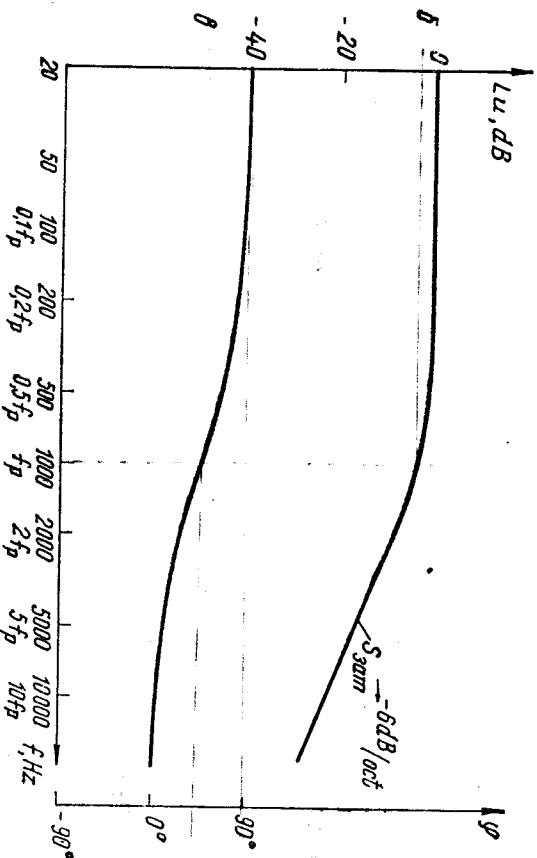
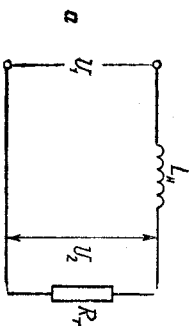


Фиг. 2.4

Лентов филтър — филтър, който пропуска сигналите от даден честотен смежтър, определен с долна гранична честота f_n и горна гранична честота f_g и не пропуска сигналите с честоти извън този спектър. Идеалната му честотна характеристика е дадена на фиг. 2.4.

2.3. РАЗДЕЛИТЕЛНИ ФИЛТРИ ОТ ПЪРВИ РЕД

Нискочестотен разделителен филтър от първи ред. Ако се свържат последователно една бобина с индуктивност L_n и един резистор със съпротивление R_r , като към краищата им се при-



Фиг. 2.5

ложки входното напрежение U_1 , а] ставят върху R_r се приеме за изходно напрежение U_2 , както е показано на фиг. 2.5а, се получава нискочестотен разделителен филтър от първи ред. Прието е $R_r=0$, на което съответствуват съвременните усилватели. От схемата на фигурата може да се определи коефициентът на пре-

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_T}{R_T + j\omega L_n} \quad (2.7)$$

Модулът на коефициента на предаване е

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_T}{\sqrt{R_T^2 + (\omega L_n)^2}} \quad (2.8)$$

а за нивото L_{U_n} на U_2 спрямо U_1 се получава

$$L_{U_n} = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} = 20 \lg \frac{R_T}{\sqrt{R_T^2 + (\omega L_n)^2}} \quad (2.9)$$

На фиг. 2.5 б е показана зависимостта на L_U от честотата f , т. е. честотната характеристика на филтъра, построена въз основа на зависимостта (2.9).

От зависимостта (2.7) се определя фазовата разлика φ_n между U_2 и U_1

$$\operatorname{tg} \varphi_n = -\frac{\omega L_n}{R_T} \quad (2.10)$$

От този израз се вижда, че фазовата разлика φ_n е отрицателна и с нарастване на честотата се увеличава по абсолютна стойност. При една определена честота f_1 се получава

$$L_n 2\pi f_1 = R_T \quad (2.10 a)$$

Като се замести в (2.10), се получава $\operatorname{tg} \varphi_n = -1$ и $\varphi_n = -45^\circ$. При честота f , която клони към безкрайност, фазовата разлика φ_n клони към -90° . На фиг. 2.5 в е построена фазовата характеристика на филтъра, изчислена от (2.10).

Входният импеданс Z_{ex} на нискочестотния филтър от първи ред е

$$Z_{ex} = R_T + j\omega L_n \quad (2.11 a)$$

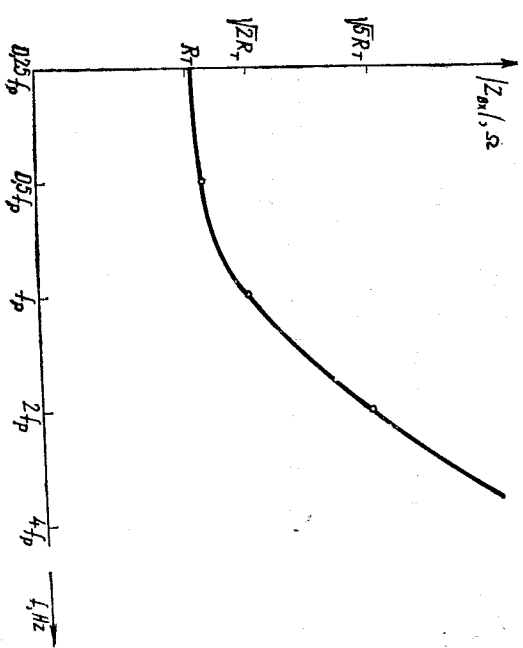
Модулът на входния импеданс е

$$Z_{ex} = \sqrt{R_T^2 + (\omega L_n)^2} \quad (2.11 б)$$

С увеличаване на честотата модулът на входния импеданс расте, като за честотата f_1 той е $Z_{ex} = \sqrt{2} R_T$. При честота f , клоняща към безкрайност, и входният импеданс става безкрайно голям. Импедансната характеристика на филтъра е дадена на фиг. 2.6. Фазата φ_2 на входния импеданс се определя от зависимостта

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{\omega L_n}{R_T} \quad (2.11 в)$$

Вижда се, че тя е равна на φ по големината, но с обратен знак спрямо нея, т. е. Z_{ex} има индуктивен характер. Индуктивността L_n на боината се определя от условието — за разделителната честота f_p мощността P_p върху товара R_T да



Фиг. 2.6

бъде половината от мощността P_0 , която той консумира при честота на сигнала, клоняща към нула. Приема се, че в областта на пропускане филтрите не внасят никакви затихване, т. е. коефициентът $K=1$ или нивото на U_2 спрямо U_1 е $L_U=0$ dB. При тази предпоставка се получава

$$\frac{P_p}{P_0} = \frac{U_{2p}^2}{U_{20}^2} = \frac{R_T^2}{(\sqrt{R_T^2 + (\omega_p L_n)^2})^2} = \frac{1}{2} \quad (2.12)$$

Решението на 2.12 спрямо L_n дава търсената зависимост

$$L_n = \frac{R_T}{2\pi f_p} \quad (2.13)$$

Изразът (2.13) може да се представи и във вида

$$\omega_p L_n = R_T \quad (2.13 a)$$

От сравнението на (2.13a) с (2.10a) се установява

$$f_1 = f_D. \quad (2.13б)$$

Следователно за разделителната честота се получава:

нивото на изходното напрежение се понижава с 3 dB;

фазовата разлика $\varphi_n = -45^\circ$;

модулът на входния импеданс $Z_{вх} = \sqrt{2} R_T$;

фазата на входния импеданс $\varphi_Z = 45^\circ$.

При зададена индуктивност L_H на бообината от (2.13) за разделителната честота се получава

$$f_D = \frac{R_T}{2\pi L_H}. \quad (2.14)$$

За честоти $f \gg f_D$ се получава $\omega L_H \gg R_T$. Във величината под корен на (2.8) и (2.9) може да се пренебрегне събираемото R_T и се получава

$$K \approx \frac{R_T}{2\pi L_H f}, \quad L_U \approx 20 \lg \frac{R_T}{2\pi L_H f}. \quad (2.15)$$

Вижда се, че K и L_U зависят обратно пропорционално от честотата на първа степен. Затова филтърът се нарича от първи ред. Броят на реактивните елементи е само един — индуктивността L_H .

Освен това от (2.15) се установява, че стръмността на затикване клони към 6 dB/oct при $f \gg f_D$.

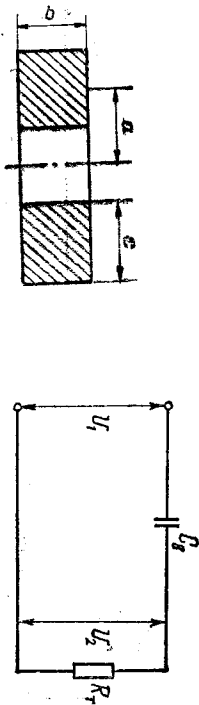
Изменението на индуктивността на бообината води единствено до изменение на разделителната честота f_D . Следователно индуктивността L_H се определя от (2.13) само от съображения за получаване на избраната разделителна честота. Необходимо е обаче да се има предвид, че нискочестотният филтър е само едно звено на даден филтър и паралелно на него е свързано високочестотното звено. Ако се увеличи разделителната честота на нискочестотното звено, без да се изменя разделителната честота на високочестотното звено, ще се получи честотен обхват на препокриване, който ще се пропуса и от двата филтъра. Входният импеданс на системата в този обхват ще стане 2 пъти по-малък от стойността на товара и съществува опасност от претоварване на усилвателя. Такава грешка не трябва да се допуска.

Пример. Да се изчисли нискочестотен разделителен филтър от първи ред при зададен товар $R_T = 4 \Omega$ и разделителна честота 1800 Hz.

От (2.13) се определя индуктивността

$$L_H = 352 \mu\text{H}. \quad (2.16)$$

Конструктивно изчисляване на бообини за филтри. Обикновено бообините за разделителни филтри за озвучителни тела се изработват като многослойна намотка, навита върху основа от немагнитен материал, най-често се използва пластмасов цилиндър. Индуктивността на такава бообина се изчислява от зависимостта



Фиг. 2.7

Фиг. 2.8

$$L = \frac{320 a^2 n^2}{6a + 9b + 10c} \cdot 10^{-8}, \text{ H}. \quad (2.17)$$

Размерите a , b и c са означени на фиг. 2.7, а n е броят на навивките.

Ако бообините се навиват върху пластмасов цилиндър с външен диаметър 40 mm и височина 20 mm, като се използва меден проводник тип ПЕТ-1-В или ПЕТ-1-Р с диаметър 1 mm, броят на навивките n за различните стойности на L е даден в табл. 2.1

Таблица 2.1

$L, \text{ mH}$	0.2	0.25	0.35	0.50	0.60	0.70	1.00	1.2	1.5	2.0	3.2	6.4
n	60	68	80	100	110	120	145	158	178	208	257	360

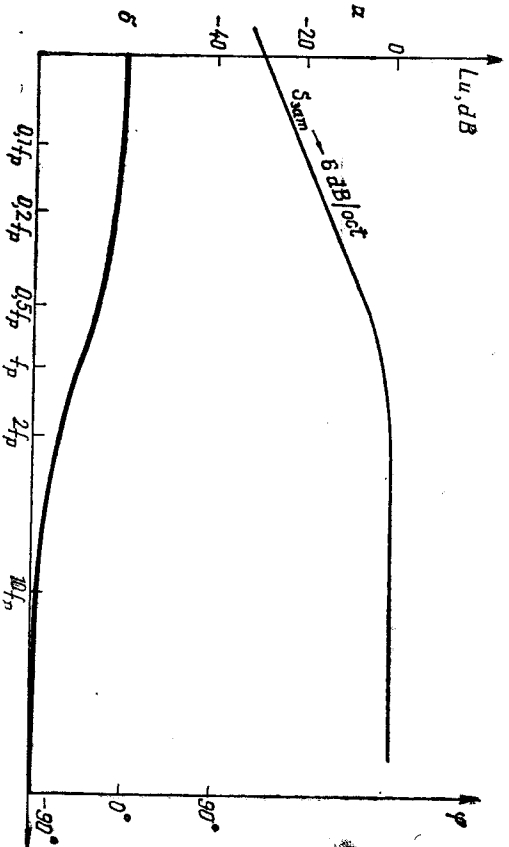
Високочестотен разделителен филтър от първи ред. Ако последователно на един резистор R_T се свърже кондензатор с капацитет C , и към краищата им се приложи входно напрежение U_1 , а следът върху R_T се вземе за изходно напрежение U_2 , се получава високочестотен разделителен филтър от първи ред — фиг. 2.8. Прето е $R_1 = 0$. За коефициента на предаване K от фиг. 2.8 в този случай се получава

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_T}{R_T + \frac{1}{j\omega C}}. \quad (2.18)$$

Модулът на коефициента на предаване е

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\omega CR_T}{\sqrt{1 + (\omega CR_T)^2}} \quad (2.19)$$

За нивото L_U на напрехенето U_2 спрямо U_1 се получава



Фиг. 2.9

$$L_U = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} = 20 \lg \frac{\omega CR_T}{\sqrt{1 + (\omega CR_T)^2}} \quad (2.20)$$

За много ниски честоти (ω клони към нула) и модулът на коефициента на предаване клони към нула, а L_U клони към $-\infty$. С увеличаване на честотата K расте, като при много високи честоти ($\omega \rightarrow \infty$), K клони към единица, т. е. $L_U \rightarrow 0$. На фиг. 2.9 а е показана честотната характеристика на филтъра, построена съгласно зависимостта (2.20).

Зависимостта на фазовата разлика φ_e между напреженията U_2 и U_1 от честотата може да се определи от израза (2.18). Получава се

$$\operatorname{tg} \varphi_e = \frac{1}{\omega CR_T} \quad (2.21)$$

От (2.21) се установява, че фазовата разлика е положителна за всички честоти и намалява с увеличаване на честотата. При мно-

го ниски честоти ($\omega \rightarrow 0$) за $\operatorname{tg} \varphi_e$ се получава много голъма стойност ($\operatorname{tg} \varphi_e \rightarrow \infty$), а фазовата разлика $\varphi_e = 90^\circ$. С увеличаване на честотата фазовата разлика намалява и при една определена честота се получава

$$2\pi f_1 CR_T = 1, \quad R_T = \frac{1}{2\pi f_1 C} \quad (2.22)$$

Като се замести (2.22) в (2.21), се получава $\operatorname{tg} \varphi_e = 1$ и $\varphi_e = 45^\circ$. При много високи честоти ($\omega \rightarrow \infty$) фазовата разлика намалява, $\operatorname{tg} \varphi_e$ клони към нула и φ_e също клони към нула. На фиг. 2.9 б е построена фазовата характеристика на филтъра съгласно зависимостта (2.21).

Входният импеданс на високочестотния филтър от първи ред е

$$Z_{ex} = R_T + \frac{1}{j\omega C} \quad (2.23 a)$$

Модулът Z_{ex} на входния импеданс е

$$Z_{ex} = \sqrt{R_T^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} \quad (2.23 б)$$

За много ниски честоти модулът на входния импеданс на високочестотния филтър от първи ред има много голъма стойност — при f , клоняща към нула, входният импеданс клони към безкрайност. С увеличаване на честотата модулът на входния импеданс намалява, като при честота f_1 той е $Z_{ex} = \sqrt{2} R_T$. За честоти, по-високи от f_1 , модулът на входния импеданс намалява, но остава по-голям от R_T . Едва при много високи честоти ($\omega \rightarrow \infty$) се получава $Z_{ex} \approx R_T$. Импедансната характеристика на филтъра е дадена на фиг. 2.10.

Фазата φ_Z на входния импеданс съгласно (2.23 а) се определя от зависимостта

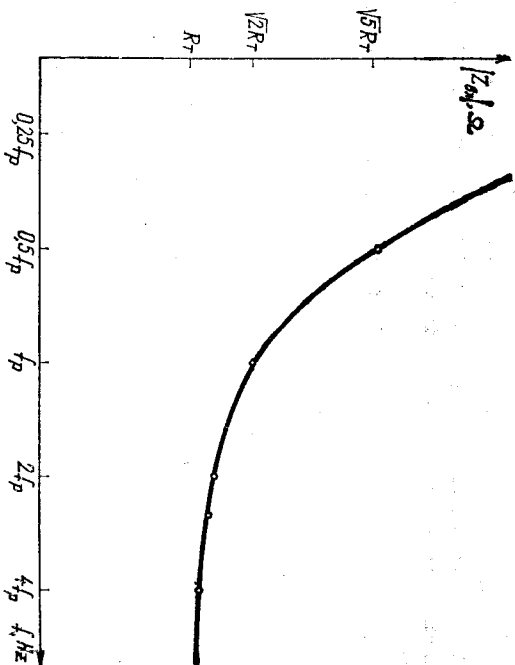
$$\operatorname{tg} \varphi_Z = -\frac{1}{\omega CR_T} \quad (2.23 в)$$

От (2.23 в) следва, че входният импеданс на високочестотния филтър от първи ред има капацитивен характер за целия честотен обхват, което се вижда и от неговата схема.

Капацитетът на кондензатора C се определя от условиято за разделиелната честота f_p мощността P_p върху товара R_T да бъде половината от мощността P_0 , която той консумира при честотата на сигнала, клоняща към безкрайност, или по-точно за честотата, която е много по-висока от f_p . За областта на пропускане тук също се приема, че филтърът не внася никакво затихване,

т. е. $K_0=1$ или нивото на U_2 спрямо U_1 е $L_U=0$ dB. При тези условия се получава

$$\frac{P_p}{P_0} = \frac{U_{2p}^2}{U_{1p}^2} = \frac{R_T^2}{R_T^2 + \frac{1}{\omega_p^2 C^2}} = \frac{1}{2}. \quad (2.24)$$



Фиг. 2.10

Решението на (2.24) спрямо C дава търсената зависимост

$$C = \frac{1}{2\pi f_p R_T}. \quad (2.25 a)$$

По принцип изразът (2.25 a) означава, че за разделителната честота f_p импедансът на кондензатора C е равен на съпротивлението на товара R_T :

$$\frac{1}{\omega_p C} = R_T. \quad (2.25 б)$$

От сравнението на (2.25 a) с (2.22) се установява, че е в сила равенството $\omega_p = \omega_1$,

$$f_p = f_1. \quad (2.25 в)$$

Следователно за разделителната честота на високочестотния разделителен филтър от първи ред се получава:

нивото L_U на входното напрежение е -3 dB; фазовата разлика $\varphi_p = 45^\circ$;

модулът на входния импеданс $Z_{ix} = \sqrt{2} R_T$; фазата на входния импеданс $\varphi_Z = -45^\circ$.

За разделителната честота f_p съгласно с (2.25 a) се получава

$$f_p = \frac{1}{2\pi C R_T}. \quad (2.26)$$

За честоти на сигнала, които са много по-ниски от разделителната, се получава $\omega_p C R_T \ll 1$. Във величината под корен на (2.19) и (2.20) може да се пренебрегне събираемото $\omega_p C R_T$ и се получава

$$K \approx 2\pi f R_T; L_U \approx 20 \lg 2\pi f C R_T \quad (2.27)$$

От (2.27) се установява, че K и L_U зависят право пропорционално от честотата на първа степен и затова филтърът се нарича от първи ред. Броят на реактивните елементи е един — кондензаторът C .

От (2.27) се установява също, че стръмността на затихване клони към 6 dB/oct при $f \ll f_p$, но около f_p тя е по-малка.

Изменението на капацитета на кондензатора C при високочестотния филтър от първи ред води единствено до изменение на неговата разделителна честота f_p . Следователно капацитетът на C се определя от (2.25 a) само от съображения за получаване на предварително избраната разделителна честота. Тук също трябва да се вземе предвид, че с изменение на разделителната честота настъпват съответни изменения на всички величини, които зависят относително от честотата (зависят от $\frac{f}{f_p}$). Последствията от промяната на разделителната честота трябва да се преценят, като се вземе предвид в мнението на високочестотния филтър върху общото съчетание от филтри, участващи в схемата за разделяне звуковия спектър на подобхватител — най-малкото, което трябва да се направи, е да се изследва входният импеданс на съвкупния филтър. Ако се установи, че съществува опасност от получаване на входен импеданс, който е по-малък от номиналния, решението не трябва да се приема.

Пример 1. Да се изчисли високочестотен разделителен филтър от първи ред при зададен товар $R_T = 4 \Omega$ и разделителна честота 1800 Hz.

От (2.25 а) се определя капацитетът на С:

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 1800 \cdot 4} = 22 \mu\text{F}. \quad (2.28)$$

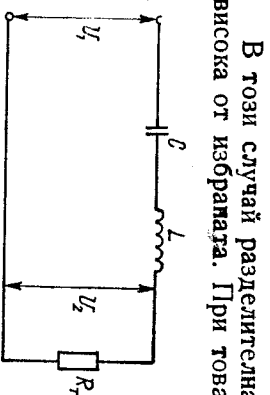
Полученият капацитет съпада със стандартната стойност или може да се реализира от паралелното свързване на два кондензатора с капацитет 10 μF и един кондензатор с капацитет 2 μF , всички от типа МБГП-2.

Пример 2. Да се изчисли височестотен разделителен филтър от първи ред при зададен товар $R_T = 8 \Omega$ и разделителна честота 2200 Hz.

От (2.25 а) се определя $C = 9.0 \mu\text{F}$. Получената стойност не е стандартна. Налага се да се приеме друг капацитет на С, който да съвпадне със стандартната стойност. Приема се $C' = 10 \mu\text{F}$. Разделителната честота се изменя на $f_p' = 1980 \text{ Hz}$, т. е. със 220 Hz по-ниска от избраната. Трябва да се изследва съвместната работа на този филтър в обхвата 1980—2200 Hz с височестотния филтър и тогава да се прецени целесообразно ли е да се приеме този капацитет на кондензатора.

Може да се приеме по-малък от изчисления, например $C'' = 8 \mu\text{F}$. Ще се реализира от паралелното свързване на два кондензатора тип МБГП-2 с капацитет по 4 μF . За разделителната честота f_p'' се получава

$$f_p'' = \frac{1}{2\pi \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 8} = 2480 \text{ Hz}. \quad (2.29)$$



Фиг. 2.11

В този случай разделителната честота се подучи с 280 Hz по-висока от избраната. При това условие входният импеданс на височестотния филтър в обхвата 2200—2480 Hz ще бъде по-голям от импеданса, който **б**и се получил при разделителна честотата 2200 Hz. Влиянието върху хода на честотната характеристика не е съществено. Следователно за предпочитане е капацитетът на кондензатора С да се избере с по-малката стандартна стойност от изчислената.

Средночестотен разделителен филтър от първи ред. Ако последователно на един резистор R_T се свържат кондензатор с капацитет С и bobина с индуктивност L, и към краищата им се приложи входното напрежение U_1 , а спадът върху R_T се вземе

за изходно напрежение U_2 , се получава среднечестотен разделителен филтър от първи ред—фиг. 2.11. От схемата на фиг. 2.11 може да се изведе аналитичен израз за зависимостта на коефициента K от честотата

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_T}{R_T + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}}. \quad (2.30)$$

Модулът на коефициента на предаване е

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_T}{\sqrt{R_T^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \quad (2.31)$$

За нивото L_U на изходното напрежение U_2 спрямо входното U_1 се получава

$$L_U = 20 \lg \frac{R_T}{\sqrt{R_T^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \quad (2.32)$$

По принцип среднечестотният разделителен филтър от първи ред представлява един електрически трептящ кръг. Резонансната му честота се определя от условието за анулиране на реактивната компонента

$$\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0; \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}. \quad (2.33)$$

За резонансната честота f_0 се получава $K = 1$ и $L_U = 0 \text{ dB}$. За всички останали честоти коефициентът на предаване K е по-малък от единица, съответно нивото L_U на изходното напрежение има отрицателни стойности.

Зависимостта (2.31) за коефициента на предаване може да се напише във вида

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 x^2 \left(1 - \frac{1}{x^2}\right)^2}}, \quad (2.34)$$

където $x = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0}$ е нормирана честота,

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R_T} = \frac{1}{R_T} \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ — качествено фактор на кръга}. \quad (2.35 б)$$

За нивото на U_2 спрямо U_1 се получава

$$L_U = -20 \lg \sqrt{1 + Q^2 x^2 \left(1 - \frac{1}{x^2}\right)^2}. \quad (2.36)$$

На фиг. 2.12 а са дадени няколко честотни характеристики на средночестотен разделителен филтър от първи ред при параметър $Q = 1$; $Q = 0,707$ и $Q = 0,316$. От графиката се вижда, че добър резултат се получава при $Q = 0,316$. Във всички случаи стръмността на загибване в областта на непропускане клони към 6 дВ/окт.

Разделителните честоти могат да бъдат определени точно от условието — *мощността, която се консумира от филтъра за раздължителните честоти, да бъде два пъти по малка от тази, която се консумира при резонансната честота f_0* . Това е еквивалентно на условието коефициентът на предаване да стане равен на 0,707. От (2.34) се получава

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 x^2 \left(1 - \frac{1}{x^2}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (2.37)$$

Решението на (2.37) дава двете нормирани разделителни честоти

$$x_1 = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4} - \frac{1}{Q} \right), \quad x_2 = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4} + \frac{1}{Q} \right). \quad (2.38)$$

Вижда се, че $x_1 x_2 = 1$, т. е. $f_1 f_2 = f_0^2$.

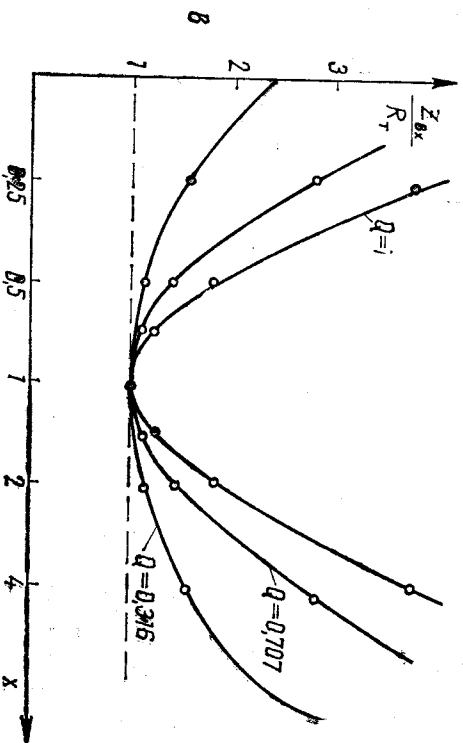
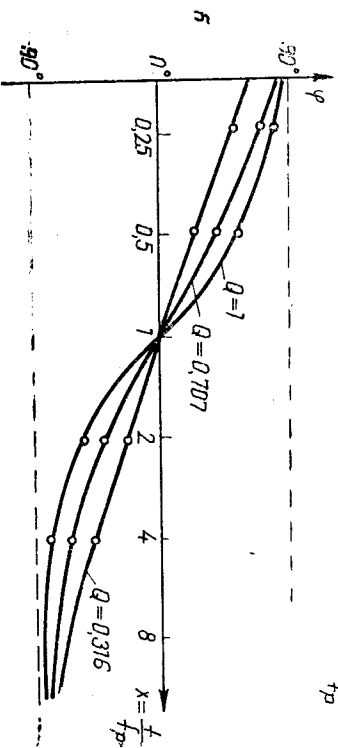
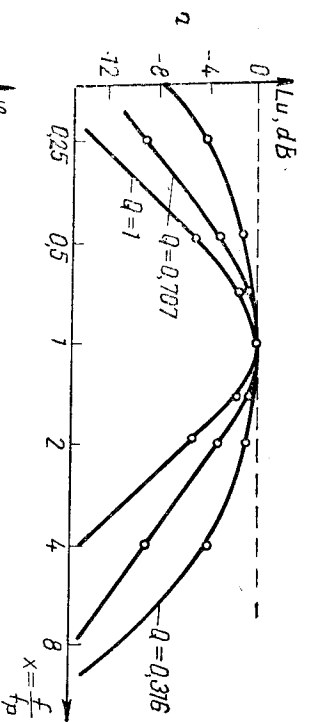
Разделителните честоти са

$$f_1 = \frac{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4} - \frac{1}{Q}}{4\pi \sqrt{LC}}, \quad (2.39 a)$$

$$f_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4} + \frac{1}{Q}}{4\pi \sqrt{LC}}. \quad (2.39 б)$$

При зададени разделителни честоти f_1 и f_2 може да се определи необходимата стойност на Q . Тя се получава, като се раздели (2.39 б) на (2.39 а) на

$$\frac{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4} + \frac{1}{Q}}{\sqrt{\frac{1}{Q^2} + 4} - \frac{1}{Q}} = \frac{f_2}{f_1} = b. \quad (2.40)$$



Фиг. 2.12

Решението спрямо Q дава

$$Q = \frac{b}{b-1}. \quad (2.41)$$

При известна вече стойност на Q от (2.38 а) и (2.38 б) може да се определи x_1 и x_2 , а следователно и f_0 . След като се определи f_0 , не е трудно да се определят елементите на разделителния филтър

$$L = \frac{QR_T}{2\pi f_0}; \quad (2.42)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 QR_T}. \quad (2.43)$$

Средночестотният филтър от първи ред може да се разглежда като съставен от нискочестотен и високочестотен филтър от първи ред. Последователно свързаните боина L и товар R_T образуват нискочестотен филтър, чиито разделителна честота съвпада с по-високата от разделителните честоти на средночестотния филтър. За тази честота съпротивлението на кондензатора C е достатъчно малко и може да се пренебрегне. От друга страна, последователно свързаните C и R_T образуват високочестотен филтър, чиито разделителна честота съвпада с по-ниската от разделителните честоти на средночестотния филтър. За тази честота съпротивлението на боината L е достатъчно малко и може да се пренебрегне. Това третиране на средночестотния филтър дава основание неговите елементи да се изчислят: L от (2.13) за f_2 , а C от (2.25 а) за f_1 . Грешката намалява с увеличаване на отношението b .

Фазовата разлика φ между изходното и входното напрежение може да се определи от зависимостта (2.30), като се използват (2.35 а) и (2.35 б). Получава се

$$\operatorname{tg} \varphi = -Q \left(x - \frac{1}{x} \right). \quad (2.44)$$

Вижда се, че при много малки стойности на x фазовата разлика клони към $+90^\circ$, а при много големи стойности клони към -90° , независимо от стойността на Q . При $x=1$ фазовата разлика е 0 , също независимо от Q . Стойността на Q оказва влияние върху фазовата разлика за честоти, които са блиски до резонансната честота на филтъра. На фиг. 2.12 б са дадени фазовите характеристики на средночестотен филтър от първи ред за три стойности на Q . Вижда се, че при по-големи стойности на Q

фазовата разлика φ се изменя по-бързо с изменение на честотата в околността на f_0 .

Входният импеданс на филтъра се определя от фиг. 2.12 а.

$$Z_{ax} = R_T + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right). \quad (2.45)$$

Модулът на входния импеданс е

$$Z_{ax} = R_T \sqrt{1 + Q^2 \left(x - \frac{1}{x} \right)^2}. \quad (2.46)$$

Фазата φ_2 се определя от зависимостта

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = Q \left(x - \frac{1}{x} \right). \quad (2.47)$$

На фиг. 2.12 в са дадени импедансните характеристики на филтъра за същите три стойности на Q , за които са дадени честотите и фазовите му характеристики.

При средночестотния разделителен филтър от първи ред изменението на стойността на един от реактивните му елементи (L или C) води до промяна на реда на параметри на филтъра — изменя се Q , а с този параметър са свързани всички останали параметри на филтъра. Следователно ще се измени широчината на пропускания честотен обхват, ще се измени ходът на честотната, фазовата и импедансната характеристики и т. н. При необходимост от изменение на стойността на даден елемент трябва да се анализира добре влиянието му и да се внесат необходими корекции за запазване основните параметри на филтъра.

Пример 1. Да се изчисли средночестотен разделителен филтър от първи ред при зададен номинален товар $R_T = 4 \Omega$ и разделителни честоти $f_1 = 500 \text{ Hz}$ и $f_2 = 5000 \text{ Hz}$.

- Отношението от двете разделителни честоти е $\frac{f_2}{f_1} = 10$.
- Необходимата стойност на качествения фактор е $Q = 0,35$.
- Нормираните разделителни честоти са $x_1 = 0,316$ и $x_2 = 3,16$.
- Честотата $f_0 = 1580 \text{ Hz}$.
- Капацитетът $C = 73 \mu\text{F}$.
- Полученият капацитет би следвало да се реализира от паралелното свързване на няколко кондензатора — например $47 + 22 + 3,9 = 72,9 \mu\text{F}$.
- Индуктивността $L = 143 \mu\text{H}$.

За сравнение ще бъдат изчислени стойностите на L и C от зависимостите (2.13) и (2.25 а). Получава се $L' = 127 \mu\text{H}$ и $C' = 79 \mu\text{F}$. На тези стойности съответствуват $Q' = 0,328$. От сравня-

ването се установява, че разликата между стойностите на изчислените по двата начина елементи е около 10%.

Пример 2. Да се изчисли средночестотен разделителен филтър от първи ред при зададен номинален товар $R_T = 8 \Omega$ и разделителни честоти $f_1 = 1000 \text{ Hz}$ и $f_2 = 4000 \text{ Hz}$.

- Отношението $\frac{f_1}{f_2} = 4$.
- Необходимата стойност на качествения фактор е $Q = 0,667$.
- Нормираните разделителни честоти са $x_1 = 0,5$ и $x_2 = 2$.
- Честотата $f_0 = 2000 \text{ Hz}$.
- Капацитетът $C = 15 \mu\text{F}$.
- Получената стойност е стандартна.
- Индуктивността $L = 424 \mu\text{H}$.
- Елементите L и C , изчислени от зависимостите (2.13) и (2.25 а), са $L = 320 \mu\text{H}$, $C = 20 \mu\text{F}$ и $Q = 0,5$.

Останалите параметри на филтъра ще бъдат: $f_0 = 2000 \text{ Hz}$, $x'_1 = 0,41$ и $x'_2 = 2,44$.

Следователно, ако се използват зависимостите (2.13) и (2.25 а) за определение стойностите на елементите L и C на средночестотен филтър от първи ред, ще се получат стойности, които определят малко по-нисък качествен фактор и малко по-широк честотен обхват на пропускане спрямо зададения.

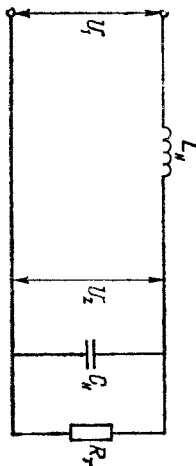
2.4. РАЗДЕЛИТЕЛНИ ФИЛТРИ ОТ ВТОРИ РЕД

Разделителните филтри от първи ред внасят затихване в честотния обхват на непропускане, което се изменя с 6 dB/oct. Понякога това затихване е достатъчно, но в повечето случаи се оказва недостигащо. Това се отнася предимно за високочестотния филтър. Твърде често разделителната честота на високочестотния филтър се приема сравнително ниска, на границата на номиналния честотен обхват на високоговорителя. Не са редки случаи, когато за честоти, които са по-ниски от разделителната честота с $1/3$ от октавата, високоговорителят да проявява значителни изкривявания. При използване на филтър от първи ред напрежението върху високоговорителя за тези честоти е достатъчно голямо, за да се запазят изкривяванията в недопустими граници. Затова се налага използването на филтри от втори ред, които внасят затихване в областта на непропускане със стръмност 12 dB/oct.

2.4.1. Нискочестотен разделителен филтър от втори ред

Принципната схема на филтъра е дадена на фиг. 2.13. Изграден е от два реактивни елемента — бобина с индуктивност L_N , свързана последователно на товарното съпротивление R_T и кондензатор с капацитет C_N , свързан паралелно на R_T . Към краищата на получената електрическа верига се подава входното напрежение U_1 , а изходното напрежение U_2 е следът върху R_T .

Целесъобразно е да се направят следните полання:



Фиг. 2.13

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_N C_N}}; \quad f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_N C_N}}; \quad (2.48)$$

$$\frac{\omega}{\omega_p} = \frac{f}{f_p} = x; \quad (2.49)$$

$$\frac{\omega_p L_N}{R_T} = \frac{1}{\omega_p C_N R_T} = \frac{1}{R_T} \sqrt{\frac{L_N}{C_N}} = Q_N. \quad (2.50)$$

От фиг. 2.13, като се вземат пред вид направените полання, се получава

$$K_N = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{1 - x^2 + jQ_N x}. \quad (2.51)$$

Модулът на коефициента на предаване е

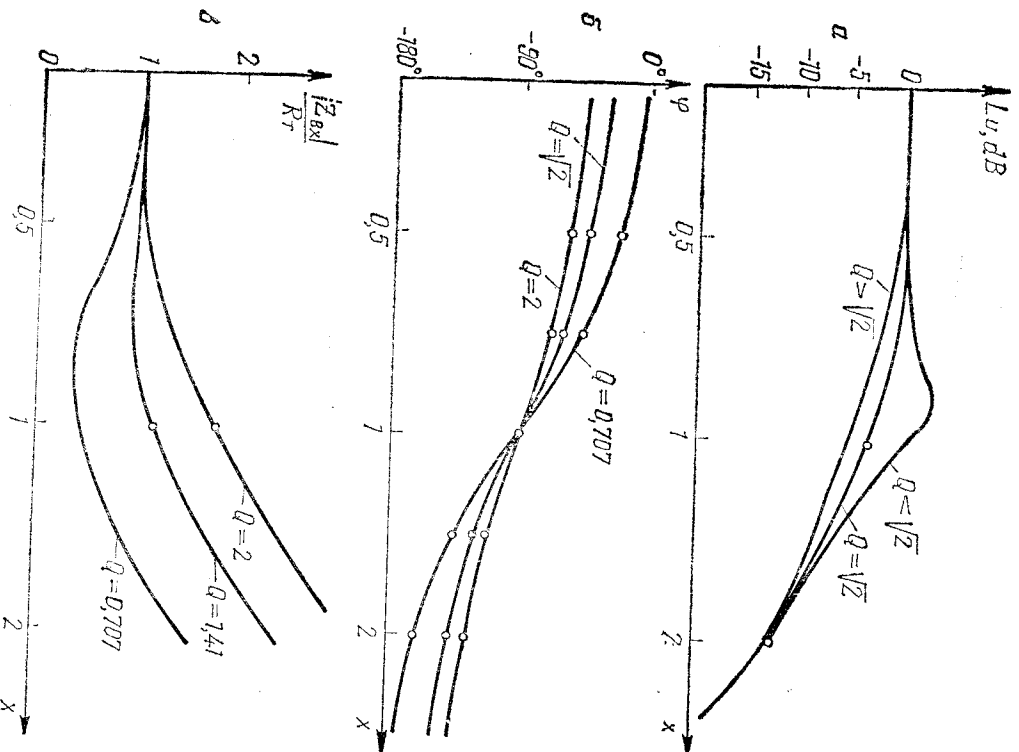
$$K_N = \frac{1}{\sqrt{1 + (Q^2 - 2)x^2 + 1}}. \quad (2.52)$$

Нивото L_{HN} на изходното напрежение спрямо входното е

$$L_{HN} = -20 \lg \sqrt{1 + (Q^2 - 2)x^2 + 1}. \quad (2.53)$$

Вижда се, че модулът на коефициента на предаване K_N , респ. L_{HN} , зависи от нормираната честота x и от параметъра Q_N , следователно от честотата f и от елементите на филтъра. При много малки стойности на x коефициентът на предаване

Кн клони към единица, а $L_{0H} = 0$ dB. При $x \gg 1$ се получава $K_H \approx \frac{1}{x^2}$. Оттук следва, че в областта на непропускане филтърът внася затихване, което нараства с квадрата (втората степен) на



Фиг. 2.14

честотата, защото коефициентът на предаване намалява с втората степен на честотата. L_{0H} се изменя със стръмност на затихването $S_{зад} = 12$ dB/oct. Освен това при $x \rightarrow \infty$ коефициентът на предаване клони към нула независимо от стойността на Q_H .

Твърде често филтрите, подобни на показаните на фиг. 2.13, се наричат филтри на Батърворт (Butterworth). Това наименование е неправилно, защото Батърворт е предложил само метода за апроксимиране на честотната характеристика на коефициента на предаване на филтрите, така че да се получи максимално плоска честотна характеристика в честотния обхват на пропускане. За нискочестотния филтър от втори ред такава характеристика се получава при параметър

$$Q_H = \frac{1}{R_T} \sqrt{\frac{L_H}{C_H}} = \sqrt{2} \quad (2.54)$$

На фиг. 2.14 а са построени три честотни характеристики на филтъра от втори ред при параметър Q_H . От тях се вижда, че в областта на разделителната честота честотната характеристика може да има подем (при $Q_H < \sqrt{2}$) или да започне да понижаванивото си още при малки стойности на x (при $Q_H > \sqrt{2}$). Стръмността в областта на непропускане за трите честотни характеристики клони към 12 dB/oct. При $Q_H = \sqrt{2}$ честотната характеристика е гранично плоска, нарича се максимално плоска. От честотните характеристики на фиг. 2.14 а се вижда, че честотата, за която нивото на изходното напрежение се понижават с 3 dB, зависи от параметъра Q_H . Това може да се установи и аналитично, като се приравни изразът (2.52) на 0,707. За нормираната честота x_3 , при която $L_{0H} = -3$ dB, се получава

$$x_3 = \sqrt{\frac{2 - Q_H^2 + \sqrt{Q_H^4 - 4Q_H^2 + 8}}{2}} \quad (2.55)$$

При $Q_H = \sqrt{2}$ от (2.55) се определя $x_3 = 1$. По обратен ред, ако се постави изискването $x_3 = 1$, от (2.55) се получава $Q_H = \sqrt{2}$. При стойности на $Q_H < \sqrt{2}$ съществува една честота f_{Hmax} , за която коефициентът на предаване K_H получава максимум, при което $K_{Hmax} > 1$. Тази честота се определя от зависимостта

$$f_{Hmax} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2 - Q_H^2}{2L_H C_H}} \quad (2.56)$$

Елементите на нискочестотния разделителен филтър от втори ред се определят от следните условия:

— За разделителната честота консумираната от товара мощност да бъде половината от мощността, която консумира при много ниски честоти. Това се постига при $K_H = 0,707$ или $L_{CH} = -3$ dB. От това условие се получава (2.55).

— Честотната характеристика да бъде максимално плоска, т. е. стойността на Q_H да бъде оптимална. Оптималният ход на честотната характеристика се получава при удовлетворяване на условия (2.54). Като се замести (2.54) в (2.55), се получава $x_3 = 1$, т. е. $f_3 = f_p$.

Следователно двете зависимости (2.54) и (2.48) образуват една система, в която неизвестни са L_H и C_H и следователно са достатъчни за определяне елементите на филтъра. От решаването на системата се получава

$$L_H = \frac{R_T}{\sqrt{2}\pi f_p}, \quad (2.57)$$

$$C_H = \frac{1}{2\sqrt{2}f_p R_T\pi}. \quad (2.58)$$

Фазовата характеристика на нискочестотния филтър от втори ред се определя от (2.51)

$$\text{tg } \varphi_H = -\frac{Q_H x}{1-x^2}. \quad (2.59)$$

При много малки стойности на x дефазирането е също много малко. При стойности на x между 0 и 1 фазовата разлика φ_H се изменя от 0° до -90° . За самата разделителна честота $\varphi_H = -90^\circ$, т. е. то е два пъти по-голямо в сравнение с нискочестотния филтър от първи ред. При $x > 1$ фазовата разлика се изменя от -90° до -180° . Влиянието на параметъра Q_H върху хода на фазовата характеристика се ограничава до определене стръмноста (скоростта) на изменение на фазовата разлика при изменение на честотата, и то главно в областта на разделителната честота. На фиг. 2.14 б са дадени три фазови характеристики на филтъра за същите стойности на Q_H , за които са построени и честотните характеристики.

Входният импеданс на нискочестотния разделителен филтър от втори ред се определя от схемата на фиг. 2.13:

$$Z_{вх} = j\omega L_H + \frac{R_T}{1+j\omega C_H R_T} = R_T \frac{1-x^2+jQ_H x}{1+j\frac{x}{Q_H}}. \quad (2.60)$$

Модулът на входния импеданс е

$$Z_{вх} = R_T \sqrt{\frac{(1-x^2)^2 + Q_H^2 x^2}{1 + \frac{1}{Q_H^2} x^2}}. \quad (2.61)$$

Вижда се, че модулът на входния импеданс зависи освен от товара R_T и от нормираната честота x , също и от Q_H . Модулът на входния импеданс на един филтър трябва да бъде поне равен на съпротивлението на товара му или по-голям от него. Това е на съпротивлението на товара му или по-голям от него. Това е усилвателя, към който е включена акустичната система, съдържаша разделителни филтри. Допуска се товарът на усилвателя, т. е. входният импеданс на акустичната система да бъде с до 20% по-малък от обявената номинална стойност. Но същият го-леранс допускат и производителите на високоговорителите за своите изделия. Следователно филтърът не бива в никакъв случай да предизвиква допълнително намаляване на входния импеданс спрямо импеданса на товара. В целия честотен обхват трябва да се удовлетворява условието

$$\frac{Z_{вх}}{R_T} \geq 1. \quad (2.62)$$

След обстоен анализ се установява, че зависимостта (2.62) може да се удовлетвори само за стойности на

$$Q_H \geq \sqrt{1+\sqrt{2}} \approx 1,56. \quad (2.63)$$

Зависимостта (2.63) образува също една система със зависимостта (2.48), от която могат да се определят елементите на филтъра при зададени товар и разделителна честота. Получава се

$$L_H = 0,248 \frac{R_T}{f_p}, \quad (2.64)$$

$$C_H = \frac{0,102}{f_p R_T}. \quad (2.65)$$

Ако елементите на филтъра се определят от зависимостите (2.64) и (2.65), стойностите им ще се различават с около 10% от тези, изчислени от (2.57) и (2.58). Влиянието на тази разлика върху хода на честотната характеристика на филтъра е незначително и няма да се отрази забележимо на възпроизвежданата звукова картина, но се получава гаранция за предотвратяване пре-товарването на усилвателя.

На фиг. 2.14 в са дадени импедансните характеристики на ни-

с честотен филтър от втори ред за три стойности на Q_H . Техният ход потвърждава направения анализ.

Пример 1. Да се изчисли нискочестотен разделителен филтър от втори ред с разделителна честота $f_p = 2500$ Hz, предназначава за включване към товар $R_T = 4 \Omega$.

a. Определя се капацитетът на кондензатора C . Изчисляването на елементите на филтър от втори ред се започва от капацитета на C , защото кондензаторите се произвеждат с определени стандартни стойности. Индуктивността на бобините може да се получи с такава стойност, каквато е изчислена.

Съгласно (2.58) се получава $C_H = 11,2 \mu\text{F}$.

Приема се най-близката стандартна стойност $C_H = 10 \mu\text{F}$, тип МБП-2 (сърветски).

b. Определя се индуктивността съгласно (2.57) $L_H = 0,36$ мН. Проверява се разделителната честота $f_p = 2650$ Hz.

Тук се получава малко по-висока разделителна честота от зададената. По принцип това не е опасно, но трябва да се вземе предвид при изчисляването на съответния високочестотен филтър.

2. Проверява се стойността на Q_H . Получава се $Q_H = 1,5$, която е по-голяма от $\sqrt{2}$. Това е благоприятно, защото честотната характеристика ще бъде плоска, макар и не максимално плоска. В нея няма да се получи подем. Освен това стойността на Q_H е твърде близка до изискваната от условието (2.63) и входният импеданс на филтъра няма да се различава съществено от съпротивлението на товара в целия честотен обхват на пропускане.

Ако е необходимо да се запази стойността на зададената разделителна честота, може да се използва зависимостта (2.48) за определяне на индуктивността:

$$L_H'' = \frac{1}{4\pi^2 C_H f_p^2} = 0,4 \text{ мН.}$$

При това условие обаче ще се измени стойността на Q_H :

$$Q_H'' = \frac{1}{R_T} \sqrt{\frac{L_H''}{C_H}} = 1,58.$$

Получената стойност е по-голяма от $\sqrt{2}$ и удовлетворява изискването на условията (2.63). Честотната характеристика ще запази плоския си характер, като ще се отдалечи още повече от максимално плоската характеристика. В резултат на това нивото на

изходното напрежение за разделителната честота ще бъде по-ниско от -3 dB. От (2.51) се определя

$$K_{HP} = \frac{1}{Q_H} = 0,63,$$

$$L_{HP} = -4 \text{ dB.}$$

Консумираната от товара мощност за разделителната честота ще представлява 40 % от мощността, която се консумира при ниска честота. В резултат на това създаваното звуково налягане с честота на сигнала, равна на разделителната честота, ще бъде с 1 dB по-ниско. Тази разлика не е съществена и е за предпочитане пред другите недостатъци. Следователно приемат се стойности

$$C_H = 10 \mu\text{F}, \quad L_H = 0,4 \text{ мН,}$$

при които $f_p = 2500$ Hz и $Q_H = 1,58$.

В действителност разделителната честота на изчисления филтър, ако се спазва определението, че за нея нивото на изходното напрежение трябва да бъде -3 dB, е по-ниска от зададената. Тя може да се определи от зависимостта (2.59). Получава се

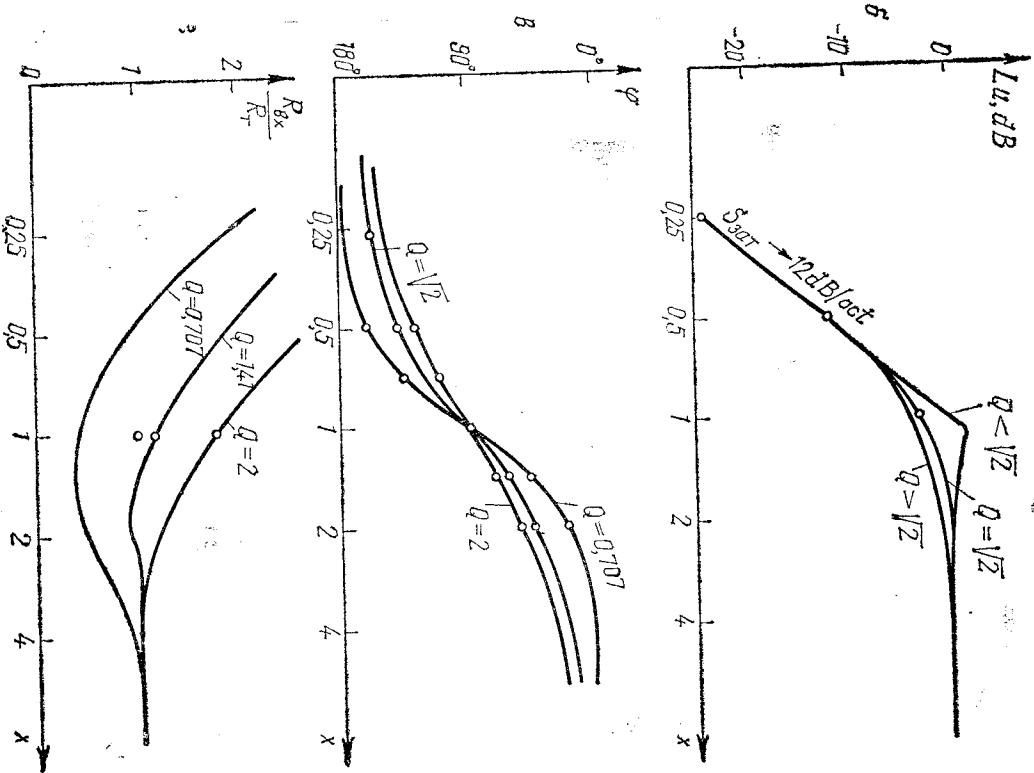
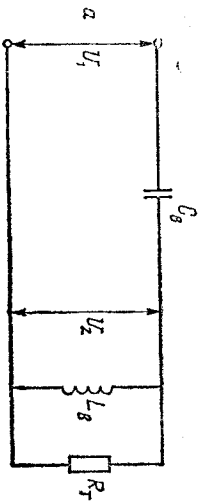
$$x_3 = 0,89 \quad \text{или} \quad f_p = 2230 \text{ Hz.}$$

Разликата не е съществена, а разделителната честота на нискочестотния филтър може да бъде малко по-ниска от зададената.

2.4.2. Високочестотен разделителен филтър от втори ред

Принципната електрическа схема на този филтър е дадена на фиг. 2.15 *a*. Изграден е, както и нискочестотния филтър от втори ред, от реактивни елементи — бобина с индуктивност L_s и кондензатор с капацитет C_s . Разликата е в това, че кондензаторът е свързан последователно на товарното съпротивление R_T , а бобината — паралелно на него. Към краищата на получената електрическа верига се прилага входното напрежение U_1 , а изходното напрежение е следът върху товара R_T .

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}, \quad f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}, \quad (2.66)$$



Фиг. 2,15 I

$$\frac{\omega}{\omega_p} = \frac{f}{f_p} = x, \quad (2.67)$$

$$\frac{\omega_p L_g}{R_T} = \frac{1}{\omega_p C_g R_T} = \frac{1}{R_T} \sqrt{\frac{L_g}{C_g}} = Q_g. \quad (2.68)$$

Коефициентът на предаване K_g се определя от зависимостта

$$K_g = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-x^2}{1-x^2+jQ_g x}, \quad (2.69)$$

а неговият модул е

$$K_g = \frac{x^2}{\sqrt{1+(Q_g^2-2)x^2+1}}. \quad (2.70)$$

Нивото L_{U_g} на изходното напрежение спрямо входното е

$$L_{U_g} = 40 \lg x - 10 \lg [x^4 + (Q_g^2 - 2)x^2 + 1]. \quad (2.71)$$

При високочестотния разделителен филтър от втори ред също се установява, че модулът на коефициента на предаване K_g , респ. L_{U_g} , зависи от нормираната честота x и от Q_g , следователно от честотата f и от елементите на филтъра.

При стойности на x , значително по-големи от единица, коефициентът на предаване клони към единица, а $L_{U_g} \approx 0$ dB. При $x \ll 1$ от (2.74) се получава $K_g \approx x^2$. Оттук следва, че в честотния обхват на непропускане филтърът внася загиване, което намалява с квадратата (втората степен) на честотата, защото коефициентът на предаване нараства с втората степен на честотата. L_{U_g} се изменя със стръмност на затихване $S_{zatt} = 12$ dB/oct. Това съответства на филтър от втори ред. Освен това при $x \rightarrow 0$ коефициентът на предаване също клони към нула, а L_{U_g} клони към минус безкрайност независимо от стойността на параметъра Q_g .

Характерът на честотната характеристика на този филтър в областта на разделителната честота също се определя от стойността на параметъра Q_g .

Високочестотният филтър от втори ред, показан на фиг. 2,15а, също се нарича филтър на Бътърворт. В действителност той може да носи такова наименование само ако елементите и параметрите му отговарят на изискването за получаване на максимално плоска честотна характеристика в честотния обхват на пропускане. Условието за получаване на такава характеристика е аналогично на това при нискочестотния филтър

$$Q_g = \frac{1}{R_T} \sqrt{\frac{L_g}{C_g}} = \sqrt{2}. \quad (2.72)$$

Като се замести от (2.76) в (2.74) и в (2.75), за модула на коефициента на предаване и за нивото на изходното напрежение спрямо входното се получава

$$K_s = \frac{x^2}{\sqrt{x^4+1}}, \quad (2.73)$$

$$L_{U_s} = 40 \lg x - 10 \lg(x^4+1). \quad (2.74)$$

Зависимостите (2.73) и (2.74) определят правно изменящи се, максимално плоски криви. Освен това при $x=1$ се получава $K_s = 0,707$ и $L_{U_s} = -3$ dB, т. е. разделителната честота на филтъра съвпада с f^p .

На фиг. 2.15 б са построени три честотни характеристики на високочестотния филтър от втори ред при параметър Q_s . От тях се установява, че в честотния обхват около разделителната честота честотната характеристика може да получи подем (при $Q_s < \sqrt{2}$) или нейното ниво да остане сравнително ниско и в честотния обхват над разделителната честота (при $Q_s > \sqrt{2}$). Честотната характеристика, съответстваща на $Q_s < \sqrt{2}$ не е плоска (има подем), честотната характеристика, съответстваща на $Q_s > \sqrt{2}$, е плоска, но нивото ѝ в честотния обхват на пропускане не е достатъчно високо. Честотната характеристика, съответстваща на $Q_s = \sqrt{2}$, е плоска, като нивото ѝ в честотния обхват на пропускане е максимално високо. Затова тази честотна характеристика се нарича максимално плоска. Високочестотният филтър от втори ред, с който може да се получи тази характеристика, се нарича филтър на Батърворт. Независимо от еднаквостта на конфигурацията си останалите разновидности на този филтър (при $Q_s < \sqrt{2}$ и $Q_s > \sqrt{2}$) не следва да се наричат филтри на Батърворт. От дадените на фиг. 2.15 б честотни характеристики се вижда, че честотата, за която нивото на изходното напрежение се понижаваша с 3 dB, зависи от параметъра Q_s . Аналитично тази честота може да се определи от (2.70) или (2.71). За нормираната честота x_g , при която $L_{U_s} = -3$ dB, се получава

$$x_g = \sqrt{\frac{Q_s^2 - 2 + \sqrt{Q_s^4 - 2Q_s^2 + 4}}{2}}. \quad (2.75)$$

При $Q_s = \sqrt{2}$ от (2.75) се получава $x_g = 1$, при $Q_s > \sqrt{2}$ стойностите на x_g се получават по-големи от единица, а при $Q_s < \sqrt{2}$ се получава $x_g < 1$. От (2.75) може да се получи и стойността на Q_s , за която трябва да се получи определена зададена стойност на x_g .

При стойности на $Q_s < \sqrt{2}$ съществува една честота f_{max} , за която коефициентът на предаване K получава максимум, при което $K_{max} > 1$. Тя се определя от зависимостта

$$f_{max} = \frac{1}{\pi \sqrt{2} Q_s (2 - Q_s^2)}. \quad (2.76)$$

За тази честота може точно да се определи от (2.71) нивото на изходното напрежение. Такава проверка трябва да се прави винаги, когато $Q_s < \sqrt{2}$, за да се знае какъв подем ще се получи в честотната характеристика на филтъра и може ли да се приеме за допустим.

Елементите на високочестотния разделителен филтър от втори ред се определят от следните условия:

— Консумираната от товара мощност при разделителната честота трябва да бъде половината от мощността, която той консумира при честоти, много по-високи от разделителната, т. е. при разделителната честота трябва $K_g = 0,707$ или $L_{U_g} = -3$ dB. От това условие се получава зависимостта (2.75).

— Честотната характеристика да бъде максимално плоска, т. е. филтърът да отговаря на условията за апроксимация по Батърворт. Това се постига при славане на (2.72). Ако се замести от (2.72) в (2.75), се получава $x_g = 1$, което е еквивалентно на зависимостта (2.66).

Следователно двете зависимости (2.66) и (2.72) образуват една система и са достатъчни за определяне на елементите на филтъра. От решаването на системата се получава

$$L_s = \frac{R_T}{2\pi f_p R_T}, \quad (2.77)$$

$$C_s = \frac{1}{2\sqrt{2} \pi f_p R_T}. \quad (2.78)$$

Фазовата разлика на високочестотния филтър от втори ред съгласно с (2.69) се определя от зависимостта

$$\varphi_s = 180^\circ + \varphi_s'. \quad (2.79)$$

Фазовият ъгъл φ_s' се определя от израза

$$\tg \varphi_s' = \frac{Q_s x}{1 - x^2}. \quad (2.80)$$

При ниски честоти ($x \ll 1$) фазовият ъгъл φ_s' клони към нула, а фазовата разлика φ_s клони към 180° . С увеличаване на често-

тата x се изменя от 0 до 1, фазовият ъгъл φ_s се изменя от 0 до -90° , а фазовата разлика φ_s — от 180 до 90° . За самата разделителна честота $\varphi_s = 90^\circ$, т. е. фазовата разлика е два пъти по-голяма от тази при високочестотния филтър от първи ред. За високи честоти ($x > 1$) фазовата разлика се изменя от 90 до 0° . Влиянието на параметъра Q_s се свежда до определена хода на фазовата характеристика в областта на разделителната честота — при по-големите стойности на Q_s изменението на фазовата разлика става по-бавно. На фиг. 2.15 в са дадени фазовите характеристики на високочестотен филтър от втори ред при параметър Q_s — за същите стойности на Q_s , за които са дадени и честотните характеристики на филтъра.

Входният импеданс на високочестотния разделителен филтър от втори ред въз основа на схемата му се определя от израза

$$Z_{ox} = R_T \frac{1 - x^2 + jQ_s x}{j \frac{x}{Q_s} - x^2}, \quad (2.81)$$

а модулет му е

$$|Z_{ox}| = R_T \sqrt{\frac{(1 - x^2)^2 + Q_s^2 x^2}{x^4 + \frac{x^2}{Q_s^2}}}. \quad (2.82)$$

От (2.82) се установява, че входният импеданс на филтъра се определя освен от товара R_T и нормираната честота също и от Q_s . При разглеждането на високочестотния филтър от втори ред се обосновава необходимостта от това входният импеданс на филтъра да бъде поне равен на стойността на включенния в изхода му товар. Същото изискване поради същите съображения е в сила и за високочестотния филтър. Следователно в целия честотен обхват трябва да се удължават изискването

$$\frac{|Z_{ox}|}{R_T} = \sqrt{\frac{x^4 + (Q_s^2 - 2)x^2 + 1}{x^4 + \frac{x^2}{Q_s^2}}} \geq 1. \quad (2.83)$$

За удължаване на неравенство (2.83) е необходимо

$$Q_s \geq \sqrt{1 + \sqrt{2}} \approx 1,56. \quad (2.84)$$

Елементите на високочестотния филтър могат да се определят по зададена разделителна честота и Q_s , определен от зави-

симостта (2.84). От съвместното решаване на (2.66) и (2.84) се получава

$$L_s = 0,248 \frac{R_T}{f_p}, \quad (2.85)$$

$$C_s = \frac{0,102}{f_p R_T}. \quad (2.86)$$

Необходимо е да се има предвид, че високочестотен филтър от втори ред, чийто елементи са определени от (2.85) и (2.86), не е филтър на Батърворт в точния смисъл на изискването. Неговата честотна характеристика има плавен характер, но не е максимално плоска. Отклонението обаче е незначително и е за предпочитане да се приеме то вместо да се приеме филтър с максимално плоска честотна характеристика, чийто входен импеданс може да се окаже недопустимо малък за някой честотен обхват.

На фиг. 2.15 в са дадени импедансните характеристики на високочестотен филтър от втори ред за същите три стойности на Q_s , за които са дадени честотните и фазовите му характеристики.

Пример 1. Да се изчисли високочестотен разделителен филтър от втори ред при зададени $f_p = 3000$ Hz и $R_T = 4$ Ω .

а. Определя се капацитетът на $C_s = 9,3$ μF .

Према се най-близката стандартна стойност $C_s = 10$ μF , тип МБП-2 (съветски).

б. Определя се индуктивността $L_s = 0,30$ mH.

в. Разделителната честота се получава $f_p = 2900$ Hz.

Получи се малко по-ниска разделителна честота от зададената. По принцип това не крие опасности, ако се вземе предвид при изчисляване елементите на високочестотния филтър — те да се определят така, че да се получи разделителна честота, не по-висока от 2900 Hz.

г. От (2.68) се определя $Q_s = 1,37$.

Получава се стойност, която е по-малка от $\sqrt{2}$. Следователно честотната характеристика на филтъра няма да бъде плоска, а за някаква честота ще се получи подем. Тази честота се определя от (2.76) — $f_{max} = 11 000$ Hz, а $x_s = 3,8$.

Нивото на изходното напрежение за тази честота се определя от (2.71) при $x = 3,8$ и се получава $L_{U_s} = 0,4$ dB.

Следователно подемът е незначителен. Друга опасност, която крие малката стойност на Q_s , е полу-

чаването на входен импеданс, който е по-малък от R_T . От (2.82) за $x=3,8$ и $Q_s=1,37$ се получава

$$Z_{ex}=0,95 R_T=3,8 \Omega.$$

Входният импеданс на филтъра ще бъде само с 50% по-малък от големината на товара. Тази разлика е в границите на прозвонствения толеранс.

д. Приема се по-малкият стандартен капацитет на кондензатора $C''=8 \mu\text{F}$, също тип МБГП-2, но 2 броя по $4 \mu\text{F}$.

е. Новата разделителна честота ще бъде $f_D''=3250 \text{ Hz}$.

Разделителната честота се получи по-висока от зададената, а това е за предпочитане при високочестотните филтри.

ж. За Q_s се получава $Q_s''=1,53$. Тази стойност на Q_s е приемлива независимо от това, че нивото на изходното напрежение при разделителната честота ще бъде по-ниско от -3 dB — $L_{U_s}=-3,7 \text{ dB}$.

Елементите на този филтър може да се определят и от зависимости (2.85) и (2.86). Получава се

$$C_s''=8,4 \mu\text{F} \text{ и } L_s''=0,33 \text{ mH}.$$

Капацитетът на кондензатора трябва да се приеме $8 \mu\text{F}$, както бе прието в т. д. Бобината може да се приеме обаче с индуктивност $0,33 \text{ mH}$. При тези стойности на елементите се получава $f_D''=3100 \text{ Hz}$ и $Q_s''=1,61$.

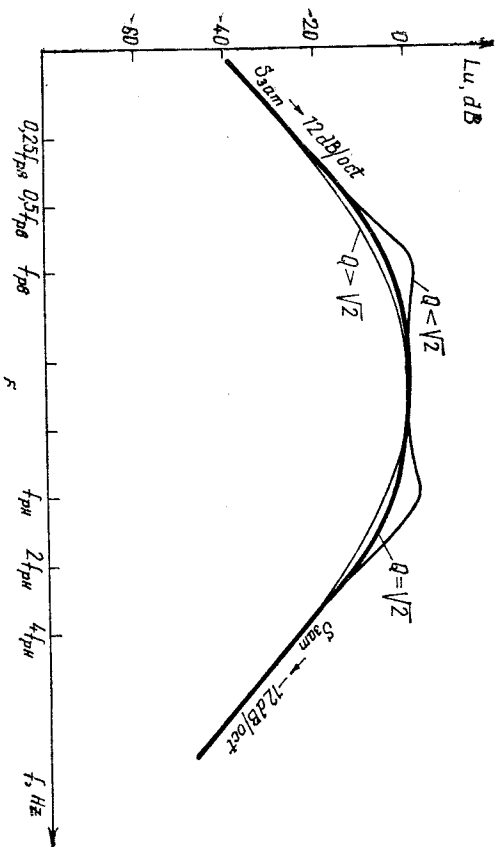
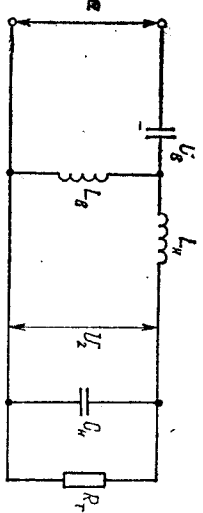
Нивото на изходното напрежение при разделителната честота ще бъде $L_{U_s}=-4,15 \text{ dB}$ — приемлива стойност.

Окончателно се приема: $C_s=8 \mu\text{F}$ и $L_s=0,33 \text{ mH}$.

2.4.2. Средночестотен разделителен филтър от втори ред

Принципната електрическа схема на филтъра е дадена на фиг. 2.16 а. Той е изграден от 4 елемента — две бобини и два кондензатора. Строгий математичен анализ изисква да се определи напрежението върху товара R_T и от него да се определи коефициентът на предаване, но по този начин се получаваат твърде сложни математични изрази, чийто анализ най-добре може да се извърши с помощта на електронна изчислителна машина. В следващото разглеждане ще се опясни, че влиянието на входния импеданс на високочестотния елемент, който не е чисто активен, по някакъв начин дава отразение върху параметрите на филтрите и винаги се

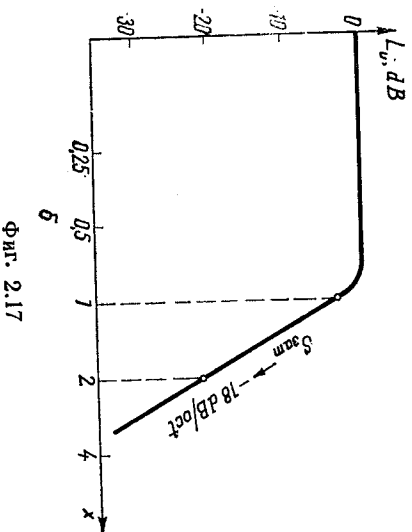
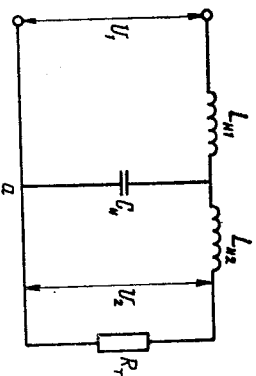
налага донструкция при конкретните условия. Поради това средночестотният филтър от втори ред може да се разгледа, като се направят някои опростявания. Приема се, че средночестотният филтър е изграден от две звена на филтри от втори ред — нис-



Фиг. 2.16 II

кочестотно и високочестотно. Елементите L_s , C_s и R_T образуват един нискочестотен филтър от втори ред, който бе подробно анализиран в т. 2.4.1. При правилно проектиране той ще пропусне сигнала с честота от нула до честотата f_{pH} , която се определя от зависимостта (2.48). В този обхват входният импеданс на филтъра ще бъде приблизително активен по характер, а по стойност — равен на R_T . Това дава основание да се приеме, че зве-

ното, изградено от C_e и L_e , е натоварено с R_T , т. е. това звено представява един високочестотен филтър с товар R_T . Той ще пропуска сигналите с честота от f_{ps} до много високи честоти, като характеристиката му трябва да бъде плоска. Грешката, която се допуска при това приемане, зависи от съотношението между двете разделителни честоти f_{m1} и f_{ps} . Ако те са близки една до друга, грешката ще бъде значителна, но ако тяхното отношение е от порядъка на 10, допусканата грешка ще бъде в рамките на производствените толеранси. При анализа на средночестотен филтър от първи ред това бе потвърдено. На фиг. 2.166 са показани честотни характеристики на средночестотния филтър при параметър Q , като е прието $Q_m = Q_e$.



Фиг. 2.17

Елементите на филтъра се изчисляват от съответните зависимости за нискочестотния и високочестотния филтър от втори ред, като L_e и C_e се изчисляват за по-ниската разделителна честота, а L_m и C_m — за по-високата.

Пример 1. Да се изчисли средночестотен филтър от втори ред по зададени $R_T = 4 \Omega$, $f_{ps} = 630 \text{ Hz}$ и $f_{m1} = 6300 \text{ Hz}$. Капацитетът на кондензаторите е

$$C_m = 4,48 \mu\text{F}; \quad C_e = 44,8 \mu\text{F}.$$

За C_m се приема $4,4 \mu\text{F}$ — ще се реализира от паралелното свързване на два кондензатора със стандартен капацитет $C_{m1} = 2,2 \mu\text{F}$.

За C_e се приема $44 \mu\text{F}$ — ще се реализира от паралелното свързване на два кондензатора с капацитет $C_{e1} = 22 \mu\text{F}$. Кондензаторите трябва да бъдат неполярни, а нашата промишленост засега не произвежда електролитни неполярни кондензатори.

б. Индуктивностите на бобините са: $L_m = 0,142 \text{ mH}$; $L_e = 1,42 \text{ mH}$.

в. Разделителните честоти са със стойности $f_{m1} = 6360 \text{ Hz}$; $f_{ps} = 636 \text{ Hz}$, които са съвсем близки до зададените.

2. Стойностите на Q_m и Q_e са $Q_m = 1,48$ и $Q_e = 1,48$.

С тези стойности се получават гладки честотни характеристики.

2.5. Разделителни филтри от трети ред.

На фиг. 2.17 а е показана принципната схема на нискочестотен филтър от трети ред, а на фиг. 2.17 б — неговата честотна характеристика. Принципната схема на високочестотен филтър от трети ред е дадена на фиг. 2.18 а, а честотната му характеристика — на фиг. 2.18 б. Средночестотният филтър от трети ред се изгражда от свързването на един нискочестотен и един високочестотен филтър от същия ред. Принципната му схема е дадена на фиг. 2.19 а, а честотната му характеристика — на фиг. 2.19 б. При тези филтри коефициентът на предаване в областта на непропускане зависи от третата степен на честотата и затова се наричат от трети ред. Стръмността на срязване е 18 dB/oct . Елементите на тези филтри се изчисляват от зависимостите:

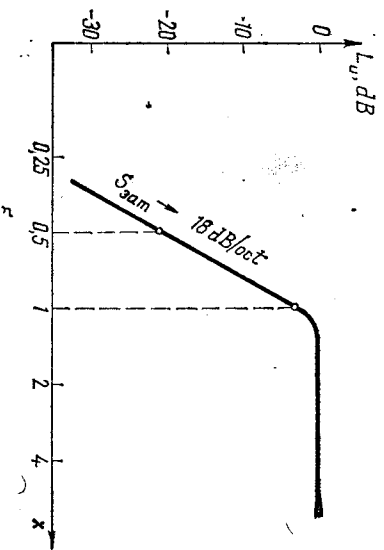
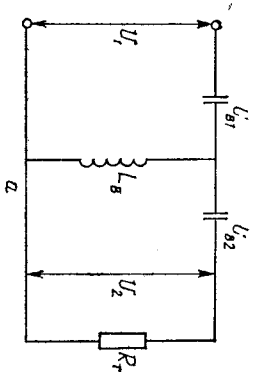
$$L_{m1} = \frac{(1+m) R_T}{2 \pi f_{m1}}; \quad L_{m2} = \frac{R_T}{2 \pi f_{m1}}; \quad C_m = \frac{1}{\pi f_{m1} R_T}. \quad (2.87)$$

$$C_{e1} = \frac{1}{2 \pi (1+m) f_{ps} R_T}; \quad C_{e2} = \frac{1}{2 \pi f_{ps} R_T}; \quad L_e = \frac{R_T}{\pi f_{ps} R_T}. \quad (2.88)$$

Параметърът m се избира в границите от 0,4 до 0,6.

Разделителните филтри от трети ред рядко се използват, и то предимно като високочестотни. До употреба на такива филтри се прибегва само в случаите, когато високочестотният високоговорител не може да издържа въздействието на сигнали с ниска

честота и тяхното ниво трябва да се понижава рязко с намаляване на честотата. Разделителни филтри от трети ред трябва да се използват и в случаите, когато резонансната честота на високофреkwентния високоговорител е близка до разделителната



Фиг. 2.18

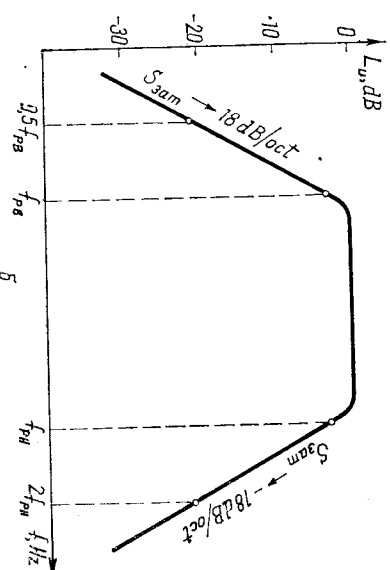
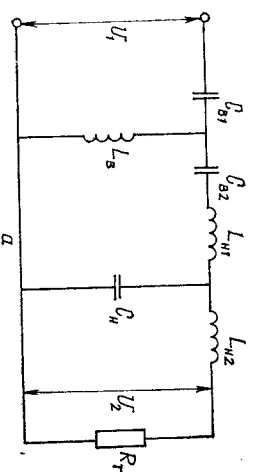
стота на филтъра — малко е по-ниска от нея. Трябва да се има предвид обаче, че при филтрите от трети ред в честотния обхват около разделителната честота фазовата разлика се изменя много бързо с изменение на честотата.

Пример 1. Да се изчисли нискофреkwентен филтър от трети ред с разделителна честота $f_p=2000$ Hz и $R_T=4 \Omega$.

Приема се $m=0,5$ и се определят елементите на филтъра от (2.87): $L_{g1}=0,484$ мН; $L_{g2}=0,321$ мН; $C_g=40 \mu\text{F}$.

За C_g може да се приеме 39 μF неполярен електричен или 40 μF , като ще се реализира от два паралелно свързани кондензатора с капацитет по 20 μF , тип МВГ1-2, но трябва да се има предвид, че последните са със значителни размери.

Пример 2. Да се изчисли високофреkwентен филтър от трети ред с разделителна честота $f_p=2000$ Hz и $R_T=4 \Omega$.
Приема се $m=0,5$ и от (2.90) се определят елементите на филтъра: $C_{g1}=13,3 \mu\text{F}$; $C_{g2}=20 \mu\text{F}$; $L_g=0,16$ мН.



Фиг. 2.19

Пример 3. Да се изчисли среднофреkwентен филтър от трети ред с разделителни честоти $f_{p1}=600$ Hz; $f_{p2}=5000$ Hz и $R_T=8 \Omega$.

Приема се $m=0,5$.

Елементите на нискофреkwентното звено се определят от (2.87) за $f_p=5000$ Hz: $L_{g1}=0,386$ мН; $L_{g2}=0,256$ мН; $C_g=8 \mu\text{F}$.

Елементите на високофреkwентното звено се определят от (2.88) за $f_{p1}=600$ Hz: $C_{g1}=22 \mu\text{F}$; $C_{g2}=33 \mu\text{F}$; $L_g=1,06$ мН.

Капацитетите на всички изчислени кондензатори могат да се реализират точно.

ОСНОВНА ТЕОРИЯ НА ОЗВУЧИТЕЛНИТЕ ТЕЛА

31. АКУСТИЧНО ОФОРМЯНЕ НА ВИСОКОГОВОРИТЕЛИТЕ

а. Високоговорител без акустично оформяне

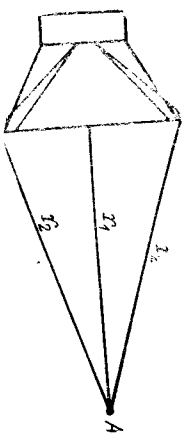
Третията система на високоговорителя предизвиква противоположни изменения на състоянието на въздуха от двете страни — съгъвяването на въздуха от едната страна винаги е съпроводено с разреждането му от другата страна.

Възникват предна и задна звукова вълна, които са дефазирани помежду си на 180° (половин дължина на звуковата вълна). Звуковото налягане в дадена точка от пространството ще бъде сума от звуковите налягания, създавани от предната и задната звукова вълна. На фиг. 3.1 е показан схематично един високоговорител без акустично оформяне. Моментната стойност на звуковото налягане p_A в т. А от работната му ос ще бъде

$$p_A = p_1 + p_2, \quad (3.1)$$

където p_1 е моментната стойност на звуковото налягане, създавано от предната звукова вълна в т. А;

p_2 — моментната стойност на звуковото налягане, създавано в т. А от задната звукова вълна.



фиг. 3.1

Ако се допусне, че $p_1 > p_2$, p_A ще зависи главно от фазовата разлика φ между p_1 и p_2 , която се определя от разликата между пътищата l_1 и l_2 на двете звукови вълни, изразена в дължина на разпространяваната звукова вълна. При това l_2 —

l_1 е постоянна величина, но за различните честоти тя е различна част от дължината на звуковата вълна. При много ниските честоти разликата $l_2 - l_1$ е незначителна част от дължината на вълната. Допълнително дефазирание между

p_1 и p_2 не се получава; те остават дефазирани на 180° . Звуковото налягане p_A е минимално.

Условието, при които звуковото налягане в дадена точка е минимално (в частния случай нула) поради създаването на противопазни налягания от предната и задната звукова вълна на високоговорителя, се наричат условия на акустично късо съединение. При тези условия високоговорителят почти не създава звуково налягане в пространството. С увеличаване на честотата дължината на звуковата вълна намалява и разликата $l_2 - l_1$ става съизмерима с нея. При определена честота f_{k1} тя става равна на половин дължина на вълната и фазовата разлика между p_1 и p_2 става равна на 0° (или на 360°). Звуковото налягане p_A достига максимална стойност. Така с увеличаване на честотата от 0 до f_{k1} звуковото налягане в т. А нараства от 0 до някаква максимална стойност. При увеличаване на честотата над f_{k1} между p_1 и p_2 се появява фазова разлика, която расте от 0 до 180° . Звуковото налягане p_A се намалява отново до някакъв минимум, който се получава при честота f_{k2} . Разликата $l_2 - l_1$ за честотата f_{k1} е равна на цяла дължина на вълната. Падина в честотната характеристика на високоговорителя ще се получава за всяка честота, за която

$$l_2 - l_1 = n \lambda, \quad (3.2)$$

Увеличаване на звуковото налягане в т. А ще се получава за честотите, за които разликата $l_2 - l_1$ е равна на нечетен брой полувълни:

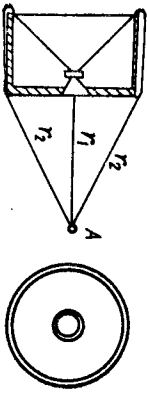
$$l_2 - l_1 = (2n - 1) \frac{\lambda}{2}, \quad (3.3)$$

6. Акустичен екран

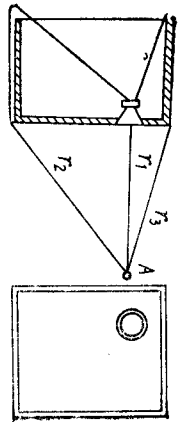
За избягване на акустичното късо съединение в областта на ниските честоти високоговорителите се монтират към някаква акустична преграда, която разделя предното и задното звуково поле и се нарича акустичен екран. Ако преградата е безрайно голяма, не съществува никакво влияние между тези две полета. В този случай се говори за предно и задно полупространство.

Практически високоговорителите се монтират към акустичен екран с крайни размери, например кутията на радиоприемник или телевизионен приемник. Звуковото налягане в т. А се създава също от предната и задната звукова вълна. Ако високоговорителят е разположен в средата на кутия с цилиндрична форма (фиг. 3.2), условията на акустично късо съединение при ниските честоти се запазват, но разликата в разстоянията $l_2 - l_1$ е по-голяма, т. е.

акустично късо съединение се съществува само за най-ниските честоти. Съществува обаче честотата f_{k2} , за която звуковото налягане p_d ще бъде минимално. За всяка честота, удовлетворяваща (3.2), ще се получава минимум в звуковото налягане. Високоговорител с акустично късо съединение



Фиг. 3.2



Фиг. 3.3

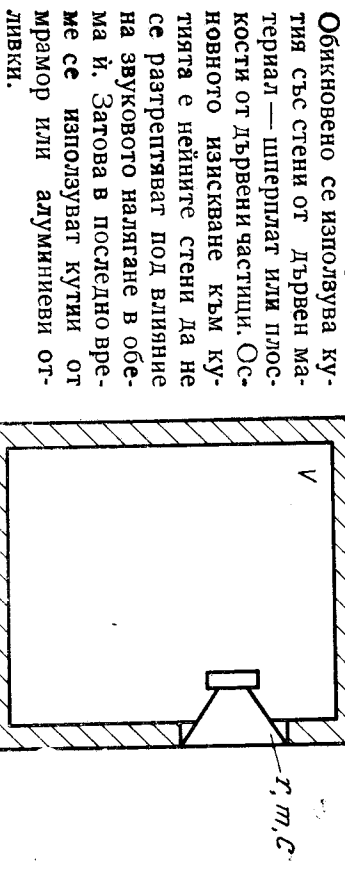
оговорител с акустично оформяне съгласно с фиг. 3.2 ще възпроизвежда твърде неестествено звуковата картина поради наличието на поредица от паднини в честотната му характеристика.

На фиг. 3.3 е показан високоговорител, монтиран несиметрично в кутия с паралелепипедна форма. Плътцата, която изминава задната звукова вълна, заобикаляйки кутията в различни точки, са различни. Сумарното звуково налягане, което се създава от задната звукова вълна в т. А, ще се изменя по големината и фазата с изменение на честотата, но не може да стане равно по големина и противоположно по фаза на звуковото налягане, създавано от предната звукова вълна, т. е. не съществуват условия за акустично късо съединение. При най-ниските честоти разликата в плътцата r_2 , r_3 и т. н. е много по-малка от дължината на звуковата вълна и съществуват условия за акустично късо съединение. Но с увеличаване на честотата звуковото налягане нараства плавно, като в честотната характеристика не съществуват стръмни паднини.

в. Затворен обем

Прието е долната гранична честота f_d на системите от Hi-Fi клас да не бъде по-висока от 50 Hz. Стремелът е да се реализират системи с $f_d=30-40$ Hz, а по възможност и 20 Hz. Ако се използва акустичен екран, който осигурява възпроизвеждането на тези ниски честоти без акустично късо съединение, неговите размери трябва да бъдат по-големи от размерите на жилищната стая. Това са явно неприемливи условия.

Начин да се избегне акустично късо съединение е високоговорителят да се монтира към определен затворен обем, при което звуковото налягане в пространството ще се създава само от предната звукова вълна. Високоговорител с такова акустично оформяне се нарича овъучително тяло със затворен обем.



Фиг. 3.4

Всички идеално затворен обем въздух, който се разпределя през определен отвор, може да се разглежда за ниските честоти (докато размерите са по-малки от дължината на вълната) като съсредоточен акустичен елемент — гъвкавост. Акустичната гъвкавост се определя с израза

$$c_w = \frac{V}{\phi p_s}, \quad (3.4)$$

където V е обемът, заграден от кутията;

ϕ — константа, която се определя от отношението на специфичните топлини на газа при постоянно налягане и постоянно обем; за въздуха $\phi=1,4$;

p_s — статично налягане; за въздуха от атмосферата на морско равнище $p_s=10^5$ Pa.

Механичната гъвкавост се определя от зависимостта

$$c_{wm} = \frac{c_w}{S_z} = \frac{V}{\phi p_s S_z}. \quad (3.5)$$

В случая S е площта на отвора, през който се възбужда звуковото налягане в затворения обем.

3.2. ОЗВУЧИТЕЛНО ТЯЛО СЪС ЗАТВОРЕН ОБЕМ

Третпящата система на озвучително тяло със затворен обем (фиг. 3.4) включва третпящата система на високоговорителя и затворения зад него обем. На фиг. 1.2 е дадена електрическа заместваща схема на електродинамичен високоговорител, монтиран на безкраен акустичен екран. Монтирането на високоговорителя към затворен обем променя някои от неговите параметри. Измененията са следните:

а. Затвореният зад високоговорителя обем въздух за ниските честоти в идеалния случай представлява съсредоточен акустичен елемент — гъвкавост. Масата на присъединения въздух от задната страна на високоговорителя се свежда на нула. В резултат на това се намалява общата маса m на третпящата система на високоговорителя, монтиран към затворения обем, спрямо масата m_0 на монтирания към безкраен екран високоговорител. Тя се определя с израза

$$m = m_0 - \frac{1}{2} m_R. \quad (3.6)$$

б. Високоговорителят възлъчва акустична енергия само в предното полупространство. Активните загуби r на високоговорителя, монтиран към затворен обем, се определят с израза

$$r = r_0 - \frac{1}{2} r_R. \quad (3.7)$$

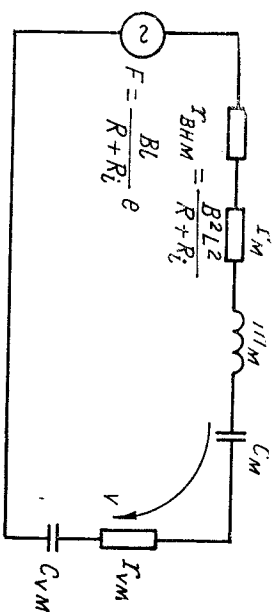
където r_0 са активните загуби на високоговорителя, монтиран към безкраен акустичен екран, а r_R е съпротивлението на излъчване.

В действителност активните загуби r и масата m на монтирания към затворен обем високоговорител ще бъдат по-големи от определените от (3.6) и (3.7) стойности поради това, че обемът не може да се затвори идеално. Освен това звукопоглътлящият материал също оказва известно влияние. Обаче грешката, която се допуска, като се приемат равенствата (3.6) и (3.7), не е съществена.

Гъвкавостта на окачване на третпящата система на високоговорителя остава непроменена.

Слъзването (свиването) и разреждането на въздушния обем зад високоговорителя се осъществява със същата скорост на трептене, с която трепти подвижната система на високоговорителя. Изменението на състоянието на затворения обем въздух поражда една сила на реакцията, която се сумира със силите на реакцията на елементите на третпящата система на високогово-

рителя. Сумата от всички сили на реакцията се уравновесява от електродинамичната сила, възникваща при функционирането на високоговорителя. Следователно механичният импеданс на затворения обем е свързан във възел с механичните импеданси на еле-



Фиг. 3.5

ментите на третпящата система и в електрическата еквивалентна заместваща схема на електромеханичния преобразувател гъвкавостта на затворения обем ще се окаже последователно свързана с останалите елементи на третпящата система на високоговорителя.

На фиг. 3.5 е показана еквивалентната електрическа схема на озвучително тяло със затворен обем. Означенията са:

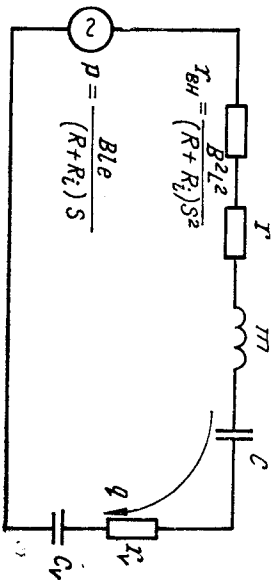
- B — средната за височината на звуковата обойна стойност на магнитната индукция в работната въздушна междинна на магнитната система на високоговорителя;
- l — дължина на проводника на звуковата обойна;
- R — електрическото съпротивление на звуковата обойна на високоговорителя;
- R_e — вътрешното съпротивление на усилвателя, захранващ високоговорителя, което обикновено се пренебрегва;
- e — е. д. н. на усилвателя;
- $r_{вм}$ — активни механични загуби в обема на озвучителното тяло;

$c_{вм}$ — механичната гъвкавост на затворения в обема въздух; v — скоростта на трептене на третпящата система; F — електродинамичната сила, движеща системата.

На фиг. 3.6 е дадена същата схема, като механичните елементи са заместени с акустични, а скоростта v — обменната скорост q :

$$r = \frac{r_m}{S^2}; \quad m = \frac{m_m}{S^2}; \quad c = c_m S^2; \quad (3.8)$$

$$r_v = \frac{r_{vm}}{S^2}; \quad c_v = c_{vm} S^2.$$

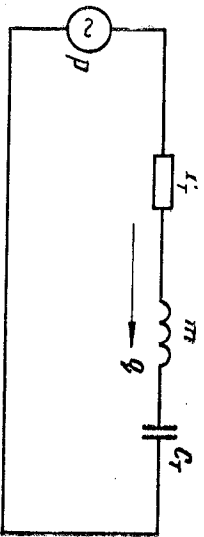


Фиг. 3.6

Схемата от фиг. 3.6 може да се опрости, като се обединят последователно свързаните еднакви елементи в нея и се получи ва схемата, дадена на фиг. 3.7. Елементите в нея са:

$$r_T = r + r_v + r_{vm}; \quad (3.9)$$

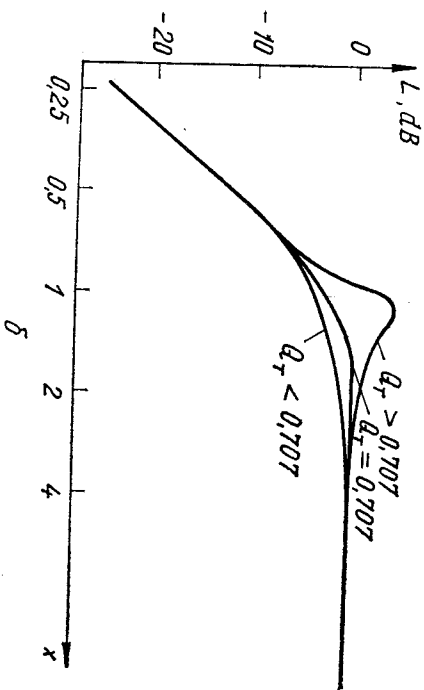
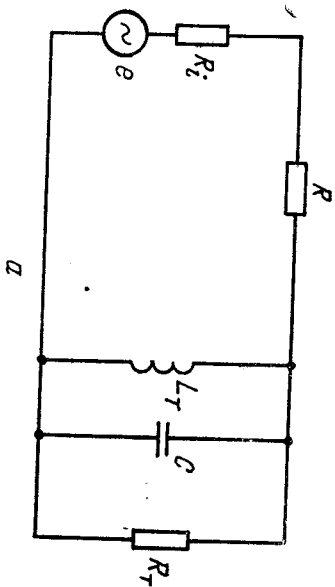
$$c_T = \frac{c^2 v}{c + c_v}. \quad (3.10)$$



Фиг. 3.7

За анализа на овъчително тяло със затворен обем е необходимо да се състави и неговата електрическа еквивалентна схема. То се разглежда като консуматор на електрическа енергия, свързан към усилвателя с е. д. н. e и изходно съпротивление R_1 . Та-

зи схема може да се състави на базата на схемата от фиг. 1.2, като се приведат акустичните елементи към електрически вход на преобразувателя. Получава се схемата, дадена на фиг. 3.8 а, в която елементите имат следното значение:



Фиг. 3.8

$$C = \frac{m S^2}{B^2 r^2}; \quad (3.11)$$

$$R_T = \frac{B^2 r^2}{(r + r_v) S^2}; \quad (3.12)$$

$$L_T = \frac{c_r B^2 r^2}{S^2}. \quad (3.13)$$

Индуктивността на звуковата бобина е пренебрегната, тъй като разглеждането е за областта на ниските честоти, където влиянието ѝ е незначително.

За да се получат по-прости математични зависимости, целесъобразно е да се направят следните полагания:

$$\omega_0 = \frac{1}{T_0} = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{m c_T}} = \frac{1}{\sqrt{C L_T}} \quad \text{— резонансна честота на озвучителното тяло;} \quad (3.14)$$

$$Q_M = \omega_0 C R_T \quad \text{— механичен качествен фактор;} \quad (3.15)$$

$$Q_e = \omega_0 C R \quad \text{— електрически качествен фактор;} \quad (3.16)$$

$$Q_{T1} = \frac{Q_M Q_e}{Q_M + Q_e} \quad \text{— пълен качествен фактор при } R_i = 0; \quad (3.17)$$

$$Q_T = \frac{1}{\omega_0 c_T \gamma_T} \quad \text{— пълен качествен фактор;} \quad (3.18)$$

$$\alpha = \frac{c}{c_0} \quad (3.19)$$

Обемът, съответстваващ на акустичната гъвкавост на окчването на високоговорителя, е

$$V_c = \psi p_s c \quad (3.20)$$

$$\text{или } V_c = \psi p_s c_M S^2 \quad (3.21)$$

От сравняването на (3.19), (3.10), (3.14), (1.12), (3.16) и (1.13) се получава

$$\frac{c}{c_T} = \alpha + 1, \quad (3.22)$$

$$\frac{f_0}{f_P} = \sqrt{\alpha + 1}, \quad (3.23)$$

$$\frac{Q_e}{Q_{ep}} = \sqrt{\alpha + 1}. \quad (3.24)$$

Полага се

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0} = x. \quad (3.25)$$

Предавателната характеристика на системата за обхвата на ниските честоти, за който са в сила еквивалентните схеми от фиг. 3.7 и фиг. 3.8 а, се определя със зависимостта

$$G(j\omega) = \frac{x^2}{x^2 - 1 - j \frac{x}{Q_T}} \quad (3.26)$$

Модулът на функцията е

$$G = \frac{x^2}{\sqrt{(x^2 - 1)^2 + \frac{x^2}{Q_T^2}}} = \frac{x^2}{\sqrt{x^4 + \left(\frac{1}{Q_T^2} - 2\right)x^2 + 1}}, \quad (3.27)$$

а неговото ѝ спрямо $G=1$ е

$$L = 20 \lg \frac{x^2}{\sqrt{x^4 + \left(\frac{1}{Q_T^2} - 2\right)x^2 + 1}} \quad (3.28)$$

На фиг. 3.8 б са дадени няколко честотни характеристики при параметър Q_T , изчислени теоретично от (3.28). По принцип зависимостта (3.28) е еквивалентна на зависимостта за коефициента на предаване на високочестотен филтър от втори ред. Максимално плоската характеристика се получава при $Q_T = 0,707$, а функцията (3.28) в този случай е функция на високочестотен филтър на Батърворт от втори ред. При $Q_T < 0,707$ предавателните характеристики имат плосък характер, но не максимално плосък. При $Q_T > 0,707$ предавателните характеристики не са плоски, тъй като се проявява подем в околността на $x=1$, който нараства с увеличаването на Q_T . При $x \gg 1$ всички криви клонят към $G=1$, $L=0$ дВ. Честотата, за която отдаваната акустична мощност намалява 2 пъти или с 3 дВ, може да се определи, като (3.27) се приравни на 0,707. Получава се

$$x_3 = \frac{f_3}{f_0} = \sqrt{\frac{1}{Q_T^2} - 2 + \sqrt{\left(\frac{1}{Q_T^2} - 2\right)^2 + 4}} \quad (3.29 а)$$

Обикновено неравномерността на честотната характеристика на озвучителните тела е голяма и понижаването на нивото за граничните честоти на честотния обхват е 6 до 8 дВ спрямо средното ниво. От тези съображения е по-целесъобразно да се определи честотата, за която нивото се понижава с 6 дВ. Като се приравни (3.27 б) на 0,5 и се реши спрямо x , се получава

$$x_6 = \frac{f_6}{f_0} = \sqrt{\frac{1}{Q_T^2} - 2 + \sqrt{\left(\frac{1}{Q_T^2} - 2\right)^2 + 12}} \quad (3.29 б)$$

Изведените зависимости са достатъчни за точното конструиране на озвучителни тела със затворен обем. Разбира се, става

Въпрос само за точното определяне характеристиката на озвучителното тяло за обхваща на ниските честоти.

Пример 1. Да се определят нискочестотните параметри на озвучително тяло със затворен обем по зададени обем $V=20 \text{ дм}^3$ и високоговорител тип НД20ВВ25Н19С9.

За високоговорителя е известно:

$$f_p = 27 \text{ Hz}, \quad c_{\text{н}} = 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ м. Н}^{-1}, \quad m_{\text{н}} = 20,9 \text{ г}, \\ S = 0,02 \text{ м}^2, \quad Q_{\text{нр}} = 4,21, \quad Q_{\text{сп}} = 0,53, \quad Q_{\text{тр}} = 0,47.$$

Необходимо е да се определят коефициентът α . За целта се определя $V_c = 95,2 \text{ дм}^3$.

$$\text{Коефициентът } \alpha = -\frac{V_c}{V} = 4,76.$$

Като се знае α , могат да се определят основните параметри на озвучителното тяло:

$$\text{резонансна честота } f_0 = 65 \text{ Hz};$$

$$\text{електрически качествен фактор } Q_e = 1,27;$$

$$\text{пълнен качествен фактор (при } R_i = 0) \quad Q_{\text{т1}} = 0,98;$$

номиналният импеданс на използвания високоговорител е 4Ω ,

високоговорителят трябва да се запазва от усилвател с много малко вътрешно съпротивление, затова се приема $R_i = 0$;

$$\text{качествен фактор } > 0,707;$$

честотата f_s за която изходното ниво се понижава с 3 дВ спрямо средното, се определя от (3.29 а) — $x_s = 0,783$, а $f_s = 50,5 \text{ Hz}$; честотата f_6 за която изходното ниво се понижава с 6 дВ спрямо средното, се определя от (3.29 б) — $x_6 = 0,655$; а $f_6 = 42,5 \text{ Hz}$.

Следователно озвучителното тяло със затворен обем ще възпроизвежда ефективно сигналите с честота, по-висока от 42,5 Hz

Нивото на звуковото налягане, което ще създава озвучителното тяло, зависи от характеристиката чувствителност на високоговорителя, тъй като акустичното налягане не допринася за съществено намаляване на чувствителността на високоговорителя. След монтиране в озвучително тяло нивото, създавано от високоговорителя, се понижава с 1 до 2 дВ, и то за обхваща на най-ниските честоти.

При направените изчисления бе прието, че активните механични загуби в обема на озвучителното тяло са пренебрежимо малки — $r_0 = 0$, което е вярно само ако в обема не е поставен звукопоглъщащ материал.

Пример 2. Да се определят подходящи високоговорител за озвучително тяло с обем $V=20 \text{ дм}^3$, чиято честотна характеристика в обхваща на ниските честоти трябва да бъде максимално

плоска, а честотата, за която нивото се понижава с 3 дВ, $f_s = 45 \text{ Hz}$.

За максимално плоска характеристика е необходимо $Q_T = 0,707$. От (3.29 а) за $Q_T = 0,707$ се определя $x_s = 1$; $f_s = f_0 = 45 \text{ Hz}$.

В обема на озвучителното тяло ще се постави звукопоглъщащ материал, който ще внесе механични загуби и общият механичен качествен фактор може да се приеме $Q_{\text{н}} = 4,5$. Приема се $\alpha = 5$. От (3.17) (при $R_i = 0$, $Q_T = Q_{\text{т1}}$) се получава $Q_e = 0,84$.

Резонансната честота на високоговорителя трябва да бъде $f_p = 18,5 \text{ Hz}$, а електрическият му качествен фактор $Q_{\text{сп}} = 0,342$.

Обемът V_c , еквивалентен на гъвкавостта на окачване на високоговорителя, при незапълнен със звукопоглъщащ материал обем на озвучителното тяло трябва да бъде $V_c = \alpha V = 100 \text{ дм}^3$.

Акустичната гъвкавост на високоговорителя трябва да бъде $e_p = 0,71 \cdot 10^{-6} \text{ м}^5 \text{ Н}^{-1}$.

Обикновено в каталозите на фирмите се обявява механичната гъвкавост на произвежданите от тях високоговорители и еквивалентната звукопоглъщаща повърхност. Следователно трябва да се търси високоговорител, за който произведението от механичната му гъвкавост и квадрата на еквивалентната звукопоглъщаща повърхност да дава изчислената стойност — $c_{\text{нр}} S^2 = c_p = 0,71 \cdot 10^{-6} \text{ м}^5 \text{ Н}^{-1}$. Акустичната маса на трептящата система на високоговорителя трябва да бъде $m_p = m = 104 \text{ кг. м}^{-4}$.

За масата също трябва да се има предвид, че се обявява механичната маса на трептящата система и трябва да се търси високоговорител, за който частното от масата и квадрата на звукопоглъщащата повърхност да е равно на изчислената стойност.

Изчислените параметри за високоговорителя са достатъчни за избирането му. За съжаление изборът не може да се направи точно, тъй като дадена фирма произвежда 10—15 типа нискочестотни високоговорители и на два или три от тях някои от параметрите ще съвпадат с изчислените.

От българските високоговорители с най-близки параметри е тип ВК201Б4. За него $c_{\text{нр}} S^2 = 0,64 \cdot 10^{-6} \text{ м}^5 \text{ Н}^{-1}$, динамичната акустична маса обаче е $m_p = 0,45 \cdot 10^2 \text{ кг. м}^{-4}$, т. е. много по-малка от изчислената. В резултат на това и резонансната честота не отговаря на изискванията — тя е 30 Hz, а съгласно изчисленията се изисква 18,5 Hz. Електрическият качествен фактор също значително се различава от изчисления. Следователно няма подходящ български високоговорител, с който да се реализира озвучително тяло, отговарящо на изискванията на задаването.

От направената справка се оказва, че няма подходящ високочестотен, прозивежден и от други фирми.

Най-важно е един твърде важен извод — ако са зададени определени изисквания за създаване на озвучително тяло, ще трябва да се конструира и специален за него високоговорител.

За решаване на поставената задача може да се приеме друга стойност на α , например $\alpha' = 2$.

За резонансната честота на високоговорителя се получава $f_p = 26 \text{ Hz}$, за електрическият му качествен фактор $Q_e = 0,484$, за акустичната гъвкавост на окачване $c_p' = 0,28 \cdot 10^{-6} \text{ m}^5 \text{ N}^{-1}$ и за акустичната трептяща маса $m_p' = 134 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-4}$.

Със сравнително близки параметри се оказва високоговорителят HD17B25H4C12 на френската фирма Аудах. Неговата резонансна честота е $27,5 \pm 3 \text{ Hz}$ — отговаря на изискването; акустичната му гъвкавост на окачване е $c_p = 0,284 \cdot 10^{-6} \text{ m}^5 \text{ N}^{-1}$; акустичната му маса е $m_p = 124 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-4}$ — отговаря на изискването. Електрическият качествен фактор обаче е $Q_{ep} = 0,20$, т. е. той е значително по-малък от изчисления. Може да се приеме по-малка стойност на механичния качествен фактор на озвучителното тяло.

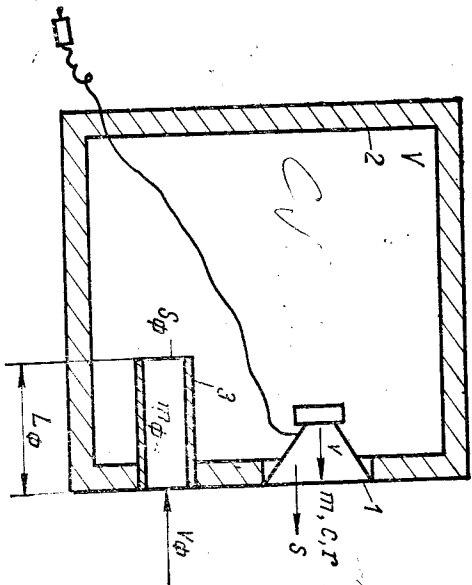
3.3. ОЗВУЧИТЕЛНО ТЯЛО С ФАЗОИНВЕРТОР

Принципната конструкция (в разрез) на озвучително тяло с фазоинвертор (басрефлекс) е дадена на фиг. 3.9 а. Това е озвучително тяло, към което е направен допълнителен отвор, свързващ затворения обем с пространството, в което високоговорителят създава звуковото поле. Обикновено отворът представлява една тръба δ със сечение S_ϕ и дължина L_ϕ . Предназначението на басрефлекса е да подобри излъчването на озвучителното тяло в областта на ниските честоти.

Мембраната на високоговорителя при движението си навътре към затворения обем предизвиква стъпяване на въздуха; налягането в обема се увеличава. На входа на фазоинвертора действа определена сила, породена от налягането в обема. Тя привежда в движение въздушната маса на фазоинвертора. От изхода на фазоинвертора в околното пространство се предизвиква стъпяване на въздуха, т. е. възбужда се звукова вълна. В следващия момент мембраната на високоговорителя се придвижва навътре и също предизвиква стъпяване на въздуха пред себе си, т. е. също възбужда звукова вълна. Ако двете звукови вълни, създадени от мембраната на високоговорителя и от изходния от-

вор на фазоинвертора, са във фаза, звуковото налягане p_A в пространството пред озвучителното тяло ще се увеличи; то ще бъде равно на алгебричната сума от двете звукови налягания:

$$p_A = p_s + p_\phi \quad (3.30 \text{ a})$$



Фиг. 3.9 I

където p_s е моментната стойност на звуковото налягане, създадено от високоговорителя;

p_ϕ — моментната стойност на звуковото налягане, създадено от фазоинвертора.

По такъв начин фазоинверторът използва енергията на задната звукова вълна за излъчване на звукова енергия в пространството на предната звукова вълна.

Двете звукови вълни могат да бъдат във фаза само ако фазоинверторът създава звуковата вълна със закъснение от половин период. Във всички останали случаи те са дефазирани помежду си и общото звуково налягане ще бъде по-малко от сумата на p_s и p_ϕ . Разбира се, и в този случай звуковото налягане p_A може да бъде по-голямо от звуковото налягане p_s , създавано само от високоговорителя. Това се получава при малка фазова разлика между p_s и p_ϕ или ако $p_\phi \gg p_s$. Звуковото налягане p_ϕ се създава чрез гъвкавостта на обема на кутията и масата на въздуха, който се намира във фазоинвертора, и възниква със закъснение в пространството пред озвучителното тяло. Когато това

закръснение е малко в сравнение с периода на възпроизвеждания сигнал, p_ϕ е почти в противофаза на v_ϕ и ако двете налягания са приблизително равни, резултатното налягане е по-малко от p_ϕ . Т. е. ефектът е отрицателен.

За дадена честота, определена от акустичната гъвкавост на обема C_v и акустичната маса на фазоинвертора m_ϕ , трептящата система се намира в състояние на резонанс. Тази честота се нарича резонансна честота на фазоинвертора f_ϕ . Тя се определя от зависимостта

$$f_\phi = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_v m_\phi}} \quad (3.30 б)$$

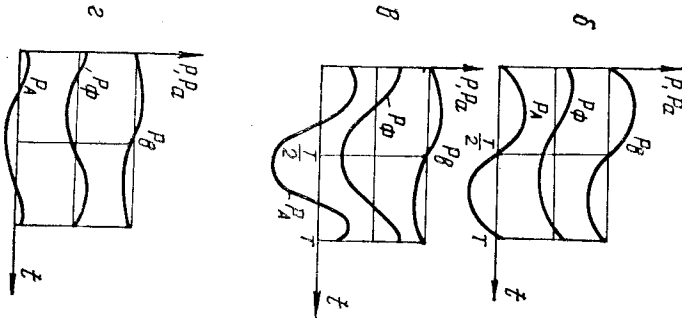
Обикновено резонансната честота на фазоинвертора е равна или малко по-ниска от резонансната честота на високоговорителя.

На фиг. 3.9 е показано как се получава общото звуково налягане в резултат на излъчването на високоговорителя и фазоинвертора за различни честоти. Фиг. 3.9 а отразява състоянието за сигнал с честота f , малко по-ниска от резонансната честота на фазоинвертора f_ϕ . Звуковото поле, създавано от високоговорителя p_ϕ , е по-голямо от това, създавано от фазоинвертора p_ϕ , но все пак общото звуково налягане p_A е по-голямо от p_ϕ .

Фиг. 3.9 II

Фиг. 3.9 в отразява състоянието за $f = f_\phi$. В случая $p_\phi > p_\phi$ и общото звуково налягане p_A е значително по-голямо от p_ϕ . Фиг. 3.9 г отразява състоянието за $f < f_\phi$. В този случай $p_\phi \approx p_\phi$, като двете налягания са почти противофазни и общото звуково налягане е $p_A < p_\phi$.

В обхвата на ниските честоти мембраната на високоговорителя трепти като бугало. В този обхват елементите на трептящата система на високоговорителя може да се разглеждат като съвредоточени и независещи от честотата механични или акустични



параметри, затвореният от обема на озвучителното тяло въздух — като съсредоточена гъвкавост, а масата на трептящия в гърлото на фазоинверсия отвор въздух и преднавиваните от това трептене загуби — като съсредоточени маса и съпротивление на активните механични (акустични) загуби. Освен това известна част от звуковата енергия се поглъща в обема на озвучителното тяло и трябва да се предвидят загуби в обема. Друга част от звуковата енергия се губи поради преминаване на звукови вълни от обема на озвучителното тяло към околното пространство, тъй като самата кутия не винаги е затворена херметически, уплътняването на високоговорителя към лицевия панел трудно може да се херметизира, звуконепроницаема (слабо) е самата мембрана на високоговорителя, звукови вълни преминават през въздушната междинна магнитната система (заобикаляйки звуковата бобина) и предпазната шапка на високоговорителя. Тези загуби също трябва да се вземат предвид.

Еквивалентната електрическа схема на трептящата система на озвучителното тяло с фазоинвертор може да се състави, като се приеме за база аналогичната схема за озвучително тяло със затворен обем и направените по-горе уточнения. Тя е дадена на фиг. 3.10 а, където означенията са като на фиг. 3.5 и са следните:

- $r_{\phi ж}$ — гъвкавост на затворения обем;
- $r_{\phi ж}$ — активни механични загуби в обема;
- $r_{L ж}$ — активни механични загуби, дължащи се на общата звукопроницаемост на озвучителното тяло;
- $m_{\phi ж}$ — маса на въздуха, който трепти в отвора на фазоинвертора, включваща и масата на присъединения въздух;
- $r_{\phi ж}$ — активни механични загуби в отвора на фазоинвертора; v_1, v_1 , v_2 и v_2 са съответните скорости на трептене.

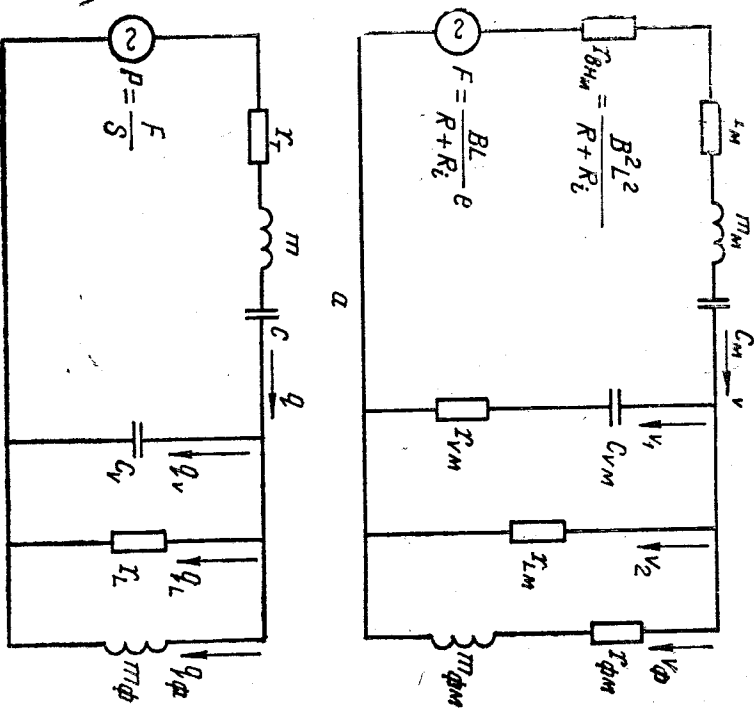
При съставяне на схемата са пренебрегнати: индуктивността на звуковата бобина, чийто реактанс в областта на ниските честоти е пренебрежимо малък, и съпротивлението на излъчване поради малката му стойност.

За рационализиране на анализа е целесъобразно да се опростят схемата от фиг. 3.10 а. Активните механични съпротивления $r_{\phi ж}$ и $r_{\phi ж}$ могат да се пренебрегнат, тъй като на практика се оказват много по-малки от $r_{L ж}$. Тяхното влияние върху акустичната система може да се включи в $r_{L ж}$. Освен това могат да се обединят $r_{\phi ж}$ и $r_{\phi ж}$:

$$r_{T ж} = r_{\phi ж} + r_{\phi ж} = r_{\phi ж} + \frac{v_2^2 L_2}{R + R_1} \quad (3.31)$$

Опростената по този начин схема може да се замени с еквивалентна електрическа схема с акустични параметри — фиг. 3.10 б. Това е направено, като силата е разделена на S , а съответните импеданси — на S^2 , където S е еквивалентната звукоизлъчваща повърхност на мембраната на високоговорителя. Например:

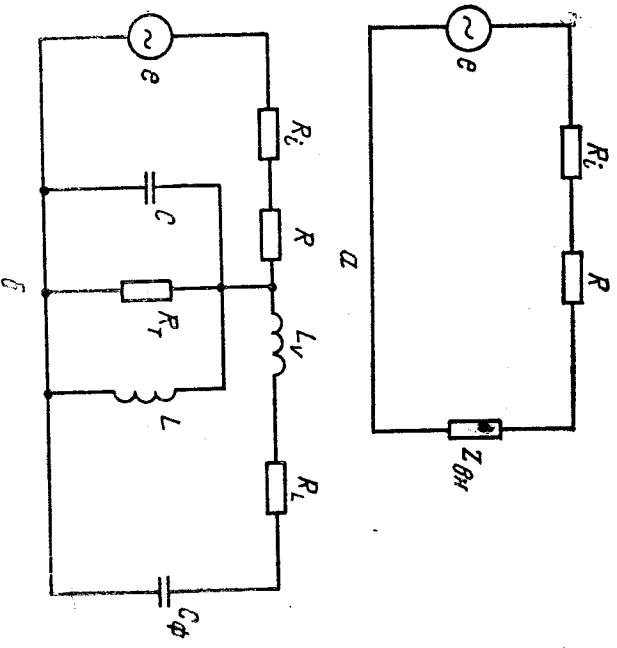
$$r_{T\kappa} = \frac{R_{T\kappa}}{S^2}; \quad p = \frac{F}{S}; \quad c_v = c_{\text{отн}} S^2.$$



Фиг. 3.10

Еквивалентната електрическа заместваща схема на озвучителното тяло с фазоинвертор (на неговата електрическа страна) може да се състави, като се вземе предвид, че електрическите параметри са същите, както и за един високоговорител без аку-

стично оформяне и към тях се прибавя внесения електрически импеданс $Z_{\text{отн}}$, дължащ се на процесите в механичния изход на високоговорителя — фиг. 3.11 а. Акустичният товар на високоговорителя, монтиран в озвучително тяло с фазоинвертор, е една



Фиг. 3.11

сравнително сложна акустична система. Схемата на внесения електрически импеданс може да се получи, като механичните параметри се преведат към електрически съгласно зависимостта

$$Z_{\text{отн}} = \frac{V^2 L^2}{Z_{\kappa}}. \quad (3.32)$$

В електрическата схема се свързват последователно онези импеданси, които в механичната схема са били свързани паралелно и обратно. По този начин е изградена първата електрическа заместваща схема на озвучителното тяло с фазоинвертор, дадена на фиг. 3.11 б. Елементите в нея са:

$$L_v = c_{\text{отн}} V^2 L^2 \text{ — съответствува на гъвкавостта на обема;} \quad (3.33 \text{ а})$$

$$R_L = \frac{V^2 L^2}{r_{Lk}} \text{ — съответствува на механичните загуби от звукопроницаемост на обема; } \quad (3.33 \text{ б})$$

$$C_\phi = \frac{m_\phi V^2}{V^2 L^2} \text{ — съответствува на масата на трептящия във фазоинверсия отвор във въздух; } \quad (3.34)$$

$$R_T = \frac{V^2 L^2}{r_{Tk}} \text{ — съответствува на механичните загуби в окачването на високоговорителя; } \quad (3.35)$$

$$C = \frac{m_k}{V^2 L^2} \text{ — съответствува на динамичната маса на високоговорителя; } \quad (3.36)$$

$$L = c_k V^2 L^2 \text{ — съответствува на гъвкавостта на окачването на високоговорителя. } \quad (3.37)$$

За опростяване анализа на работата на озвучителното тяло и интерпретацията на аналитичните зависимости, описващи неговото функциониране, е целесъобразно да се въведат някои общени параметри на озвучителното тяло:

$$\omega_\phi = 2\pi f_\phi = \frac{1}{T_\phi} = \frac{1}{\sqrt{c_v m_\phi}} = \frac{1}{\sqrt{C_\phi L_v}} \quad (3.38)$$

резонансна честота на масата на фазоинверсия отвор с гъвкавостта на обема;

$$Q_L = \omega_\phi C_v r_L = \frac{1}{\omega_\phi C_\phi R_L}$$

качествен фактор от звукопроницаемостта на обема; (3.39 а)

$$Q_\phi = \frac{\omega_\phi c_v r_\phi}{1}$$

качествен фактор от загубите във фазоинверсия отвор. (3.39 б)

Параметри, отразяващи взаимодействието на високоговорителя с кутията на озвучителното тяло:

$$\alpha = \frac{c}{c_v} = \frac{L}{L_v} = \frac{V_c}{V} \text{ — коефициент на гъвкавост; } \quad (3.40)$$

$$h = \frac{f_\phi}{f_p} = \frac{\omega_\phi}{\omega_p} = \frac{T_p}{T_\phi} \text{ — коефициент на настройка; } \quad (3.41)$$

$$Q_T = \frac{1}{\omega_p c r_T} \text{ — пълен качествен фактор. } \quad (3.42)$$

Точният и пълен анализ на озвучителното тяло с фазоинвертор трябва да се извърши на базата на еквивалентната му заместваща схема, като се използват въведените общени параметри и се изведе аналитична зависимост за създаването звуково налягане в

пространството. Изводът на аналитична зависимост е свързан с редица математични операции, които изобщо ще затруднят четателя. В редица литературни източници [1, 34] се съдържа търсената зависимост, която ще бъде приведена съобразно възприетите в книгата означения. В [1] е доказано, че к. п. д. на озвучително тяло с фазоинвертор може да се представи във вида

$$\eta = \frac{p}{4\pi c} \cdot \frac{V^2 L^2}{R m S^2} \cdot \eta_1(f), \quad (3.43)$$

където

p е плътността на въздуха;
 c — скоростта на разпространение на звука във въздуха;

$\eta_1(f)$ — функция на честотата.

Първите два множителя на (3.43) не зависят от честотата и нямат отношение към хода на честотната характеристика, а само към нивото ѝ. Последният множител определя хода на честотната характеристика. Множителът $\eta_1(f)$ има вида

$$\eta_1(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{A_1}{x^2} + \frac{A_2}{x^4} + \frac{A_3}{x^6} + \frac{A_4}{x^8}}}, \quad (3.44)$$

където $x = \frac{f}{f_p}$; (3.45)

$$A_1 = \frac{1}{Q_T^2} - 2 - 2\alpha - 2h^2; \quad (3.46)$$

$$A_2 = (1 + \alpha)^2 + h^2(4 + 2\alpha + h^2 - \frac{2}{Q_T^2}); \quad (3.47)$$

$$A_3 = h^2 \left(\frac{h^2}{Q_T^2} - 2 - 2\alpha - 2h^2 \right); \quad (3.48)$$

$$A_4 = h^4. \quad (3.49)$$

Зависимостта (3.44) е функцията на високочестотен филтър от четвърти ред. Неговата честотна характеристика освен от нормираната честота x зависи от обобщените параметри на озвучителното тяло — α , h и Q_T . Явно е, че четирите коефициента пред степените на x не могат да бъдат едновременно нули, тъй като те зависят само от три величини.

Сравнително големият брой параметри на системата, които могат да се изменят в определен граници, дава възможност да се

реализират голям брой озвучителни тела с фазоинвертор, чиито честотни характеристики могат съществено да се различават помежду си. Естествено е, че трябва да се търси такова решение, при което честотната характеристика да бъде равномерна, а честотният обхват на ефективно възпроизвеждане — по възможност по-широк. Съществува възможност за реализация на няколко типа честотни характеристики, всяка от които е оптимална за своя тип.

Честотна характеристика, съответстваща на филтър на Батърворт от четвърти ред, може да се получи, като се приравнят на нула коефициентите пред x^2 , x^4 и x^6 .

$$A_1 = \frac{1}{Q_T^2} - 2 - 2\alpha - 2h^2 = 0;$$

$$A_2 = (1 + \alpha)^2 + h^2(4 + 2\alpha + h^2 - \frac{2}{Q_T^2}) = 0;$$

$$A_3 = h^2 \left(\frac{h^2}{Q_T^2} - 2 - 2\alpha - 2h^2 \right) = 0.$$

От решаването на системата се получава:

$$h=1; \alpha=1,414; Q_T=0,383. \quad (3.50 a)$$

При тези условия аналитичната зависимост на високочестотния филтър на Батърворт от четвърти ред има вида

$$\eta_n(f) = \frac{x^4}{\sqrt{1+x^8}}, \quad (3.50 b)$$

Честотната характеристика на озвучително тяло с фазоинвертор, изчислена от (3.50 б), е дадена на фиг. 3.12 — крива 1.

Честотна характеристика, съответстваща на филтър на Чебишев от четвърти ред, се получава при следните условия:

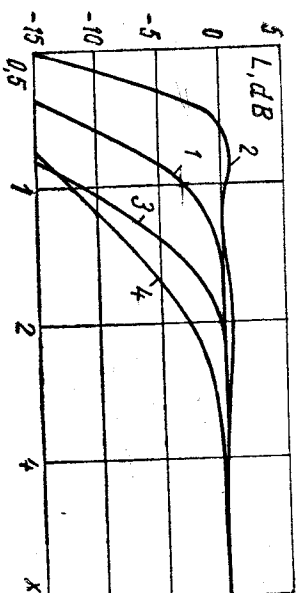
$$A_1 < 0, A_2 < 0, A_3 > 0, A_4 > 0. \quad (3.51)$$

Решението на неравенствата дава

$$Q_T > 0,383, \quad h < 1, \quad \alpha < 1,414.$$

Характеристиките на високочестотен филтър на Чебишев от четвърти ред се характеризират с наличие на честотни обхвати от областта на пропускане, в които има подем. Те се наричат равновълновни характеристики. В зависимост от допустимата неравномерност на честотната характеристика в областта на пропускане могат да се получат различни честотни характеристики. Възможно

е да се реализира озвучително тяло с фазоинвертор, чието долна гранична честота (f_3) е по-ниска от резонансната честота на високоговорителя, ако честотната му характеристика съответства на високочестотен филтър на Чебишев от четвърти ред.



Фиг. 3.12

На фиг. 3.12 (крива 2) е дадена честотната характеристика на озвучително тяло с фазоинвертор, съответстваща на филтър на Чебишев от четвърти ред при $Q_T=0,5$; $\alpha=0,61$ и $h=0,78$, съгласно [11].

Ако се положи

$$A_1 = \frac{1}{Q_T^2} - 2 - 2\alpha - 2h^2 = 0, \quad (3.52 a)$$

$$A_2 = (1 + \alpha)^2 + h^2 \left(4 + 2\alpha + h^2 - \frac{2}{Q_T^2} \right) = 0, \quad (3.52 б)$$

се получава

$$\eta_n(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{A_3}{x^4} + \frac{A_4}{x^8}}}. \quad (3.53)$$

Аналитичната зависимост (3.53) дава честотна характеристика, съответстваща непълно на филтър на Батърворт от трети ред, и се нарича квази-Батървортъв филтър от трети ред. Анализът на (3.51) и (3.52) показва, че решение съществува само при $Q_T < 0,563$. При избрана стойност на Q_T от (3.52 а) и (3.52 б) се получават стойности за α и h , които се заместват в (3.48) и (3.49) и се получават определени стойности на коефициентите A_1 и A_4 . На тях съответства определена честотна характеристика.

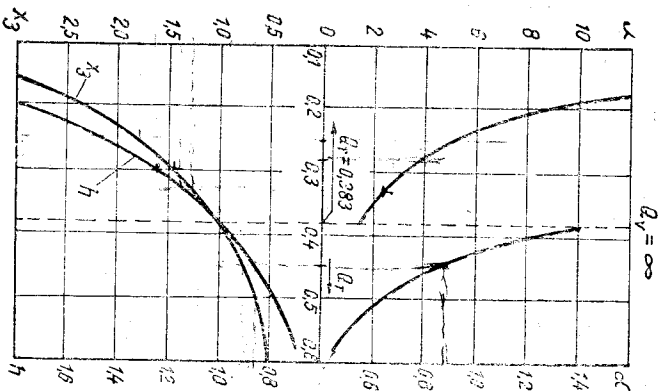
стика е от друг тип. Честотата x_3 , респ. f_3 се определят от (3.50 б). Получава се

$$x_3 = 1, f_3 = f_p,$$

т. е. нивото на характеристикката се понижава с 3 dB за честота, равна на резонансната честота на високоговорителя.

Трябва да се има предвид, че не от всеки високоговорител може да се реализира озвучително тяло с фазоинвертор, чиято честотна характеристика да съответствува на филтър на Батърворт от четвърти ред. Ако качественият фактор на високоговорителя е по-малък от 0,383, неговата стойност лесно може да се повиши до 0,383, но ако е по-голям, намаляването му е трудно.

Ако е зададено честотната характеристика да съответствува на филтър на Чебишев от четвърти ред, се избира стойността на Q_T от неравенствата (3.51) за стойностите на A - параметрите се определят стойностите на α и h . Ако е зададена честотна характеристика от типа квази-Батърворт от трети ред, също се приема стойността на Q_T и от (3.52 а) и (3.52 б) се определят стойностите на α и h .



Фиг. 3.14

Посочените изчислени могат значително да се опростят, като се използват номограми за различни случаи. На фиг. 3.14 е дадена обобщена номограма за изчисляване параметрите на озвучително тяло с фазоинвертор, която може да се използва за изчисляване на озвучителни тела с характеристики, съответстващи на филтър на Батърворт от четвърти ред, квази-Батърворт от трети ред и Чебишев от четвърти ред. Видът на характеристиката на Q_T . При $Q_T = 0,383$ се получават параметрите за характеристика, съответстваща на филтър на Батърворт от четвърти ред, при $Q_T < 0,383$ — квази-Батърворт от трети ред и при $Q_T > 0,383$ — Чебишев от четвър-

ти ред, чиято характеристика има неравномерност, не по-голяма от 2 dB. От номограмата се вижда, че характеристиката Чебишев от четвърти ред има честота f_p по-малка от резонансната честота на високоговорителя f_p , характеристиката квази - Батърворт от трети ред има честота f_p , която е по-голяма от f_p , а характеристиката Батърворт от четвърти ред — $f_p = f_p$. Обаче обемът на озвучителното тяло с характеристика Чебишев от четвърти ред е значително по-голям от обема на озвучителното тяло с характеристика квази - Батърворт от трети ред. Тези съотношения трябва да се имат предвид при избора на типа на f_p , респ. на характеристиката. Ако се изисква малка стойност на f_p , респ. x_3 при зададен високоговорител, трябва да се избере характеристика от типа Чебишев от четвърти ред, но този избор може да се направи само ако е възможно озвучителното тяло да бъде със значително голям обем. Функцията $\alpha(Q_T)$ е разделена при $Q_T = 0,383$, като за $Q_T > 0,383$ е увеличен мащабът.

С решаването на примери ще се изясни методът на изчисляване с номограмата.

Пример 1. Да се изчисли озвучителното тяло с фазоинвертор с оптимална честотна характеристика, ако са известни параметрите на използвания високоговорител:

$$f_p = 40 \text{ Hz}; Q_p = 3,8; Q_e = 0,35; V_e = 100 \text{ dm}^3.$$

Приема се, че захраняният усилвател е с изходно съпротивление $R_i = 0$ и се определя $Q_T = 0,32$. Реализира се озвучително тяло с честотна характеристика от типа квази - Батърворт от трети ред. На номограмата се отбелязва стойността $Q_T = 0,32$ и се намира перпендикуляр спрямо абсцисната ос и в двете посоки. От пресечните точки с кривите на номограмата се отчита: $\alpha = 2,8$; $h = 1,2$ и $x_3 = 1,35$. От тези стойности се определя:

$$\text{честота на среза } f_3 = 54 \text{ Hz};$$

$$\text{резонансна честота на фазоинвертора } f_p = 48 \text{ Hz};$$

$$\text{обем на озвучителното тяло } V = 35 \text{ dm}^3.$$

Ако получените резултати са задоволителни, се пристъпва към практическата реализация на озвучителното тяло. Конструира се кутия с вътрешен обем 35 dm³ с форма, определена от съображения на модерен дизайн. Реализира се фазоинверсен отвор и се настройва на честота 48 Hz. Закрепва се високоговорителят, като добре се уплътнява повърхността, в която той се допира към кутията. При изчисленията бе прието, че механичните загуби в кутията са равни на нула, т. е. кутията е добре уплътнена и в нея не се поставя звукопоглъщащ материал. Такива озвучителни тела рядко се произвеждат — в обема почти винаги се поставя

звуконеплътен материал, а това трябва да се вземе предвид още при изчисляването. На фиг. 3.15 е дадена номограма за изчисляване параметрите на озвучително тяло с фазоинвертор, който е подобен на този от фиг. 3.14, но са взети предвид загубите в обема както от звуконеплътен, така и от звукопроницаемост. Номограмата се отнася за загуби, определени от двата честотни фактора — $Q_v = 5$ и $Q_L = 5$, където

$$Q_v = \frac{1}{\frac{\omega \rho}{c_v} + \frac{1}{Q_v}} \quad \text{— качествен фактор на загубите от по-гъвкаване в обема;} \quad (3.55 \text{ а})$$

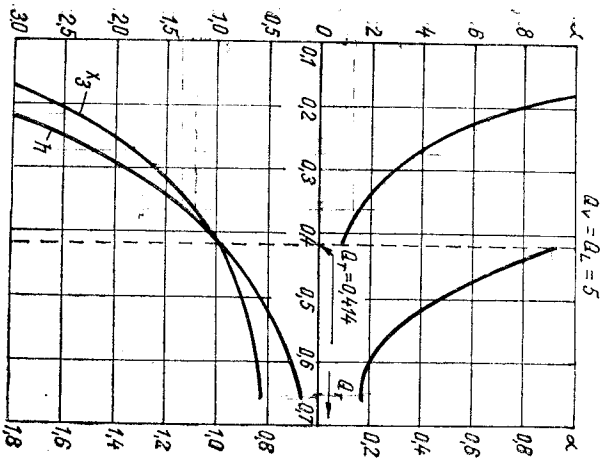
$$Q_L = \frac{1}{\frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_\phi}} \quad \text{— качествен фактор на общите загуби в}$$

обема на фазоинверсия отвор. (3.55 б)

За определене параметрите на озвучителното тяло с фазоинвертор, изчислено в пример 1 по номограмата от фиг. 3.15, е необходимо да се намери точката, съответстваща на $Q_T = 0,32$, и да се издигнат перпендикуларите.

От фиг. 3.15 се определя: $\alpha = 2,50$; $h = 1,32$ и $x_3 = 1,5$, а от тези стойности се получава: $V = 40 \text{ dm}^3$, $f_\phi = 52,8 \text{ Hz}$; $f_3 = 60 \text{ Hz}$.

Получава се по-голям обем и по-висока долна гранична честота. Обикновено това не е желателно. В повечето случаи се цели да се получи по-ниска долна гранична честота и затова е за предпочитане този показател да се избере или зададе като изходна величина. За случая от пример 1 може да се зададе $f_3 = 32 \text{ Hz}$. Тъй като трябва честотата на среза f_3 да се получи по-ниска от резонанс-



Фиг. 3.15

ната честота на високоговорителя, това може да се отбележи само ако характеристиката на озвучителното тяло съответства на филтър на Чепишев от четвърти ред. Определя се $x_3 = \frac{f_3}{f_p} = 0,8$. На номограмата от фиг. 3.15 тази стойност на x_3 се

получава при $Q_T = 0,48$, на което съответства $h = 0,84$ и $\alpha = 0,44$. За обема на озвучителното тяло се получава $V = 225 \text{ dm}^3$, а резонансната честота на фазоинвертора $f_\phi = 33,6 \text{ Hz}$. Общият качествен фактор трябва да се регулира до стойност 0,48. Вижда се, че при зададен високоговорител разширяването на възпроизвеждането към обхвата на ниските честоти с около една октава е съпроводено с увеличаване на обема на озвучителното тяло с около 6 пъти.

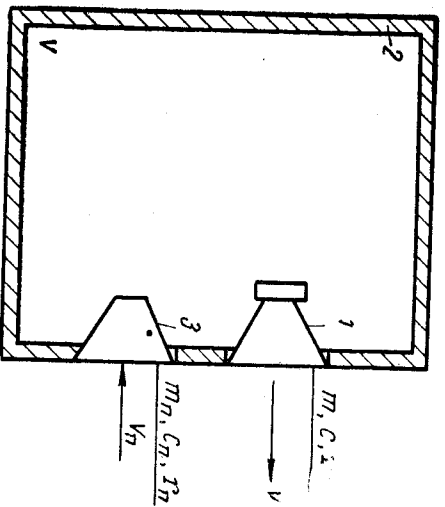
Изчисляването по зададени показатели на озвучителното тяло не винаги може да се реализира, тъй като трудно може да се намери високоговорител, който точно да отговаря на изчислените стойности.

3.4. ОЗВУЧИТЕЛНО ТЯЛО С ПАСИВНА МЕМБРАНА

Озвучителните тела с пасивна мембрана са акустични системи с директно излъчване, които са изградени от два акустични излъчвателя. Акустичното им оформление е кутия от звукопроницаем материал, която трябва да бъде херметически уплътнена в местата на свързване на съставните ѝ части. Кутията е с два отвора, към единия от които се закрепва високоговорителят, а към другия — пасивната мембрана. Вършно пасивната мембрана прилича на високоговорителя, но към нея няма звукова бобина, няма магнитна система и не се захранва от източника на електрическа енергия, т. е., тя не е консуматор, както е високоговорителят. Пасивната мембрана се нарича още пасивен радиатор, пасивен нагъвачел, пасивен бас или пасивен конус.

При ниски честоти пасивната мембрана се привежда в движение под действие на звуковото налягане в затворения обем и създава звуково поле в пространството вън от затворения обем, където се създава от високоговорителя. Създаването на звуково поле е дефазирано спрямо това, създавано от високоговорителя, защото пасивната мембрана се измества напред тогава, когато по-дължната система на високоговорителя се премества назад. На първ поглед би следвало да се очаква, че създаването на звуково поле ще бъде дефазирано на 180° спрямо това на високоговорителя и двете звукови полета ще се неутрализират, т. е. за ниските честоти ще се получи акустично късо съединение, реализирано през пасивната мембрана. В действителност такъв явление не се наблюдава. Пасивната мембрана се възбужда през гъвкавостта C_v на обема, а и самата тя съдържа реактивни акустични елементи — m_p и C_p . В резултат на това трептенията на пасивната мембрана

са дефазирани спрямо действувашото в обема звуково налягане. Ако дефазирането е точно един полупериод, пасивната мембрана ще създава звуково поле, съпадащо по фаза с това на високоговорителя. Оптимално проектираното озвучително тяло с пасивна



Фиг. 3.16

мембрана трябва да осигурява именно такова фазово съотношение в обхвата на ниските честоти.

Пасивната мембрана е чисто механична или акустична третяща система — тя има акустичен вход и изход. Тя създава звуково поле, като черпи енергия от звуковото поле, което се установява в затворения обем на озвучителното тяло под действието на високоговорителя.

Принципната конструкция на озвучително тяло с пасивна мембрана е дадена на фиг. 3.16. Вижда се, че по конструкцията много прилича на озвучително тяло с фазоинвертор. На мястото на отвора с тръба е поставена пасивната мембрана 3. От описания принцип на действие се установява, че тези два типа озвучителни тела почиват на един и същи принцип. В единия случай (фазоинвертора) към направения втори отвор се закрепва една тръба с цел да се създаде определен обем въздух с определена маса, която да внесе фазово изместване на трептенията във фазоинвертора спрямо тези на високоговорителя. Във втория случай към допълнителния отвор се закрепва пасивната мембрана, притежаваща определена маса, която също внесе дефазирание на трептенията на мембраната спрямо тези на високоговорителя. Съществува

и една съществена разлика. Трептящият в тръбата на фазоинвертора въздух може да се разколебае с произволна амплитуда. Той е установен или „свързан“ към тръбата посредством безкрайно голяма гъвкавост. Амплитудата на пасивната мембрана е ограничена, тъй като тя е закрепена към отвора с определена гъвкавост, която не е безкрайно голяма. Наличието на гъвкавост с крайна големина намалява ефективността на пасивната мембрана спрямо тази на фазоинвертора.

Пасивната мембрана притежава и някои предимства, поради които намира непрекъснато растящо приложение. Първото е в премахване на възможността от завишения на въздуха в тръбата на фазоинвертора при големи амплитуди и свързаното с него свистене или характерен шум. Второто е в това, че мембраната предизвиква твърда прерада между обема на озвучителното тяло и звуковото поле вън от него и не позволява да се излъчва звукова вълна през допълнителния отвор, от което би се получила допълнителна окраска на възпроизвежданата звукова картина. Това предимство трябва да се приеме с известен резерв. Пасивната мембрана е звуконепроницаема, що се отнася до преминаване на звуковата вълна през материята на мембраната, но ако звуковата вълна разтрепти пасивната мембрана, тя също може да създаде окраска към създаването от високоговорителя звуково поле. Разбира се, ако за тази честота пасивната мембрана може да излъчва звукова енергия.

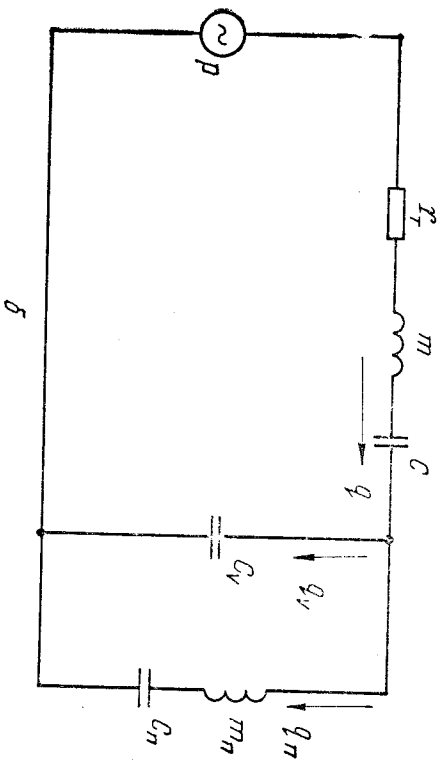
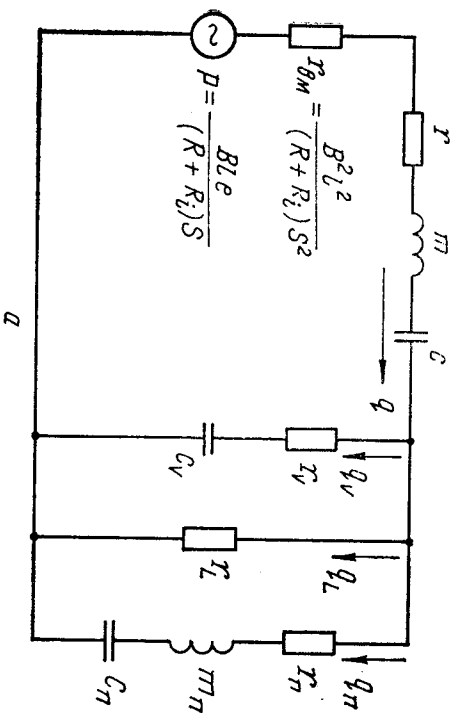
От казаното за идентичността на функционирене на фазоинвертора и пасивната мембрана следва, че те могат да допринесат за подобряване ефективността на преобразуване на сигналите с ниска честота от озвучителните тела, разбира се, ако са правилно изчислени. Във връзка с идентичността на функционирането би следвало озвучителното тяло с пасивна мембрана да се нарича озвучително тяло с пасивна фазоинвертираща мембрана.

Анализът на озвучително тяло с пасивна мембрана може да се извърши на базата на еквивалентните схеми за него. Заместващата еквивалентна схема на трептящата му система може лесно да се състави, като се приеме за база аналогичната схема на озвучителното тяло с фазоинвертор. На мястото на масата m_{ϕ} и активните загуби r_{ϕ} трябва да се поставят последователно свързани параметри на трептящата система на пасивната мембрана:

m_n — акустичната динамична маса на пасивната мембрана, включваща и масата на присъединения при трептенето въздух;

C_n — акустичната гъвкавост на окачване на пасивната мембрана; r_n — съпротивление на активните загуби в елементите на окачване на пасивната мембрана.

Еквивалентната електрическа заместваща схема на трептящата система на озвучително тяло с пасивна мембрана, изградена с акустични параметри, е дадена на фиг. 3.17 а. Символите на параметрите съвпадат с въведените в предишните разглеждания.



Фиг. 3.17

Необходимо е да се направят някои опростявания. Могат да се пренебрегнат следните загуби: в обема r_v поради звукопроницаемост на обема r_n и в пасивната мембрана r_n . Освен това могат

да се обединят последователно свързаните активни съпротивления r_{en} и r и да се заменят с r_T . Получава се схемата, дадена на фиг. 3.17 б.

Еквивалентната схема на озвучителното тяло, разглеждано от електрическият си вход като консуматор на електрическа енергия, може да се състави, като акустичните съпротивления от схемата на фиг. 3.17 б се трансформират в съответни внесени електрически съпротивления към входния електрически импеданс. Използва се връзката

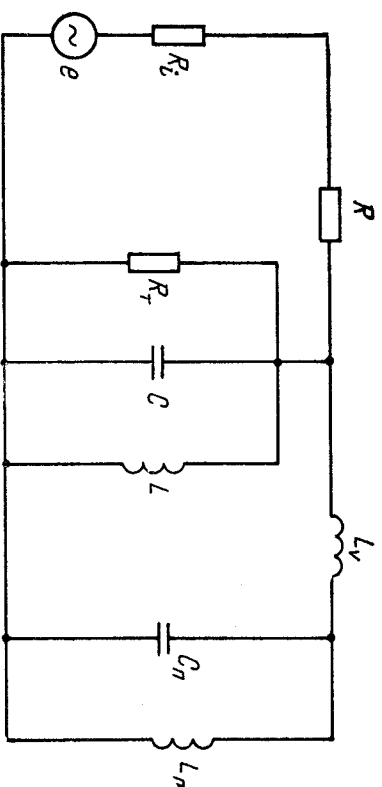
$$Z = \frac{B^2 l^2}{z S^2}, \quad (3.56)$$

където z е даден акустичен импеданс;

Z — еквивалентният му електрически импеданс.

Необходимо е да се спази и правилото, че последователно свързаните акустични импеданси се трансформират в паралелно свързани електрически импеданси, а паралелните — в последователни.

Получава се схемата, дадена на фиг. 3.18. Значенето на символите е идентично с това при озвучително тяло с фазоинвертор с допълнението:



Фиг. 3.18

електрическата индуктивност, съответстваща на гъвкавостта на окачване на пасивната мембрана, е

$$L_n = \frac{c_n B^2 l^2}{S^2}; \quad (3.57 a)$$

електрическият кондензатор, съответстващ на масата на пасивната мембрана, е

$$C_n = \frac{m_n S^2}{V^2 l^2} \quad (3.57 б)$$

Еквивалентните схеми са валидни само за честотния обхват, в който високоговорителят трепти като бутало. В този обхват елементите на еквивалентните схеми се приемат за честотнонезависими.

За извеждане на аналитични зависимости е целесъобразно да се въведат обобщени параметри за озвучителното тяло, за високоговорителя и за пасивната мембрана. За улеснение ще бъдат използвани въведените вече обобщени параметри при озвучителното тяло с фазоинвертор. Допълнително ще се въведат:

$$\omega_n = 2\pi f_n = \frac{1}{T_n} = \frac{1}{\sqrt{m_n C_n}} = \sqrt{C_n L_n}; \quad (3.58)$$

качествен фактор на пасивната мембрана

$$Q_n = \frac{1}{\omega_n C_n R_n} = \omega_n C_n R_n; \quad (3.59)$$

обем на гъвкавостта на пасивната мембрана

$$V_{cn} = \psi p_s C_n \quad (3.60)$$

Параметрите на пасивната мембрана си взаимодествуват с гъвкавостта на обема на озвучителното тяло и образуват една акустична трептяща система. За определена честота f_v в тази система настъпва резонанс. Резонансната честота се определя от зависимостта

$$\omega_v = 2\pi f_v = \frac{1}{T_v} = \sqrt{\frac{1 + \frac{C_v}{C_n}}{C_v m_n}} = \sqrt{\frac{1 + \frac{L_v}{T_n}}{C_n L_v}} \quad (3.61)$$

Загубите в пасивната мембрана, в обема и от звукопроницаемост на обема се отразяват чрез въвеждането на три качественни фактора, които се отнасят при резонансната честота на пасивната мембрана

$$Q_n = \frac{1}{\omega_v C_v T_n}; \quad (3.62 а)$$

$$Q_L = \frac{1}{\omega_v C_v T_L}; \quad (3.62 б)$$

$$Q_v = \frac{1}{\omega_v C_v T_v} \quad (3.62 в)$$

Общите загуби при резонансната честота f_v ще бъдат

$$\frac{1}{Q_{T_v}} = \frac{1}{Q_n} + \frac{1}{Q_L} + \frac{1}{Q_v} \quad (3.63)$$

При анализа се налага използването и на някои относителни коефициенти:

$$\alpha = \frac{c}{c_v} = \frac{L}{L_v}; \quad (3.64)$$

коэффициент на гъвкавост на оказване на високоговорителя

$$\delta = \frac{c_n}{c_v} = \frac{L_n}{L_v}; \quad (3.65)$$

коэффициент на разстройка на резонансната честота на обема

$$h = \frac{f_v}{f_p} = \frac{\omega_v}{\omega_p} = \frac{T_p}{T_v}; \quad (3.66)$$

коэффициент на разстройка на резонансната честота на пасивната мембрана

$$g = \frac{f_n}{f_p} = \frac{\omega_n}{\omega_p} = \frac{T_p}{T_n}; \quad (3.67)$$

пълнен качествен фактор на високоговорителя, свързан към захранващия го усилвател

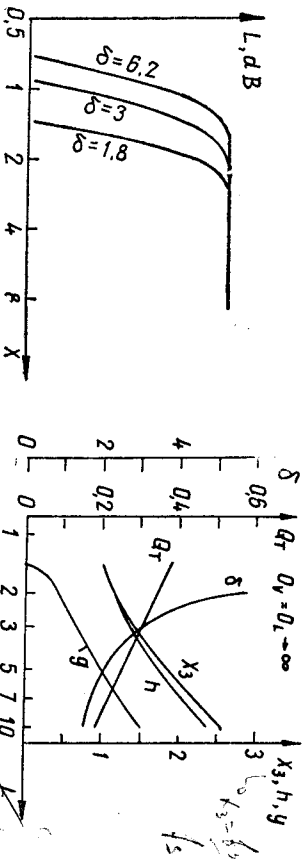
$$Q_T = \frac{1}{\omega_p C_T} \quad (3.68)$$

Между въведените коефициенти съществуват зависимости

$$\frac{T_n}{T_v} = \frac{f_v}{f_n} = \frac{h}{g} = \sqrt{1 + \delta} \quad (3.69)$$

Въз основа на еквивалентните схеми от фиг. 3.17 и 3.18 и като се използват въведените коефициенти и обобщени параметри, може да се изведе нормализован аналитичен израз за предавателната функция на озвучителното тяло. Обаче както извеждането, така и самият израз са сравнително сложни и излишно ще обременяват книгата. В [35] е даден аналитичният израз на предавателната характеристика и е показано, че честотната характеристика на озвучително тяло с пасивна мембрана е честотна

характеристика на филтър, чиято предавателна характеристика е елиптична функция. Методиката за изчисляване на озвучителни тела с пасивна мембрана се базира на номограми [35], които са построени на базата на споменатата аналитична зависимост. В



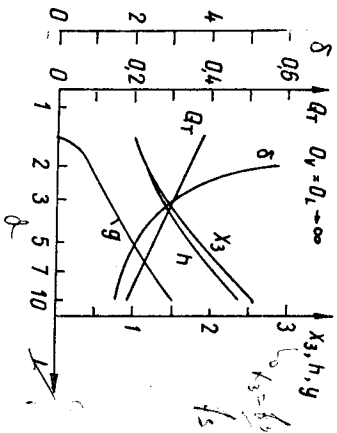
Фиг. 3.19

Фиг. 3.20

същия източник е показано, че петте параметъра (f_n, f_n, Q_T, α и δ) са свързани с пет коефициента от аналитичната функция и на всяка конструкция на озвучителното тяло съответствува една единствена система от параметри. Все пак при озвучителното тяло с пасивна мембрана изискванията за получаване на максимално плоска характеристика се удовлетворяват от повече от една система уравнения. Това означава, че съществуват безкраен брой максимално плоски характеристики. За ограничаване броя на възможните за получаване честотни характеристики се налага един от параметрите на системата да бъде определен на база на натурален опит или в резултат на проведен експеримент.

На фиг. 3.19 са дадени три максимално плоски характеристики, които са получени за различни стойности на δ при еднакви други параметри. Вижда се, че с увеличаване на δ честотният обхват се разширява към ниските честоти, но това трябва да се очаква — при $\delta \rightarrow \infty$ би се получил най-широк честотен обхват, като характеристиката ще съответствува на филтър на Батърворт от четвърти ред. С това още веднъж се потвърждава твърдението, че крайната стойност на гъвкавостта на окачване на пасивната мембрана намалява ефективността на озвучителното тяло с пасивна мембрана спрямо озвучително тяло с фазоинвертор.

Номограмата за изчисляване параметрите на озвучително тяло с пасивна мембрана при пренебрегване загубите в обема му е дадена на фиг. 3.20. Използуването ѝ за практически изчисляване ще бъде разяснено с решаването на една примерна конструкция.



Пример 1. Да се изчисли озвучително тяло с пасивна мембрана, ако е известно, че високоговорителят, който ще се използва, има следните параметри: $f_b = 40$ Hz; $Q_* = 2,4$; $Q_e = 0,35$ и $V_c = 80$ dm³.

Према се, че захранващият усилвател е с много малко въртешно съпротивление и $Q_T = Q_{T1} = 0,305$.

Върху кривата за Q_T от номограмата на фиг. 3.20 се определя точката, съответстваща на $Q_T = 0,305$. Спуска се перпендикуляр към абсцисната ос и се определя $\alpha = 2,9$. На тази стойност на α съответствуват $\delta = 3,2$; $x_3 = 1,4$; $h = 1,35$.

По тези данни се определя:
 обемът на озвучителното тяло $V = 27,6$ dm³;
 резонансната честота на озвучителното тяло $f_0 = 54$ Hz;
 резонансната честота на пасивната мембрана, $f_n = 26,3$ Hz;
 параметърът $g = 0,657$;
 честотата $f_s = 56$ Hz.

Получената стойност за f_s е сравнително висока. Тя може да се получи по-ниска, ако се приеме по-голям еквивалентен честотен фактор, определен от високоговорителя и усилвателя. Точната му стойност се определя от желаната долна гранична честота. Например, ако се постави изискване $f_s = 50$ Hz, се определя $x_3 = 1,25$.

От графиките на фиг. 3.20 се определя, че на тази стойност не съответствуват $\alpha' = 2,4$; $Q_T' = 0,33$; $h' = 1,24$; $\delta' = 4,5$; $g' = 0,52$.

По тези данни се определят новите параметри на озвучителното тяло:

обем на озвучителното тяло $V' = 33,4$ dm³;
 резонансната честота на озвучителното тяло $f_0' = 49,6$ Hz;
 резонансната честота на пасивната мембрана $f_n' = 20,8$ Hz;
 гъвкавост на пасивната мембрана $c_n' = 4,5$ c².

За сметка на сравнително малкото намаляване на долната гранична честота на озвучителното тяло се получи неоглямо увеличение на обема, намаляване резонансните честоти на обема на озвучителното тяло и на пасивната мембрана и значително увеличение гъвкавостта на окачване на пасивната мембрана.

Същественото в случая е, че трябва да се увеличи качественият фактор на високоговорителя след свързването му към усилвателя. Това е възможно, като се увеличи електрическият качествени фактор на високоговорителя. Той трябва да се донаси до стойност $Q_e' = 0,388$.

Q_e се определя от (3.16) и за промяната му трябва да се измени R , т. е. $Q_e = \omega_0 C R'$, където $R' = R + R_i$.

От отношението на двете равенства се получава

$$\frac{Q_e}{Q_e} = \frac{R}{R'}$$

Решението спрямо R' дава

$$R' = R \frac{Q_e}{Q_e}$$

За вътрешното съпротивление на усилвателя се получава

$$R_i = R \left(\frac{Q_e}{Q_e} - 1 \right) \quad (3.70)$$

За разглеждания случай $R_i = 0,11 \text{ R}$.

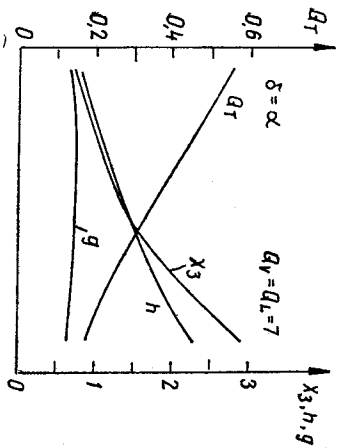
Вътрешното съпротивление на усилвателя трябва да е 11% от съпротивлението на звуковата бобина.

Всички необходими параметри за реализиране на озвучителното тяло са определени.

Може да се определи и масата на пасивната мембрана

$$m_n = \frac{1}{4\pi^2 f_n^2} c_n = \frac{1}{4\pi^2 f_n^2} \frac{g}{\alpha} \quad (3.71)$$

За целта трябва да е зададена еквивалентната звукоизлъчваща повърхност на високоговорителя S , за да може да се определи c .



Фиг. 3.21

ност броят на параметрите, които трябва да се определят сенна-малява с единица, така че на всяка характеристика, която може да се получи за дадено озвучително тяло, съответствува точно една система от параметри. Всички загуби в обема се приема, че

Обикновено загубите в обе-

ма на озвучителното тяло и в окачването на пасивната мембрана не могат да се пренебрегнат. Изчисляването на параметрите на озвучително тяло с пасивна мембрана със загуби може да се проведе, като се използва номограмата, дадена на фиг. 3.21 [35]. Освен това на практика почти винаги двата параметра α и δ са равни помежду си и имат стойности, по-големи от 3. Номограмата от фиг. 3.21 е съставена за $\delta = \alpha$. С приемането за това равенство всъщност трябва да се определят сенна-малява с единица, която може да се получи за дадено озвучително тяло, съответствува точно една система от параметри. Всички загуби в обема се приема, че

се представят от загубите поради звукопроницаемост, дефинирани от Q_L , като за номограмата от фиг. 3.21 $Q_L = 7$. Определенето на параметрите на озвучителното тяло се извършва, както и в случая без загуби, което ще бъде илюстрирано с решаването на един пример.

Пример 2. Да се определят параметрите на озвучително тяло с пасивна мембрана, ако са зададени параметрите на високоговорителя: $f_b = 40 \text{ Hz}$; $Q_{mp} = 3,4$; $Q_{sp} = 0,35$; $V_c = 100 \text{ dm}^3$.

Необходимо е да се подчертае, че за озвучителни тела с пасивна мембрана са подходящи високоговорители с пълен качествен фактор Q_{T1} , не по-голям от 0,5. При по-големи стойности на Q_{T1} се получава неравномерна честотна характеристика на озвучителното тяло в обхвата на ниските честоти. В случая това изискване е изпълнено и може да се пристъпи към изчисляване.

От графиките на номограмата като отправна се използва зависимостта $Q_T(\alpha)$. Приема се, че захранващият усилвател има пренебрежимо малко изходно съпротивление и $Q_T = Q_{T1} = 0,316$. Върху графиката $Q_T(\alpha)$ се намира стойността 0,316 и се определя α , съответстваща на Q_T . Намира се $\alpha = 2,8$. Останалите параметри са функции на α и лесно се отчитат:

$$h = 1,5, \quad x_3 = 1,6, \quad g = 0,76.$$

От обобщените параметри се определят конкретните:

$$V = 35,6 \text{ dm}^3.$$

Тъй като поначало е прието $\delta = \alpha$, за гъвкавостта на пасивната мембрана се определя $c_n = \delta c_g = \alpha c_g = c$.

Пасивната мембрана трябва да има същата гъвкавост на окачване, каквато има и използваният високоговорител. В действителност условието $\delta = \alpha$ се базира на факта, че на практика се използват за пасивни мембрани същите мембрани и със същото окачване, каквито се използват за самите високоговорители.

Резонансната честота на обема трябва да бъде $f_0 = 60 \text{ Hz}$. Резонансната честота на пасивната мембрана е $f_n = 30,4 \text{ Hz}$.

Долната гранична честота е $f_s = 64 \text{ Hz}$. Трябва да се има предвид, че f_s в действителност не е долна гранична честота. Тази честота е въведена по аналогия от филтрите. Искването за долна гранична честота на озвучителните тела от Hi-Fi клас е нивото и да бъде по-ниско от средното ниво с 8 dB. Поради това по-правилно е честотата f_s да се нарича честота на сряза. Фактичестката долна гранична честота ще бъде по-ниска от f_s , като стойността и зависи от стръмността на характеристиката под f_s . За озвучителните тела с пасивна мем-

Брана обикновено стръмността е по-голяма и долната гранична честота е много близка по стойност до f_s . В случай може да се очаква долна гранична честота от порядъка 55 до 57 Hz, в никакъв случай по-ниска.

Резонансната честота на пасивната мембрана се получи по-ниска от резонансната честота на високоговорителя, а бе прието, че гъвкавостта на окачване и на двете трептящи системи ще бъде еднаква. Следователно масата на пасивната мембрана трябва да бъде по-тежка от масата на трептящата система на високоговорителя. От (3.71) лесно се намира съотношението

$$m_n = \frac{f_p^2}{f_n^2} m = \frac{m}{g^2} \quad (3.72)$$

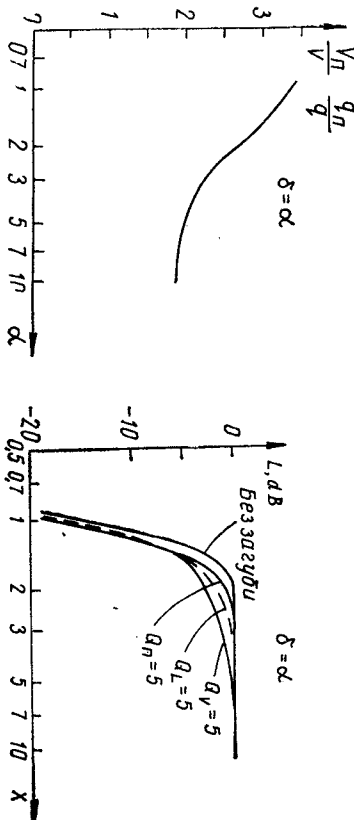
Масата на пасивната мембрана трябва да бъде по-голяма от тази на трептящата система на високоговорителя с отношението от квадратите на двете резонансни честоти. За конкретния случай

$$m_n = 1,74 m.$$

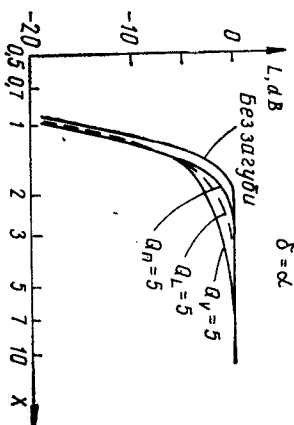
Следователно към масата на пасивната мембрана трябва да се прибави някаква допълнителна маса, която да бъде 74% от тази на трептящата система на високоговорителя.

По принцип изборът на вида и конструкцията на пасивната мембрана трябва да се направи много внимателно и прецизно.

Показано е в литературата [35], че обемът от въздух, който трябва да измества пасивната мембрана, е значително по-голям от този, който измества високоговорителят. Ако двете мембрани имат еднакви площи, това означава, че пасивната мембрана трябва да трепти със значително по-голяма амплитуда. На фиг. 3.22 е представена графично зависимостта на отношението на амплитудата на трептенето на пасивната мембрана към амплитудата на трептенето на високоговорителя от параметъра α . Графиката е съставена [35] при условие $\delta = \alpha$. В действителност тази графика се отнася за зависимостта на отношението между обемите, които изместват пасивната мембрана и високоговорителя. При условие, че двете мембрани са с еднаква повърхност, обемите са пропорционални на съответните амплитуди на трептене, а за дадената диаграма е прието $S_n = S$. Означено е u_n — амплитудата на трептене на пасивната мембрана, и u — амплитудата на трептене на високоговорителя. От графиката се вижда, че при постоянна амплитуда u амплитудата u_n намалява с увеличаването на α . При $\alpha = 1,5$ пасивната мембрана трябва да трепти с около 3 пъти по-голяма амплитуда



Фиг. 3.22



Фиг. 3.23

от тази на високоговорителя. При $\alpha > 3$ отношението от амплитудите е около 2.

Тук изниква въпросът целесъобразно ли е да се използва мембраната на високоговорителя и за пасивна мембрана. Отгово-

рът зависи от няколко фактора. От пронаследствена гледна точка това е много целесъобразно — не се налага конструирането на нови детайли и свързаните с неговото производство инструменти, а се използват детайли от усвоеното производство. От техническа гледна точка обаче има редица допълнителни условия. Основното условие е пасивната мембрана да може да прави два пъти по-големи амплитуди от тези на високоговорителя, без да внася изкривявания, т. е. изместването ѝ да се осъществява по линейен закон. Това зависи от конструкцията на високоговорителя или по-точно от съображенията, които са определени номиналната мощност на високоговорителя. Възможни са три основни случая. Първият от тях е номиналната мощност да е определена от топлинни съображения, т. е. звуковата bobина не може да понесе по-голямо електрическо натоварване, а подвижната система на високоговорителя може да извършва значително по-големи амплитуди, запазвайки линейността на възвръщащата сила от изместването. В този случай мембраната на високоговорителя може да се използва и за пасивна мембрана. Втори случай — номиналната мощност е определена от ограничаване на линейността на изместването на трептящата, а мембраната запазва линейността на изместването си и при значително по-големи амплитуди. В този случай също може да се използва мембраната на високоговорителя и за пасивна мембрана. Трети случай — номиналната

Мощност е определена от границата на линейността на възвръщащата сила от изместването на самата мембрана. В този случай мембраната на високоговорителя не може да се използва и за пасивна мембрана. Може да се допусне компромис, като се използва същата мембрана, но тогава мощността на озвучителното тяло трябва да се намали. За предпочитане е обаче да се използва амплитудата на мембраната при запазване линейността на възвръщащата сила от изместването. В този случай гъвкавостта на гънките трябва да бъде равна или по-голяма от гъвкавостта на високоговорителя.

От фиг. 3.21 се вижда, че параметърът g слабо зависи от α . От (3.72) се установява, че масата на пасивната мембрана е равна на масата на трептящата система на високоговорителя, умножена по $\frac{1}{g^2}$, като $\frac{1}{g^2} \approx 2$. Следователно масата на пасивната мембрана трябва да бъде приблизително два пъти по-голяма от масата на трептящата система на високоговорителя.

Препоръките за избор на пасивна мембрана могат да се обобщат в следните четири:

акустична гъвкавост — равна или по-голяма от акустичната гъвкавост на окачване на високоговорителя;

акустична маса — приблизително два пъти по-голяма от акустичната маса на трептящата система на високоговорителя;

амплитуда на линейно изместване — приблизително два пъти по-голяма от амплитудата на високоговорителя;

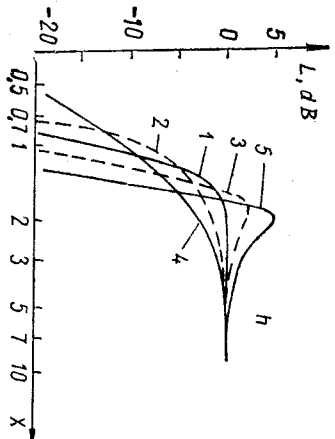
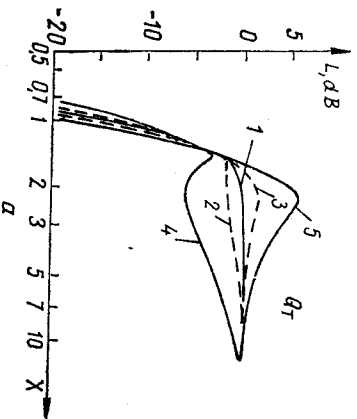
механични загуби в окачването — колкото е възможно по-малки, т. е. Q_n да бъде по-висока от Q_n .

Последното изискване е поставено, тъй като е установено, че загубите стесняват честотния обхват в областта на ниските честоти. На фиг. 3.23 съгласно [35] е дадена една максимално допускима характеристика на озвучително тяло с пасивен излъчвател без загуби и изменението γ от загуби в пасивната мембрана при $Q_n = 5$. При наличие на загуби долната гранична честота се увеличава.

Озвучителните тела с пасивна мембрана притежават редица предимства, които могат да се реализират на практика без съществени проблеми, докато реализицията им при озвучителни тела с фазоинвертор срещу значителни затруднения, а в някои случаи е и невъзможна. Това се отнася преди всичко до постигането на по-ниска долна гранична честота. За определен обем на озвучителното тяло с пасивна мембрана и при зададен високоговорител може да се получи същата честотна характеристика и същата максимално допустима мощност, каквито могат да се по-

лучат и от озвучително тяло с фазоинвертор със същия обем. При това, ако гъвкавостта на окачването е достатъчно голяма, в загубите в окачването — малки, необходимата резонансна честота на обема може да се получи без особени затруднения. Ако се спазват дадените препоръки за избор на пасивна мембрана, конструирането на озвучително тяло с пасивна мембрана не е по-трудно от конструирането на озвучително тяло с фазоинвертор. Основната разлика е в това, че желаната резонансна честота на обема f_0 се получава чрез промяна на масата на пасивната мембрана вместо акустичната маса на въздуха в тръбата на фазоинвертора. Разбира се, това е предимство за озвучителното тяло с пасивна мембрана.

Все пак трябва да се има предвид, че ако озвучителното тяло с пасивна мембрана не бъде конструирано правилно, може да се получат много нежелани характеристики. На фиг. 3.24 α съгласно [35] са дадени честотните характеристики на озвучително тяло с пасивна мембрана с параметри, точно отговарящи на изискванията за максимално плоска характеристика (крива 1), и при реализиране на Q_T , различаващи се от тези изисквания, като останалите параметри са запазени непроменени. Във всички случаи $\delta = \alpha$. Крива 2 е за стойност на Q_T , която е с 20% по-малка от оптималната, крива 3 — с 20% по-голяма, крива 4 — с 50% по-малка и крива 5 — със 100% по-голяма. На фиг. 3.24 б съгласно същия източник са дадени честотните характеристики на озвучително тяло с пасивна мембрана при различни стойности на



Фиг. 3.24

резонансната честота f_0 на обема, т. е. на параметъра h . Крива 1 съответствува на изискванията за максимално плоска характеристика. Крива 2 е за случая, когато f_0 е с 20% от по-малка стойност от оптималната, крива 3 — с 20% по-голяма, крива 4 — с 50% по-малка и крива 5 — с 50% по-голяма.

От графиките се установява, че разпорът на параметрите оказва много голямо влияние върху хода на честотната характеристика и следователно върху показателите на озвучително тяло с пасивен излъчвател. Затова трябва да се приеме за основателно становището, че озвучителни тела с пасивна мембрана могат да произвеждат само реномирани производители. За организиране на такова производство са необходими две основни предпоставки:

Първата предпоставка е наличие на висококавалитетни специалисти със значителен опит в конструирането на озвучителни тела.

Втората предпоставка е наличието на стабилно производство на високоговорители, при което се гарантират в определени тесни граници параметрите на високоговорителите, оказващи влияние върху точната настройка на озвучителните тела с пасивна мембрана. Задължително е производството да разполага с необходимата измервателна апаратура за контрол на основните параметри на високоговорителя.

В извънпроизводствени (любителски) условия конструирането на озвучителни тела с пасивна мембрана може да има успех само ако точно се знаят основните параметри на използвания високоговорител. Освен това е желателно да се измерят основните параметри на реализираното озвучително тяло с пасивна мембрана — обезателно трябва да се измери импедансната му характеристика. В областта на ниските честоти тя трябва да бъде крива с два максимума (почти равни по ниво) и минимум между тях, който настъпва при честота, приблизително равна на f_0 .

3.5. ОСНОВНИ СВЕДЕНИЯ И ПАРАМЕТРИ НА ОЗВУЧИТЕЛНИТЕ ТЕЛА

3.5.1. Класификация на озвучителните тела

Според броя на обхватите, на които е разпределен възпроизвежданият звуков спектър, озвучителните тела се класифицират, както следва:

а. Еднолентови озвучителни тела — целият звуков спектър

се възпроизвежда само от един високоговорител или от група паралелно работещи високоговорители.

б. Двулентови озвучителни тела — съставени са от два високоговорителя, всеки от които възпроизвежда определена част от звуковия спектър. Могат да се използват и групи от паралелно работещи еднотипни високоговорители.

в. Трилентови озвучителни тела — съставени са от три високоговорителя или от три паралелно работещи групи от еднотипни високоговорители, всеки от които възпроизвежда определена част от звуковия спектър.

По аналогия се получава класификация за четрилентови, петлентови и т. нар. озвучителни тела.

Според обема на озвучителните тела те могат да се класифицират на *малки, средни и големи*, но границите ще се изменят с времето, тъй като озвучителните тела непрекъснато намаляват своя обем. Считаните доскоро озвучителни тела със среден обем вече изглеждат с голям обем.

В зависимост от електроакустичните показатели озвучителните тела се класифицират на:

а. Озвучителни тела от Hi-Fi клас.

б. Озвучителни тела за обща употреба.

3.5.2. Геометрични определения

Определенията, дадени при високоговорителите, по принцип са в сила и за озвучителните тела. Тук се налага да се даде известно пояснение за работния център. Ако не е посочен в документацията на озвучителното тяло, той се определя по следния начин: за озвучителни тела, изградени от еднотипни високоговорители, работният център съвпада с геометричния център на симетрия на работните центрове на високоговорителите;

за озвучителни тела, изградени от разнотипни високоговорители, работният център съвпада с геометричния център на симетрия на работните центрове само на високочестотните високоговорители.

3.5.3. Основни електрически и електроакустични параметри на озвучителните тела

Основните размери на едно озвучително тяло представляват параметрите на монтирания в тялото високоговорител. Веднага трябва да се поясни, че те се различават от параметрите на ви-

сокоговорителя, измерени на стандартен акустичен екран. Промяната се дължи на влиянието на акустичното оформление. Използването на повече от един високоговорител в дадено озвучително тяло по принцип не променя същността на явленията. Особено-стигте ще бъдат пояснявани за всеки конкретен случай. Необходимо е тук да се пояснят някои общи положения като:

а. Резонансна честота на озвучителното тяло. Това е резонансната честота на монтирания в озвучителното тяло ниско-честотен високоговорител. Понятието има смисъл при озвучителните тела само ако използваните високоговорители са еднотипни или ако резонансната честота на един или няколко еднотипни високоговорителя е значително по-ниска от резонансната честота на останалите. Това условие е изпълнено при озвучителните тела, функциониращи на многоленов принцип. При тях ниско-честотните високоговорители имат значително по-ниска резонансна честота от тази на средночестотните и високочестотните.

За резонансна честота на озвучително тяло се говори само при озвучителните тела със затворен обем. За тази честота входният импеданс на озвучителното тяло със затворен обем получава максимална стойност. При озвучителните тела с фазоинвертор и озвучителните тела с пасивна мембрана входният импеданс се характеризира с два максимума.

б. Паспортна мощност. Определя се в резултат на изпитване на озвучителното тяло при въздействие на шумов сигнал, чиято спектрална плътност съответствува на средната спектрална плътност на музикални и говорни програми. Установяването на тази средностатистична крива става с много проблеми, свързани с голямото разнообразие на музикалните изпълнения. Все пак в резултат на дългогодишни изследвания МЕК препоръчва използването на шумов сигнал с определена спектрална плътност, която се подава на изхода на филтър, като на входа на филтъра се подава бял шум. Честотната характеристика на филтъра има спадещ характер в обхвата над 160 Hz, а белият шум се характеризира с това, че при нарастване на честотата енергията му нараства с 3 dB/oct. В крайна сметка нивото на напрежението се понижава с нарастване на честотата. Следователно мощността, която се подава на средночестотните и високочестотните високоговорители, е значително по-малка от мощността на озвучителното тяло. Например за озвучително тяло с паспортна мощност 40 W на високочестотния високоговорител се подава мощност не повече от 0,5 W (при разделителна честота 5000 Hz), а на средночестотния високоговорител (при обхват от 1000 до 5000 Hz) — не повече от 5 W. Крайно грешно е мнението, че

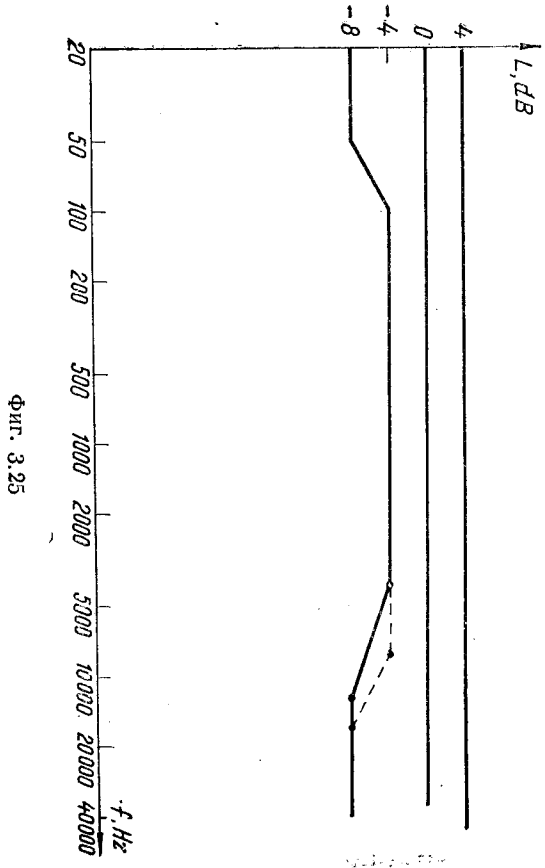
ако за едно озвучително тяло е обявена паспортна мощност 40 W, може да му се подава синусоиден сигнал с произволна честота от номиналния му честотен обхват и с големина, съответстваща на 40 W. Ако озвучителното тяло се изпитва при тези условия, почти е сигурно, се високочестотните му високоговорители ще бъдат повредени, а е възможно да се повредят и средночестотните високоговорители.

Средностатистичната крива за спектралното разпределение на енергията на музикалните и говорните програми, утвърдена от МЕК, се препоръчва и в рекомендациите на СИВ. Тя е стандартизирана в нашата страна и във всички останали социалистически страни. Възприета е и от почти всички западноевропейски производители на озвучителни тела. Независимо от това съществуват мнения, че тази крива не съответствува на съвременните изисквания или по-точно не съответствува на средностатистичното спектрално разпределение на енергията в съвременните музикални творби. Известно е, че съвременната естрадна и джазова музика съдържа високочестотни компоненти с много високо енергийно ниво. В резултат на това не са редки случаите на дефектиране на високочестотните високоговорители. Съобразявайки се с това, производителите осигуряват значителен резерв на високочестотните си високоговорители. Измененията в енергийно разпределението са взети предвид и от МЕК. От няколко години е предложена за обсъждане нова крива за спектралното разпределение на енергията на шумовия сигнал, с който ще се изпитват електрониките на шумовия сигнал, с който ще се изпитват електрониките на шумовия сигнал. Предложени са съответно и два троекратно преобразуватели. Предложени са съответно и два филтъра, с които може да се получи това разпределение, като на входа на единия филтър трябва да се подава бял шум, а на входа на втория филтър — розов шум. След окончателното им утвърждаване от МЕК тези изменения ще намалят своето отражение и в националните ни стандарти.

3.5.4. Основни параметри на озвучителните тела от Hi-Fi клас

Изискванията за озвучителни тела от Hi-Fi клас са твърде различни в отделните страни. Доскоро единственият документ, който определяше тези изисквания, беше националният стандарт на ФРГ DIN 45500. Той бе приет неофициално като международен стандарт за Hi-Fi изделия. През 1978 г. СИВ утвърди стандарт № 1356 за Hi-Fi озвучителни тела. Изискванията в двата документа са твърде близки. Те са следните:

— Честотният обхват да бъде с долна гранична честота, не по-висока от 50 Hz, и горна гранична честота, не по-ниска от 12 500 Hz (съгласно DIN 45500 е 16 000 Hz). Долната и горната гранична честота се определят като честоти, за които звуково-



Фиг. 3.25

то налягане е с 8 dB по-ниско от средното звуково налягане за обхвата 100—4000 Hz.

— Неравномерността на честотната характеристика да бъде не по-голяма от допусковото поле, показано на фиг. 3.25 (с пунктир са дадени изискванията по DIN 45 500). Нивото 0 dB трябва да съвпада с нивото на средното звуково налягане за обхвата 100—4000 Hz. Върхове и паднини с широчина, по-малка от $\frac{1}{8}$ от октавата, се пренебрегват.

— Нивото на средното за октава звуково налягане в обхвата 250—8000 Hz не трябва да се различава за отделните образци от даден тип озвучително тяло с повече от 3 dB.

— Честотните характеристики, определени по работната ос и на $\pm 15^\circ$ от нея в хоризонталната и вертикалната равнина на озвучителното тяло, при налягане една върху друга не трябва да се различават с повече от 4 dB за нито една честота в обхвата 250—8000 Hz. Ако е определено еднозначно положението на озвучителното тяло при експлоатацията му, достатъчно е то да удовлетворява изискването само в хоризонталната равнина.

Честотната характеристика се определя задължително чрез шумов сигнал (розов шум) с широчина $\frac{1}{3}$ от октавата. Препоръчва се измерването да се извършва в условията на свободно полупространство.

— Озвучителното тяло трябва да може да създава в обхвата 100—4000 Hz средно звуково налягане на 1 m от работния център по работната ос с ниво 96 dB. Това налягане се нарича номинално звуково налягане. Конкумираната при това електрическа мощност не трябва да бъде по-голяма от паспортната мощност на озвучителното тяло. Тя се нарича работна мощност.

— Коэффициентът на хармонични изкривявания трябва да бъде: в обхвата 250—1000 Hz $\leq 3\%$; в обхвата 1000—2000 Hz да не превишава стойностите, определени от правата линия, получена от свързването на точките, съответстващи на 3% при 1000 Hz и на 1% при 2000 Hz; в обхвата 2000—8000 Hz $\leq 1\%$.

Измерването на коэффициента на хармонични изкривявания се извършва при подаване на озвучителното тяло на следната електрическа мощност:

- в обхвата 250—1000 Hz — на цялата работна мощност;
 - в обхвата 1000—2000 Hz — на 0,5 от работната мощност;
 - в обхвата 2000—8000 Hz — на 0,25 от работната мощност.
- Всички върхове в честотната характеристика на коэффициента на хармонични изкривявания с широчина до $\frac{1}{8}$ от октавата се пренебрегват. Допуска се пренебрегването и на три върха с широчина $\frac{1}{3}$ от октавата.

— Препоръчва се номиналният импеданс да бъде 4 или 8 Ω .
— Музикалната мощност трябва да бъде не по-малка от 10 W.

Озвучителните тела, които не отговарят дори на едно от изискванията за категория Ni-Fi, се категоризират като озвучителни тела за обща употреба.

3.5.5. Фактори, които определят основните параметри на озвучителните тела

а. Резонансна честота

Резонансната честота на високоговорителите зависи от акустичното им оформление и от акустичното им натоварване. Ако се измери резонансната честота на високоговорител без акустичен

екран и със стандартен акустичен екран, ще се установи, че във втория случай тя е по-ниска. Това се дължи на обстоятелството, че реакцията на средата в двата случая е различна. В условията на акустично късо съединение присъединената маса на въздуха към третията система на високоговорителя е по-малка. Монтиният на безкраен акустичен екран високоговорителя ще има най-ниска резонансна честота, защото масата на присъединения въздух ще бъде най-голяма — стрептящи маси има от двете страни на третията система.

Резонансната честота f_0 на озвучителното тяло със затворен обем, т. е. на високоговорителя, монтиран към затворен обем, се определя съгласно с фиг. 3.5 от зависимостта

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{m'c_e}} \quad (3.72)$$

където

$$c_e = \frac{cc_v}{c+c_v} \quad (3.73)$$

Ако се приеме $m' \approx m$ и се замести c_e от (3.73), получава се

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{mc_v}{c+c_v}}} = f_p \sqrt{1 + \frac{c}{c_v}} \quad (3.74)$$

Видя се, че резонансната честота на озвучителното тяло е по-висока от тази на високоговорителя, монтиран на безкраен акустичен екран. При това нарастването на f_0 зависи от отношението $\frac{c}{c_v}$. С намаляване гъвкавостта на обема c_v отношението

$\frac{c}{c_v}$ се увеличава и резонансната честота на озвучителното тяло също нараства. Зависимостта не е линейна и зависи от това, дали са изпълнени неравенствата $1 \gg \frac{c}{c_v}$ или $1 \ll \frac{c}{c_v}$.

Зависимостта (3.74) показва, че за да не се увеличава резонансната честота на озвучителното тяло, необходимо е гъвкавостта на обема c_v да бъде голяма — по възможност значително по-голяма от c . Ако се замести c_v от (3.5) в (3.74), за резонансната честота на озвучителното тяло се получава

$$f_0 = f_p \sqrt{1 + \psi p_s c \frac{S^2}{V}} \quad (3.75)$$

Съгласно (3.75) възможно е $f_0 \approx f_p$ само ако S е много малко, а V е много голямо. Оттук се налага много важният извод, че при зададен обем на озвучителното тяло, ако се използва високоговорител с по-малка звукоизлъчваща повърхност S , резонансната честота на озвучителното тяло ще бъде по-ниска или точно резонансната честота на високоговорителя в озвучителното тяло ще нарасне в по-малка степен. Ако обаче високоговорителят с по-малка звукоизлъчваща повърхност има значително по-висока резонансна честота, тогава и резонансната честота на озвучителното тяло ще бъде също по-висока.

Нискочестотните високоговорители имат твърде големи стойности на гъвкавостта на окачване. Например за високоговорител с резонансна честота 30 Hz и маса на подвижната му система 20 g гъвкавостта на окачване е $c = 1,38 \cdot 10^{-3}$ mN⁻¹. Гъвкавостта на затворен обем 20 dm³ с диаметър на отвора 18 cm е $c_v = 0,22 \cdot 10^{-3}$ mN⁻¹.

Ако високоговорителят се монтира към този затворен обем, неговата резонансна честота ще бъде $f_0 = 80$ Hz. (3.75)

От приведения пример се вижда, че резонансната честота на озвучителното тяло се определя главно от масата на третията система на високоговорителя и гъвкавостта на затворения обем. С цифровите данни от примера се получава

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{mc_v}} = 76 \text{ Hz.} \quad (3.75 б)$$

Разликата между f_0 и f_0 е незначителна (само 5%).

Зависимостта (3.74) може да се представи и в следния вид:

$$f_0 = f_0' \sqrt{1 + \frac{c}{c_v}} \quad (3.76)$$

Ако е изпълнено условието $1 \gg \frac{c}{c_v}$, се получава $f_0 \approx f_0'$. Този резултат се потвърждава и от примера.

Зависимостта (3.76) показва, че гъвкавостта c не бива да бъде малка, защото ще се получи $f_0 \gg f_0'$ което е крайно нежелателно. В същото време обаче е излишно конструкторите да се стремят да увеличават в значителна степен гъвкавостта на високоговорителя, тъй като това няма да доведе до чувствително намаляване резонансната честота на озвучителното тяло, а динамичната стабилност на високоговорителя ще се намали. От (3.75 а) и (3.75 б) се вижда, че увеличаването на c от $1,38 \cdot 10^{-3}$ до безкрайност води до намаляване резонансната честота на озвучителното

тяло от 80 на 76 Hz. При зададения обем и диаметър на високоторителя чрез изменение на c по-ниска резонансна честота от 76 Hz не може да се получи, разбира се, ако е постоянна масата на подвижната система.

Ако в същия затворен обем се постави високоторител с по-висока резонансна честота ($f_{r1}=50$ Hz), но със същата маса, т. е. с по-малка гъвкавост ($c_1=0,47 \cdot 10^{-3}$ mN $^{-1}$), резонансната честота на озвучителното тяло ще бъде $f_{01}=88$ Hz.

Вижда се, че резонансната честота f_0 на озвучителното тяло се увеличавя спрямо f_0 само с 10% при увеличаване резонансната честота на високоторителя с близо 70%.

В случая, когато $c_v \ll c$, се казва, че е реализирано *въздушно окавяне* на подвижната система на високоторителя (казва се и *акустично окавяне*).

От извършения анализ може да се направи заключението, че за реализиране на ниска резонансна честота на озвучително тяло със затворен обем е необходимо използването високоторителя да бъде с достатъчно ниска собствена резонансна честота и малка звукоизлъчваща повърхност, а затвореният обем да бъде голям.

б. Качествен фактор

Първият качествен фактор на озвучително тяло със затворен обем съгласно с фиг. 3.6 се определя от следната зависимост:

$$Q_T = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{m'}{c}} \approx \frac{1}{r} \sqrt{\frac{m}{c \left(1 + \frac{c}{c_v}\right)}} = Q_{T0} \sqrt{1 + \frac{c}{c_v}} \quad (3.77)$$

В (3.77) е прието, че $m' \approx m$ и $r' \approx r$. При тези условия качественият фактор на озвучителното тяло Q_T е толкова по-голям от качествения фактор на високоторителя Q_{T0} , колкото е по-голяма резонансната честота на озвучителното тяло от тази на високоторителя.

От (3.77) се вижда, че Q_T ще има малка стойност (близка до Q_{T0}) само ако c_v има голяма стойност, т. е. обемът V да бъде голям.

Следователно за реализиране на озвучително тяло със затворен обем с нисък качествен фактор е необходимо използването високоторителя да има нисък качествен фактор и обемът на озвучителното тяло да бъде голям. Ако тези условия не са изпълнени, трябва да се търсят начини за допълнително намаляване на Q_T .

Върху качествен фактор оказва влияние и големината на

еквивалентната звукоизлъчваща повърхност на високоторителя. При по-малка повърхност нарастването на Q_T спрямо Q_{T0} е в по-малка степен. По отношение на качествения фактор на озвучителния тел с обем до 30 dm 3 добри резултати се получават също с високоторители с диаметър 200 и 160 mm.

Върху качествен фактор на озвучителните тела може да влияе по различни начини. Тук се посочва само най-универсалният — използването на звукопоглъщащ материал, с който се запълва обемът (или част от него) на озвучителното тяло. Този начин се увеличават активните загуби на трептящата система на високоторителя и се увеличавя гъвкавостта на обема (намалява ϕ).

Колкеството на звукопоглъщащия материал зависи от това, с колко трябва да се понижи Q_T и какъв материал се използва. Обикновено то се определя опытно. На нашия пазар се продават възглавници от ямболен (на влакна). Този материал е много подходящ за звукопоглъщащ материал в озвучителните тела. За обем до 30 dm 3 е достатъчно да се постави половината от съдържанието на една възглавница. За обем около 50 dm 3 трябва да се постави цяла възглавница.

Не бива да се забравя, че запълването на обема на озвучителното тяло със звукопоглъщащ материал води до промяна на начина на свиване и разреждане на въздуха в него — процесът става изотермичен вместо адиабатичен, в резултат на което $\phi=1$ и гъвкавостта на обема се увеличавя 1,4 пъти. Това е еквивалентно на увеличаване на обема на тялото с 40%. Увеличаването на гъвкавостта намалява качествения фактор и резонансната честота на озвучителното тяло. Например при $\phi=1$ вместо обем $V_1=28$ dm 3 ще се получи нова стойност $V_1=20$ dm 3 (литра).

в. Ефективен честотен обхват и неравномерност на честотната характеристика

Ефективният честотен обхват на възпроизвеждане на озвучителните тела трябва да се разглежда в два аспекта. Първо трябва да се осигури малка неравномерност на честотната характеристика в обхвата от 100 до 8000 Hz. В този обхват неравномерността се определя главно от неравномерността на използваните високоторители (като известно влияние оказва акустичните формулжее). Голямо влияние обаче оказва разделителният филтър. Ако не е правилно конструиран, той може да предизвика както мадини, така и върхове в честотната характеристика и с

това да се увеличи неравномерността ѝ. При използване на повече от един високоговорител за възпроизвеждане на даден под-обхват (с цел да се увеличи номиналната мощност) съществува опасност от интерференции, които също може да предизвикат повята на върхове и паднини в честотната характеристика. Използването на високоговорители за възпроизвеждане на различните подобхвати трябва да създават средно звуково налягане, чието ниво да не се различава помежду си с повече от 1 дВ в частта от обхвата 100—8000 Hz, който възпроизвежда съответният високоговорител.

В честотния обхват под 100 Hz ефективността на преобразуване зависи от типа на акустичната система на озвучителното тяло — затворен обем, с фазоинвертор или с пасивна мембрана. Подушаването на възможно по-ниска долна гранична честота при запазване на условията за максимално плоска характеристика бе достатъчно задълбочено анализирано.

Горната гранична честота се определя единствено от тази на високоговорителя, който е предназначен да възпроизвежда високи честоти (поне теоретично). На практика известно влияние оказва декоративното оформление на озвучителното тяло — рамката се пред високоговорителя декоративна решетка от плат, метал, пластмаса или друг материал. Желателно е този елемент да не оказва влияние върху качествения показател на озвучителното тяло. Преди всичко той не бива да поглъща звукова енергия, както се казва, да бъде акустично прозрачен. В този смисъл за добри се приемат декоративните елементи, които намаляват нивото на звуковото налягане за сигнали с честота 20 kHz с не повече от 0,5 до 1 дВ. Металните и пластмасовите решетки предизвикват и интерференции за сигналите с честота над 10 kHz и е възможно да предизвикат дълбока паднина в честотната характеристика (над 10 дВ) с много стръмни склонове. Такива явления се наблюдават по-често при решетките с кръгли отвори, поради което е за предпочитане пред високочестотните високоговорители да се използват декоративни решетки с овални или квадратни отвори.

2. Чувствителността

Съгласно изискванията на националните ни стандартизационни документи, а също и на редица чуждестранни стандарти или международни документи със стандартизационен или препоръчителен характер чувствителността на озвучителните тела се определя в честотния обхват от 250 до 5000 или до 8000 Hz.

В този обхват чувствителността на озвучителното тяло се определя предимно от чувствителността на използваните високоговорители. В областта на ниските честоти върху чувствителността оказва известно влияние и видът на акустичното оформление, а също и избраните параметри за системата, но то не е значително и се отнася за обхвата до 800—1000 Hz.

а. Нелинейни изкривявания

Влиянето на обема на озвучителното тяло върху нелинейните му изкривявания е значително. В областта на ниските честоти нелинейните изкривявания на озвучителното тяло със затворен обем са значително по-малки от тези на високоговорителя. Това се дължи на обстоятелството, че гъвкавостта на обема линейно-зира общата гъвкавост на системата и че гъвкавостта на подвижната система на високоговорителя е значително по-голяма от тази на озвучителното тяло. При по-малък обем на озвучителното тяло неговата трептяща система ще трепти с по-малки амплитуди и нелинейните изкривявания в областта на ниските честоти ще бъдат по-малки. Вижда се, че влиянието на обема на озвучителното тяло върху параметрите му е различно. За ниска резонансна честота и нисък качествен фактор е необходим голям обем, а за по-малки нелинейни изкривявания в областта на ниските честоти е необходим малък обем. Следователно конструкторът на озвучителни тела трябва да търси оптимума между тези противоречиви изисквания. Естествено този оптимален обем зависи от размерите на високоговорителя. Конструиранияте от различни фирми голям брой озвучителни тела дават достатъчно основание да се обобщат резултатите и да се даде в табл. 3.1 следната препоръка за оптимален обем V_{opt} на озвучителните тела в зависимост от номиналния диаметър $D_{ном}$ на високоговорителя:

Таблица 3.1.

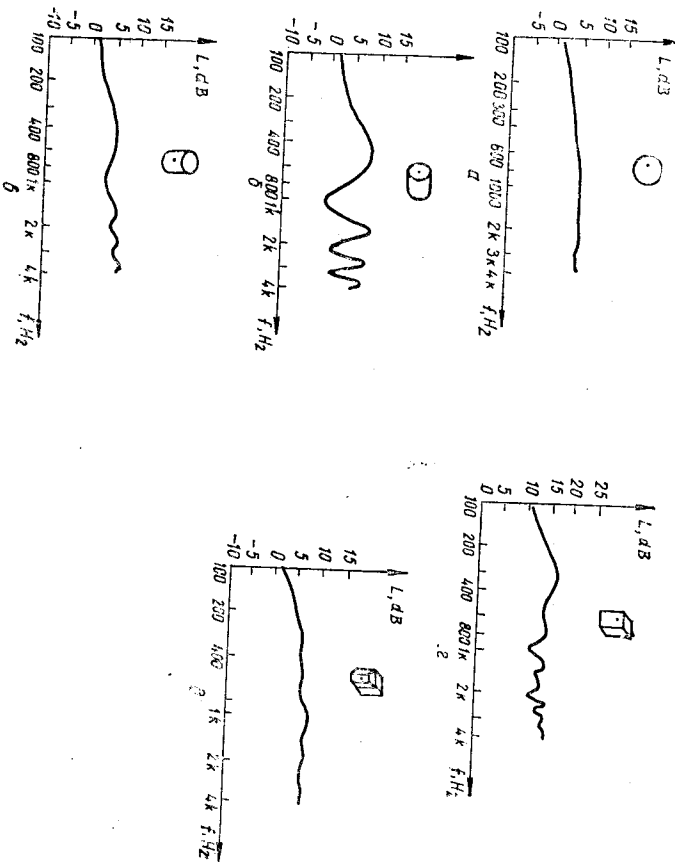
$D_{ном}$	mm	125	160	200	250	315
V_{opt}	dm ³	8—12	14—18	20—25	30—35	45—60

Нелинейните изкривявания при озвучителните тела с фазоинвертор и с пасивна мембрана зависят в значителна степен от избора на системата от параметри и на вида на честотната харак-

Гля от звуковите вълни, които отразяват. По такъв начин влиянието на интерференционните явления ще се проявява по-отчетливо. Гук ще бъдат дадени някои от получените резултати.

а. Сферична кутия

Честотната характеристика е дадена на фиг. 3.26 а. Вижда се, че в обхвата от 100 до 600 Hz нивото на създаваното звуково налягане нараства общо с 5 dB, след което остава почти



Фиг. 3.26

постоянно до 4000 Hz. Честотната характеристика е плавна, няма върхове и падания. Нейният ход се дължи на липсата на остри върхове, в които би се получили рязък преход на отразяване на звуковите вълни.

б. Цилиндрична кутия

Високоговорителят е монтиран в средата на една от основите на цилиндъра. Честотната характеристика е дадена на фиг. 3.26б. Както се вижда, тя е много неравномерна — общата ѝ неравномерност е 11 dB. Характерно за нея е наличието на върхове и падания, които определят голямата неравномерност. Те свидетелствуват за силни интерференции между преките звукови вълни и отразените и за рязък преход в ръбовете. Основно влияние оказва основният ръб, който има формата на окръжност.

в. Цилиндрична кутия

Високоговорителят е монтиран в средата на околната повърхнинна. Честотната характеристика за този случай е дадена на фиг. 3.26 в. Вижда се, че тя е много по-гласка, върховете и паданията са по-слабо изразени. Общата неравномерност е 6 dB. Изгладенето на характеристиката спрямо цилиндрична кутия, в която дането на характеристиката е монтиран в основата ѝ, се дължи на по-малко високоговорителят е монтиран в основата ѝ, се дължи на по-малкото ръбове — около високоговорителя има един пояс без ръбове, а от горната и долната му страна са ръбовете на основите.

2. Кутия с формата на правоъгълен паралелепипед

Високоговорителят е монтиран несиметрично на една от по-големите стени на кутията. Честотната характеристика е показана на фиг. 3.26 г. Вижда се, че това е най-често срещаната честотна характеристика на произвежданите озвучителни тела. И това е естествено — формата на кутията съвпада с най-често използваната за озвучителните тела. Общата неравномерност не е голяма — около 7 dB. Около 320 Hz има един максимум, след който следват няколко минимума и максимума с неговлямо отклонение от средното ниво. Тази характеристика е по-лоша от характеристиката, която се получава със сферична кутия, но е по-добра от характеристиката при случай б. Обяснението за хода на характеристиката е: разстоянието от високоговорителя до различните точки на ръбовете е различно и интерференчните явления не са ярко изразени.

д. Кутия с формата на пресечена пирамида и правоъгълен паралелепипед

Високоговорителят е монтиран на малката основа на пресечената пирамида, несиметрично по направление на по-дългата страна на тази стена. Честотната характеристика е дадена на фиг. 3.26 д. Вижда се, че тя е много близка до честотната характеристика, която се получава със сферична кутия. Този ход се обяснява с наклонените стени на пресечената пирамида, които спомогат за по-плавен преход на отраженията на звуковите вълни. Общата неравномерност е около 7 dB, но в обхвата от 300 до 4000 Hz е не повече от 2 dB.

В заключение може да се каже, че формата на кутията на озвучителното тяло има съществено значение за формиране на честотната характеристика. От значение е също така и мястото на закрепване на високоговорителя. Явленията се усложняват още повече при използване на повече от един високоговорител, особено ако тези високоговорители функционират в един и същи честотен обхват.

Полезно е да се имат предвид следните основни препоръки: високоговорителят не трябва да се монтира симетрично в кутия, която има остри ръбове;

желателно е кутията на озвучителните тела да се изработват със заоблени ръбове, особено страничните (по-дългите).