

JAROSLAV LUKES

VĚRNÝ ZVUK



Inž. JAROSLAV LUKEŠ

VĚRNÝ ZVUK

PRAHA 1962

STÁTNÍ NAKLADATELSTVÍ
TECHNICKÉ LITERATURY
SLOVENSKÉ VYDAVATELSTVO
TECHNICKEJ LITERATÚRY

Kniha pojednává souborně o podmínkách věrné reprodukce zvuku, zabývá se jednotlivými reprodukčními zařízeními a jejich nízkofrekvenčními a akustickými částmi. Řešením příkladných provedení elektroakustických zařízení pro věrnou reprodukci zvuku (od jednotlivých speciálních dílů až po dvoukanálové zařízení pro stereofonii) podává nejen návod k jejich stavbě, ale i ukazuje cestu k samostatné konstrukci elektroakustických zařízení.

Lektor inž. Ctirad Smetana

Redigoval Jaroslav Šulo

Redakce elektrotechnické literatury — hlavní redaktor inž. dr. František Kašpar

© inž. Jaroslav Lukeš, 1962

PŘEDMLUVA

Snaha o věrnou reprodukci zaznamenaného nebo elektricky přenášeného zvuku není nijak nová a není také pochyb o tom, že již vynálezci prvního telefonu a fonografu se snažili, aby jejich přístroje reprodukovaly co nejvěrněji. Podobně i známé heslo „High Fidelity“ (zkr. Hi-Fi, vysoká věrnost) lze nalézt v časopisech starých více než 30 let. Vlastní technický obsah těchto slov se však během let velmi změnil: v prospektech z počátku třicátých let se např. jako vrchol dokonalosti uvádí kmitočtový rozsah $7\frac{1}{2}$ oktávy, kdežto dnes se běžně požaduje reprodukce sahající až k ultrazvukové oblasti.

V posledních letech dostal směr Hi-Fi nové možnosti uplatnění tím, že byly zdokonaleny a obohaceny zdroje reprodukované hudby: standardní rozhlas byl rozšířen o kmitočtově modulované vysílání, na trh přišly dlouhohrající desky ze syntetických pryskyřic s minimálním šumem a starý drátový Blattnerphon byl nahrazen magnetofonem, který kvalitou předčí gramofonové desky a hodí se pro domácí použití. V současné době se tyto zdroje ještě dále přizpůsobují pro stereofonní poslech, takže nadšenci věrné reprodukce budou mít stále co dělat.

Většina posluchačů byla dosud zvyklá, že reprodukováná hudba má svůj vlastní, nijak zvlášť dokonalý charakter, který sice stačí k rozptýlení přílišného ticha, ale neopravňuje k nadějím, že by kdy nahradil přímý poslech v koncertní síni. Teprve Divadlo hudby dokázalo širší veřejnosti, že je možno dosáhnout reprodukce zcela nečekané úrovně a vykonalo tím v propagaci reprodukované hudby značný kus práce; bohužel však posluchačům neukázalo, že dosažení podobné úrovně je i v jejich možnostech.

Zatímco v zahraničí je věrná reprodukce již řadu let v popředí zájmu a zabývá se jí řada odborných časopisů a souborných publikací, byl v Československu tento obor celkem opomíjen a odbýván jen občasnými časopiseckými články. Směr Hi-Fi je však celosvětovou záležitostí, která ovliv-

nila již i naši výrobu: rozhlasové přístroje, reproduktory a gramofonové přenosky byly po stránce reprodukce v poslední době velmi zdokonaleny, některé čs. gramofonové desky patří k nejlepším na světě a než tato knížka vyjde, budou již asi v prodeji stereofonní desky a v činnosti snad i pokusný stereofonní vysílač. Je proto na čase, aby věrné reprodukci byla věnována i souborná knižní publikace.

Jako každý aktuální obor, je i směr Hi-Fi zasažen módními výstřelky a technická hlediska zahraničních časopisů jsou proto značně ovlivněna obchodními zájmy. To se týká řady důležitých problémů, počínaje hesly „Williamson“ a „Ultralinear“ přes různé exotické kmitočtové korektory až k nákladným reproduktorovým soustavám. Tak se překvapený čtenář často setkává s údaji, které o několik stránek dále jsou vyvráceny tvrzením jiného autora. Proto jsem se v této knize snažil osvětlit technickou stránku věci tak, aby si čtenář mohl vytvořit svůj vlastní úsudek a byl s to zaujmout k různým názorům kritické stanovisko. Nechtěl jsem tedy podat sbírku pracovních návodů, a pokud knížka návody obsahuje, jsou to jen příklady názorně doplňující ostatní text; hlavním účelem bylo naučit čtenáře samostatně zkonstruovat vlastní domácí reprodukční zařízení přizpůsobené jeho osobním požadavkům a finančním možnostem. Přitom jsem se snažil, abych knížku nepřetěžoval matematikou, a proto jsou početní partie omezeny téměř jen na kapitoly, jež se týkají kmitočtových závislostí a korekcí. Ve všech těchto partiích jsem důsledně používal kmitočtu udávaného v hertzech a nahradil tím údaje, které se v literatuře vztahují někdy k úhlovému kmitočtu ω , jindy k časovým konstantám nebo k vlnové délce či periodě. Údaj v hertzech je sice méně stručný než úhlový kmitočet a snad i méně názorný než např. vlnová délka v akustických partiích, ale má výhodu v tom, že tvoří jednotný základ pro celou knihu.

Omlouvám se ještě, že nebylo možno uvést vše, co s daným tématem souvisí. Při omezeném rozsahu knížky bylo nutno předpokládat, že běžnější věci čtenář zná; proto nebylo probíráno např. stejnosměrné nastavení pracovních bodů elektronek, bližší údaje jednočinných koncových stupňů či stupňů s triodami, napájecí část přístrojů ani konstrukce jednotlivých zdrojů signálů jako rozhlasových přístrojů, gramofonů nebo magnetofonů. Tyto přístroje sice úzce souvisí s vlastním reprodukčním zařízením, avšak podrobnější rozbor jejich konstrukce by odbočoval od vlastního tématu knihy a rozšířil neúnosně její rozsah. Nebyla také uváděna zapojení zesi-

lovačů s tranzistory přesto, že toto téma je aktuální a technicky zajímavé. Bránil tomu jednak nedostatek místa, hlavně však to, že tranzistory s kolektorovou ztrátou do 125 mW, jež byly v době psaní rukopisu na trhu, nestačí ke konstrukci věrného zesilovače s dostatečným výkonem. Snad později, dojde-li ke druhému vydání, bude možno obsah po této stránce doplnit.

Nakonec děkuji všem, kdo mi poskytli pomoc při sestavení knížky, zejména inž. Ct. Smetanovi za řadu připomínek, jež přispěly ke zpřesnění a ucelení obsahu, Státnímu hudebnímu vydavatelství za zapůjčení stereofonních desek, nár. podniku Tesla Pardubice a Valašské Meziříčí za poskytnutí některých fotografií a nár. podniku Tesla Brno za zapůjčení měřicích přístrojů.

V Praze v červenci 1961

Autor

Předmluva .	5
1. Všeobecné požadavky na věrnou reprodukci	15
1.1 Podstata a charakteristické veličiny zvuku	15
1.2 Kmitočtový rozsah	18
1.3 Reprodukce přechodných dějů .	18
1.4 Dynamický rozsah	19
1.5 Rušivé pozadí	20
1.6 Tvarové zkreslení	20
1.7 Jiné druhy zkreslení	22
1.8 Časové a prostorové rozložení zvuku	23
2. Zdroje nízkofrekvenčního signálu, jejich vlastnosti a potřebné korekce	25
2.1 Rozhlasový přijímač pro amplitudovou modulaci (am)	25
2.2 Rozhlasový přijímač pro kmitočtovou modulaci (fm)	27
2.3 Gramofonová deska a přenoska	29
2.4 Magnetofon .	35
3. Celkové řešení reprodukčního zařízení	40
4. Řídicí zesilovač	43
4.1 Všeobecné pojmy	43
4.2 Zesilovací elektronkové stupně	45
4.2.1 Zesílení elektronky s uzemněnou katodou	45
4.2.2 Zesílení elektronky s katodovou impedancí .	47
4.2.3 Zesílení katodového sledovače .	49
4.2.4 Výstupní odpor zesilovacích stupňů	50
4.3 Vazební a korekční články RC .	51
4.3.1 Jednoduché články RC .	52
4.3.2 Obecný sériový článek RC .	57
4.3.3 Paralelně řazené články RC	65
4.3.4 Jiné články RC . .	67
4.3.5 Říditelné korektory . .	68
4.3.6 Zpětnovazební články RC	80
4.3.7 Paralelní zpětná vazba	87
4.3.8 Zpětnovazební říditelné korektory .	92

4.4	Jiné korekční obvody	94
4.5	Tónové clony	95
4.5.1	Několikanásobný článok <i>RC</i>	96
4.5.2	Sériový okruh <i>LC</i>	96
4.5.3	Dvojitý článok <i>T</i>	99
4.5.4	Automatické tónové clony	102
4.6	Regulace hlasitosti	106
4.6.1	Jednoduchý potenciometr	106
4.6.2	Stupňový dělič	107
4.6.3	Fyziologický regulátor	110
4.7	Celkový návrh řídicího zesilovače	118
4.7.1	Všeobecné zásady	118
4.7.2	Porovnání triod s pentodami	119
4.7.3	Příklady řídicích zesilovačů	120
5.	Výkonový zesilovač	127
5.1	Vstupní elektronka	127
5.2	Fázový invertor (obracení fáze)	129
5.2.1	Inverze elektronkou	130
5.2.2	Invertor s automatickou symetrizací	130
5.2.3	Invertor s rozdělenou zátěží	132
5.2.4	Invertory s proudovou vazbou	133
5.2.5	Invertor s křížovou vazbou	136
5.3	Koncový stupeň	138
5.3.1	Jednočinný koncový stupeň	138
5.3.2	Dvojičinný koncový stupeň	139
5.3.3	Třídy zesilovačů	143
5.3.4	Zkreslení dvojičinného stupně	144
5.3.5	Stejnoseměrné napájení koncového stupně	145
5.3.6	Předpětí elektronek koncového stupně	146
5.3.7	Zjištění potřebného výkonu	148
5.4	Zpětná vazba	150
5.4.1	Vliv zpětné vazby na zkreslení	150
5.4.2	Vliv zpětné vazby na výstupní odpor	152
5.4.3	Stabilita zpětné vazby	154
5.4.4	Zpětná vazba místní a celková	158
5.4.5	Používaná zapojení místní zpětné vazby	159
5.4.6	Používaná zapojení celkové zpětné vazby	161
5.4.7	Kombinovaná zpětná vazba	164
5.5	Výstupní transformátor	165
5.5.1	Dimenzování podle výkonu	166
5.5.2	Náhradní schéma výstupního transformátoru	171
5.5.3	Kontrola dolního konce pásma	173
5.5.4	Kontrola horního konce pásma	174
5.5.5	Příklad výpočtu výstupního transformátoru	181
5.6	Paralelní dvojičinné koncové stupně	185
5.6.1	Souměrné paralelní dvojičinné stupně	185
5.6.2	Nesouměrné paralelní dvojičinné stupně	191
5.7	Zesilovače s expanzí dynamického rozsahu	200
5.7.1	Účel expanze	200
5.7.2	Zapojení expanzních zesilovačů	201

5.8	Zesilovače s rozděleným kmitočtovým pásmem	205
5.9	Příklady výkonových zesilovačů	206
5.9.1	Williamsonův zesilovač	206
5.9.2	Úsporný zesilovač	207
5.9.3	Standardní zesilovač	208
5.9.4	Zesilovač s dvojitou zápornou vazbou	211
5.9.5	Zesilovač s expanzí dynamického rozsahu	211
5.9.6	Souměrný paralelní zesilovač	215
5.9.7	Nesouměrný paralelní zesilovač	216
6.	Reproduktory	217
6.1	Vyzařovací systém reproduktoru	217
6.1.1	Vyzařovací impedance ideální membrány	217
6.1.2	Mechanická impedance skutečné membrány	219
6.1.3	Směrová charakteristika vyzařování	220
6.2	Pohonný systém elektrodynamického reproduktoru	221
6.2.1	Náhradní schéma	221
6.2.2	Jmenovitá impedance	223
6.2.3	Účinnost	225
6.2.4	Zatížitelnost	227
6.2.5	Zkreslení	228
6.2.6	Kmitočtová charakteristika	229
6.3	Tlumení reproduktoru	231
6.3.1	Vliv tlumení na vlastnosti reproduktoru	231
6.3.2	Kritické tlumení	232
6.4	Reproduktory s členěným kmitacím systémem	235
6.5	Sousosé (koaxiální) reproduktory	236
6.6	Soustavy různých reproduktorů	337
6.7	Soustavy stejných reproduktorů	238
6.8	Elektrostatické reproduktory	241
7.	Ozvučnice reproduktorů	244
7.1	Desková ozvučnice	244
7.2	Reproduktor ve zdi	245
7.3	Otevřená skříňová ozvučnice	245
7.4	Uzavřená skříňová ozvučnice	246
7.5	Akustický závěs	248
7.6	Skříňová ozvučnice s akustickým obvodem $r-m$	249
7.7	Skříňová ozvučnice s labyrintem	250
7.8	Bass-reflexová ozvučnice	251
7.9	Ozvučnice odvozené z bass-reflexu	253
7.10	Ozvučnice s exponenciálním zvukovodem	254
7.11	Ozvučnice výškových reproduktorů	257
7.12	Umístění ozvučnic	259
8.	Reproduktorové výhybky	260
8.1	Výhybky s útlumem 6 dB na oktávu	260

8.2	Výhybky s útlumem 12 dB na oktávu .	263
8.3	Výhybky pro větší počet reproduktorů	268
8.4	Fázování reproduktorů	269
8.5	Volba dělicího kmitočtu	270
8.6	Kondenzátory výhybek .	271
8.7	Vzduchové indukčnosti výhybek	271
8.8	Indukčnosti se železným jádrem .	274
8.9	Výhybky pro reproduktory s nestejným odporem .	278
8.10	Vyvážení hlasitosti hloubkového a výškového reproduktorů	279
8.11	Vliv výhybek na tlumení reproduktoru	280
9.	Celkový návrh reproduktorové soustavy	281
9.1	Všeobecné zásady	281
9.2	Příklady reproduktorů a jejich soustav	282
10.	Stereofonie	285
10.1	Všeobecné pojmy . . .	285
10.1.1	Pseudostereofonie . .	285
10.1.2	Kódovaná stereofonie .	286
10.1.3	Dvoukanálová stereofonie . .	286
10.1.4	Stereofonie fázová a intenzitní	287
10.1.5	Činitele stereofonního slyšení . . .	288
10.1.6	Stereofonie kombinovanými signály	290
10.2	Stereofonní gramofonová deska .	293
10.2.1	Záznam V/L .	293
10.2.2	Záznam 45°/45°	294
10.2.3	Přenosky pro záznam 45°/45°	295
10.2.4	Jiné systémy záznamu .	297
10.3	Stereofonní magnetofon	298
10.3.1	Dvoustopý záznam	298
10.3.2	Čtyřstopý záznam	299
10.4	Stereofonní rozhlas	299
10.4.1	Systém dvou vysílačů	299
10.4.2	Systém s přidavnou modulací amplitudově modulované nosné vlny	300
10.4.3	Systém s pomocným nosným kmitočtem	300
10.4.4	Systém s časovým multiplexem	303
10.5	Dvojitě zesilovače pro stereofonní reprodukci .	305
10.5.1	Regulace hlasitosti	305
10.5.2	Vyvážení kanálů .	306
10.5.3	Kmitočtové korektory	307
10.5.4	Přepínání funkce	307
10.5.5	Třetí kanál	308
10.5.6	Regulace stereofonního účinku .	310
10.5.7	Příklady stereofonních zesilovačů	311
10.6	Úsporné zesilovače pro stereofonní reprodukci	314
10.6.1	Zesilovače s dvojnásobným zesílením nízkých kmitočtů	314
10.6.2	Zesilovač s dvojnásobným zesílením součtového signálu	315

10.7 Reproduktorové soustavy pro stereofonní reprodukci 317
10.7.1 Soustava se samostatnými reproduktory pro každý kanál 317
10.7.2 Soustava se společným hloubkovým reproduktorem 317
10.7.3 Ozvučnice pro soustavy se společným hloubkovým reproduktorem	318
Závěr	. 320
Literatura	. 322

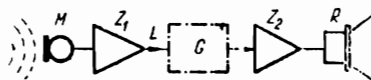
1. VŠEOBECNÉ POŽADAVKY NA VĚRNOST REPRODUKCE

1.1 PODSTATA A CHARAKTERISTICKÉ VELIČINY ZVUKU

Z fyziky je známo, že zvuk je působen kmitáním vzduchu nebo jiného pružného prostředí. Úkolem elektroakustického zařízení, znázorněného skupinovým schématem na obr. 1.1, je převést mikrofonom M vzduchové kmitání na odpovídající kmity elektrické, které se po zesílení zesilovačem Z_1 a případném jiném zpracování vedou dále přenosovou cestou L . Tato cesta může být tvořena buď vedením, např. u drátového rozhlasu, nebo elektromagnetickými vlnami u rozhlasu bezdrátového. Mohou v ní být zařazeny také záznamové prostředky G , např. gramofonová deska nebo magnetofonový pásek, které umožňují, aby reprodukční strana byla nejen místně, nýbrž i časově odlehlá od původního zvuku. Na druhém konci přenosové cesty se elektrické kmity po zesílení zesilovačem Z_2 nebo jiném zpracování opět přemění reproduktorem R na akustické kmity vzduchu.

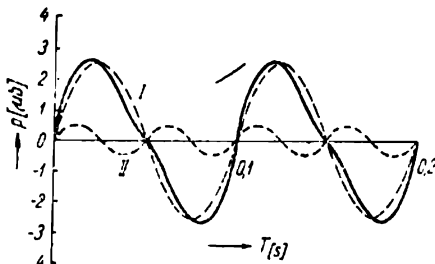
Během tohoto pochodu jsou však přenášené kmity, které budeme dále nazývat signál, různě deformovány, takže výsledný reprodukováný zvuk není zcela přesným obrazem zvuku původního. Proto při úvahách o věrné reprodukci musíme nejprve analyzovat vlastnosti přenášeného signálu a z nich vyvodit požadavky kladené na přenosová zařízení. Tyto požadavky je nutno stanovit jak s ohledem na přenášený signál, tak i s ohledem na konečný účel, tj. vnímání lidským sluchem. V této knížce budeme ovšem probírat jen ty členy přenosového zařízení, do kterých může posluchač zasahovat, a proto nebudeme rozebírat nároky kladené na vysílač nebo na záznam gramofonové desky.

Obdobně jako v elektrotechnice rozeznáváme napětí a intenzitu elektrického proudu, jsou i v akustice dvě základní veličiny, totiž střídavý akustický tlak, představovaný okamžitým zvýšením nebo snížením tlaku vzduchu proti průměrnému tlaku atmosférickému, a dále akustická rych-



Obr. 1.1. Skupinové schéma elektroakustického zařízení.

lost, tj. rychlost kmitavého pohybu vzduchových částic vyvolaná tlakovými rozdíly. U velké části běžných zvuků se změny tlaku po určitou dobu periodicky opakují, takže mají průběh např. podle obr. 1.2, kde na svislé ose jsou rozdíly proti atmosférickému tlaku v mikrobarech ($1 \mu\text{b} = 1 \text{ dyn/cm}^2 = 0,1 \text{ N/m}^2$) a na vodorovné ose čas ve vteřinách. V tomto příkladu se změny tlaku opakují po jedné desetině vteřiny, což definujeme tak, že mají kmitočet 10 hertzů [Hz]. Přitom nemají průběh sinusový, nýbrž složitější. Z matematiky je známo, že periodický průběh jakékoli veličiny lze rozložit na řadu průběhů sinusových, z nichž první má základní kmitočet, tj. v našem případě 10 Hz, a další, tzv. vyšší harmonické, mají kmitočet dvojnásobný, trojnásobný atd. V zázorněném jednoduchém příkladu lze průběh rozložit na základní kmitočet I a na harmonickou složku II s dvojnásobným kmitočtem; u složitějších průběhů může být řada vyšších harmonických delší, popř. i nekonečně dlouhá. I průběhy velmi odlišné od sinusového, jako sled pravoúhlých impulsů, lze rozložit na řadu sinusových průběhů, z nichž základní má kmitočet rovný opakovacímu kmitočtu impulsů a další tvoří nekonečnou řadu jeho násobků. Lze dokonce dokázat, že i neperiodické průběhy, např. jediný úder, lze považovat za souhrn sinusových průběhů, které však v tomto případě nejsou násobky základního kmitočtu — již proto, že o žádném základním kmitočtu nelze u jediného impulsu mluvit — nýbrž tvoří nekonečnou řadu spojitě na sebe navazujících kmitočtů.



Obr. 1.2. Periodicky se opakující průběh akustického tlaku.

Proto je možno u jakéhokoli zvuku nebo jeho elektrického obrazu mluvit o kmitočtu nebo o kmitočtovém spektru, na něž jej lze rozložit. Toto spektrum může sice sahát od nuly do nekonečna, avšak protože provádíme rozbor s ohledem na vlastnosti sluchu, stačí uvažovat jen kmitočty, které lidské ucho vnímá. Jsou to kmitočty od asi 16 Hz do 16 kHz; nižší tzv. infrazvukové kmitočty rozeznáváme jako jednotlivé nárazy, kdežto vyšší ultrazvukové kmitočty již sluchem nevnímáme.

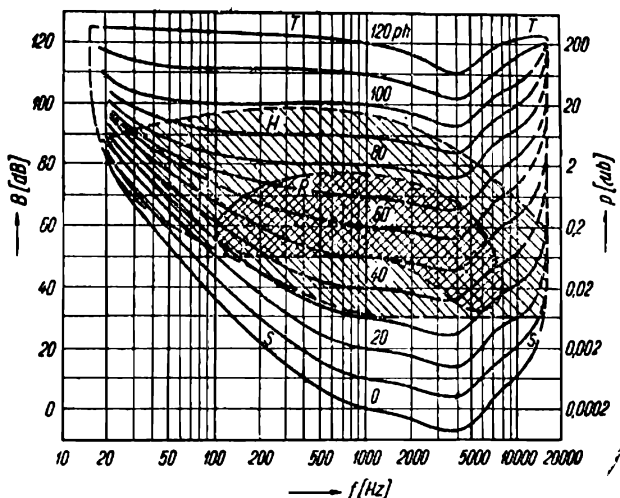
Protože akustický tlak je veličina střídací, rozeznáváme u něho efektivní hodnotu a popř. i hodnotu okamžitou a maximální. Podobně jako kmitočet může i akustický tlak mít jakoukoli velikost od nuly do nekonečna, avšak opět stačí uvažovat jen rozsah, který lze obsáhnout sluchem. Při příliš malém tlaku ucho nic nevnímá, zvukový vjem začíná až při určitém minimálním tlaku, tzv. prahu slyšení. Naopak příliš velký akustický tlak, překračující tzv. práh bolesti, nevnímáme již jen jako zvuk,

nýbrž hlavně jako nepříjemný bolestivý pocit, o jehož reprodukci elektroakustickým zařízením přirozeně nestojíme. Ze stanoviska lidského sluchu stačí tedy uvažovat vždy jen rozsah mezi oběma těmito prahy.

Velikost akustického tlaku se často udává jen v poměru k určitému srovnávacímu tlaku zvolenému za základ. Jako tento základ byl zvolen efektivní akustický tlak $p_0 = 2 \cdot 10^{-4} \mu\text{b}$, což je velikost, která je právě na prahu slyšení průměrného posluchače při kmitočtu 1 kHz. Podobně jako jiné veličiny slaboproudé elektrotechniky uvádí se tento poměrný tlak obvykle v logaritmickém měřítku jako dvacetinásobek desítkového logaritmu v jednotkách zvaných decibel [dB]. Tuto poměrnou velikost, tzv. hladinu zvuku B , u tlaku absolutní velikosti p zjistíme proto podle vzorce

$$B = 20 \log \frac{p}{p_0}$$

Práh slyšení a bolesti nejsou stejné při všech kmitočtech, nýbrž probíhají podle křivek znázorněných na obr. 1.3, kde křivka S udává práh slyšení a křivka T práh bolesti. Z těchto průběhů je vidět, že sluch má nej-



Obr. 1.3. Oblast slyšení.

širší rozsah vnímání mezi 1 až 5 kHz, kdežto při nízkých nebo vysokých kmitočtech se oba prahy sblíží.

Oblast ohraničenou oběma křivkami rozdělujeme pro lepší orientaci ještě tzv. izofónami, tj. křivkami stejné hlasitosti, které se někdy nazývají

křivky Fletcher-Munsonovy podle autorů [1], kteří je poprvé měřili. Spodní izofónu tvoří práh slyšení, který odpovídá nulové hlasitosti; další byly pro jednoduchost zvoleny tak, že při kmitočtu 1 kHz následují za sebou ve stupních po 10 dB. Protože citlivost ucha závisí na kmitočtu, nesouhlasí jejich průběh s hladinami zvuku, nýbrž jednotlivé izofóny jsou, podobně jako práh slyšení, nejnižší při kmitočtech 1 až 5 kHz a stoupají směrem k nízkým i k vysokým kmitočtům, u nichž je ucho méně citlivé. Hlasitost nějakého zvuku, představovaná odstupem příslušné izofóny od prahu slyšení, se udává v poměrných jednotkách-fónech [ph], jejichž údaj při 1 kHz souhlasí s hladinou zvuku v dB.

Všechny zvuky vnímané sluchem leží v oblasti ohraničené oběma prahy S a T . Zvuky, které přicházejí v úvahu pro elektroakustický přenos, nedosahují však až k oběma prahům, nýbrž leží v oblasti označené H na obr. 1.3, platné pro orchestrální hudbu, a v oblasti R , platné pro řeč.

1.2 KMITOČTOVÝ ROZSAH

Z obr. 1.3 vyplývá, že oblast hudby zasahuje všechny slyšitelné kmitočty, takže pro věrnou reprodukci je nutno přenést pásmo sahající od 16 Hz do 16 až 20 kHz. Přesné dodržení dolní hranice není tak důležité, protože je jen málo zvuků majících složky s tak nízkým kmitočtem; proto se často uvádí rozsah až od 32 nebo 40 Hz*). Dodržení horní hranice má větší význam, protože mnoho nástrojů (např. pikola, hoboj, smyčcové nástroje) vydává harmonické složky sahající popř. i přes hranici slyšitelnosti.

Požadavky na rozsah a stejnoměrnost kmitočtové charakteristiky lze celkem snadno splnit u zesilovačů, u nichž elektrické prostředky jako korekční členy a záporná zpětná vazba dovolují nejrozmanitější korekce; mnohem nesnadnější situace je však u elektromechanických zařízení, zejména u reproduktorů a jejich ozvučnic, u nichž jednoduché možnosti korekcí, např. zápornou vazbou, prozatím neexistují. Proto se odchylky v přenosu různých kmitočtů u zesilovačů udávají na jednotlivé decibely, popř. i jen jejich zlomky, kdežto u reproduktorů jsou odchylky řádu ± 5 dB zcela běžné.

1.3 REPRODUKCE PŘECHODNÝCH DĚJŮ

Některé přenosové členy zařízení, např. výstupní transformátor nebo vyhybky, obsahují indukčnosti a kapacity, takže tvoří rezonanční okruh LC . Také elektroakustické měniče, jako mikrofon, přenoska a reproduktory,

*) Normy ČSN [2], [3] dělí nf zesilovače na tři jakostní třídy a u nejlepší z nich požadují pro celý zesilovač přenos kmitočtového pásma 40 až 15 000 Hz s maximální odchylkou ± 3 dB u krajních kmitočtů.

obsahují rezonanční soustavy mechanického druhu. Vlastní rezonance těchto členů lze použít k opravení různých nedostatků výsledné kmitočtové charakteristiky, např. ke zdůraznění špatně reprodukované části pásma či naopak k potlačení nežádoucích kmitočtů. Takto upravené zařízení může sice mít velmi plochou kmitočtovou charakteristiku, ale přesto nemusí být jeho reprodukce nejlepší. Při skutečném pořadu jsou totiž poměry zcela jiné než při proměřování kmitočtové charakteristiky: nejsou zde sinusové signály ustálené velikosti, nýbrž nejjestější směs jednotlivých složek, jež neustále nově vznikají, mění svou velikost a opět zanikají. Proto jsou u zesilovače důležité také přenosové vlastnosti platné pro tyto přechodné, rychle se měnící děje. Rezonanční okruhy, ať již elektrického či mechanického druhu, jsou z tohoto hlediska nevýhodné, protože při náhle vzniklém signálu se jen postupně rozkmitávají a po skončení signálu opět postupně doznívají; mají také snahu rozkmitat se svým rezonančním kmitočtem při jakékoli náhlé změně úrovně signálu, i když se jeho kmitočet liší od kmitočtu rezonančního.

Počtení sledování přenosových vlastností pro přechodné děje a konstrukce zařízení podle tohoto hlediska je značně obtížnější než při ustáleném provozu. Všeobecně lze říci, že nemají-li rezonanční okruhy nepříznivé ovlivňovat vlastnosti zařízení, je nutno aby měly dostatečné, tzv. kritické tlumení. K tomuto problému se vrátíme v souvislosti s výstupními transformátory a reproduktory v odst. 5.5.4 a 6.3.

Na reprodukci přechodných dějů mají vliv nejen rezonanční okruhy, nýbrž i články *RC*, zvláště jde-li o děje značně odlišné od sinusových průběhů. Použití článků *RC* se sice vyhnout nemůžeme, avšak je účelné omezit jejich počet na nezbytné minimum a neplýtvat v zesilovači různými, třeba i zbytečnými a navzájem protichůdně působícími korektory.

1.4 DYNAMICKÝ ROZSAH

Ještě obtížnější než dodržení kmitočtového rozsahu je přenesení celého rozsahu akustického tlaku, tj. tzv. rozsahu dynamického. Z diagramu na obr. 1.3 vyplývá, že dynamický rozsah symfonického orchestru může být až 70 dB, takže změny akustického tlaku a odpovídající elektrické napětí jsou v poměru 1 : 3000. U rozhlasu by přenesení tak velkého rozsahu znamenalo, že nejnižší pasáže by byly přehlušeny poruchami, šumem a interferencemi, kdežto nejhlasitější by přemodulovaly vysílače a působily přeslechy ve vedeních přenášejících modulační signál. Podobně také u gramofonových desek by velký dynamický rozsah znamenal přehlušení povrchovým šumem v nejnižších a proříznutí drážek v nejhlasitějších místech. Dodržení tak velkých rozdílů není však žádoucí ani na reprodukční straně, protože velmi tiché pasáže by zanikly v hluku pronikajícím z ulice, v šumu a v síťovém brucení zesilovače, kdežto velmi hlasitý přednes, odpovídající

hlasitosti v koncertní síni, si v obytné místnosti zpravidla již z ohledů na sousedy ani nepřejeme. Proto se jako největší dynamický rozsah dosažitelný u rozhlasu fm a magnetofonu udává asi 55 dB a u gramofonu jen 40 dB i méně.*) Zúžení rozsahu z původních 70 dB se provádí na vysílací straně tím, že buď orchestr již sám tlumí rozdíly svého přednesu, nebo tím, že se ručně či samočinně mění zesílení v modulační části tak, aby signál na výstupu nepřestoupil požadované meze.

Omezení dynamického rozsahu, zejména u gramofonových desek však ochuzuje a zpošťuje působení orchestrální hudby, a proto se někdy na reprodukční straně koriguje pomocí zesilovačů, které při silnějším signálu samočinně zvětšují své zesílení. Jsou to tzv. expanzní zesilovače, k nimž se vrátíme v odst. 5.7.

1.5 RUŠIVÉ POZADÍ

Jak vyplývá z předcházejícího odstavce, souvisí dosažitelný dynamický rozsah velmi úzce s hladinou rušivého pozadí, která určuje jeho dolní hranici. Rušivé pozadí je tvořeno poruchami, šumem, interferencemi a přeselechty u rozhlasu, povrchovým šumem gramofonových desek nebo základním šumem magnetofonového záznamu. Mimoto se zde uplatňuje šum elektronek a odporů zesilovače, síťové bruceň napájecího zdroje, hluk působený chvěním gramofonového talíře a konečně i hluk pronikající do reprodukční místnosti z okolí.

Poruchy a šum rozhlasového přenosu lze zmírnit použitím vnější antény a omezením poslechu na místní vysílač. Vlastní šum zesilovače lze zmenšit vhodnou konstrukcí a výběrem jeho vstupních elektronek. Na síťové bruceň má příznivý vliv důkladné filtrování napájecího zdroje a oddělení umístění napájecí části, popř. stejnosměrné žhavení vstupních elektronek. Hluk gramofonového talíře lze zmírnit odpruženým uložením motoru, těžkým talířem a jeho vhodným náhonem, nejlépe pomocí pryžového řemínku. Nejobtížnější je odstranění šumu starších gramofonových desek, kde nezbývá než odříznout vyšší kmitočty tónovou clonou, což jde ovšem na úkor kmitočtového rozsahu a jakosti reprodukce. Tato otázka bude probána v odst. 4.5.

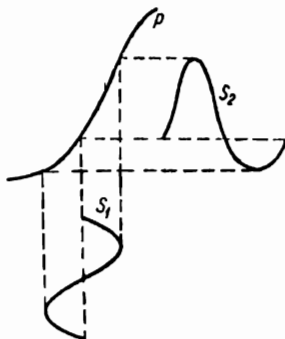
1.6 TVAROVÉ ZKRESLENÍ

U jednotlivých členů zařízení, zejména u elektronek, transformátorů a reproduktorů není vždy velikost výstupního signálu přesně úměrná sig-

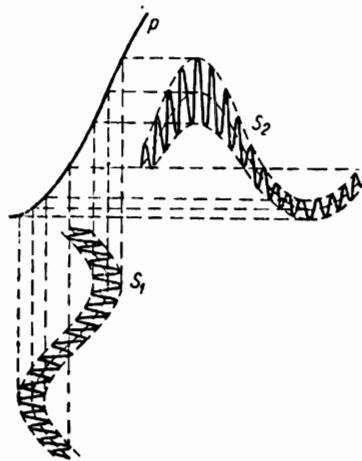
*) Často se rozlišuje tzv. odstup a dynamika signálu. Odstup znamená poměr napětí maximálního signálu k rušivému napětí, kdežto u dynamiky je místo rušivého napětí tzv. psfometrické napětí, jež bere ohled na to, že ucho má ke kmitočtům rušivého napětí jinou citlivost než ke kmitočtům užitečného signálu.

nálu vstupnímu, nýbrž tato závislost, tzv. přenosová charakteristika (P , obr. 1.4) je do jisté míry nelineární. Proto je tvar výstupního signálu S_2 poněkud jiný než u vstupního signálu S_1 a vzniká tedy tzv. tvarové (nelineární) zkreslení.

Jedním z projevů tvarového zkreslení je, že při reprodukci původně sinusového signálu vznikne na výstupu signál, který již nemá jednoduchý sinusový průběh, nýbrž obsahuje také vyšší harmonické kmitočty, které v původním signálu nebyly obsaženy. Tento druh deformace nazýváme harmonické



Obr. 1.4. Harmonické zkreslení signálu vlivem nelineární přenosové charakteristiky.



Obr. 1.5. Intermodulační zkreslení signálu vlivem nelineární přenosové charakteristiky.

zkreslení a číselně je vyjadřujeme jako poměr efektivní hodnoty všech vyšších harmonických složek vzniklých zkreslením sinusového signálu k efektivní hodnotě celkového vstupního signálu, takže číselní harmonického zkreslení

$$K_h = 100 \sqrt{\frac{U_3^2 + U_5^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + \dots + U_n^2}} \quad [\% ; V]$$

kde U_1 až U_n jsou amplitudy jednotlivých harmonických složek výstupního signálu.

Jiným projevem tvarového zkreslení je tzv. zkreslení intermodulační, jež vzniká, přivádí-li se na vstup nelineárního členu současně několik sinusových signálů s různými kmitočty. Na výstupu pak vznikají vedle složek s původními kmitočty ještě další kombinační složky, jejichž kmitočty jsou jako při každé modulaci tvořeny součty a rozdíly jednotlivých vstupních kmitočtů. Pro jednoduchost se intermodulační zkreslení udává

jen pro dva současné vstupní signály [4], z nichž jeden se zpravidla volí s nízkým kmitočtem 100 Hz, kdežto druhý má kmitočet 5 kHz a napětí rovné jedné čtvrtině napětí signálu 100 Hz. Jak vidno z obr. 1.5, vznikne vlivem zakřivení přenosové charakteristiky P amplitudová modulace signálu 5 kHz v rytmu kmitočtu 100 Hz nebo jeho násobků, což lze číselně vyjádřit činitelem intermodulačního zkreslení, který se obvykle definuje vzorcem

$$K_{im} = 100 \frac{\sqrt{(U_{5100} + U_{4900})^2 + (U_{5200} + U_{4800})^2 + \dots}}{U_{5000}} \quad [%; V]$$

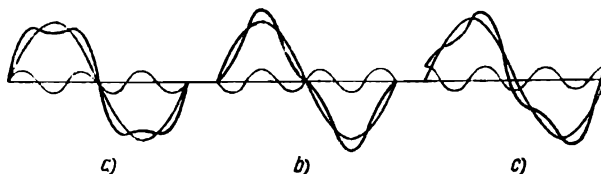
v němž indexy při U znamenají kmitočty jednotlivých složek.

Vcelku lze říci, že harmonické i intermodulační zkreslení jsou jen dvěma formami vyčíslení téhož vlivu, takže nezáleží na tom, které formy použijeme; mezi činiteli obou zkreslení je také jistá úměrnost, takže za obvyklých poměrů je činitel intermodulačního zkreslení asi čtyřnásobkem zkreslení harmonického.

Přípustná velikost těchto zkreslení se udává velmi nejednotně. Dokud ještě nebylo rozšířeno používání záporné vazby, považovalo se 5% harmonické zkreslení v zesilovači za velmi jakostní přenos a 10% za přípustné maximum. Zápornou vazbou se podařilo zkreslení v elektrické části značně omezit, takže dnes se zpravidla udává výkon při harmonickém zkreslení 1% nebo i menším; v mechanických částech zařízení, zejména v reproduktoru však nelze jednoduchými prostředky zápornou zpětnou vazbu zavést, a proto se u těchto členů dosud vyskytuje harmonické zkreslení řádové velikosti 10 %.

1.7 JINÉ DRUHY ZKRESLENÍ

Vedle zkreslení, která jsme právě probrali, vyskytují se ještě některá zkreslení další. V jednotlivých členech zařízení nastává tzv. fázové zkreslení, jež se projevuje tím, že jednotlivé složky výstupního signálu mají jinou vzájemnou polohu než na vstupní straně. Na obr. 1.6a,b,c, je jako příklad fázového zkreslení znázorněn průběh složený ze základní sinusovky



Obr. 1.6. Fázové zkreslení vlivem různého fázového posunu mezi základní a třetí harmonickou.

a z její třetí harmonické. Přesto, že kmitočty i poměrné velikosti obou těchto složek jsou ve všech třech případech stejné, vznikají v jednotlivých případech zcela jiné průběhy výsledného signálu podle toho, jakou polohu má složka třetí harmonické proti základní sinusovce.

Fázové zkreslení nastává při každém poklesu nebo vzestupu kmitočtové charakteristiky, a je proto neodlučně spojeno s kmitočtovými korektory. U korekcí, které slouží k vyrovnání systematických nedostatků signálů, např. k vyrovnání záznamové charakteristiky gramofonových desek, tato okolnost nevádí, protože korekční člen zesilovače vyrovná zároveň fázové zkreslení vzniklé při záznamu, takže výstupní signál má pak stejné fázové poměry jako původní signál před nahráním. Nadbytečné korekce, které slouží jen k přizpůsobení reprodukce posluchačovu osobnímu vkusu, zavádějí však fázové zkreslení, a proto je účelné používat jich co nejméně.

Literární prameny se dosud rozcházejí v tom, zda fázové zkreslení má slyšitelný vliv na reprodukci; bezpečně lze říci jen to, že toto zkreslení vadí u zesilovače obepjatého zápornou zpětnou vazbou, u něhož může způsobit, že záporná vazba se změní v kladnou a ohrozí stabilitu zesilovače.

Ještě další druhy zkreslení vznikají v reproduktoru, jak poznáme v odst. 6.2.5.

1.8 ČASOVÉ A PROSTOROVÉ ROZLOŽENÍ ZVUKU

Mezi přímým poslechem a reprodukcí jsou ještě další rozdíly, které nelze vystihnout dosud probíranými hledisky. Při poslechu v koncertní síni slyšíme zvuk jednak přicházet přímo z míst jednotlivých nástrojů a mimoto slyšíme nepřímý zvuk odražený stěnami sálu a přicházející proto s jistým časovým zpožděním. Poměr mezi přímým a nepřímým zvukem a jejich vzájemné časové zpoždění umocňují posluchači, aby samotným sluchem posoudil svou vzdálenost od orchestru a aby odhadl rozlohu koncertní síně, což obojí v něm vytváří pocit fyzické přítomnosti („prezence“) zdroje zvuku v určité místnosti. Tohoto pocitu není při reprodukci plně dosaženo, protože jednak mikrofon může mít jiné směrové vlastnosti než ucho, takže snímá přímý a nepřímý zvuk v jiném poměru, jednak dozvukové vlastnosti vysílacího studia se mohou lišit od vlastností koncertní síně. Celkový dozvuk je mimoto ovlivňován také dozvukem reprodukční místnosti, takže není předem jisto, zda se bude časový průběh reprodukováného zvuku podobat originálu. Jakési nápravy lze dosáhnout úpravami, které zavádějí v reprodukčním zařízení přídavný umělý dozvuk, jak bude ještě uvedeno v odst. 10.1.1; mnohem účelnější a dokonalejší však je upravit poměry hned na vysílací straně, což ovšem není již v moci posluchače.

Další rozdíl mezi reprodukcí a originálem je i v tom, že kdežto při přímém poslechu slyšíme zvuk přicházet z různých směrů, podle toho, kde právě je umístěn dotyčný nástroj, je při reprodukci jediným zdrojem

zvuku membrána reproduktoru, která je plošně mnohem menší než původní orchestr a zůstává stále na stejném místě. Použitím většího počtu reproduktorů lze sice plochu zvukového zdroje zvětšit, ale nelze dosáhnout, aby jednotlivé zvuky vycházely z různých míst této plochy tak jako při přímém poslechu; to je možné jen při stereofonním přenosu, jak bude uvedeno v odst. 10.1.3.

2. ZDROJE NÍZKOFREKVENČNÍHO SIGNÁLU, JEJICH VLASTNOSTI A POTŘEBNÉ KOREKCE

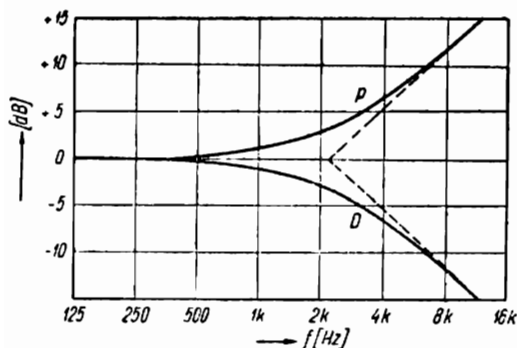
Abychom mohli stanovit požadavky na zesilovací zařízení, musíme se nejprve seznámit s vlastnostmi jednotlivých zdrojů zesilovaného nf signálu, tj. rozhlasového přístroje, gramofonu, magnetofonu atd. Nemáme zde ovšem v úmyslu probírat konstrukci těchto přístrojů, nýbrž jen ty jejich vlastnosti, ke kterým je nutno přihlížet při návrhu zesilovače, především velikost výstupního napětí při 1 kHz, která určuje potřebné zesílení, dále kmitočtové závislosti těchto napětí, které je nutno v zesilovači opravit, a popř. další charakteristické vlastnosti, např. zatěžovací odpor, kterým lze zdroje zatížit.

Údaj výstupního napětí jednotlivých zdrojů je ovšem velmi problematický, protože signály mohou mít dynamický rozsah 30 až 60 dB, takže jejich napětí kolísá v poměru až 1 : 1000. Protože však zesilovač musí být s to zpracovat i největší vyskytující se signál, budeme uvádět napětí maximálního signálu, přičemž máme na mysli efektivní hodnotu předpokládaného sinusového signálu s kmitočtem 1 kHz. Tento údaj je ovšem jen přibližný, takže vystihuje spíše jen řádovou velikost napětí, a proto se většinou spokojujeme se stupni po 10 dB a uvádíme jmenovité napětí ve výstupních 1 mV — 3 mV — 10 mV — 30 mV — 100 mV atd.

2.1 ROZHLASOVÝ PŘIJÍMAČ PRO AMPLITUDOVOU MODULACI (am)

Nejběžnějším reprodukováným signálem je pořad zachycený rozhlasovým přístrojem pro am. K tomu lze použít napětí ze sekundárního vinutí výstupního transformátoru přijímače, které má řádovou velikost 1 V a bývá obvykle vyvedeno ke zdírkám pro přídavný reproduktor, takže je dostupné bez zásahu do přístroje. V tomto napětí je však již obsaženo zkreslení i síťové bručení („brum“) nf části, takže je účelnější vyvést signál ještě před touto částí, za detekční diodou (D, obr. 2.1). Protože tento výstup má velký vnitřní odpor, řádu 0,1 M Ω i více, a poměrně nízké napětí řádu 100 mV, je nutno provést vyvedení tak, aby vývod neshbíral indukovaný hluk a nezatěžoval nepřípustně svou kapacitou zdroj signálu. Vývod z bodu *a* se provádí stíněným souosým kablíčkem a má být co nej-

interference ani není zapotřebí velké selektivnosti přijímače. Proto může kmitočtový rozsah přijímače sahát až k hranicím slyšitelnosti. Přijímače pro fm obsahují omezovací stupně, takže jsou málo citlivé na změny amplitudy a na nárazy působené poruchami, a proto se u nich atmosférické



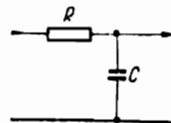
Obr. 2.5. Kmitočtový průběh preemfáze a deemfáze při fm.

i místní poruchy uplatňují v mnohem menší míře než u am. Technika fm našla mimoto prostředek, který účinně omezuje i tento zbytek poruch totiž tzv. preemfázi na straně vysílače a deemfázi u přijímače. Preemfázi se v modulační části vysílače zdůrazní složky signálu s kmitočtem nad 2120 Hz (podle závislosti P na obr. 2.5); přitom nehrozí přemodulování takto zvětšenými složkami, protože tvoří jen poměrně malý podíl signálu*). Na přijímači straně se po demodulaci podrobí získaný signál opačnému pochodu, tj. deemfázi. Tím se zdůrazněné kmitočty zeslabí (podle závislosti D na obr. 2.5) nazpět na původní velikost tak, jakoby obou zásahů nebylo, avšak zbytky proniklých poruch a také šum elektronek, jež mají převážně charakter vyšších kmitočtů, se deemfází zeslabí, takže jejich podíl ve výstupním signálu se podstatně zmenší.

Při příjmu rozhlasu fm je tedy nutno pamatovat na provedení deemfáze tím, že se do nf části přijímače zařadí člen RC (obr. 2.6) zeslabující kmitočty nad 2120 Hz, tj. s časovou konstantou

$$RC = \frac{1}{2\pi \cdot 2120} = 75 \mu\text{s}$$

jinak by reprodukce měla přebytek vyšších tónů, takže by např. sykavky byly nepřiměřeně hlasité. Korekční člen RC (82 kΩ, 910 pF) bývá zařazen zpravidla hned na výstupu z demodulátoru, jak je

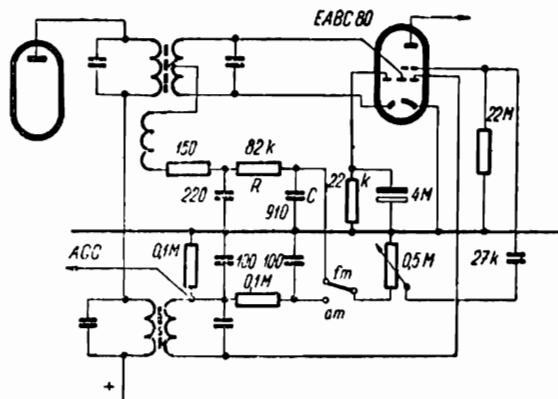


Obr. 2.6. Korekční člen RC pro deemfázi.

*) Na obr. 2.5 a také na dalších obr. 2.9, 2.10, 2.12, 2.14 a 2.17 jsou vedle skutečných kmitočtových průběhů zakresleny ještě průběhy lomenými čarami, které představují kmitočtové charakteristiky v přehlednější zjednodušené formě. Vzájemný vztah mezi skutečnými a takto zjednodušenými průběhy bude probrán v odst. 4.3.

znázorněno na obr. 2.7 [6] (představujícím poměrový detektor pro fm kombinovaný s detektorem pro am), a ve vlastním zesilovači proto již není třeba se touto korekcí zabývat.

Výstupní napětí demodulátoru přijímače fm má stejnou úroveň jako při am, tj. asi 100 mV za demodulátorem nebo asi 3 mV za děličem obdoby jako na obr. 2.1.



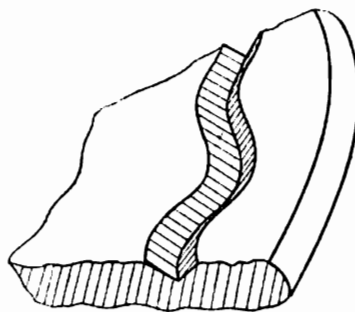
Obr. 2.7. Kombinovaná detekční část pro am a fm.

2.3 GRAMOFONOVÁ DESKA A PŘENOSKA

Jedním z nejrozšířenějších zdrojů zvukového signálu je vedle rozhlasu gramofonová deska. Desky existují již déle než 70 let, jsou tedy starší než rozhlas a prodělaly také již mnoho změn, což se projevuje i na současném stavu gramofonové techniky, který je v porovnání s jinými zdroji poměrně nepřehledný.

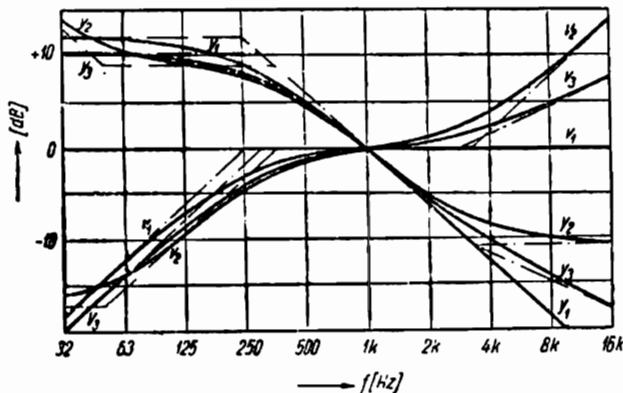
Záznamové charakteristiky gramofonových desek

Zvukový záznam obyčejných (tj. nestereofonních) desek je uložen ve spirálové drážce, která je záznamem v příčném směru zvlněna (obr. 2.8). Hrot přenosky sledující toto zvlnění se proto příčně rozkmitá, čímž vzniká v systému přenosky odpovídající elektrické napětí. Původně se desky nahrávaly a reprodukovaly bez elektric-



Obr. 2.8. Boční záznam gramofonové desky.

kého přenosu, jen mechanickými zařízeními, z jejichž vlastností vyplývá, že při vyšších kmitočtech stačí k dosažení stejné hlasitosti menší výchylka kmitání. Proto byl záznam prováděn tak, aby zvlnění bylo tím menší, čím vyšší byl kmitočet, což v decibelovém měřítku znamená, že výchylka se zmenšovala s kmitočtem o 6 dB na oktávu. Protože by tato



Obr. 2.9. Průběhy výchylky (y) a rychlosti (v) u standardních desek.

závislost u nejnižších tónů vedla k příliš velké výchylce a tím i k velké rozteči drážek, byla pod 250 Hz výchylka omezena na stálou velikost, takže celá kmitočtová charakteristika výchylky měla průběh „ y_1 “ podle obr. 2.9.

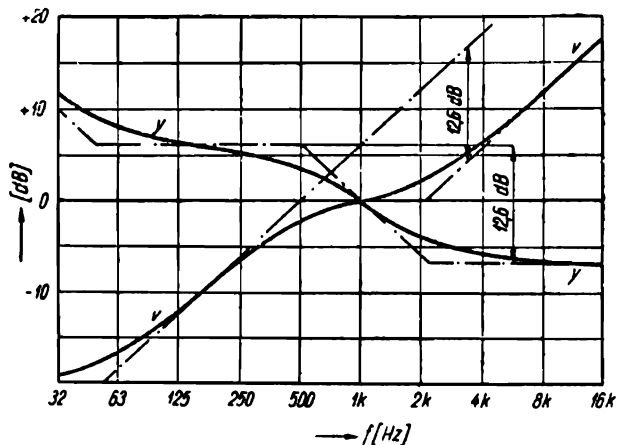
Při snímání elektromagnetickou přenoskou nerozhoduje však o indukovaném napětí výchylka, nýbrž rychlost příčného kmitavého pohybu hrotu, a proto je nutno seznámit se také s průběhem rychlosti tohoto pohybu. U sinusového pohybu s kmitočtem f a s výchylkou y platí, že jeho rychlost v je co do velikosti

$$v = 2\pi fy$$

Rychlost kmitání je tedy úměrná nejen výchylce, nýbrž také kmitočtu, čímž se zmenšení výchylky u vyšších kmitočtů vyrovnávalo, takže v rozsahu nad 250 Hz zůstávala rychlost stálá, přestože se výchylka zmenšovala. Proto se tomuto systému obvykle říká „záznam se stálou (konstantní) rychlostí“ (v_1 na obr. 2.9). Pod 250 Hz, kde výchylka zůstávala stálá, se ovšem rychlost zmenšovala sklonem až 6 dB na oktávu, takže charakteristika rychlosti probíhala podle sestupné části křivky v_1 . Podle záznamových charakteristik y_1 a v_1 z obr. 2.9 jsou nahrazeny všechny starší standardní desky (78 ot/min).

Při zavádění dlouhohrajících desek bylo nutno zmenšit rozteč drážek

tak, aby se na desky vešel delší záznam. Proto byly charakteristiky pozměněny tak, že omezení výchylky u hlubokých tónů nastává místo od 250 Hz již od 500 Hz a sahá až k 50 Hz. Ze zkušeností s preemfází u rozhlasu fm se také zjistilo, že povrchový šum lze omezit zdůrazněním vyšších kmitočtů



Obr. 2.10. Průběhy výchylky (y) a rychlosti (v) u dlouhohrajících desek.

při záznamu a opětným jejich zeslabením při reprodukci, a proto byly charakteristiky upraveny ještě tak, že nad kmitočtem 2120 Hz se výchylka již nezmenšuje, takže rychlost kmitavého pohybu hrotu u těchto kmitočtů vzrůstá. Úplné charakteristiky výchylky y a rychlosti v pro dlouhohrající desky jsou na obr. 2.10, z něhož je patrné, že tento záznam s výjimkou oboru od 500 Hz do 2120 Hz má téměř stálou výchylku, kdežto mezi těmito kmitočty je pokles v poměru $\frac{500}{2120} = 1 : 4,24$, tj. o 12,6 dB [7], [8].

Obdobně byla pak pozměněna záznamová charakteristika i u novějších standardních desek, avšak zde nebylo hned dosaženo jednoty. Mnozí výrobci se nejprve přidržovali jakéhosi kompromisu a omezovali kmitočty pod 300 Hz, kdežto kmitočty nad 3 kHz [9] zdůrazňovali jen sklonem 3 dB na oktávu (křivky y_3 a v_3 na obr. 2.9). Teprve v poslední době se i podle čs. normy [10] přešlo na mezinárodně přijatou záznamovou charakteristiku y_2 , v_2 [7], která požaduje omezení kmitočtů mezi 350 a 50 Hz a zdůraznění sklonem až 6 dB na oktávu od 3180 Hz výše (obr. 2.9).

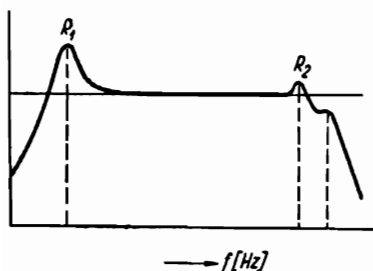
Tím ovšem vzniká problém, jak navrhnout korekci pro standardní desky, aby vyhovovala v co největším počtu případů. Protože v poslední době standardní desky ztrácejí význam, má jejich korekce smysl hlavně

pro ty posluchače, kteří mají diskotéku z dřívějších let, kdy desky byly nahrávány podle charakteristiky y_1 a v_1 . Proto příliš nechybíme, provedeme-li korekci standardních desek podle těchto charakteristik a spolehne se přitom na to, že případné odchylky u jinak nahraných desek vyrovnáme regulačním korektorem, který bývá v zesilovači stejně vždy obsažen.

Charakteristiky snímacích přenosek

Elektrické snímací přenosky jsou v podstatě dvojího typu: přenosky založené na elektromagnetické indukci — elektromagnetické nebo elektrodynamické a přenosky elektrostatického typu, nejčastěji piezoelektrické. U elektromagnetických přenosek závisí vnitřní napětí na rychlosti pohybu hrotu, takže charakteristika záznamu snímaného ideální přenoskou tohoto typu by měla průběh podle křivek v až v_3 na obr. 2.9 a 2.10. U piezoelektrických přenosek závisí napětí na výchylce hrotu, takže charakteristika záznamu snímaného ideální piezoelektrickou přenoskou by měla průběh podle křivek y až y_3 na obr. 2.9 a 2.10. To by však platilo jen pro ideální přenosky, kdežto u skutečných přenosek se projevují ještě další podružné vlivy: vliv rezonance raménka, vliv rezonance chvějky a vliv zatížení.

Přenoska snímá relativní pohyb hrotu proti ostatnímu svému systému, a proto by její charakteristika souhlasila s průběhem záznamu jen tehdy, kdyby těleso přenosky bylo v klidu. Těleso je však v klidu jen při vyšších



Obr. 2.11. Rezonance raménka (R_1) a rezonance chvějky (R_2) u přenosky.

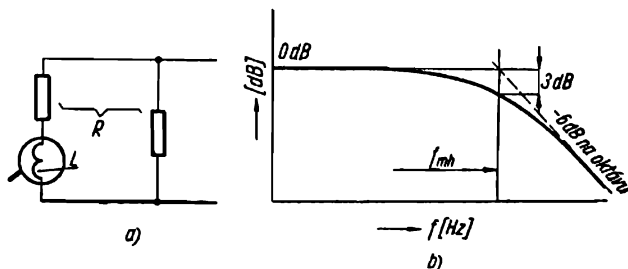
kmitočetech, u nichž jeho hmota brání rozkmitání celé přenosky. Při nižších kmitočetech se těleso přenosky vlivem pružného spojení s kmitajícím hrotem také částečně rozkmitá, takže systém pak snímá kombinovaný pohyb kmitajícího hrotu proti rovněž kmitajícímu tělesu přenosky.

Celá přenoska, tj. raménko i hlava spočívající hrotem na desce tvoří mechanický rezonanční systém, jehož hmota je tvořena celkovou hmotou hlavy přenosky a části raménka přepočtenou na její hrot a tuhost je tvořena tuhostí

uložení hrotu. Rezananční kmitočet tohoto systému leží na dolním konci kmitočtového pásma, zpravidla v rozmezí 10 až 200 Hz. Snímá-li se přenoskou kmitočet ležící v okolí rezonance, rozkmitá se těleso přenosky i s raménkem v protifázi s pohybem hrotu a přenoska pak dává značně vyšší napětí, než odpovídá záznamu; u rezonančního kmitočtu raménka má proto její charakteristika vrchol (R_1 , obr. 2.11). Nemá-li mít tato rezonance nepříznivý vliv na kmitočtovou charakteristiku a na optře-

bení desek, je nutno, aby ležela co nejnižší, pokud možno pod pracovním pásmem, a proto má přenoska mít co největší celkovou hmotu a malou tuhost uložení hrotu. Mimoto má být pohyb raménka co nejvíce utlumen, a proto bývá u jakostních přenosek kloub raménka opatřen hydraulickým tlumením.

Na horním konci reprodukováného kmitočtového pásma se projevují další rezonance pocházející od součástí vlastní chvějky nebo od krystalu



Obr. 2.12. Vliv zatížení elektromagnetické přenosky na její horní mezní kmitočet.

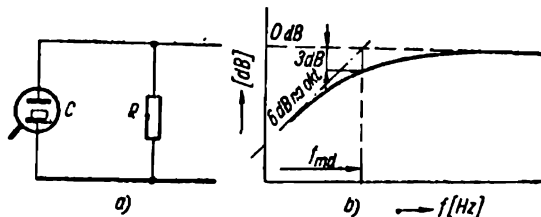
piezoelektrických přenosek. Spojení mezi hrotem a mezi účinnou částí chvějky nebo krystalem není totiž nikdy ideálně tuhé, nýbrž působí jako poněkud pružný člen, který při dostatečně vysokém kmitočtu projevuje vlastní rezonanci a nad tímto kmitočtem již pohyb nepřenáší; proto je charakteristika přenosky na horním konci zakončena jedním či několika různě vyvinutými rezonančními vrcholy (R_2 , obr. 2.11) a pak prudce klesá. Je nutno uvést, že i samotná drážka desek lisovaných z pružných umělých hmot působí jako poddajný člen, který se při vysokých kmitočtech dočasně deformuje a přispívá k rezonancím u vysokých tónů.

Dosud popsané vlivy se týkaly mechanické strany přenosky. Mimoto se však uplatňuje i vliv strany elektrické. Cívka elektromagnetické přenosky má určitou vlastní indukčnost a odpor, (obr. 2.12a), na nichž při zatížení vstupním odporem zesilovače vzniká úbytek napětí. Je zřejmé, že u systému s indukčností L a celkovým odporem R , rovným součtu z vlastního odporu přenosky a ze vstupního odporu zesilovače, nastává u kmitočtu f_{mh} , při němž se indukční reaktance $2\pi f_{mh}L$ číselně rovná odporu R , pokles na $\frac{1}{\sqrt{2}}$ původního napětí, tj. o 3 dB. U ještě vyšších kmitočtů nastává pak další pokles sklonem 6 dB na oktávu (obr. 2.12b).

Piezoelektrická přenoska působí po elektrické stránce jako kondenzátor tvořený kapacitou C krystalu, který je zatížen vstupním odporem zesilovače (obr. 2.13a). U kmitočtu f_{md} , kde je kapacitní reaktance $\frac{1}{2\pi f_{md}C}$

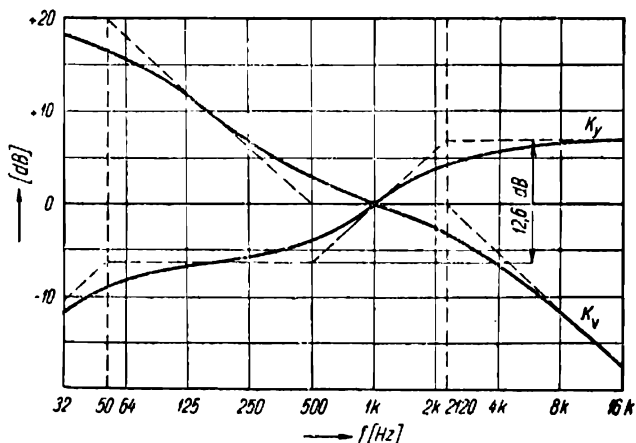
krystalu rovna vstupnímu odporu, nastane opět pokles o 3 dB a u ještě nižších kmitočtů další pokles sklonem 6 dB na oktávu (obr. 2.13b).

Přesně vzato, bylo by nutno sečíst všechny uvedené vlivy, přičíst je k charakteristice záznamu snímaného ideální přenoskou a podle tohoto



Obr. 2.13. Vliv zatížení piezoelektrické přenosky na její dolní mezní kmitočt.

výsledku teprve upravit kmitočtové korekce v zesilovači. Vlivy rezonancí a zatížení jsou však u jakostních přenosek malé a mimoto jsou u jednotlivých přenosek různé, takže je předem neznáme, a proto zpravidla nemůžeme pro ně korekce provést. Proto se obvykle korekce řeší jen tak, jako by šlo o ideální přenosku a rozlišují se ovšem podle toho, zda to bude přenoska elektromagnetická či piezoelektrická a podle toho, zda půjde o reprodukci desek dlouhohrajících či standardních. Pro dlouhohrající desku musí být korekce u elektromagnetické přenosky provedena podle křivky K_v a u piezo-



Obr. 2.14. Potřebné kmitočtové korekce pro dlouhohrající desky snímané ideální elektromagnetickou nebo piezoelektrickou přenoskou.

elektrické přenosky podle křivky K_y^*) (obr. 2.14), jež mají průběh zrcadlový ke křivkám v a y na obr. 2.10. Podobně pro standardní desky musí být korekce provedeny zrcadlově k některé z křivek v_1 až v_3 , popř. y_1 až y_3 na obr. 2.9.

Výstupní napětí při 1 kHz bývá u dnešních elektromagnetických nebo elektrodynamických přenosů jen řádu 10 mV i méně, kdežto u starších



Obr. 2.15. Čtyřrychlostní gramofonové šasi pro monofonní a stereofonní desky (Tesla).

elektromagnetických přenosů bylo i několik desetin voltu; u piezoelektrických přenosů bývá napětí značně vyšší, 300 mV i více. Kmitočtový rozsah záznamu snímaného jakostní přenoskou sahá asi od 30 Hz do 12 kHz i výše. Dynamický rozsah záznamu na standardních deskách je velmi různý podle toho, jaký je povrchový šum použitého materiálu a v průměru nepřesahuje 30 dB; u dlouhohrajících desek z umělých pryskyřic je šum menší, takže dynamický rozsah může být 40 dB i více.

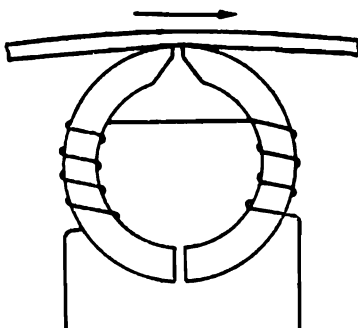
Na obr. 2.15 je typické provedení vestavného gramofonu, který odpovídá požadavkům věrné reprodukce.

2.4 MAGNETOFON

Na magnetofonový pásek se zvuk u běžných magnetofonů zaznamenává elektromagnetickou záznamovou hlavou, která magnetizuje pásek v po-

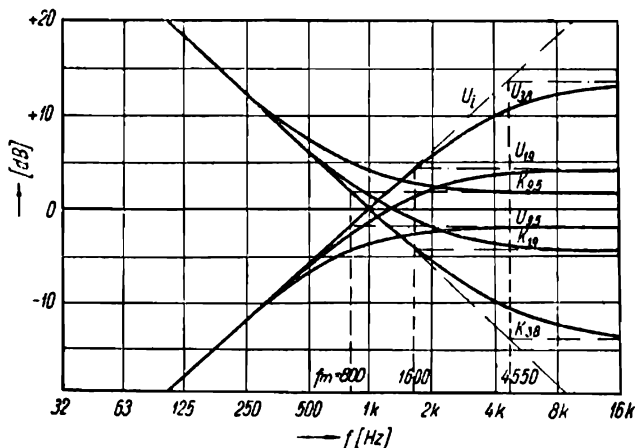
*) Moderní piezoelektrické přenosky bývají často korigovány mechanickými prostředky přímo ve svém systému, takže již nepotřebují elektrické korekce. Proto je lepší změřit nejprve charakteristiku použité přenosky a teprve podle výsledku uvažovat o případných korekcích.

délném směru (obr. 2.16) a snímá se podobnou elektromagnetickou snímač hlavou. Pro záznam a snímání je normalizováno několik rychlostí posuvu pásku, a to 76,2 cm/s, 38,1 cm/s, 19,05 cm/s, 9,53 cm/s a 4,76 cm/s. Největších dvou z těchto rychlostí se používá jen u studiových zařízení; rychlosti 19,05 cm/s se používá u studiových zařízení i u velmi jakostních zařízení domácích; rychlost 9,53 cm/s se považuje za ještě vyhovující pro věrnou domácí reprodukci a 4,76 cm/s za postačitelnou pro užitkovou hudbu. Záznamy na magnetofonovém pásku, které se prodávají v zahraničí, jsou nahrány při rychlostech 9,53 cm/s nebo 19,05 cm/s.



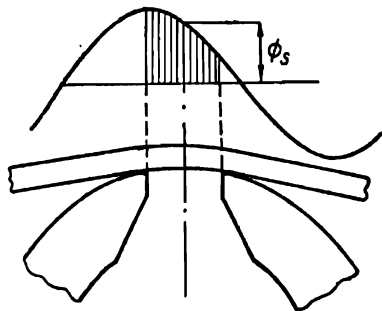
Obr. 2.16. Magnetofonová záznamová nebo snímač hlavu.

Předpokládejme, že záznam sinusového signálu je proveden tak, aby pásek byl při všech kmitočtech magnetizován stejnou intenzitou, takže bude mít sinusový průběh magnetizace, s jednotlivými magnetickými póly střídavé polarity. Při snímání tohoto záznamu zvolenou rychlostí vyvolají zmagnetizovaná místa ve snímači hlavě tím větší napětí, čím rychleji následují jejich póly za sebou, tj. čím vyšší je zaznamenaný kmitočet. Uvažujme-li tedy ideální snímač hlavu, neuplatňující žádné vedlejší vlivy, bude její reprodukční charakteristika probíhat podle přímky U_i (obr. 2.17) stoupající s kmitočtem o 6 dB na oktávu.

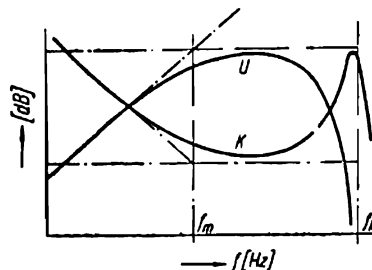


Obr. 2.17. Charakteristiky ideální snímač hlavu při různých rychlostech pásku.

Tento průběh se však shoduje se skutečností jen při nižších kmitočtech. U vyšších kmitočtů, kde jsou opačné magnetické póly záznamu velmi blízko u sebe, uplatňuje se tzv. demagnetizace, tj. okolnost, že podstatná část magnetického toku záznamu se uzavírá vzduchem, aniž by procházela snímací hlavou; proto se výstupní napětí proti průběhu podle U_i zmenší,



Obr. 2.18. Vliv šířky štěrbiny na snímáný magnetický tok.



Obr. 2.19. Charakteristika skutečné snímací hlavy a potřebná korekce.

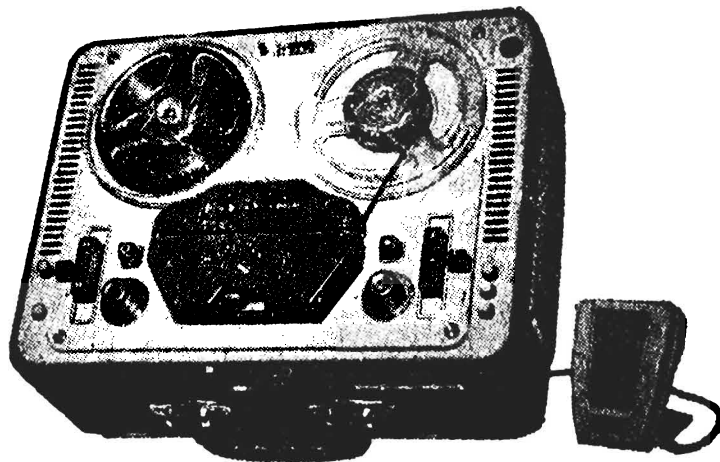
takže probíhá podle charakteristik U_{38} až $U_{9,5}$, jejichž napětí nad kmitočtem f_m již nevzrůstá. Kmitočet f_m , u něhož vliv demagnetizace začíná, je tím nižší, čím menší je rychlost posuvu pásku, protože tím blíže jsou póly záznamu u sebe. Mimoto ovšem závisí i na vlastnostech pásku; protože však je nutno pro návrh korekcí vycházet z určitých pevných předpokladů, bylo stanoveno normou [11], že pro rychlost posuvu 38,1 cm/s nebo větší se počítá s kmitočtem f_m počátku demagnetizace 4550 Hz*), pro rychlost posuvu 19,05 cm/s s kmitočtem 1600 Hz a pro rychlost 9,53 cm/s a menší s kmitočtem 800 Hz. Pro ideální snímací hlavu musí být proto korekce zesilovače provedeny podle zrcadlově probíhajících křivek K_{38} až $K_{9,5}$ (obr. 2.17), u nichž jsou kmitočty ležící pod výše uvedenými hodnotami zdůrazněny až o 6 dB na oktávu.

Uvedené korekce platily pro ideální snímací hlavu, kdežto u skutečné hlavy se projevují ještě vedlejší vlivy, především tzv. štěrbinový jev způsobený šířkou vzduchové štěrbiny snímací hlavy. Vlivem této šířky nesnímá hlava magnetický tok Φ_s odpovídající středu štěrbiny, nýbrž jakousi průměrnou velikost z hodnot vyskytujících se na pásku podél této šířky (obr. 2.18). Je zřejmé, že tato průměrná hodnota se při zkracování délky vlny magnetického záznamu stále zmenšuje a konečně při kmitočtu, jehož délka vlny na záznamu se rovná šířce štěrbiny, je magnetický tok snímáný hlavou nulový, takže výstupní napětí U při tomto kmitočtu prudce po-

*) Není dosud jednotně přijato, uvádí se též 3200 Hz.

klesne (obr. 2.19). Tento kritický kmitočet f_k je tím nižší, čím menší je rychlost posuvu pásku a čím větší je šířka štěrbin; proto pro malé rychlosti pásku musí být štěrbin velmi úzká.

Tuto vadu nelze sice úplně odstranit, ale je možno provést korekci K podle obr. 2.19, která opraví průběh téměř až ke kritickému kmitočtu. To však lze provést jen tehdy, když předem víme, pro jakou hlavu korekci



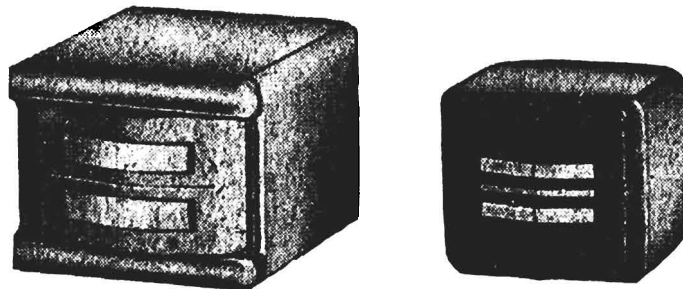
Obr. 2.20. Magnetofon Sonet (Tesla).

provádíme, kdežto jde-li o zesilovač určený pro připojení předem neznámé magnetofonové hlavy, lze provést jen povšechné korekce podle křivek platných pro ideální hlavu.

V reprodukcích zařízeních se často také používá magnetofonu opatřeného vlastní zesilovací částí, která je nutná pro záznam nebo při samostatném používání magnetofonu. Pak je lépe i při reprodukci hlavním zesilovačem použít aspoň prvních stupňů vlastního zesilovače magnetofonu, který obsahuje již korekce podle své hlavy, takže v hlavním zesilovači není nutno korekce provádět. Např. v čs. magnetofonu Sonet (obr. 2.20) je vyveden za třetím zesilovacím stupněm kmitočtově korigovaný výstup s napětím 300 mV.

Zbývá ještě dodat, že výstupní napětí magnetofonových hlav, jejichž dvě typické ukázky jsou na obr. 2.21, je zpravidla velmi malé, řádu 3 až 10 mV při 1 kHz. Pokud jde o kmitočtový rozsah, požaduje mezinárodní doporučení [11] pro celý řetězec, zahrnující jak záznam, tak i snímací hlavu s příslušnou korekcí, u profesionálních zařízení rozsah 50 Hz až

15 kHz s odchylkou do 6 dB, z čehož část 100 Hz až 7,5 kHz má mít odchylku do 2 dB, kdežto pro poloprofesionální zařízení s posuvem 19 cm/s požaduje rozsah 50 Hz až 10 kHz s odchylkou do 5 dB a z toho část 100 Hz až 5 kHz s odchylkou do 2 dB. Čs. norma [12] dělí magnetofony podle



Obr. 2.21. Dvoustopé magnetofonové hlavy (Tesla).

jakosti do pěti tříd, z nichž nejlepší požaduje rozsah 30 Hz až 15 kHz s odchylkou do 4 dB a z toho část 45 Hz až 10 kHz v mezích do 3 dB. Druhá jakostní třída, která odpovídá ještě požadavkům věrné reprodukce, má rozsah 40 Hz až 12 kHz v mezích do 4 dB a z toho 60 Hz až 8 kHz do 3 dB.

Dynamický rozsah magnetofonu může být podstatně větší než u desek: uvedená čs. norma požaduje 65 dB u první a 60 dB u druhé jakostní třídy.

3. CELKOVÉ ŘEŠENÍ REPRODUKČNÍHO ZAŘÍZENÍ

Reprodukční zařízení se skládá jednak z části elektrické, tj. ze zesilovače s napájecí částí a popř. s jednotlivými zdroji signálu, jako gramofonem, rádiem a magnetofonem, a dále z části akustické, tj. z jedné či několika ozvučnic s reproduktory a výhybkami. Ještě před několika lety se považovalo za nevhodnější vestavět všechny tyto části do jedné společné skříně, která měla na čelní stěně reproduktor a nahoře gramofon, rádio a ostatní ovládací prvky a tvořila tak jakousi domácí zvukovou ústřednu.

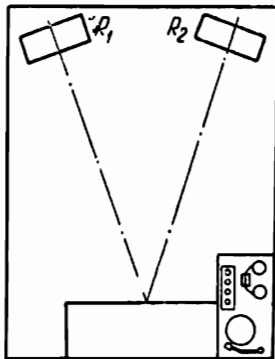
Toto řešení má však i své nedostatky. Při vestavění do společné skříně lze dosti obtížně izolovat akusticky gramofon tak, aby se na něj nepřenášelo chvění reproduktoru a nevznikla tak akustická zpětná vazba, popř. i mikrofoničnost elektronek či ladicího kondenzátoru rozhlasového přístroje. Tyto součásti bylo proto nutno uložit na tlumicí vložky z pryže nebo plsti; i když se však podaří tak měkké uložení, aby se zařízení nerozkmitalo, není to ještě zárukou, že vazba byla potlačena tak, aby nepůsobila zkreslení. O existenci zpětné vazby u hudebních skříní s reproduktorem, rádiem a gramofonem se snadno přesvědčíme tím, že zapojíme rozhlas a jiným zesilovačem zesílíme výstup z přenosky postavené hrotem na netočící se gramofonovou desku. Kdyby vazba z reproduktoru na přenosku byla zcela potlačena, nedávala by přenoska napětí; ve skutečnosti však na ní zpravidla zjistíme velmi zkreslené zbytky přijímaného rozhlasového pořadu.

Další nevýhodou společné skříně je nepohodlná obsluha: při poslechu sedí posluchač několik metrů od skříně, ale k nařízení hlasitosti nebo k jinému zásahu musí vstávat a upravovat reprodukci z jiného místa, než odkud naslouchá.

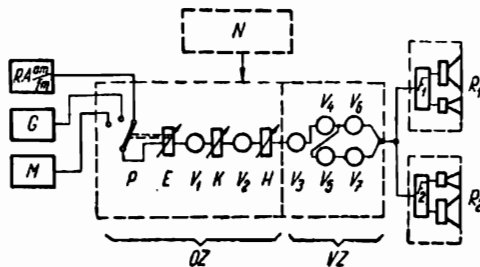
Pro stereofonii se konstrukce se společnou skříní dobře nehodí. Reprodukční stereofonního zařízení musí být od sebe několik metrů vzdáleny, takže je nelze vestavět do společné skříně, pokud ovšem nemá být 2 až 3 m široká. Je proto nutno použít aspoň dvou oddělených skříní s reproduktory, z nichž jedna by ovšem mohla obsahovat i ostatní zařízení. Tím by však nebyly odstraněny uvedené nevýhody, a proto je výhodnější umístit elektrické zařízení nebo aspoň jeho ovládací část v samostatné skříně na dosah posluchače. Takové uspořádání je na obr. 3.1: oba reproduktory R_1 , R_2 jsou zde umístěny v rozích při užší stěně místnosti, posluchač sedí u pro-

tější stěny a po straně na dosah ruky má zesilovač s gramofonem a ostatními přístroji. Toto rozložení je sice výhodné, avšak klade značné nároky na prostor; proto bývá často nutno řešit situaci tak, aby se dosáhlo přijatelného kompromisu mezi požadavky akustickými a mezi ostatními nároky, které musí obývací místnost splňovat.

V samostatném zesilovači rozeznáváme jednak předzesilovač, lépe řečeno řídicí zesilovač OZ (obr. 3.2), který zesiluje napětí signálních zdrojů na velikost potřebnou k buzení výkonové části a zároveň obsahuje potřebné ovládací členy jako regulátor hlasitosti aj. a dále vý-



Obr. 3.1. Rozmístění reprodukčního zařízení s oddělenými reproduktory v obývací místnosti.



Obr. 3.2. Skupinové schéma reprodukčního zařízení.

konový zesilovač VZ, tj. část, která dává na svém výstupu elektrický výkon potřebný k napájení reproduktorů.

Výkonová část by v zásadě mohla obsahovat jen samotný koncový stupeň. Protože však u jakostních zesilovačů používáme téměř vždy dvojitý koncový stupeň, rozšiřuje se výkonová část ještě o fázový invertor (obraceč fáze), nutný k získání potřebných dvou budicích napětí. Mimoto je ve výkonovém zesilovači téměř vždy záporná zpětná vazba, vedená z výstupu na některý předcházející stupeň, což dovoluje velmi podstatně zmenšit zkreslení všech částí touto vazbou obepjatých. Aby se využilo co nejlépe výhod zpětné vazby, snažíme se zahrnout do jejího okruhu co největší počet stupňů a zavádíme ji proto zpravidla až na stupeň ležící před fázovým invertorem. Celkové skupinové zapojení výkonové části vyhlíží proto obvykle podle obr. 3.2 a obsahuje vlastní koncový stupeň V_6, V_7 , elektronky V_4, V_5 fázového invertoru a vstupní elektronku V_3 . Na výstup výkonové části jsou přes výhybky F_1, F_2 připojeny jedna nebo dvě reproduktorové soustavy R_1, R_2 .

Všechny potřebné regulace musí být obsaženy v řídicí části OZ,

kteřá proto musí obsahovat přepínač P jednotlivých signálních zdrojů RA až M, s nímž je spřažen přepínatelný vyrovnávač E upravující zároveň kmitočtovou charakteristiku podle vlastností jednotlivých zdrojů. Dále bývá v této části regulovatelný kmitočtový korektor K, kterým lze podle potřeby zdůraznit či potlačit hluboké nebo vysoké tóny, a konečně je zde regulátor hlasitosti H. U složitějších zařízení mohou být ještě další ovládací členy, např. regulátory pro individuální nastavení hlasitosti jednotlivých zdrojů, popř. jejich prolínání, nebo tónová clona umožňující strmé odříznutí nežádoucích kmitočtů. U stereofonních zařízení přistupují ještě další ovládací členy, jak bude blíže vysvětleno v odst. 10.5; mimoto je zde ovšem řídicí i výkonová část dvojmo.

Celek je napájen ze síťové napájecí části N.

Uvedené rozdělení zesilovače na řídicí a výkonovou část se často dodržuje i v konstrukčním provedení, takže zesilovač je pak rozdělen na dva samostatné celky, které mají popř. i samostatné napájení. Toto rozdělení je někdy účelné, neboť dovoluje umístit výkonovou část odděleně, např. do skříně reproduktoru, kdežto řídicí část je umístěna na dosah obsluhy. Oddělené napájení má výhodu v tom, že odpadne možnost zpětných vazeb mezi oběma částmi přes napájecí zdroje. Takové rozdělení zesilovače je nezbytné u větších zařízení, kde umožňuje snadnou výměnu jednotlivých dílů, buzení většího počtu výkonových zesilovačů ze společné řídicí části, oddělené umístění obou částí a dává tak celému zařízení větší provozní pružnost. U domácího zařízení je však oddělená konstrukce řídicí a výkonové části celkem zbytečná a neúnosná zvláště u dnešních stereofonních zařízení, která vyžadují vše dvojmo a jsou tedy již sama o sobě dosti složitá. Proto se často snažíme řešit domácí zesilovací zařízení v jednom konstrukčním celku, u něhož rozdělení na výkonovou a řídicí část existuje jen v elektrickém zapojení.

4. ŘÍDICÍ ZESILOVAČ

4.1 VŠEOBECNÉ POJMY

Řídicí zesilovač obsahuje potřebný počet vlastních zesilovacích stupňů, mezi nimiž jsou zařazeny jednotlivé korekční a regulační členy. Dříve než přistoupíme k zesilovacím stupňům, uveďme definice některých potřebných pojmů.

Poměr signálního napětí na výstupu zesilovacího stupně k signálnímu napětí na vstupu tohoto stupně označujeme jako činitel napěťového zesílení, stručně jen zesílení, které podle toho

$$A = \frac{U_2}{U_1} \quad (4.1)$$

U pasívních čtyřpólů je výstupní napětí zpravidla nižší než vstupní, takže zde častěji mluvíme o zeslabení. Obecněji označujeme zde poměr výstupního napětí ke vstupnímu

$$P = \frac{U_2}{U_1} \quad (4.2)$$

jako činitel přenosu napětí, zkráceně přenos.*)

Fáze výstupního napětí elektronky nebo čtyřpólu může být jiná než fáze napětí vstupního, a proto zesílení i přenos jsou obecně komplexní veličiny, které vedle reálné složky mají i složku imaginární. Obvykle se však zajímáme o prostou velikost poměru $\left| \frac{U_2}{U_1} \right|$ bez ohledu na její znaménko nebo fázový posun.

Při větším počtu kaskádně řazených aktivních nebo pasívních členů, např. elektronek a vřazených korekčních článků, zjistíme výsledný přenos tím, že všechny jednotlivé činitele zesílení a přenosu navzájem znásobíme.

Zesílení nebo přenos můžeme místo toho uvádět také jako dvacetinásobek

*) U zpětnovazebních článků je zvykem označovat přenos znakem β .

desítkového logaritmu příslušného poměru napětí, v jednotkách decibel [dB], takže

$$A_{\text{dB}} = 20 \log \left| \frac{U_2}{U_1} \right| \quad (4.3)$$

$$P_{\text{dB}} = 20 \log \left| \frac{U_2}{U_1} \right| \quad (4.4)$$

Údaji v dB se často říká zisk, je-li kladný, takže jde o zesílení, nebo útlum, je-li záporný, tj. při zeslabení. Podle uvedeného např. při zesílení

$$\sqrt{2}\text{násobném } P_{\text{dB}} = 20 \log \sqrt{2} = 3 \text{ dB}$$

$$2\text{násobném } P_{\text{dB}} = 20 \log 2 = 6 \text{ dB}$$

$$3,2\text{násobném } P_{\text{dB}} = 20 \log 3,2 = 10 \text{ dB}$$

$$10\text{násobném } P_{\text{dB}} = 20 \log 10 = 20 \text{ dB}$$

$$32\text{násobném } P_{\text{dB}} = 20 \log 32 = 30 \text{ dB}$$

$$100\text{násobném } P_{\text{dB}} = 20 \log 100 = 40 \text{ dB}$$

atd., kdežto naopak při zeslabení na

$$1/\sqrt{2} \quad P_{\text{dB}} = 20 \log 1/\sqrt{2} = 20(-\log \sqrt{2}) = -3 \text{ dB}$$

$$1/2 \quad P_{\text{dB}} = 20 \log 1/2 = 20(-\log 2) = -6 \text{ dB}$$

$$1/3,2 \quad P_{\text{dB}} = 20 \log 1/3,2 = 20(-\log 3,2) = -10 \text{ dB}$$

$$1/10 \quad P_{\text{dB}} = 20 \log 1/10 = 20(-\log 10) = -20 \text{ dB, atd.}$$

Při zjišťování zisku celého zařízení se údaje v dB sečítají, což je poněkud snadnější než násobení. Obojí způsob údajů je rovnocenný; údaj násobků je snad pohodlnější, když potřebujeme z číselných velikostí jednoho napětí zjistit číselné velikosti dalších napětí. Při znázorňování kmitočtových charakteristik v logaritmickém měřítku pro činitele přenosu můžeme snadno získat údaj v dB tím, že svislou stupnici rozdělíme stejnoměrně ještě tak, aby desetinásobné zesílení bylo rovno 20 dB, jak patrně např. z obr. 4.7.

Dalším pojmem, se kterým se často setkáme, je zdůraznění nebo naopak potlačení určité části kmitočtového pásma. Je to opět poměrové číslo, udávající poměr zesílení nebo přenosu v uvažované části pásma k zesílení nebo přenosu při 1 kHz. Uvedeme-li tedy např., že kmitočet 50 Hz je desetinásobně zdůrazněn, znamená to, že zesílení elektronového stupně nebo přenos nějakého čtyřpólu při 50 Hz je desetkrát větší (nebo o 20 dB větší) než při 1 kHz.

Abychom mohli navrhnout zesilovací stupně, musíme nejprve uvážit, jakých zdrojů signálů budeme používat a jaké bude jejich jmenovité napětí. Celkové zesílení předzesilovače musí stačit k tomu, aby se jmenovité napětí nejslabšího zdroje i po případných potřebných kmitočtových korekcích zesílilo na velikost potřebnou k plnému vybuzení výkonové části. Dále musí zesílení krýt základní zeslabení řiditelného korektoru. Požadované kmitočty lze totiž jednotlivými korektory zdůraznit jen tím, že se ostatní část pásma přiměřeně zeslabí tak, aby požadované úseky pásma proti ní patřičně vynikly. Mimoto je vhodné mít ještě aspoň trojnásobnou rezervu zesílení (10 dB), aby nebylo nutno nařizovat regulátor hlasitosti až naplno a hlavně k tomu, aby bylo možno vyrovnat náhodné rozdíly v hlasitosti jednotlivých desek nebo jiných pořadů.

Uvedme příklad: výkonová část potřebuje k plnému vybuzení 0,3 V; k zařazení bude připojen mikrofon s jmenovitým napětím 1 mV, který má plochou kmitočtovou charakteristiku, takže nepotřebuje korekce a mimoto elektromagnetická přenoska se jmenovitým napětím 3 mV při 1 kHz, jejíž napětí, vlivem záznamové charakteristiky desky, potřebuje desetinásobné zdůraznění při 50 Hz, tj. korekční člen se základním útlumem 20 dB. Pro mikrofon by tedy stačilo zesílení $0,3 \text{ V}/0,001 \text{ V} = 300$, (50 dB), avšak pro přenosku je nutné zesílení $0,3 \text{ V}/0,003 \text{ V} = 100$ (40 dB) a k tomu ještě dalších 20 dB na zdůraznění u 50 Hz, tj. celkem 60 dB. Jak patrně, je potřebné zesílení v tomto případě určeno přenoskou, přestože napětí mikrofonu při 1 kHz je menší. Vypočtený zisk je nutno zvětšit ještě o základní útlum 20 dB řiditelného korektoru a o rezervu 10 dB, takže celkový potřebný zisk je 90 dB.

Když máme takto zjištěn potřebný zisk, můžeme již předběžně navrhnout počet zesilovacích stupňů a jejich osazení triodami či pentodami. Zopakujeme si nejprve potřebné základní vzorce pro výpočet elektronkových zesilovacích stupňů.

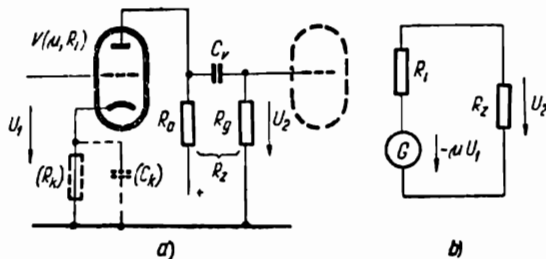
4.2.1 Zesílení elektronky s uzemněnou katodou

Jak známo, působí elektronka, jejíž katoda je pro signál uzemněna (obr. 4.1a*), při malých signálech U_1 na mřížce jako generátor s napětím $-\mu U_1$ a s vnitřním odporem R_i , takže její náhradní zapojení je podle obr. 4.1b, kde odpor zátěže R_z je tvořen anodovým vazebním odporem R_a ,

*) Pro přehlednost nejsou na tomto obrázku ani na žádném dalším schématu této knihy zakreslena žhavicí vlákna elektronek.

který je spojen paralelně s následujícím mřížkovým svodem R_g přes vazební kondenzátor C_v , jehož impedanci prozatím zanedbáme, takže

$$R_z = \frac{R_a R_g}{R_a + R_g} \quad (4.5)$$



Obr. 4.1. Zapojení zesilovací elektronky (a) a její náhradní schéma (b). Katoda elektronky je uzemněna buď přímo, nebo katodovým kondenzátorem (C_k).

Rozdělením napětí $-\mu U_1$ na vnitřní odpor R_i a na odpor zátěže R_z vznikne na zátěži výstupní signální napětí

$$U_2 = -\mu U_1 \frac{R_z}{R_i + R_z}$$

takže zesílení

$$A = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-\mu R_z}{R_i + R_z} \quad (4.6)$$

Jak patrně, je zesílení záporné, což znamená, že elektronka s uzemněnou katodou obrací polaritu signálního napětí. Uvedený vzorec platí v základě pro triody i pentody. U pentod je však zesilovací činitel μ i vnitřní odpor R_i značně velký, takže se podle vzorce (4.6) nepřesně počítá; mimoto se zesilovací činitel pentod často v tabulkách ani neuvádí. Proto upravíme vzorec do vhodnějšího tvaru pomocí Barkhausenovy rovnice, podle níž mezi strmostí S , vnitřním odporem R_i a zesilovacím činitelem u elektronky platí vztah

$$\mu = SR_i$$

takže po dosazení do (4.6)

$$A = \frac{-SR_i R_z}{R_i + R_z} \quad (4.7)$$

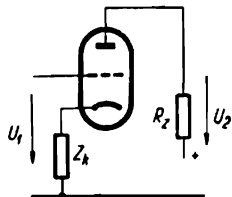
Zatěžovací odpor bývá zpravidla malý v porovnání s vnitřním odporem R_i pentody, takže jej ve jmenovateli můžeme zanedbat a vzorec pro zesílení pentody se tím zjednoduší na tvar

$$A \doteq -SR_z \quad (4.8)$$

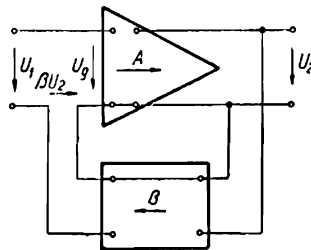
Podle vzorců (4.6) a (4.8) bychom mohli usuzovat, že volbou dosti velkého zatěžovacího odporu lze zesílení triody vystupňovat až na velikost $-\mu$, popř. u pentody neomezeně zvětšit. Ve skutečnosti se však zvětšováním zatěžovacího odporu zmenšuje stejnosměrné anodové napětí, takže pracovní bod elektronky se posune do části, v níž je větší vnitřní odpor a menší strmost. Proto lze u odporově vázaného zesilovacího stupně obvykle dosáhnout zesílení (2/3 až 3/4) μ u triody, což např. u elektronky ECC83, která má $\mu = 100$, činí asi -70 , kdežto u pentody lze dosáhnout zesílení asi -200 .

4.2.2 Zesílení elektronky s katodovou impedancí

Je-li v katodě elektronky zapojen kondenzátorem nepřemostěný odpor pro předpětí (obr. 4.2), vzniká na něm složka signálního napětí U_k , která se přenáší do vstupního obvodu, takže nastává záporná zpětná vazba. Protože



Obr. 4.2. Zapojení zesilovací elektronky s impedancí v katodě.



Obr. 4.3. Skupinové schéma zesilovače se zpětnou vazbou.

dále se budeme se zpětnou vazbou často setkávat, uveďme odvození jejich základních vztahů.

Elektronka s odporem v katodě je jen jedním z případů obecného zapojení zesilovače se zpětnou vazbou podle skupinového schématu na obr. 4.3. Pro zesilovač se zesílením A , u něhož se část výstupního napětí převádí zpět na vstup zpětnovazebním členem, který má napěťový přenos β , platí vztahy

$$U_2 = AU_g \quad (4.9)$$

$$U_g = U_1 + \beta U_2 \quad (4.10)$$

Dosazením z (4.10) do (4.9) a úpravou obdržíme zesílení A_z při zavedené zpětné vazbě

$$A_z = \frac{U_2}{U_1} = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (4.11)$$

Tohoto obecného vzorce můžeme nyní použít pro zapojení elektronky s katodovým odporem nebo obecněji s impedancí Z_k podle obr. 4.2. Pro zesílení A , které elektronka bez zpětné vazby poskytuje na odporu R_z , má-li v anodovém obvodu zařazeny impedance $R_i + R_z + Z_k$, platí obdobně jako v (4.6)

$$A = \frac{-\mu R_z}{R_i + R_z + Z_k}$$

Zpětnovazební napětí zde sice není odbočeno z výstupního napětí, jako na obr. 4.3*), avšak obě tato napětí vznikají stejným proudem, takže pro jejich poměr platí zřejmě vztah

$$\beta = \frac{Z_k}{R_z}$$

takže po dosazení do (4.11) a úpravě je zesílení tohoto stupně

$$A_z = \frac{-\mu R_z}{R_z + R_i + Z_k(\mu + 1)} \quad (4.12)$$

Podle tohoto výsledku elektronka s impedancí Z_k v katodě zesiluje tak, jako kdyby její vnitřní odpor R_i byl zvětšen o $(\mu + 1)$ násobek této impedance. Je-li katodová impedance tvořena nepřemostěným odporem R_k pro předpětí, jehož velikost bývá kolem R_z/μ , je člen $(\mu + 1) R_k$ poněkud větší než R_z a zesílení se tedy katodovým odporem zmenší asi na jednu polovinu velikosti, kterou by mělo při katodovém odporu přemostěném kondenzátorem.

U pentody zjistíme vliv katodové impedance, dosadíme-li do (4.11)

$$A = -SR_z$$

$$\beta = \frac{Z_k}{R_z}$$

takže obdržíme po úpravě

$$A_z = -\frac{SR_z}{1 + SZ_k} = \frac{A}{1 + SZ_k} \quad (4.13)$$

Např. u elektronky EF86 se strmostí 0,001 A/V a s vazebními odpory $R_a = 220 \text{ k}\Omega$, $R_g = 0,82 \text{ M}\Omega$, které podle (4.5) tvoří $R_z = 174 \text{ k}\Omega$, je zesílení bez katodové impedance podle (4.8)

$$A = -0,001 \cdot 174\,000 = -174$$

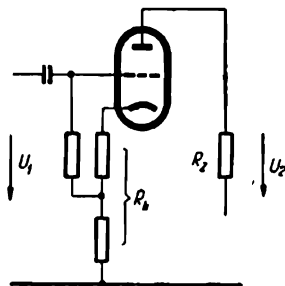
*) Na rozdíl od obr. 4.3 jde zde o zpětnou vazbu proudovou, jejíž vlastnosti budou probárány v odst. 5.4. Pro výpočet zesílení lze však přesto použít výraz (4.11).

Použitím nepřemostěného katodového odporu $2,2 \text{ k}\Omega$ pro předpětí, tj. při $Z_k = 2,2 \text{ k}\Omega$ se zesílení zmenší podle (4.13) na

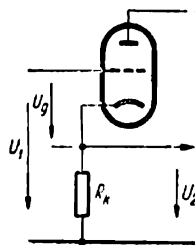
$$A_z = \frac{-174}{1 + 0,001 \cdot 2200} = -55$$

tj. asi na třetinu původní velikosti.

Chceme-li zesílení zmenšit ještě více, než odpovídá nepřemostěnému předpětovému odporu, použijeme v katodě většího odporu a vyvedeme předpětí z jeho odbočky podle obr. 4.4.



Obr. 4.4. Vyvedení předpětí z odbočky katodového odporu.



Obr. 4.5. Katodový sledovač.

4.2.3 Zesílení katodového sledovače

Konečně můžeme zapojit celý zatěžovací odpor do katody a k ní připojit výstup, zatímco anoda se připojí přímo k anodovému napětí. To je tzv. katodový sledovač, který je na obr. 4.5.

Jeho zesílení zjistíme např. tím, že nejprve určíme zesílení pro případ, kdyby nebylo zpětné vazby, tj. kdyby signál U_g byl zaveden přímo mezi mřížku a katodu. Pak by zesílení bylo dáno obdobným vzorcem jako (4.6) až na to, že výstupní napětí má, následkem zapojení zátěže v katodě, stejnou polaritu jako vstupní napětí, takže

$$A = \frac{U_a}{U_g} = \frac{\mu R_k}{R_i + R_k}$$

Ve skutečnosti se však vstupní signál katodovému sledovači přivádí mezi mřížku a zem, takže vzniká záporná vazba celým výstupním napětím, která má však v porovnání se směrem šipky při βU_2 na obr. 4.3 opačnou polaritu, takže

$$\beta = -1$$

Po dosazení těchto výsledků do (4.11) dostaneme po úpravě

$$A_z = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\mu R_k}{R_i + (\mu + 1)R_k} \quad (4.14)$$

Protože jmenovatel tohoto výrazu je větší než číselník, je zesílení vždy poněkud menší než 1 a na rozdíl od předcházejících zapojení je kladné. Např. u ECC83 ($\mu = 100$, $R_i = 80 \text{ k}\Omega$) a při $R_k = 10 \text{ k}\Omega$

$$A_z = \frac{100 \cdot 10\,000}{80\,000 + 101 \cdot 10\,000} = 0,92$$

4.2.4 Výstupní odpor zesilovacích stupňů

Často potřebujeme znát výstupní odpor jednotlivých zapojení elektronky. U zapojení s uzemněnou katodou podle obr. 4.1b je zřejmé, že výstupní odpor na svorkách pro U_2 se skládá z paralelně spojených odporů R_z a R_i , takže

$$R_{\text{ex}} = \frac{R_z R_i}{R_z + R_i} \quad (4.15)$$

U pentody je vnitřní odpor R_i mnohem větší než zátěž R_z , takže obvykle stačí počítat přibližně

$$R_{\text{ex}} \doteq R_z \quad (4.16)$$

U elektronek s impedancí v katodě jsme podle (4.12) došli k výsledku, že působí stejně, jako by jejich vnitřní odpor byl zvětšen o $Z_k(\mu + 1)$. Proto dostaneme také výstupní odpor jako paralelní spojení odporů R_z a $[R_i + Z_k(\mu + 1)]$, tj.

$$R_{\text{ex}} = \frac{R_z [R_i + Z_k(\mu + 1)]}{R_z + R_i + Z_k(\mu + 1)} \quad (4.17)$$

Vstupní odpor triod se tedy katodovým odporem značně zvětší, kdežto u pentod, jejichž vnitřní odpor byl již stejně mnohem větší než R_z , zůstane výstupní odpor téměř nezměněn, tj. R_z .

Výstupní odpor katodového sledovače zjistíme nejnázve jako poměr jeho výstupního napětí ve stavu nezatíženém vnější zátěží, zjištěného z (4.14), k proudu procházejícímu při spojení výstupu nakrátko. Při spojení nakrátko je v anodovém obvodu zřejmě jen odpor R_i , takže procházející anodový proud nakrátko

$$I_{\text{ak}} = \frac{\mu U_1}{R_i}$$

a podle toho je

$$R_{\text{ex}} = \frac{\frac{U_1 \mu R_k}{R_i + (\mu + 1)R_k}}{\frac{\mu U_1}{R_1}}$$

a po úpravě

$$R_{\text{ex}} = \frac{R_i R_k}{R_i + (\mu + 1)R_k} \quad (4.18)$$

Pro elektronku s velkým μ lze 1 proti μ zanedbat, takže předchozí výsledek lze upravit do tvaru

$$R_{\text{ex}} = \frac{\frac{R_i}{\mu} R_k}{\frac{R_i}{\mu} + R_k} \quad (4.19)$$

kam z Barkhausenovy rovnice lze za $\frac{R_i}{\mu}$ dosadit $\frac{1}{S}$, takže

$$R_{\text{ex}} = \frac{\frac{1}{S} R_k}{\frac{1}{S} + R_k} \quad (4.20)$$

Výstupní odpor je tedy stejný jako u paralelního spojení odporu R_k s odporem $1/S$. Např. u elektronky se strmostí 2 mA/V, u níž $1/S = 500 \Omega$ a při $R_k = 10 \text{ k}\Omega$ bude

$$R_{\text{ex}} = \frac{500 \cdot 10\,000}{500 + 10\,000} = 475 \Omega$$

Výstupní odpor se tedy neliší příliš od odporu $1/S$ a je mnohem menší než u elektronky s uzemněnou katodou. Proto katodový sledovač snese připojení malé vnější zatěžovací impedance, popř. kapacity dlouhého spojovacího vedení bez újmy pro vysoké kmitočty.

4.3 VAZEBNÍ A KOREKČNÍ ČLÁNKY RC

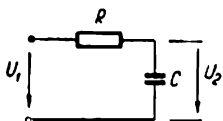
V řídicím zesilovači a v nf technice vůbec se často setkáváme se čtyřpóly složenými z kapacit a odporů, tzv. články RC. Někdy jsou jejich prvky tvořeny vazebními členy mezi jednotlivými elektronkami nebo přímo parametry elektronek, jako vnitřním odporem nebo kapacitou. Jindy jsou

články *RC* vloženy záměrně do vazebních kombinací, aby tím vznikly korektory („vyrovnávače“), které opravují kmitočtové nedostatky jednotlivých zdrojů signálu. Konečně dalším případem jsou regulovatelné, popř. přepínatelné korektory, které slouží k říditelnému přizpůsobení kmitočtové závislosti celého zařízení.

Používání různých korekčních článků se neřídí vždy jen technickými požadavky, nýbrž podléhá často i módě a v literatuře najdeme o nich vzájemně si odporující tvrzení. Je proto účelné seznámit se podrobněji s postupem výpočtu a návrhu těchto článků, tak abychom nebyli závislí na údajích různých návodů.

4.3.1 Jednoduché články *RC*

Uvažujme nejprve případ jednoduchého sériového článku *RC*, jakého někdy používáme k potlačení vyšších tónů, např. u přenosky. Článek je složen z předřadného odporu *R*, ve kterém může být zahrnut vnitřní odpor zdroje, a z paralelního kondenzátoru *C*, z něhož odebíráme výstupní napětí (obr. 4.6). Tento článek tvoří jednoduchý napěťový dělič, na němž se napětí rozdělí v poměru impedancí jednotlivých členů. Protože impedance kondenzátoru při kmitočtu *f* má velikost $\frac{1}{j2\pi fC}$, kde $j = \sqrt{-1}$, platí pro činitel přenosu napětí



Obr. 4.6. Sériový článek *RC* s výstupem z kondenzátoru.

$$P = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{R + \frac{1}{j2\pi fC}}$$

což se vynásobením $j2\pi fC$ zjednoduší na tvar

$$P = \frac{1}{1 + j2\pi fRC} \quad (4.21)$$

Součin *RC* je tzv. časová konstanta, která má rozměr vteřin, její převrtná hodnota má proto rozměr 1/s a představuje jakýsi úhlový kmitočet $\omega_{mh} = 1/RC$ nebo kmitočet v Hz

$$f_{mh} = \frac{1}{2\pi RC} \quad [\text{Hz}; \Omega; \text{F}] \quad (4.22)$$

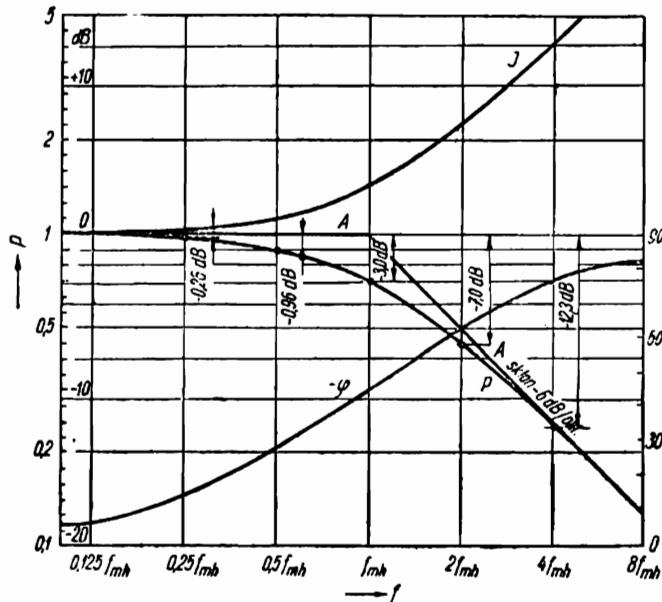
Dosazením za *RC* z (4.22) do (4.21) dostáváme

$$P = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{mh}}} \quad (4.23)$$

Absolutní velikost P je podle známých pravidel počítání s komplexními čísly

$$|P| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{mh}}\right)^2}} \quad (4.24)$$

Uvažme nejprve průběh jmenovatele tohoto zlomku. Pro kmitočty dostatečně nižší než f_{mh} je druhý člen malý proti 1, takže výsledná velikost odmocniny je jen nepatrně větší než 1. Při kmitočtu f_{mh} se druhý člen



Obr. 4.7. Kmitočtová a fázová charakteristika článku RC z obr. 4.6.

rovná 1, takže jmenovatel je $\sqrt{2} = 1,41$. Konečně pro kmitočty značně vyšší než f_{mh} se jmenovatel rovná přibližně $\frac{f}{f_{mh}}$. Při znázornění v logaritmickém měřítku, kde na vodorovné ose vynášíme kmitočty např. v oktávách a na svislé ose výsledek v decibelech, je proto velikost jmenovatele vyjádřena čarou J , která je při nízkých kmitočtech přibližně vodorovná, v okolí kmitočtu f_{mh} začíná stoupat a dále stoupá úměrně s kmitočtem, tj. sklonem 6 dB na oktávu (obr. 4.7).

Velikost přenosu P se rovná převratné hodnotě jmenovatele J , což při znázornění ve stejném měřítku znamená, že probíhá podle křivky P , která je zrcadlovým obrazem křivky J . Kmitočtová závislost výstupního napětí probíhá tedy tak, že při kmitočtech, které jsou mnohem nižší než f_{mh} , člunek přenáší téměř plné vstupní napětí, takže $P_0 = 1$, tj. 0 dB, v blízkosti f_{mh} se přenos poněkud zmenšuje, až při f_{mh} se zmenší na $1/\sqrt{2} = 0,71$, takže útlum je 3 dB. Dále se přenos zmenšuje stále rychleji, až pro kmitočty značně vyšší než f_{mh} se zmenšuje o polovinu, tj. o 6 dB na každou oktávu. Kmitočet f_{mh} se proto nazývá mezní, v tomto případě horní mezní kmitočet. Je to kmitočet, při kterém se reaktance kondenzátoru číselně rovná velikosti odporu.

Abychom tento průběh pro další úvahy zjednodušili, budeme jej kreslit jen lomenou čarou $A-A$, přičemž si pamatujeme, že tato čára souhlasí se skutečným průběhem jen pro kmitočty vzdálené od f_{mh} , kdežto pro f_{mh} je skutečný přenos o 3 dB menší.

Výstupní napětí článku je současně fázově zpožděno za vstupním, takže činitel přenosu má fázové zpoždění, které zjistíme jako poměr imaginární složky k reálné složce. Úpravou rovnice (4.23) dostaneme

$$P = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_{mh}}\right)^2} - j \frac{\frac{f}{f_{mh}}}{1 + \left(\frac{f}{f_{mh}}\right)^2} = A + jB$$

a z toho

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B}{A} = - \frac{f}{f_{mh}} \quad (4.25)$$

Průběh tohoto posunu je vyznačen čarou φ na obr. 4.7, z níž je vidět, že při mezním kmitočtu je zpoždění 45° .

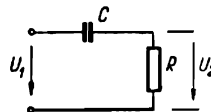
Člunek tohoto druhu je i bez úmyslného zásahu v každém zesilovacím stupni, přičemž odpor R je tvořen výstupním odporem předcházejícího zdroje nebo stupně a kondenzátor C je tvořen vstupní kapacitou následující elektroniky, spojů a součástí proti zemi. Proto je nutno při návrhu dbát toho, aby celkový útlum působený všemi těmito články nepřestoupil přípustnou mez. Jsou-li tedy v řídícím zesilovači např. tři stupně, jejichž vstupy tvoří tři přibližně stejné články tohoto druhu, a dovolíme-li celkový útlum 2 dB při 16 kHz, připadá na každý člunek přípustný útlum 0,67 dB. Na obr. 4.7 jsou vyznačeny velikosti útlumu jednoho článku při kmitočtech ležících 1 a 2 oktávy pod a nad mezním kmitočtem. Z toho lze odečíst, že útlum 0,67 dB nastává asi 1,5 oktávy pod mezním kmitočtem

*) Kmitočtový průběh přenosu a jeho fázového posunu označujeme často jako kmitočtovou a fázovou charakteristiku.

a že tudíž každý členek musí mít mezní kmitočet asi o 1,5 oktávy vyšší než 16 kHz, tj. 45 kHz.

Jako další příklad probereme vazbu mezi dvěma stupni zesilovače pomocí článku RC složeného z vazebního kondenzátoru C a z mřížkového svodu R (obr. 4.8). Pro jednoduchoost zatím neuvažujeme výstupní odpor předcházející elektronky ani vstupní kapacitu následující elektronky. Kondenzátor a odpor tvoří opět napěťový dělič, v němž však tentokrát odebíráme výstupní napětí z odporu, takže přenos

$$P = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R}{R + \frac{1}{j2\pi fC}}$$



Obr. 4.8. Sériový článek RC s výstupem z odporu.

Podobně jako v předchozím případě zavedeme mezní, tentokrát dolní mezní kmitočet $f_{md} = \frac{1}{2\pi RC}$, při němž se reaktance kondenzátoru číselně rovná odporu. Dosazením tohoto kmitočtu do předcházející rovnice dostaneme po úpravě

$$P = \frac{1}{1 - j \frac{f_{md}}{f}} \quad (4.26)$$

popř. absolutní velikost

$$|P| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{md}}{f}\right)^2}}$$

Tento výraz má podobný tvar jako vzorec (4.23), avšak místo $\frac{f}{f_{mh}}$ je zde $\frac{f_{md}}{f}$. Při znázornění v logaritmicím měřítku pro f to znamená, že zatímco průběh podle (4.23) klesal ve směru k vyšším kmitočtům, bude průběh podle (4.26) klesat ve směru opačném, tj. k nižším kmitočtům, a bude tedy vodorovně zrcadlově převráceným obrazem průběhu podle (4.23), jak je znázorněno na obr. 4.9. Pro velmi vysoké kmitočty přenáší článek plné vstupní napětí, takže $P_\infty = 1$, tj. 0 dB; při dolním mezním kmitočtu f_{md} je $P = 0,71$, takže útlum je 3 dB, a při nižších kmitočtech se útlum zvětšuje sklonem až 6 dB na oktávu. Tento výsledek opět znázorníme zjednodušeně lomenou čarou $B-B$.

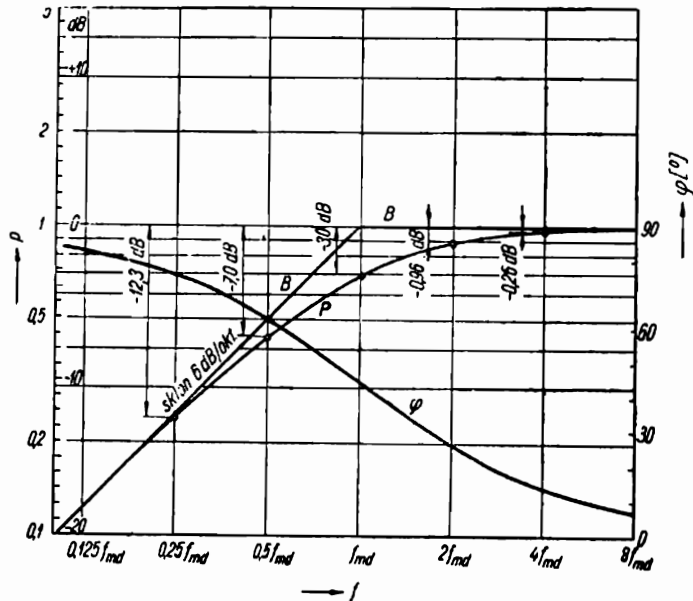
Fázový úhel činitele přenosu zjistíme podobně jako v předchozím příkladě úpravou rovnice (4.26)

$$P = \frac{1}{1 + \left(\frac{f_{md}}{f}\right)^2} + j \frac{\frac{f_{md}}{f}}{1 + \left(\frac{f_{md}}{f}\right)^2} = A + jB$$

a z toho

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B}{A} = \frac{f_{md}}{f} \quad (4.27)$$

Výstupní napětí tedy předbíhá vstupní napětí o úhel, jehož průběh je znázorněn čarou φ na obr. 4.9. Při mezním kmitočtu je fázový posun 45° .



Obr. 4.9. Kmitočtová a fázová charakteristika článku RC z obr. 4.8.

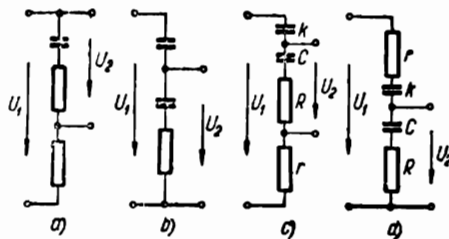
Podobně jako v předchozím příkladu je i těchto článků v každém zesilovači větší počet; jsou všude tam, kde jsou dva stupně odděleny vazebním kondenzátorem. Mimoto, jak probereme dále, tvoří i každý člen RC v katodě nebo ve stínici mřížce článek podobného charakteru. Požadujeme-li tedy, aby např. čtyři takové členy působily u kmitočtu 20 Hz celkový útlum 3 dB, takže na jeden připadá 0,75 dB, odečteme z obr. 4.9, že tento pokles

nastává asi u $2,5 f_{md}$, takže mezní kmitočet každého článku smí být nejvýše asi 8 Hz.

4.3.2 Obecný sériový článek RC

V prvním příkladě jsme probrali případ, kdy se výstupní napětí odebíralo z kondenzátoru sériového článku RC, kdežto v druhém příkladu se odebíralo z odporu. Nyní můžeme případ zobecnit tak, že výstupní napětí se odebírá z kondenzátoru a z části odporu (obr. 4.10a), nebo z odporu a z části kapacity, tj. z jednoho ze dvou sériově řazených kondenzátorů (obr. 4.10b), popř. z části odporu a části kapacity (obr. 4.10c). Přitom samozřejmě nezáleží na pořadí jednotlivých sériových prvků, takže např. případ 4.10c je totožný s případem 4.10d, u něhož vstup a výstup mají jednu svorku společnou.

Pro obecný případ podle obr. 4.10d platí pro rozdělení napětí děličem $(R + C)$, $(k + r)$



Obr. 4.10. Obecné sériové články RC: a) kondenzátor a dva odpory, b) odpor a dva kondenzátory, c, d) dva odpory a dva kondenzátory.

$$P = \frac{R + \frac{1}{j2\pi fC}}{R + \frac{1}{j2\pi fC} + r + \frac{1}{j2\pi fk}}$$

což lze upravit na

$$P = \frac{k}{C + k} \frac{1 + j2\pi fRC}{1 + j2\pi f(R + r) \frac{Ck}{C + k}} \quad (4.28)$$

Zde označíme

$$P_0 = \frac{k}{C + k} \quad (4.29)$$

tj. přenos při velmi nízkém kmitočtu, při němž jsou odpory R , r zanedbatelné proti reaktanci kondenzátorů C , k . Dále označíme

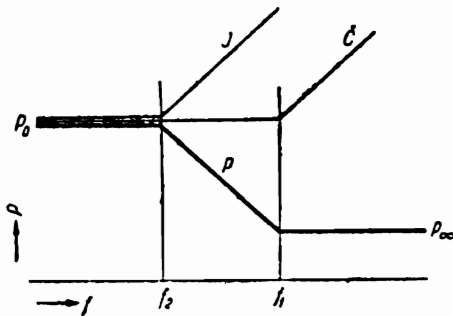
$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.30)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R+r) \frac{Ck}{C+k}} \quad (4.31)$$

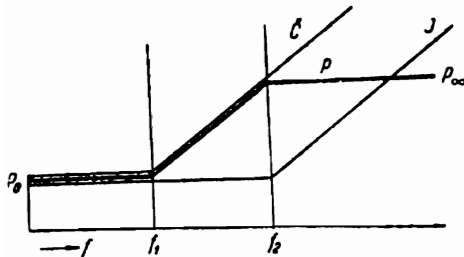
Činitel $\frac{Ck}{C+k}$ znamená výslednou kapacitu sériově spojených kondenzátorů C a k a pro přehlednost jej nadále budeme označovat znakem $C \& k$. Podobně budeme paralelně spojené odpory, např. R a r , označovat dále znakem $R \& r$, přičemž opět velikost tohoto znaku je $\frac{Rr}{R+r}$. Podle tohoto označení můžeme předcházející rovnici přepsat stručněji

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R+r)(C \& k)} \quad (4.32)$$

Pomocí (4.29) až (4.31) přepíšeme rovnici (4.28)



Obr. 4.11. Zjednodušená kmitočtová charakteristika obecného článku RC potlačujícího vyšší kmitočty.



Obr. 4.12. Zjednodušená kmitočtová charakteristika obecného článku RC zdůrazňujícího vyšší kmitočty.

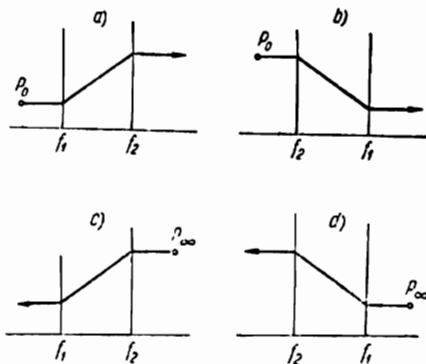
$$P = P_0 \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}} \quad (4.33)$$

Čitatel tohoto zlomku má při zjednodušeném znázornění lomenou čarou průběh \check{C} (obr. 4.11), tj. zůstává stálý až do kmitočtu f_1 a pak se zvětšuje rychlostí 6 dB na oktávu. Podobně jmenovatel zlomku má průběh podle čáry J a zvětšuje se od kmitočtu f_2 . Výsledek P vznikne odečtením pořadnic jmenovatele od pořadnic čitatele a má proto průběh, který začíná klesat u f_2 a přestává klesat u f_1 . To platí ovšem jen pro případ, kdy $f_1 > f_2$. Protože f_2 závisí na sériovém spojení obou kapacit, které je menší než kapacita C , a na sériovém spojení obou odporů, které je větší než odpor R , může být f_2 někdy také větší než f_1 , takže přenos může mít průběh také podle obr. 4.12. Obecně tedy průběh, který

vychází z hodnoty P_0 při nízkém kmitočtu zvětší svůj sklon o 6 dB na oktávu při postupu směrem vpravo u kmitočtu f_1 , který je v čitateli, a opět jej zmenší o 6 dB na oktávu u kmitočtu f_2 , který je ve jmenovateli. Podle toho, zda je vyšší f_2 či f_1 , probíhá výsledek buď podle obr. 4.13a, takže obvod vyší kmitočty zdůrazňuje, nebo 4.13b, kde obvod vyší kmitočty potlačuje.

Tvar (4.33) je výhodný v případě, že vycházíme ze základní úrovně přenosu při nízkém kmitočtu, tj. nižším než f_1 i f_2 , a hodí se proto pro výpočet korekcí horní části pásma. Jde-li naopak o korekce dolní části pásma, je výhodnější vycházet ze základní úrovně při vysokém kmitočtu, ležícím nad f_1 i f_2 , a pak je lépe upravit rovnici (4.28) na tvar

$$P = \frac{R}{R+r} \frac{1 - j \frac{1}{2\pi f RC}}{1 - j \frac{C+k}{2\pi f C k (R+r)}}$$



Obr. 4.13. Odvození zjednodušených kmitočtových charakteristik obecného článku RC.

kteřý opět přepíšeme zjednodušeně

$$P = P_\infty \frac{1 - j \frac{f_1}{f}}{1 - j \frac{f_2}{f}} \quad (4.34)$$

kde

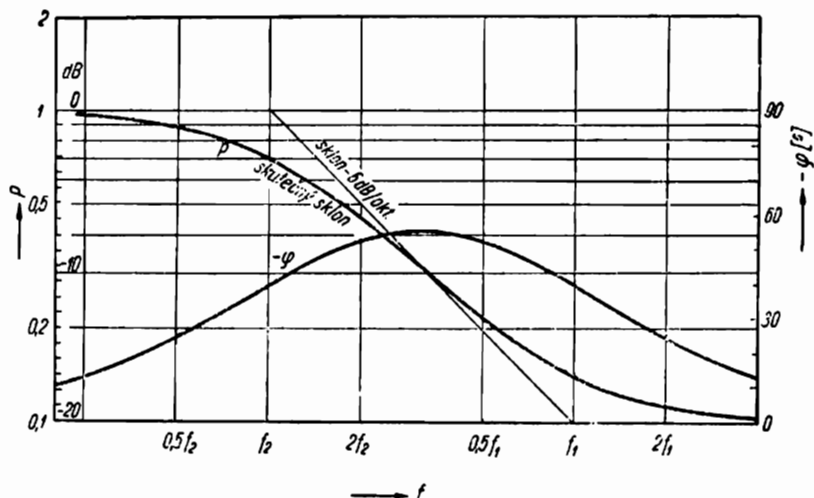
$$P_\infty = \frac{R}{R+r} \quad (4.35)$$

značí přenos při velmi vysokém kmitočtu a f_1 i f_2 jsou určeny výrazy (4.30) a (4.31). V tomto případě vycházíme při znázorňování od vysokých kmitočtů, při nichž je přenos P_∞ , a postupujeme směrem vlevo, přičemž průběh zvětší svůj sklon o 6 dB na oktávu u kmitočtu f_1 , který je v čitateli, a opět jej o 6 dB na oktávu zmenší u kmitočtu f_2 , který je ve jmenovateli. O tom, zda obvod zdůrazňuje či potlačuje nižší kmitočty, rozhoduje opět okolnost, zda je větší f_1 či f_2 (obr. 4.13c, d).

Protože ve skloněné části lomeného průběhu se přenos dvojnásobně zvětšuje či zmenšuje na každou oktávu, je také poměr úrovní $P_\infty : P_0$ stejný jako poměr příslušných kmitočtů $f_2 : f_1$. Je-li tedy např. $f_2 = 10 f_1$,

vznikne tím desetinásobné zdůraznění výšek, popř. desetinásobné potlačení hloubek.

Takto získané lomené čáry vystihují jen zjednodušené průběhy. Skutečný průběh P by nabyl sklonu 6 dB na oktávu až v dostatečné vzdálenosti mezi oběma zlomy, tj. jen tehdy, kdyby kmitočty f_1 a f_2 byly dostatečně



Obr. 4.14. Porovnání skutečné a zjednodušené kmitočtové charakteristiky obecného članku RC a jeho fázová charakteristika.

daleko od sebe, kdežto v jejich okolí má sklon menší. Proto, jsou-li oba kmitočty blízko sebe, nevznikne nikde sklon 6 dB na oktávu, nýbrž jen tím menší, čím jsou f_1 a f_2 blíže k sobě, jak patrně z průběhu P na obr. 4.14, u něhož bylo zvoleno $f_1 = 10 f_2$.

Fázový posun φ činitele P bychom zjistili opět obdobně jako v předchozích příkladech; došli bychom k výrazu

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{f(f_2 - f_1)}{f^2 + f_1 f_2} \quad (4.36)$$

Při kmitočtech f_1 i f_2 má tento posun stejnou velikost

$$\operatorname{tg} \varphi_{1,2} = \frac{f_2 - f_1}{f_2 + f_1} \quad (4.37)$$

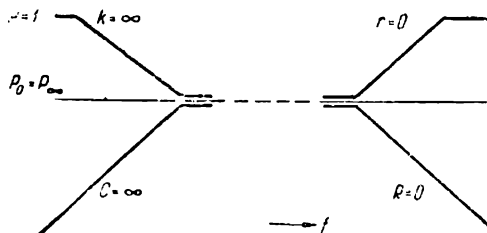
kdežto největší je uprostřed obou kmitočtů f_1 , f_2 , a to

$$\operatorname{tg} \varphi_{\max} = \frac{f_2 - f_1}{2\sqrt{f_2 f_1}} \quad (4.38)$$

Průběh tohoto posunu je na obr. 4.14; posun je kladný, je-li $f_2 > f_1$, a záporný, je-li $f_2 < f_1$. Tento člunek působí tedy také fázový posun, který však je vždy menší než 90° a mimoto při zvýšení kmitočtu v oblasti mimo f_1 až f_2 opět sám zmizí.

Z obecného člunku podle obr. 4.10 lze vytvořit řadu dalších člunků tím, že některý jeho prvek spojíme nakrátko, čímž vzniknou průběhy podle obr. 4.15. Tak např.

člunek s přenosem podle čáry $r = 0$ vznikne tím, že spojíme nakrátko odpor r , tj. dosadíme do (4.28) $r = 0$. Podobně přenos průběhu podle čáry $C = \infty$ vznikne tím, že spojíme nakrátko kondenzátor C , čímž dostaneme obvyklou vazbu kondenzátorem k mezi zdrojem s výstupním odporem r a mezi následující elektronkou s mřížkovým svodem R . V tomto případě bychom zjistili, že kmitočet $f_1 = 0$ následkem spojení C nakrátko a kmitočet f_2 , který nyní tvoří dolní mezní kmitočet člunku, má velikost

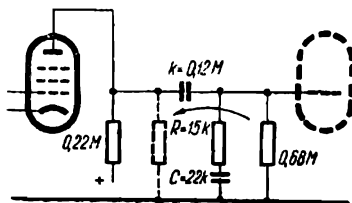


Obr. 4.15. Kmitočtové charakteristiky při spojení některého členu obecného sériového člunku nakrátko.

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R + r)k} \quad (4.39)$$

což vyplývá také z toho, že jde o člunek v podstatě stejný jako na obr. 4.8, jehož celkový odpor je $(R + r)$, přičemž však odebíráme výstupní napětí jen z části R celkového odporu. Výsledek (4.39) je důležitý pro stanovení dolního mezního kmitočtu vazeb RC mezi zesilovacími stupni.

Zvláštní případ nastane, je-li $P_0 = P_\infty$. Pak je také $f_1 = f_2$ a výsledný průběh je kmitočtově nezávislý, takže dělič je kmitočtově vykompenzován.



Obr. 4.16. Vyrovnávač pro korekci hlubokých tónů u elektromagnetické přenosky.

Jako příklad úplného člunku podle obr. 4.10d uvedme vyrovnávač podle obr. 4.16, který má opravit pokles hlubokých tónů v záznamové charakteristice dlouhohrající gramofonové desky snímané elektromagnetickou přenoskou. K tomu je nutné zdůraznění nízkých kmitočtů začínající u $f_1 = 500$ Hz a dosahující desetinásobku u $f_2 = 50$ Hz. Přitom odpor r je tvořen výstupním odporem předcházející elektronky EF86 ($R_i > 3$ M Ω), která

má vazební odpor $R_s = 0,22 \text{ M}\Omega$, k je vazební kondenzátor a C , R jsou členy vyrovnávače přidané paralelně k mřížkovému odporu následující elektronky, který má velikost $0,68 \text{ M}\Omega$, takže jej nemůžeme zanedbat, ale počítáme tak, jako by byl spojen paralelně s R_s , tj. jako by byl přemístěn podle šipky na obr. 4.16. To sice nesouhlasí zcela se skutečností, ale umožňuje zjednodušit výpočet a nepůsobí podstatnou chybou výsledku, pokud mezní kmitočet vazby, zjištěný podle (4.39) je značně nižší než kmitočet f_2 vyrovnávače. Výstupní odpor zdroje, skládající se z paralelních odporů $0,22 \text{ M}\Omega$, $3 \text{ M}\Omega$ a $0,68 \text{ M}\Omega$, je pak

$$r = 157 \text{ k}\Omega$$

Dělením rovnic (4.30) a (4.31) dostaneme

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{k}{C+k} \frac{R+r}{R} \quad (4.40)$$

Přítom člen $\frac{k}{C+k}$ je zeslabení při nulovém kmitočtu, o něž bude celkové zeslabení větší, než je nutno k dosažení požadovaného desetinásobného zdůraznění. Aby tedy nevzniklo zbytečně velké zeslabení, měli bychom tento poměr volit co nejbližší jednotce, tj. k co největší proti C , takže nejlepší by bylo $k = \infty$, tj. zkrat. Protože však nějaký kondenzátor musí mezi oběma stupni zůstat k oddělení anodového napětí, volíme např. $k = 6C$, takže pak

$$\frac{k}{C+k} = \frac{6C}{C+6C} = 0,86$$

Dosažením této hodnoty a $\frac{f_1}{f_2} = 10$ do (4.40) a řešením dostaneme

$$R = 157\,000 \frac{0,86}{10 - 0,86} \doteq 15 \text{ k}\Omega$$

a z rovnice (4.30)

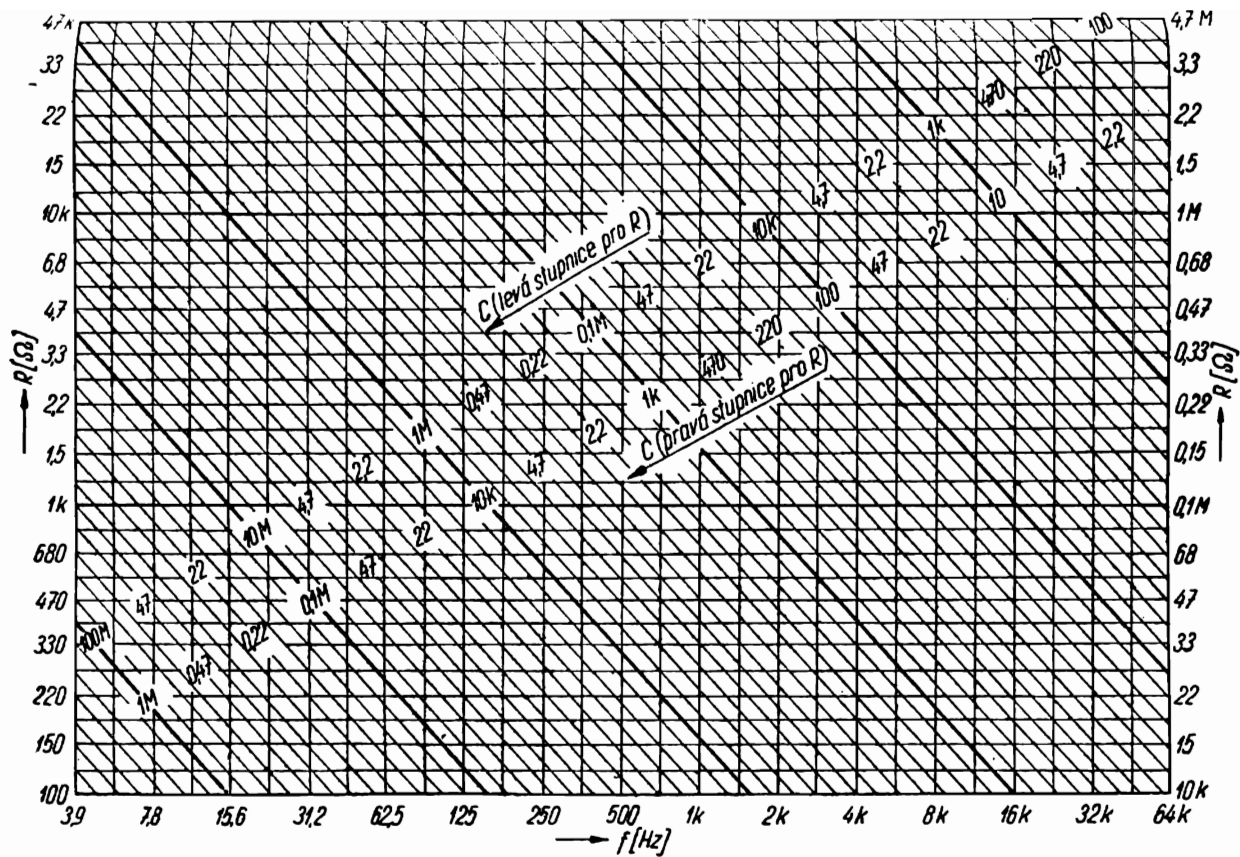
$$C = \frac{1}{2\pi f_1 R} = \frac{1}{6,28 \cdot 500 \cdot 15\,000} \doteq 0,022 \text{ }\mu\text{F}$$

Na obr. 4.17 je nomogram, z něhož lze poslední výsledek určit bez výpočtu. V nomogramu jsou uvedeny normalizované stupně odporů a kondenzátorů podle stupnice E 12.

Protože jsme zvolili $k = 6C$, musí být vazební kondenzátor

$$k \doteq 0,12 \text{ }\mu\text{F}$$

Jako další příklad vypočteme vyrovnávací článek k magnetofonu s rychlostí posunu $9,5 \text{ cm/s}$, který má podle odst. 2.4 způsobit zdůraznění



Obr. 4.17. Nomogram pro řešení vztahu $C = \frac{1}{2\pi f R}$. Stupně R a C jsou značeny pro hodnoty 1—1,2—1,5—2,2—2,7—3,3—3,9—4,7—5,6—6,8—8,2—10. Horní stupnice pro C platí ve spojení s levou stupnicí R , dolní stupnice C ve spojení s pravou stupnicí R .

nízkých kmitočtů pod $f_1 = 800$ Hz, dosahující šestnáctinásobku u $f_2 = 50$ Hz. Předpokládejme tentokrát, že vyrovnávač je zapojen za elektronkou ECC83 ($R_i = 80$ k Ω), jejíž anodový odpor $R_a = 0,22$ M Ω . Mřížkový odpor následující elektronky $0,68$ M Ω považujeme přibližně, při zanedbání oddělovacího kondenzátoru k , za paralelně připojený k R_a , takže počítáme s výstupním odporem složeným z paralelních 80 k Ω , 220 k Ω a $0,68$ M Ω , tj.

$$r = 54 \text{ k}\Omega$$

Ze stejných důvodů jako v předchozím příkladě volíme kondenzátor k co největší proti C , např. $k = 5C$, takže

$$\frac{k}{C + k} = 0,83$$

a dosazením této hodnoty a zároveň $\frac{f_1}{f_2} = 16$ do (4.40) dostaneme

$$R = 54\,000 \frac{0,83}{16 - 0,83} \doteq 3 \text{ k}\Omega$$

Dále z rovnice (4.30) nebo z nomogramu na obr. 4.17 určíme

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 800 \cdot 3000} \doteq 0,068 \text{ }\mu\text{F}$$

a konečně

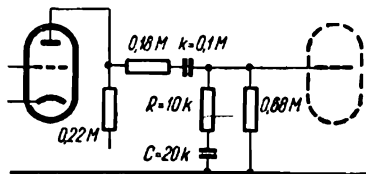
$$k = 5C \doteq 0,33 \text{ }\mu\text{F}$$

Takto vypočtený článek by sice měl požadovaný průběh přenosu, avšak potřebná kapacita k je nevhodně velká. Můžeme proto zvětšit výstupní odpor r sériovým přiřazením dalšího odporu 180 k Ω , (obr. 4.18), čímž se r zvětší (včetně paralelního $0,68$ M Ω) na 177 k Ω , tj. 3,3krát; a všechny ostatní impedance zvětšíme také ve stejném poměru, takže budou

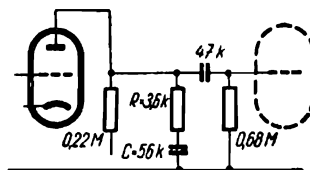
$$R = 10 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0,02 \text{ }\mu\text{F}$$

$$k = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$$



Obr. 4.18. Vyrovnávač pro korekci hlubokých tónů u magnetofonové hlavy.



Obr. 4.19. Vyrovnávač zařazený před vazební kondenzátor.

Použití velkého vazebního kondenzátoru v článku můžeme zabránit také tak, že jej podle obr. 4.19 zařadíme až za vyrovnávač. Pak je předřadná kapacita vyrovnávače $k = \infty$, takže

$$\frac{k}{C + k} \doteq 1$$

a po dosazení této hodnoty dostaneme z (4.40) a (4.31)

$$R = 3,6 \text{ k}\Omega$$

$$C = 0,056 \text{ }\mu\text{F}$$

Při volbě vazebního kondenzátoru přihlížíme pak jen k tomu, aby nepůsobil úbytek nejhlubších tónů, takže stačí např. 47 nF. Nevýhodou tohoto zapojení je však to, že na kondenzátoru C je stejnosměrné aperiodové napětí, takže by např. jeho přepínáním vznikalo praskání.

4.3.3 Paralelně řazené články RC

Jiný článek, který se v různých obměnách často vyskytuje, vznikne paralelním řazením dvou větví se členy RC podle obr. 4.20. Pro jeho přenos odvodíme opět jako u děliče výraz, který po odstranění složek zlomků má tvar

$$P = \frac{R}{R + r} \frac{1 + j2\pi f r k}{1 + j2\pi f \frac{Rr}{R + r} (C + k)} \quad (4.41)$$

kde označíme opět

$$P_0 = \frac{R}{R + r} \quad (4.42)$$

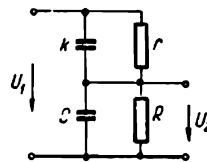
tj. přenos při velmi nízkém kmitočtu vlivem samotného odporového děliče $R - r$, a dále

$$f_1 = \frac{1}{2\pi r k} \quad (4.43)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R + r)(C + k)} \quad (4.44)$$

takže rovnici (4.41) zjednodušíme na již známý tvar

$$P = P_0 \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}} \quad (4.33)$$



Obr. 4.20. Paralelně řazené články RC.

Místo tohoto tvaru můžeme vycházet z přenosu P_∞ při velmi vyokém kmitočtu

$$P_\infty = \frac{k}{C + k} \quad (4.45)$$

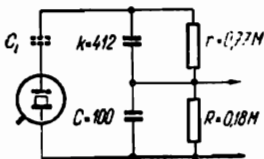
jehož dosazením do (4.41) dostaneme po úpravě již známý výsledek

$$P = P_\infty \frac{1 - j \frac{f_1}{f}}{1 - j \frac{f_2}{f}} \quad (4.34)$$

kde pro f_1 a f_2 platí výrazy (4.43) a (4.44).

Vynecháním některého prvku ze zapojení podle obr. 4.20 můžeme opět jako u článku z obr. 4.10d dostat řadu různých korekčních členů. Je-li $P_0 = P_\infty$, je zároveň $f_1 = f_2$ a výsledný přenos je kmitočtově nezávislý, takže dělič je kmitočtově vykompenzován.

Jako příklad paralelního článku RC vypočteme vyrovnávací člen pro přehrávání dlouhohrajících desek piezoelektrickou přenoskou. Jak jsme poznali v odst. 2.3, je k tomu třeba zdůraznění počínajícího u $f_1 = 500$ Hz a pokračujícího až k $f_2 = 2120$ Hz. Protože napětí piezoelektrické přenosky je řádu 0,3 V, může být vyrovnávací zapojen přímo na přenosku podle obr. 4.21. Kondenzátor C_i je tvořen vnitřní kapacitou přenosky, která je několik tisíc pikofaradů a vyžaduje, aby celkový odpor ($R + r$) byl aspoň řádu 1 M Ω ; jinak jí nepotřebujeme dbát. C je vstupní kapacita elektronky ECC83, která je v daném případě 100 pF. Dále známe odpor R , který je tvořen potenciometrem 0,22 M Ω a paralelním mřížkovým odporem 1 M Ω , takže $R = 180$ k Ω . Hledáme tedy velikost r a k a postupujeme např. tak, že kapacitu k vypočtenou z (4.43) dosadíme do (4.44) a řešením podle r dostaneme



Obr. 4.21. Vyrovnávací pro piezoelektrickou přenoskou.

$$r = \left(\frac{f_2}{f_1} - 1 \right) \frac{R}{1 - 2\pi f_2 RC} =$$

$$= \left(\frac{2120}{500} - 1 \right) \frac{180\,000}{1 - 6,28 \cdot 2120 \cdot 180\,000 \cdot 10^{-10}} = 0,77 \text{ M}\Omega$$

a pak z (4.43) zjistíme

$$k = \frac{1}{6,28 \cdot 500 \cdot 770\,000} = 412 \text{ pF}$$

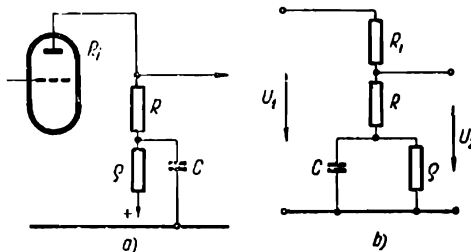
4.3.4 Jiné články RC

Paralelní a sériové spojování odporů a kondenzátorů lze také kombinovat a vytvářet tak nejrůznější články složitější. Z podrobnějšího rozboru vyplývá, že jednoduchými výrazy (4.23), (4.26), (4.33), (4.34) lze vystihnout přenos jen u článků RC obsahujících jediný kondenzátor nebo v některých zvláštních případech článků se dvěma kondenzátory, jako byly články z obr. 4.10 a 4.20. Potřebné parametry P_0 , P_∞ , f_1 , f_2 lze v těchto případech zjistit zcela mechanicky bez početního odvozování, zapamatujeme-li si následující postup:

Nejprve určíme přenos P_0 , tak jako u děliče, u něhož odpory spojené v sérii s kondenzátorem zanedbáme proti reaktanci tohoto kondenzátoru a admitanci kondenzátorů spojených paralelně s odporem zanedbáme proti vodivosti tohoto odporu. Dále zjistíme P_∞ jako u děliče, u něhož reaktanci kondenzátorů spojených v sérii s odporem zanedbáme proti tomuto odporu a vodivost odporů spojených paralelně s kondenzátorem zanedbáme proti admitanci tohoto kondenzátoru. Jsou-li P_0 i P_∞ odlišné od nuly, platí pro přenos článku kterýkoli z výrazů (4.33), (4.34). Kmitočet f_1 v čitateli zjistíme podle [13] tím, že si představíme výstupní svorky článku spojené nakrátko, vstupní svorky rozpojené a vypočteme vlastní kmitočet uzavřeného článku RC, který takto upravený obvod obsahuje. Podobně kmitočet f_2 ve jmenovateli se zjistí tím, že si představíme výstupní svorky rozpojené, a vstupní spojené nakrátko a vypočteme vlastní kmitočet uzavřeného článku RC, který takto upravený obvod obsahuje.

Je-li některý z přenosů P_0 , P_∞ nulový, např. $P_0 = 0$, má přenos článku tvar (4.26) násobený činitelem P_∞ , kdežto je-li $P_\infty = 0$, má přenos tvar (4.23) násobený činitelem P_0 . V těchto případech odpadá kmitočet v čitateli a kmitočet ve jmenovateli se zjistí stejně jako f_2 v předchozím odstavci.

Uvedme jako příklad obvod podle obr. 4.22a, kde elektronku nahradíme zdrojem s vnitřním odporem R_i , podle náhradního schématu 4.22b. Při nulovém kmitočtu je přenos



Obr. 4.22a. Obvod pro zdůraznění nízkých kmitočtů, zapojený v anodě elektronky; b) náhradní schéma.

$$P_0 = \frac{\rho + R}{\rho + R + R_i} \quad (4.46)$$

kdežto při velmi vysokém kmitočtu je přenos

$$P_{\infty} = \frac{R}{R + R_i} \quad (4.47)$$

P_0 i P_{∞} jsou odlišné od nuly, takže výraz pro přenos tohoto článku má tvar (4.33) nebo (4.34). Při výstupu spojeném nakrátko a rozpojeném vstupu je k odporu ϱ připojen paralelně odpor R , takže

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(\varrho \& R)C} \quad (4.48)$$

kdežto při rozpojeném výstupu a vstupu spojeném nakrátko je k odporu ϱ připojen paralelně odpor $(R + R_i)$, takže

$$f_2 = \frac{1}{2\pi[\varrho \& (R + R_i)]C} \quad (4.49)$$

U složitějších obvodů s několika články RC nelze přenos vyjádřit předcházejícími jednoduchými výrazy a přesný výpočet respektující kaskádní řazení jednotlivých článků by byl zdouhavý a málo názorný. Obvykle však bývají velikosti členů takové, že v kmitočtovém rozsahu, kde se uplatňuje jeden z článků RC , má kondenzátor druhého článku reaktanci velmi značnou nebo velmi malou, takže jej lze v tomto rozsahu považovat přibližně za rozpojení nebo naopak za zkrat, čímž se výpočet zjednoduší, ovšem za cenu jisté nepřesnosti. Tímto způsobem jsme postupovali již při řešení obvodu z obr. 4.16 a dále se s ním setkáme u říditelných korektorů.

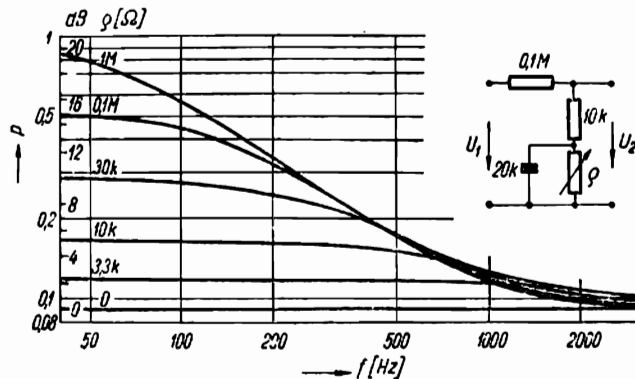
4.3.5 Říditelné korektory

Všeobecné požadavky

Vedle pevně nastavených korekcí požaduje se u předzesilovače také říditelný korektor kmitočtového průběhu, který je jakousi zdokonalenou náhradou kdysi používané tónové clony. Úkolem tohoto korektoru není opravovat soustavné kmitočtové nedostatky jednotlivých zdrojů signálu, nýbrž má podle potřeby opravit nahodilé nedostatky, jež předem neznáme a které se od případu k případu mění. Takové nedostatky bývají nejčastěji u horního konce kmitočtového pásma, kde bývá nutno potlačovat šum opotřeбенých desek, přehnané sykavky rozhlasu fm nebo interferenční hvizdy rozhlasu am. Proto musí korektor především umožňovat říditelné potlačení kmitočtů nad 2 až 4 kHz. Kromě toho se však požaduje, aby vysoké kmitočty bylo možno nejen zeslabit, nýbrž podle potřeby i zdůraznit, tak, aby se vyrovnaly opačné nedostatky způsobené např. přílišnou selektivností rozhlasového přístroje. Nedostatek vysokých kmi-

točtů se projevuje obvykle až kolem 3 kHz, takže kmitočet potřebného zdůraznění výšek souhlasí přibližně s kmitočtem jejich potlačení.

Proti tónovým clonám požaduje se u moderního korektoru navíc také možnost zdůraznění hlubokých tónů. Toto zdůraznění je nutné tam, kde je třeba opravit nedostatky reproduktoru nebo přenosky; hlavní účel zdů-



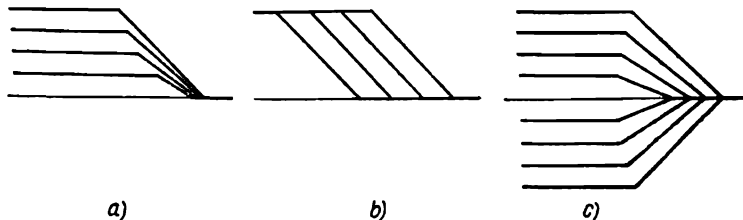
Obr. 4.23. Vyrovnávač s fideletnou velikostí zdůraznění a jeho kmitočtové charakteristiky.

raznění hloubek je však jinde. Jak vyplývá z obr. 1.3, má ucho při malé hlasitosti menší citlivost ke kmitočtům pod 500 Hz než v ostatním pásmu, takže při zmenšování hlasitosti je nutno tyto kmitočty relativně zdůraznit. U zařízení, která jsou opatřena tzv. fyziologickou regulací hlasitosti, nastane tato korekce již samočinně při ovládání regulátoru hlasitosti; mnoho zařízení má však k řízení hlasitosti jen obyčejný potenciometr, který zeslabuje celé pásmo stejnoměrně, a proto potřebují korektor, který dovolí kmitočty pod 500 Hz při tichém poslechu zdůraznit.

Jako protějšek zdůraznění hlubokých tónů se obvykle požaduje i možnost jejich potlačení. Této korekce se používá celkem málo, např. k opravě dunivé reprodukce vzniklé rezonancí reproduktoru či jeho skříňe.

Pokud jde o průběhy těchto korekcí, víme již, že jednoduchými prostředky lze dosáhnout spádu nejvýše 6 dB na oktávu a ve většině případů se s tím můžeme spokojit; jen k potlačení šumu nebo interferenčních hvizdů je třeba strmějšího odříznutí a pak je nutno použít účinnějších obvodů, které budou popsány v odst. 4.4. Pokud jde o vlastní tvar jednotlivých průběhů, jsou v podstatě dvě možnosti, které názorně poznáme na obvodu z obr. 4.22b. Tento obvod slouží ke zdůraznění nízkých kmitočtů; použijme ho nyní k fideletnému zdůraznění. Protože se regulací nemá měnit úroveň středních a vyšších kmitočtů, musí zůstat odpory R a R_1 beze změny,

takže lze regulovat buď odporem ρ nebo kondenzátorem C . Zmenšujeme-li odpor ρ z maximální hodnoty, zmenšuje se celkové zdůraznění nejnižších kmitočtů, ale kmitočet f_1 , při němž zdůraznění začíná, se mění jen málo, protože závisí, jak vyplývá z (4.48), na velikosti paralelní kombinace odporů ρ a R , která se při zmenšování ρ příliš nemění vlivem toho, že

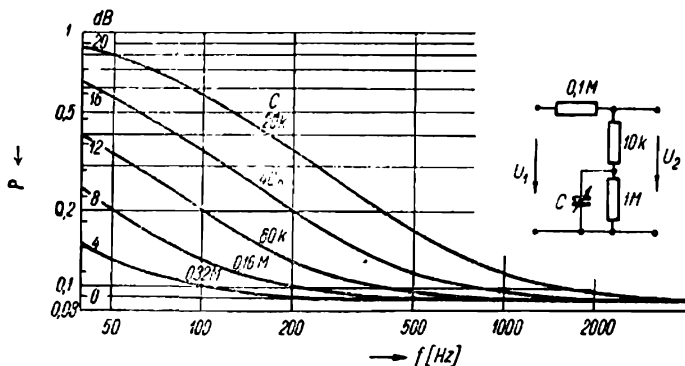


Obr. 4.24. Zjednodušené průběhy vyrovnávače z obr. 4.23, 4.25 a kombinace obou těchto způsobů.

odpor R je poměrně malý. Proto dostáváme průběhy znázorněné na obr. 4.23, které platí pro $R_1 = 0,1 \text{ M}\Omega$, $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 0,02 \text{ }\mu\text{F}$, ρ proměnné. Tyto průběhy bychom mohli zjednodušeně vystihnout soustavou lomených čar podle obr. 4.24a, jež mají zdůraznění různé velké, avšak počínající od pevného kmitočtu.

Druhou možností je ponechat odpor ρ neproměnný a přepínat kondenzátor C . Tím dostaneme stále stejné celkové zdůraznění, které však počíná od proměnného kmitočtu (obr. 4.25), což vystihuje zjednodušená soustava podle obr. 4.24b.

Porovnáme-li účelnost obou těchto možností, nemůžeme sice bezpečně určit, která bude vyhovovat lépe, protože požadavky na korekci předem



Obr. 4.25. Vyrovnávač s fideletním kmitočtem zdůraznění a jeho charakteristiky.

neznáme, ale přesto je pravděpodobné, že soustava podle obr. 4.23 vyhoví poměrně špatně, protože každý z průběhů dosahuje jen neproměnného zdůraznění a nikoli spádu v závislosti na kmitočtu. Soustava podle obr. 4.25 vyhoví patrně již lépe, např. lépe souhlasí se zdůrazněním potřebným k vyrovnání citlivosti ucha při klesající hlasitosti. Ještě výhodnější soustavu bychom však získali kombinací obou předcházejících způsobů tak, aby se současně zmenšovalo celkové zdůraznění (popř. potlačení) i kmitočet jeho nasazení podle zjednodušené soustavy z obr. 4.24c. Takové průběhy lze však získat jen současným přepínáním odporů i kondenzátorů, a to ovšem nelze provádět plynule. Obdobná úvaha jako pro nízké kmitočty platí také pro korekci vysokých kmitočetů.

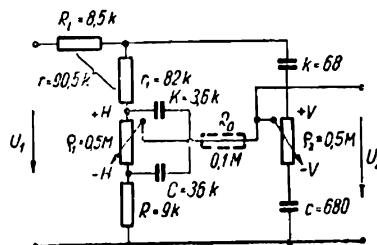
Porovnejme nyní, jak odpovídají používané korektory vytčeným požadavkům.

Plynule říditelný korektor

Na obr. 4.26 je zapojení nejčastěji používaného plynule říditelného korektoru [14]. Levá část je obvod pro zdůraznění nebo potlačení hlubokých kmitočetů, který pracuje takto: kondenzátory c a k jsou mnohem menší než C a K , a proto při středních kmitočtech působí téměř jako odpojení pravé části obvodu, kdežto C a K působí jako spojení nakrátko přes potenciometr e_1 , takže přenos středních kmitočetů je určen hlavně poměrem odporů děliče ($R - r$) a poloha běžce nemá na něj vliv. Při nejnižších kmitočtech působí však i kondenzátory C a K jako rozpojené, takže napětí běžce potenciometru e_1 je dáno poměrem odporu mezi běžcem a zemí k celkovému odporu ($R + e_1 + r$) a lze je tedy řídit potenciometrem e_1 tak, aby bylo podle potřeby vyšší nebo nižší než při středních kmitočtech. Velikosti kondenzátorů K a C určují kmitočet, při kterém se nastavení potenciometru začíná uplatňovat.

Při vysokých kmitočtech začnou působit jako spojení i kondenzátory c a k , takže potenciometr e_2 je jimi připojen k celému napětí zdroje a poloha jeho běžce dovoluje tedy nastavit vyšší nebo nižší výstupní napětí než uprostřed pásma. Velikosti kondenzátorů c a k určují, při kterém kmitočtu se začne působení potenciometru e_2 uplatňovat.

Uvedme nejprve, jak se určí velikosti jednotlivých součástí korektoru. Vnitřní odpor zdroje R_i má být pokud možno malý proti odporu r_1 ,



Obr. 4.26. Plynule říditelný korektor pro zdůraznění nebo potlačení hlubokých a vysokých tónů.

maximálně 20 %, lépe jen 10 % z r_1 , jinak by byl průběh v neutrální poloze obou potenciometrů zvlněn. Z toho plyne, že odpor

$$r_1 = (5 \div 10)R_i \quad (4.50)$$

Odpor potenciometru ϱ_1 má být opět nejméně třikrát až desetkrát větší než r_1 , jinak by se omezilo dosažitelné zdůraznění hlubokých tónů. Zároveň však tvoří potenciometr ϱ_1 součást mřížkového odporu následující elektroniky, a proto nemá být větší než asi 5 M Ω . Podle toho

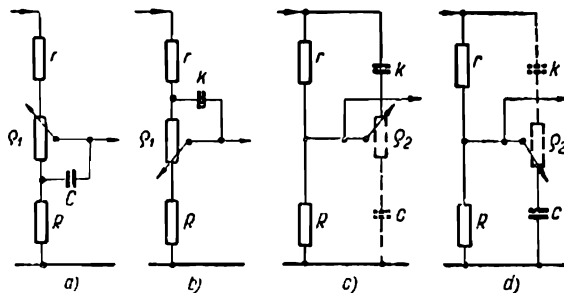
$$5 \text{ M}\Omega > \varrho_1 > (15 \div 100)R_i \quad (4.51)$$

Odpor R spolu s r určuje základní zeslabení korektoru, které se musí rovnat požadovanému zdůraznění nízkých kmitočtů m , nebo může být raději poněkud větší, takže

$$R = \frac{r}{(1 \div 1,1)(m - 1)} \quad (4.52)$$

Kondenzátor C určuje kmitočet, při kterém v horní krajní poloze běžce potenciometru ϱ_1 začíná zdůraznění nízkých kmitočtů (obr. 4.27a); výpočtem stejně zapojeného obvodu z obr. 4.22 jsme zjistili, že tento kmitočet je

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R \& \varrho_1)C} \quad (4.48)$$



Obr. 4.27. Zjednodušené náhradní schéma korektoru z obr. 4.26: a) při zdůraznění hlubokých tónů, b) při potlačení hlubokých tónů, c) při zdůraznění vysokých tónů, d) při potlačení vysokých tónů.

Tento kmitočet má být asi 500 Hz, takže po dosazení

$$C = \frac{318}{R \& \varrho_1} \quad [\mu\text{F}; \Omega] \quad (4.53)$$

Podobně kondenzátor K určuje kmitočet, při kterém v dolní krajní poloze běžce začne potlačení hlubokých tónů (obr. 4.27b). Jestliže jsme však zvo-

lili kmitočet f_1 , nemůžeme již libovolně volit kmitočet potlačení, nýbrž kondenzátor K musí být ve stejném poměru menší než C jako odpor R proti r , jinak by průběh v neutrální poloze běžce potenciometru nebyl plochý, tj.

$$K = C \frac{R}{r} \quad [\mu\text{F}; \mu\text{F}; \Omega] \quad (4.54)$$

Tím máme zjištěny údaje hloubkového regulátoru a obrátíme se k výškové části.

Potenciometr ϱ_2 pro řízení výšek mívá stejnou velikost jako ϱ_1 . Protože při vysokých kmitočtech působí kondenzátory C, K jako spojení nakrátko, uplatňuje se hloubkový korektor jen jako odporový dělič $R - r^*$), který tvoří s členy výškového korektoru při horní krajní poloze běžce potenciometru ϱ_2 obvod podle obr. 4.27c, v němž reaktance větve $\varrho_2 - c$ je proti R velká, takže tuto větev lze zanedbat. Pro takto zjednodušený obvod platí, že kmitočet f'_1 počátku zdůraznění výšek je

$$f'_1 = \frac{1}{2\pi r k} \quad (4.55)$$

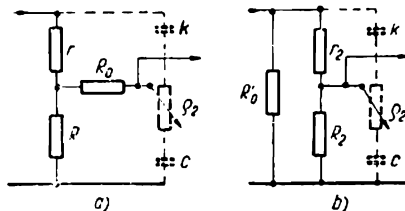
Protože zdůraznění výšek má začínat asi u $f'_1 = 2 \text{ kHz}$, dostaneme po dosazení

$$k = \frac{80}{r} \quad [\mu\text{F}; \Omega] \quad (4.56)$$

Podobně při dolní krajní poloze běžce potenciometru dostaneme obvod podle obr. 4.27d, z něhož bychom při zvoleném začátku potlačení výšek vypočetli velikost kondenzátoru c . Také zde je však nutno, aby c byl proti k větší ve stejném poměru jako r proti R , jinak by nebyl průběh v neutrální poloze běžce u vysokých kmitočtů plochý. Proto

$$c = k \frac{r}{R} \quad [\mu\text{F}; \mu\text{F}; \Omega] \quad (4.57)$$

Zbývá ještě navrhnout velikost odporu R_0 , kterého se někdy používá ke zmenšení vzájemného vlivu obou částí korektoru. Přepočteme-li hvězdu $R - r - R_0$ (obr. 4.28a) podle známých pravidel na rovnocenný trojúhelník, vznikne náhradní obvod podle obr. 4.28b, v němž odpor R'_0



Obr. 4.28. Přeměna hvězdy $r - R - R_0$ na trojúhelník.

*) Malý rozdíl mezi r a r_1 přitom pro jednoduchost zanedbáváme.

zatěžuje jen zdroj a jinak nás nezajímá a odpory $R_2 - r_2$ tvoří náhradní dělič za původní dělič $R - r$, jehož větve

$$R_2 = R \frac{R_0}{R \& R_0 \& r} \quad (4.58)$$

$$r_2 = r \frac{R_0}{R \& R_0 \& r} \quad (4.59)$$

jsou několikanásobně větší než větve původního děliče, takže pak stačí podle vzorců (4.56) a (4.57) menší kapacity c a k .

Požadujeme např. zdůraznění hloubek $m = 10$ (20 dB), při odporu zdroje $R_i = 8,5 \text{ k}\Omega$ (ECC85 s vnitřním odporem $15 \text{ k}\Omega$ a s vazebním odporem $20 \text{ k}\Omega$), kmitočet počátku zdůraznění či potlačení hloubek $f_1 = 500 \text{ Hz}$, kmitočet počátku zdůraznění či potlačení výšek $f'_1 = 2 \text{ kHz}$.

Ze vzorce (4.50) určíme

$$r_1 = (5 \div 10) 8500 \doteq 82 \text{ k}\Omega$$

takže odpor horní větve

$$r = 82\,000 + 8500 = 90,5 \text{ k}\Omega$$

Dále podle (4.51)

$$e_1 = (15 \div 100) 8500 = 0,5 \text{ M}\Omega$$

podle (4.52)

$$R = \frac{90\,500}{(1 \div 1,1)(10 - 1)} \doteq 9 \text{ k}\Omega$$

podle (4.53)

$$C = \frac{318}{9000 \& 500\,000} \doteq 36\,000 \text{ pF}$$

podle (4.54)

$$K = 36\,000 \frac{9000}{90\,500} \doteq 3600 \text{ pF}$$

Dále volíme

$$e_2 = e_1 = 0,5 \text{ M}\Omega$$

takže podle (4.56) by bylo

$$k = \frac{80}{90\,500} = 880 \text{ pF}$$

a podle (4.57)

$$c = 880 \frac{90\,500}{9000} = 8800 \text{ pF}$$

Jak je vidět, byly by kondenzátory c a k již řádově blízké kondenzátorům C a K , takže původní předpoklad, že existují kmitočty, pro něž c a k působí jako odpojené, kdežto C a K představují spojení nakrátko, by již neplatil. Proto použijeme oddělovacího odporu

$$R_0 = 0,1 \text{ M}\Omega$$

takže pak podle (4.58)

$$R_2 = 9000 \frac{100\,000}{9000 \& 100\,000 \& 90\,500} \doteq 120 \text{ k}\Omega$$

a podle (4.59)

$$r_2 = 90\,500 \frac{100\,000}{9000 \& 100\,000 \& 90\,500} \doteq 1,2 \text{ M}\Omega$$

a tedy podle (4.56) stačí kapacity

$$k = \frac{80}{1\,200\,000} = 68 \text{ pF}$$

a podle (4.57)

$$c = 68 \frac{1\,200\,000}{120\,000} = 680 \text{ pF}$$

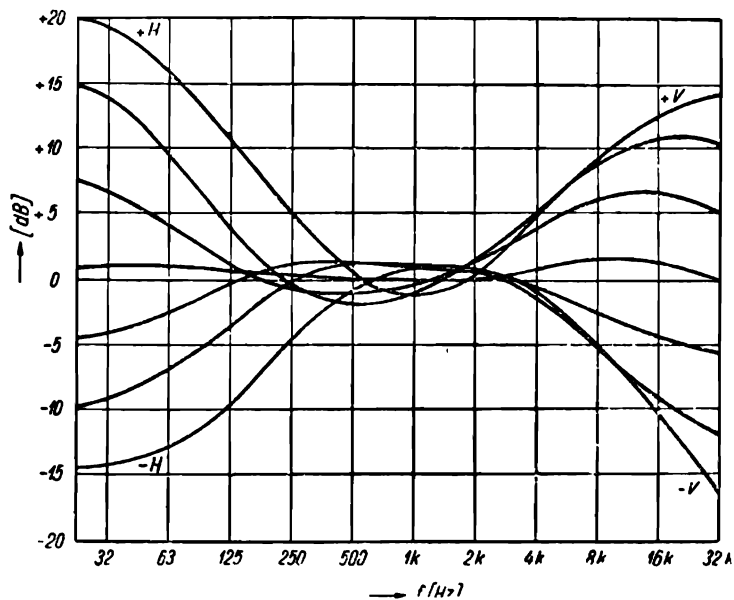
Na obr. 4.29 jsou znázorněny naměřené charakteristiky $+H$, $-H$, $+V$, $-V$ tohoto korektoru v krajních polohách běžců potenciometrů, které celkem odpovídají vytčeným požadavkům.

V různých pramenech nalezneme zpravidla jen tyto krajní průběhy, ale téměř nikdy nenajdeme průběhy pro jednotlivé dílčí polohy potenciometrů ani průběh v neutrální poloze. Obvykle se předpokládá, že tvarem se dílčí průběhy podobají průběhům v krajních polohách potenciometrů; změříme-li však skutečné průběhy, zjistíme značné rozdíly. Na obr. 4.29 jsou průběhy změřené pro pět mezilehlých poloh obou potenciometrů. Jak patrně, liší se jednak průběh v neutrální poloze potenciometru od plochého o 1 až 2 dB, hlavně však překvapuje, že jednotlivé průběhy regulátoru hloubek jsou zvlněny a křížují základní úroveň, takže např. při zdůraznění hloubek se nejprve kmitočty v rozmezí 200 až 1000 Hz asi o 2 dB zeslabí a pak teprve nejnižší kmitočty zdůrazní; podobně při zeslabení hloubek nastane v okolí 200 až 1000 Hz nejprve částečné zdůraznění a teprve pod 200 Hz zeslabení.

U vysokých tónů jsou sice průběhy uspokojivější, ale přesto ne zcela ideální; i zde se jednotlivé průběhy částečně křížují.

Uvedené odchylky 1 až 2 dB od požadovaných průběhů nejsou sice tak velké, ale přece jen s nimi nelze zcela souhlasit, uvážíme-li, že jinde počítáme i se zlomky decibelu.

Zvlnění neutrálního průběhu u hlubokých tónů je způsobeno tím, že zdroj má určitý výstupní odpor R_i a zlepšení by se dosáhlo zmenšením tohoto odporu. Zvlnění neutrálního průběhu u vysokých tónů je částečně také působeno odporem zdroje, ale hlavně nastává zatížením korektoru vstupní



Obr. 4.29. Kmitočtové charakteristiky korektoru z obr. 4.26 v sedmi dílčích polohách potenciometrů.

kapacitou následující elektronky. Má-li tedy být neutrální průběh plochý, je nutno, aby předchozí elektronka měla malý výstupní odpor a následující elektronka malou vstupní kapacitu; proto zde nejsou příliš vhodné elektronky s velkým zesilovacím činitelem jako ECC83.

Protože impedance členů horní větve korektoru jsou asi m krát větší než v dolní větvi, nastane neutrální průběh, jsou-li také běžce potenciometrů v poloze, která dělí celkový odpor v poměru $1 : m$. Tato poloha má být přibližně uprostřed stupnic potenciometrů, a proto mají potenciometry mít logaritmický průběh*) a být připojeny konci s malým odporem směrem k zemi. Logaritmické potenciometry, tzv. „50 dB“, mívají totiž asi

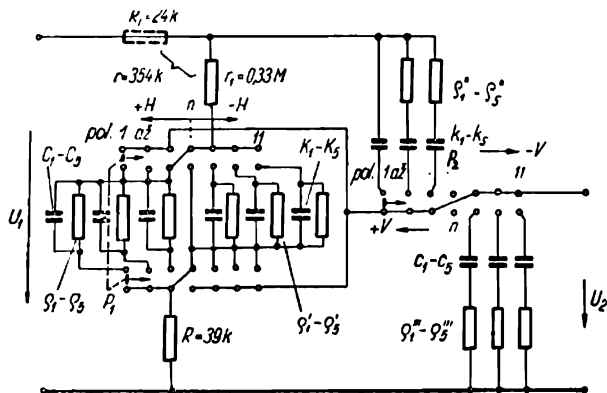
*) Nejvhodnější by byly tzv. semilogaritmické potenciometry s rozsahem 40 dB, jež mají $1/10$ celkového odporu v polovině své dráhy.

u 60 % svého úhlového rozsahu $\frac{1}{10}$ svého odporu, takže poměr odporů od běžce k oběma krajům bude 1 : 9, což právě odpovídá obvyklému poměru impedancí dolní a horní větve korektoru.

Zvlnění a křížování jednotlivých průběhů u hlubokých tónů je způsobeno tím, že obě části potenciometru tvoří spolu s příslušnými kondenzátory a odpory dva obvody s nesterijnými časovými konstantami, které působí proti sobě od různých kmitočtů. Tuto závadu nelze u popisovaného korektoru odstranit.

Stupňový korektor

Jak jsme uvedli již při rozboru všeobecných požadavků, lze dosáhnout mnohem výhodnějších kmitočtových průběhů současným stupňovým přepínáním odporů a kapacit. Takový korektor vyžaduje sice spolehlivý pře-

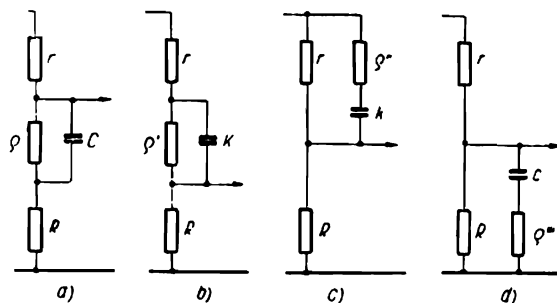


Obr. 4.30. Stupňový korektor pro zdůraznění nebo potlačení hlubokých a vysokých tónů. Pro přehlednost je zakresleno jen 7 poloh přepínačů P_1 , P_2 místo jedenácti.

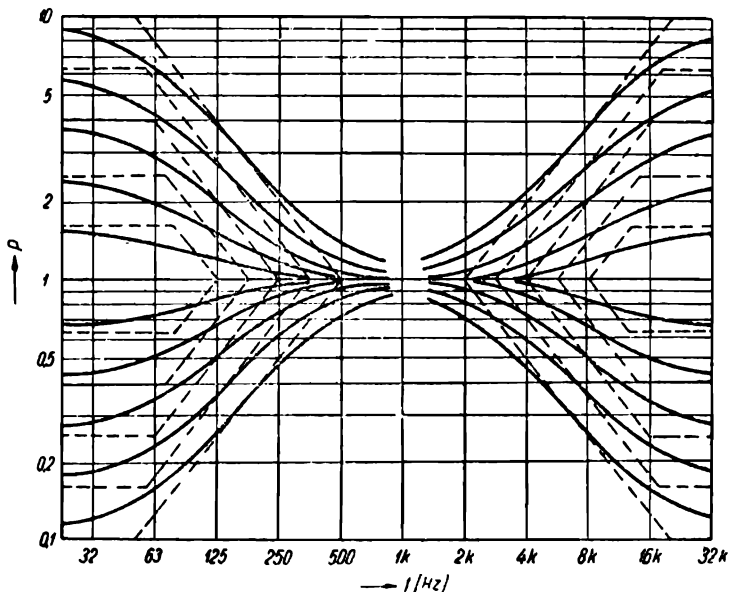
řepínač a obsahuje poněkud více součástí, ale zato má řadu výhod: kromě výhodnějšího průběhu má přesně definovanou neutrální polohu, jednou vyzkoušené nařízení je vždy opětovatelné a zejména lze snadno dosáhnout souběhu dvou takových korektorů u stereofonních zařízení, kdežto na souběh potenciometrů není spolehnutí.

Na obr. 4.30 je zapojení takového korektoru, který je složen z deseti obvodů pro zdůraznění nebo potlačení nízkých kmitočtů, přepínatelných dvojitým přepínačem P_1 a z deseti obvodů pro zdůraznění nebo potlačení vysokých kmitočtů přepínatelných přepínačem P_2 . Velikosti členů jsou odstupňovány tak, že se přepínáním současně mění velikost zdůraznění i kmitočet jeho začátku. Výpočet korektoru lze provést tak, že nejprve

považujeme výškovou část za odpojenou poměrně velkými reaktancemi kondenzátorů k_1 až k_5 , c_1 až c_5 , a pro zvolené požadované zdůraznění hloubek a kmitočet jeho začátku vypočteme postupně členy $e_1 - C_1$ až $e_5 - C_5$, jež tvoří články podle obr. 4.31a, které jsou stejné jako článek z obr. 4.22.



Obr. 4.31. Zjednodušené náhradní schéma korektoru z obr. 4.30: a) při zdůraznění hlubokých tónů, b) při potlačení hlubokých tónů, c) při zdůraznění vysokých tónů, d) při potlačení vysokých tónů.



Obr. 4.32. Kmitočtové charakteristiky korektoru z obr. 4.30 v jednotlivých polohách přepínačů.

Tabulka I.

	Poloha P_1	Zdůraz- nění dB	Zdůraznění nebo potla- čení od [Hz]	Odpory ϱ, ϱ'	Paralelní kondenzátor (C nebo K)
Zdůraznění nízkých kmitočetů	1	+20	500	3,9 M Ω	8200 pF
	2	+16	360	560 k Ω	12000 pF
	3	+12	250	196 k Ω	19500 pF
↑ Neutrální poloha	4	+ 8	180	78 k Ω	33000 pF
	5	+ 4	125	28 k Ω	77000 pF
	6	0	—	—	—
↓ Potlačení nízkých kmitočetů	7	— 4	125	230 k Ω	8700 pF
	8	— 8	180	580 k Ω	3900 pF
	9	—12	250	1,2 M Ω	2200 pF
	10	—16	360	2,1 M Ω	1350 pF
	11	—20	500	3,9 M Ω	900 pF

Pak obdobně vypočteme členy $\varrho'_1 - K_1$ až $\varrho'_s - K_s$ článku pro potlačení hlubokých tónů, jež mají zapojení podle obr. 4.31b. Po skončení návrhu hlubkové části se obrátíme k výškové části korektoru, přičemž z hlubkové části se uplatňuje jen odporový dělič $r - R$, kdežto články $\varrho - C$, $\varrho' - K$ působí při vysokých kmitočtech téměř jako spojení nakrátko, takže se výšková část zjednoduší podle obr. 4.31c, d. Výsledné velikosti odporů a kondenzátorů spolu se stupni zdůraznění nebo potlačení a s kmitočty jejich začátků jsou uvedeny v tab. I a II. Na obr. 4.32 jsou znázorněny průběhy v jednotlivých polohách přepínačů, a to jednak zjednodu-

Tabulka II.

	Poloha P_1	Zdůraz- nění dB	Zdůraznění nebo potla- čení od [kHz]	Odpory ϱ'', ϱ'''	Sériový kondenzátor (c nebo k)
Zdůraznění vy- sokých kmitočetů	1	+20	2	0	230 pF
	2	+16	2,8	25 k Ω	150 pF
	3	+12	4	70 k Ω	95 pF
↑ Neutrální poloha	4	+ 8	5,6	180 k Ω	54 pF
	5	+ 4	8	500 k Ω	24 pF
	6	0	—	—	—
↓ Potlačení vys- kých kmitočetů	7	— 4	8	60 k Ω	210 pF
	8	— 8	5,6	24 k Ω	435 pF
	9	—12	4	12 k Ω	840 pF
	10	—16	2,8	6,8 k Ω	1350 pF
	11	—20	2	3,9 k Ω	2050 pF

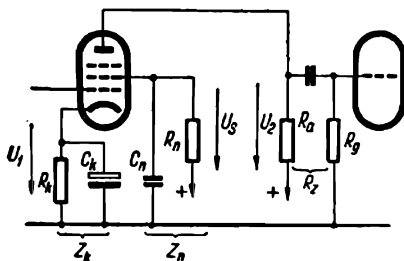
šeně lomenými čarami, jednak spojitými křivkami. Průběhy u výškového konce platí za předpokladu, že vstupní kapacita následujícího stupně je zanedbatelná.

4.3.6 Zpětnovazební články RC

Dosud probírané články RC byly zařazeny v zesilovacím řetězci zpravidla mezi dvěma jeho elektronkami, takže signál jimi procházel při svém postupu zesilovačem a byl přitom upraven podle požadované kmitočtové závislosti. Často se však setkáváme také se články RC, které jsou zapojeny ve zpětnovazební větvi zesilovače a působí kmitočtovou závislost záporné zpětné vazby. Podobně jako články RC v zesilovací větvi jsou i zpětnovazební články RC někdy zařazeny neúmyslně jako rutná součást napájecích obvodů, kdežto jindy jde o záměrně vložené členy, tvořící pevně nastavené nebo regulovatelné kmitočtové korektory.

Katodový člen RC

Jedním z nejběžnějších případů neúmyslné kmitočtové závislé zpětné vazby je zapojení s katodovým členem RC používaným k získání mřížkového předpětí elektronky (obr. 4.33).



Obr. 4.33. Zesilovací stupeň s článkem RC v katodě nebo ve stínící mřížce.

Pro zeslení elektronky s impedancí Z_k v katodě jsme v odst. 4.2.2 odvodili vzorec

$$A_z = \frac{-\mu R_z}{R_i + R_z + Z_k(\mu + 1)} \quad (4.12)$$

V daném případě je impedance Z_k tvořena paralelním spojením odporu R_k a přemostujícího kondenzátoru C_k , takže pro ni platí

$$Z_k = \frac{R_k}{1 + j2\pi f R_k C_k} \quad (4.60)$$

Po dosazení do (4.12) a úpravě dostáváme výraz

$$A_z = \frac{-\mu R_z}{R_i + R_z} \frac{1 + \frac{1}{j2\pi f R_k C_k}}{1 + \frac{1}{j2\pi f \left(R_k \& \frac{R_i + R_z}{\mu + 1} \right) C_k}}$$

kteřý lze přepsat do známého tvaru

$$A_z = A \frac{1 - j \frac{f_1}{f}}{1 - j \frac{f_2}{f}} \quad (4.61)$$

kde

$$A = \frac{-\mu R_z}{R_i + R_z}$$

je zeslení, které by elektronka měla při $Z_k = 0$;

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_k C_k} \quad (4.62)$$

je vlastní kmitočet katodového členu R_k, C_k a

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \left(R_k \& \frac{R_i + R_z}{\mu + 1} \right) C_k} \quad (4.63)$$

je kmitočet katodového členu přemostěného ještě odporem $\frac{R_i + R_z}{\mu + 1}$.

Vzorec (4.61) má stejný tvar jako (4.34) a také jeho znázornění má stejný průběh jako na obr. 4.13a, c, takže zeslení začíná klesat již od kmitočtu f_2 , který je vyšší než kmitočet katodového členu RC . Např. u elektronky ECC83 ($R_i = 80 \text{ k}\Omega$, $\mu = 100$) se členy $R_z = 220 \text{ k}\Omega$, $R_k = 2,2 \text{ k}\Omega$, $C_k = = 25 \text{ }\mu\text{F}$ se zeslení zmenšuje od kmitočtu

$$f_2 = \frac{1}{6,28 \left(2200 \& \frac{80\,000 + 220\,000}{101} \right) 25 \cdot 10^{-6}} \doteq 5 \text{ Hz}$$

U pentod je ve vzorci (4.63) odpor R_z zanedbatelný proti R_i a jednička zanedbatelná proti μ , takže výraz pro f_2 je přibližně

$$f_2 \doteq \frac{R_i + \mu R_k}{2\pi R_i R_k C_k} = \frac{1 + SR_k}{2\pi R_k C_k} \quad (4.64)$$

kde S je strmost pentody. Např. u elektronky EF86 je strmost v pracovním bodě $S = 0,0011 \text{ A/V}$, takže při katodovém členu $R_k = 1,5 \text{ k}\Omega$ a $C_k = = 50 \text{ }\mu\text{F}$ bude

$$f_2 = \frac{1 + 0,0011 \cdot 1500}{6,28 \cdot 1500 \cdot 50 \cdot 10^{-6}} = 5,7 \text{ Hz}$$

Další případ neúmyslné záporné zpětné vazby se členem RC nastává u pentody nebo jiné elektronky, u které je stínící mřížka napájena pomocí odporu R_n a kondenzátoru C_n (obr. 4.33), jejichž paralelní impedance je

$$Z_n = \frac{R_n}{1 + j2\pi f R_n C_n} \quad (4.65)$$

Při buzení elektronky vzniká na této impedanci protisměrně působící složka signálního napětí U_s , takže elektronka je vlastně buzena ze dvou stran: na první mřížce signálem U_1 a na stínící mřížce signálem U_s . Na rozdíl od dříve popisované zpětné vazby zde tedy nepůsobí rozdíl dvou napětí na téže mřížce, nýbrž každé z obou napětí působí na jiné mřížce, takže zde nelze použít dříve odvozeného vzorce (4.11).

U elektronky se stínící mřížkou rozeznáváme vedle obvyklých parametrů ještě vnitřní odpor R_s a zesilovací činitel μ_s stínící mřížky, což jsou parametry triody tvořené katodou, první mřížkou a stínící mřížkou ve funkci anody. Vnitřní odpor R_s stínící mřížky je tedy poměr mezi přírůstkem napětí a proudem stínící mřížky při stálých napětích ostatních elektrod a zesilovací činitel μ_s stínící mřížky je poměrné číslo udávající, kolikrát je vliv první mřížky větší než vliv mřížky stínící. Složku signálního napětí U_s na stínící mřížce lze proto vypočítat podle vzorce platného pro zeslení triody

$$U_s = U_1 \frac{-\mu_s Z_n}{R_s + Z_n} \quad (4.66)$$

Protože elektronka je buzena na první mřížce napětím U_1 a na stínící mřížce, která má μ_s krát menší vliv, napětím U_s , platí pro výstupní signál na anodě

$$U_2 = A \left(U_1 + \frac{U_s}{\mu_s} \right) \quad (4.67)$$

kde A je její zeslení v případě, kdyby napětí stínící mřížky bylo neproměnné, tj. pro $Z_n = 0$. Po dosazení za U_s z (4.66) a úpravě dostaneme

$$U_2 = U_1 A \frac{R_s}{R_s + Z_n}$$

takže zeslení zmenšené vlivem záporné vazby ve stínící mřížce

$$A_z = \frac{U_2}{U_1} = A \frac{R_s}{R_s + Z_n} \quad (4.68)$$

Po dosazení za Z_n z (4.65) do tohoto vzorce a po úpravě dostaneme

$$A_z = A \frac{1 - j \frac{f_1}{f}}{1 - j \frac{f_2}{f}}$$

kde

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_n C_n}$$

je vlastní kmitočet napájecího členu $R_n C_n$ a

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R_n \& R_s)C_n} \quad (4.69)$$

je vlastní kmitočet tohoto členu přemostěného ještě vnitřním odporem R_s stínící mřížky. Zesílení A_z má tedy opět průběh podobný jako na obr. 4.13a, c, a klesá proto již od kmitočtu f_2 , takže je nutno určit velikost kondenzátoru C_n z podmínky (4.69). Např. u elektronky EF86 je $R_s = 120 \text{ k}\Omega$, napájecí odpor stínící mřížky $R_n = 1,2 \text{ M}\Omega$ a požadujeme např. $f_2 = 5 \text{ Hz}$. Z rovnice (4.69) pak vyplývá

$$C_n = \frac{R_n + R_s}{2\pi f_2 R_n R_s} = \frac{1\,200\,000 + 120\,000}{6,28 \cdot 5 \cdot 1\,200\,000 \cdot 120\,000} = 0,29 \text{ }\mu\text{F}$$

Zpětnovazební vyrovnávač pro magnetofon

Funkce korektorů zařazených ve zpětnovazební větvi vyplývá z principiálního zapojení podle obr. 4.3, pro jehož zesílení jsme v odst. 4.2.2 odvodili vzorec

$$A_z = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (4.11)$$

Je-li $|\beta A| \gg 1$, můžeme ve jmenovateli jedničku zanedbat, takže přibližně platí

$$A_z \doteq -\frac{1}{\beta}$$

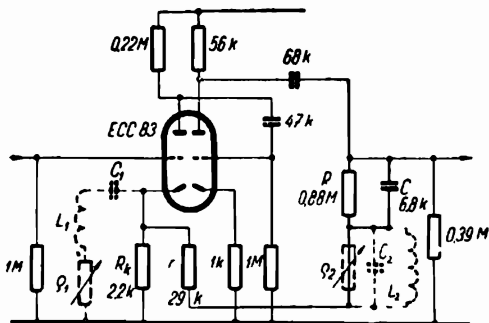
Z toho vyplývá, že použijeme-li článku, který sám má kmitočtový průběh přenosu $F(f)$, dostaneme jeho zařazením do zpětnovazební větve průběh

$$|A_z| \doteq \frac{1}{F(f)}$$

tj. v logaritmickém měřítku průběh zrcadlový k průběhu platnému při zařazení v zesilovací větvi. To znamená, že článek, který v zesilovací větvi určité

kmitočty zdůrazňuje, při zařazení do zpětnovazební větve tytéž kmitočty potlačuje a naopak články, který v zesilovací větvi určité kmitočty potlačuje, po zařazení do zpětnovazební větve tytéž kmitočty zdůrazňuje. Protože průběh $F(f)$ u probraných článků RC může mít sklon nejvýše 6 dB

na oktávu, je zřejmé, že i zařazením těchto článků do zpětné vazby může vzniknout sklon nejvýše 6 dB na oktávu.



Obr. 4.34. Zpětnovazební vyrovnávač pro magnetofon.

Zpětnou vazbu podle obr. 4.3 lze však zřídka kdy uskutečnit, protože zdroj i zesilovač bývají zpravidla jedním koncem uzemněny. Je však možno zavést stejným způsobem pracující zpětnou vazbu do katodového odporu elektronky podle obr. 4.34, který znázorňuje zesilovač určený k vyrovnání záznamové charakteristiky magnetofonu při rychlosti posuvu 9.5 cm/s. Při

výpočtu postupujeme podle odst. 4.2.2, přičemž však je nutno provést dvě změny. Jednak je zde zpětnovazební napětí vedeno na katodu, kdežto na obr. 4.3 šlo přes zdroj na mřížkovou svorku vstupu, a proto je nutno ve vzorci (4.11) změnit znaménko u činitele β , takže

$$A_z = \frac{A}{1 + \beta A} \quad (4.70)$$

Dále je při výpočtu β pomocí děliče $R_k - r - R$ nutno brát jako odpor od katody k zemi nikoli jen R_k , nýbrž také paralelně k němu působící odpor elektronky z její katodové strany. Celkový odpor R'_k od katody k zemi je podobně jako výstupní odpor katodového sledovače dán výrazem (4.18), kde však je nutno vnitřní odpor elektronky zvětšit ještě o anodový zatěžovací odpor, takže pak

$$R'_k = R_k \& \frac{R_i + R_z}{\mu + 1} \quad (4.71)$$

Přenos zpětnovazební větve na obr. 4.34 je pak (při ρ_2 spojeném nakrátko)

$$\beta = \frac{R'_k}{R'_k + r + \frac{R}{1 + j2\pi fRC}} \quad (4.72)$$

Dosažením tohoto výrazu do (4.70) po úpravě obdržíme

$$A_z = A \frac{R'_k + r + R}{R'_k(A + 1) + r + R} \frac{1 + j2\pi f[R \& (R'_k + r)]C}{1 + j2\pi f\{R \& [R'_k(A + 1) + r]\}C}$$

Tento výraz lze obvyklým způsobem zjednodušit na známý tvar

$$A_z = A_0 \frac{1 + j \frac{f}{f_1}}{1 + j \frac{f}{f_2}} \quad (4.73)$$

kde

$$A_0 = A \frac{R'_k + r + R}{R'_k(A + 1) + r + R} \quad (4.74)$$

je zeslení při velmi nízkém kmitočtu a charakteristické kmitočty f_1 , f_2 jsou dány výrazy

$$f_1 = \frac{1}{2\pi[R \& (R'_k + r)]C} \quad (4.75)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\{R \& [R'_k(A + 1) + r]\}C} \quad (4.76)$$

Vycházíme-li naopak z velikosti zeslení A_∞ při vysokých kmitočtech, můžeme výraz pro A_z upravit do tvaru

$$A_z = A_\infty \frac{1 - j \frac{f_1}{f}}{1 - j \frac{f_2}{f}} \quad (4.77)$$

kde

$$A_\infty = A \frac{R'_k + r}{R'_k(A + 1) + r} \quad (4.78)$$

značí zeslení při velmi vysokých kmitočtech.

Při návrhu postupujeme např. tak, že nejprve navrhujeme zesilovač bez větve zpětné vazby a zjistíme podle (4.12) zeslení obou jeho stupňů, celkové zeslení a velikost odporu R'_k . Přitom katodový odpor první elektronky není přemostěn kondenzátorem, aby bylo možno zavést na něj zpětnou vazbu; katodový odpor druhé elektronky by sice mohl být přemostěn, ale vzhledem k velkému celkovému zeslení a také pro zjednodušení je lépe nechat i tento odpor bez kondenzátoru. Pak zvolíme zeslení A_0 při nízkých kmitočtech, přičemž pamatujeme na to, že zeslení vysokých kmitočtů

bude ještě o požadované zdůraznění menší. Bylo by sice možno zvolit $A_0 = A$, tj. nechat u nejnižších kmitočtů plné zesílení, avšak s ohledem na zkreslení je lépe použít částečné zpětné vazby i pro nízké kmitočty a zvolit tedy A_0 dvakrát až pětkrát menší než A . Z takto stanovených velikostí zesílení vypočteme pak pomocí rovnic (4.74), (4.78), (4.75) velikosti členů r , R a C .

V zapojení podle obr. 4.34 byly tedy nejprve navrženy velikosti anodových a mřížkových odporů. Katodové odpory se zjistí jednak z údajů výrobce a popř. kontrolou z charakteristik; mají velikost přibližně $\frac{R_a}{\mu}$. Pro elektronku ECC83 ($\mu_1 = \mu_2 = 100$, $R_{i1} = 80 \text{ k}\Omega$, $R_{i2} = 70 \text{ k}\Omega$, vzhledem k většímu klidovému proudu) vypočteme pak podle (4.5) zatěžovací odpor 1. zesilovacího stupně

$$R_{z1} = 220 \text{ k}\Omega \text{ \& } 1 \text{ M}\Omega = 180 \text{ k}\Omega$$

dále zatěžovací odpor 2. zesilovacího stupně

$$R_{z2} = 56 \text{ k}\Omega \text{ \& } 0,39 \text{ M}\Omega = 49 \text{ k}\Omega$$

Zde se dopouštíme jisté chyby tím, že nepočítáme se zatížením zpětnovazební větvi, jejíž údaje prozatím neznáme, a předpokládáme jen, že bude mít velkou impedanci, takže nezpůsobí podstatnou změnu zatěžovacího odporu. Dále vypočteme podle (4.12) zesílení 1. stupně

$$A_1 = \frac{-100 \cdot 180\,000}{80\,000 + 180\,000 + 2200 \cdot 101} = -37,4$$

a zesílení 2. stupně

$$A_2 = \frac{-100 \cdot 49\,000}{70\,000 + 49\,000 + 1000 \cdot 101} = -22,3$$

Takže celkové zesílení při rozpojené větvi zpětné vazby

$$A = A_1 A_2 = 835$$

Odpor R'_k podle (4.71)

$$R'_k = 2200 \text{ \& } \frac{80\,000 + 180\,000}{101} = 1185 \text{ }\Omega$$

Nyní zvolíme zesílení nízkých kmitočtů např. $A_0 = 400$. Protože jde o magnetofon s rychlostí posuvu $9,5 \text{ cm/s}$, je nutné zdůraznění kmitočtů pod $f_1 = 800 \text{ Hz}$, které u $f_2 = 50 \text{ Hz}$ dosahuje $\frac{800}{50} = 16$, takže

$$A_\infty = \frac{400}{16} = 25$$

Z rovnice (4.78) dostaneme

$$r = R'_k \frac{A_\infty(A + 1) - A}{A - A_\infty} = 1185 \frac{25 \cdot 836 - 835}{835 - 25} = 29,4 \text{ k}\Omega$$

a podobně z rovnice (4.74) řešením pro $(R + r)$ a odečtením r

$$\begin{aligned} R &= R'_k \left[\frac{A_0(A + 1) - A}{A - A_0} - \frac{A_\infty(A + 1) - A}{A - A_\infty} \right] \\ &= 1185 \left(\frac{400 \cdot 836 - 835}{835 - 400} - \frac{25 \cdot 836 - 835}{835 - 25} \right) = 880 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

Konečně z (4.75)

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{2\pi f_1 [R + (R'_k + r)]} = \frac{1}{6,28 \cdot 800 [880\,000 + (1185 + 29\,400)]} = \\ &= 6800 \text{ pF} \end{aligned}$$

Tím jsou zjištěny všechny potřebné údaje. U zesilovače, určeného pro snímací hlavu s předem známým kritickým kmitočtem, bychom provedli ještě zdůraznění těsně pod kritickým kmitočtem tím, že buď paralelně ke katodovému odporu $2,2 \text{ k}\Omega$ by se připojil sériový rezonanční okruh L_1C_1 tlumený nařiditelným sériovým odporem ρ_1 , nebo do série se zpětnovazební větví by se zařadil paralelní rezonanční okruh L_2C_2 tlumený nařiditelným paralelním odporem ρ_2 (naznačeno čárkovaně na obr. 4.34).

V obou případech by se tím zmenšil přenos β a zvětšilo zesílení při rezonančním kmitočtu, přičemž výška rezonančního vrcholu by byla nastavitelná tlumícím odporem.

4.3.7 Paralelní zpětná vazba

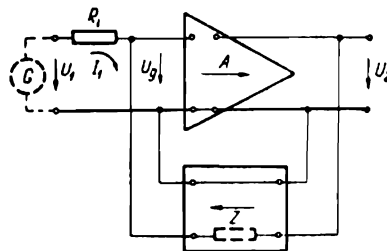
Častěji než zpětné vazby zavedené do série se zdrojem podle obr. 4.3 se používá vazby zavedené přes impedanci Z paralelně ke vstupu, který je uzavřen přes vnitřní odpor R_i zdroje G , podle obr. 4.35. Pro toto zapojení platí vztahy

$$U_2 = AU_g \quad (4.79)$$

$$U_g = U_1 - R_i I_1 \quad (4.80)$$

Předpokládáme, že vstup zesilovače vede na mřížku elektronky, která neodebírá proud, takže celý proud I_1 jde do zpětnovazební větve a platí tedy

$$U_1 - U_2 = (R_i + Z)I_1 \quad (4.81)$$



Obr. 4.35. Skupinové schéma zesilovače s paralelní zpětnou vazbou.

Dosazením za I_1 ze (4.81) do (4.80) a dále dosazením do (4.79) dostaneme

$$A_z = \frac{U_2}{U_1} = A \frac{1 - \frac{R_i}{R_i + Z}}{1 - A \frac{R_i}{R_i + Z}} \quad (4.82)$$

Poměr $\frac{R_i}{R_i + Z}$ je napěťový přenos čtyřpólu složeného z podélné zpětno-vazební impedance Z a z příčného odporu R_i zdroje, takže jej podle předchozího označíme β , čímž výraz (4.82) zjednodušíme na tvar

$$A_z = A \frac{1 - \beta}{1 - \beta A} \quad (4.83)$$

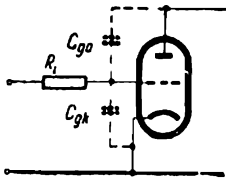
Je-li $|\beta A| \gg 1$, lze ve jmenovateli jedničku zanedbat, takže pak přibližně platí

$$A_z \doteq 1 - \frac{1}{\beta} \quad (4.84)$$

Millerův jev

Nežádoucí paralelní zpětná vazba vzniká u každé elektronky vlivem vnitřní kapacity C_{ga} mezi mřížkou a anodou (obr. 4.36).

V tomto případě platí



takže

$$Z = \frac{1}{j2\pi f C_{ga}}$$

$$\beta = \frac{R_i}{R_i + \frac{1}{j2\pi f C_{ga}}}$$

Obr. 4.36. Vstupní obvod elektronky.

a dosazením z této rovnice do (4.83) dostaneme po úpravě

$$A_z = A \frac{1}{1 + j2\pi f R_i C_{ga} (1 - A)}$$

což lze přepsat na známý tvar

$$A_z = A \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_1}} \quad (4.85)$$

kde

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_i C_{ga}(1 - A)} \quad (4.86)$$

Protože jde o jednostupňový zesilovač, je A záporné, takže vzorec (4.86) lze přepsat na tvar

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_i C_{ga}(1 + |A|)} \quad (4.87)$$

Obvod tedy působí tak, jako by mezi mřížkou a katodou byla zapojena kapacita C_{ga} zvětšená v poměru $(1 + |A|)$. Přitom jsme pro zjednodušení neuvažovali kapacitu C_{gk} mezi mřížkou a katodou, která se k předchozí kapacitě přičítá, takže přesněji platí

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_i [C_{gk} + C_{ga}(1 + |A|)]} \quad (4.88)$$

Zesílení podle (4.85) má průběh podobný jako na obr. 4.7, přičemž kapacita článku RC je tvořena vstupní kapacitou elektronky, která podle (4.88) má velikost

$$C_{in} = C_{gk} + C_{ga}(1 + |A|) \quad (4.89)$$

Toto zvětšení vstupní kapacity se obvykle nazývá Millerův jev (nebo Millerova kapacita). Je to jev důležitý zvláště u triod, kdežto u pentod se uplatňuje poměrně málo, protože kapacita C_{ga} je tam vlivem stínícího účinku dalších mřížek velmi malá. Např. u triody ECC83 je $C_{ga} = 1,7$ pF, $C_{gk} = 1,6$ pF, takže při zesílení $|A| = 60$ je vstupní kapacita

$$C_{in} = 1,6 + 1,7(1 + 60) \doteq 105 \text{ pF}$$

Ve skutečnosti je tato kapacita ještě poněkud zvětšena kapacitou mezi kontakty objímky a kapacitou spojů, takže je nutno počítat s kapacitou asi 120 pF. Proto chceme-li při tomto zesílení dosáhnout např. horního mezního kmitočtu $f_1 = 30$ kHz, smí mít zdroj podle (4.88) odpor nejvýše

$$R_i = \frac{1}{6,28 \cdot 30\,000 \cdot 120 \cdot 10^{-12}} = 44 \text{ k}\Omega$$

K tomu je třeba přihlížet při navrhování vazebních členů mezi elektronkami.

Zpětnovazební vyrovnávač pro elektromagnetickou přenosku

Članků RC ve větvi paralelní zpětné vazby se často používá pro kmitočtové korekce. Uvedme nejprve obecný výpočet zpětnovazebního korektoru podle obr. 4.37a. Protože zpětnovazební impedance

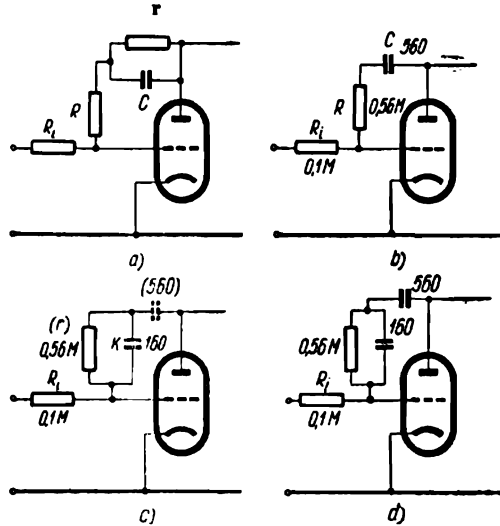
$$Z = R + \frac{r}{1 + j2\pi frC} \quad (4.90)$$

platí pro přenos děliče $R_i - Z$

$$\beta = \frac{R_i}{R_i + R + \frac{r}{1 + j2\pi frC}}$$

Po dosazení tohoto výsledku do vzorce (4.83) a po úpravě dostaneme

$$A_z = A \frac{r + R + j2\pi frRC}{r + R + R_i(1 - A) + j2\pi frC[R + R_i(1 - A)]} \quad (4.91)$$



Obr. 4.37. Zpětnovazební vyrovnávač pro elektromagnetickou přenosku: a) obecný obvod pro zdůraznění nízkých kmitočetů, b) obvod pro zdůraznění hlubokých tónů, c) obvod z obr. 4.37b s přidavným kondenzátorem (K) pro potlačení vysokých tónů, d) úplný vyrovnávač.

Předpokládejme, že tímto stupněm má být opravena záznamová charakteristika dlouhohrajících desek při reprodukci elektromagnetickou přenoskou. Tato charakteristika, jak bylo uvedeno v odst. 2.3, vyžaduje zdůraznění nízkých kmitočetů počínající u $f_1 = 500$ Hz a dosahující desetinásobku u $f_2 = 50$ Hz; dále vyžaduje potlačení spádem 6 dB nad $f_3 = 2120$ Hz. Elektronka ECC83 má anodový odpor $68 \text{ k}\Omega$, takže její zesílení $A = -50$; přenoska je připojena přes odpor $R_i = 0,1 \text{ M}\Omega$. Nechceme

přítom ztrácet zpětnou vazbou na zeslení více, než je nezbytně nutno k vyrovnání záznamové charakteristiky, a proto volíme odpor $r = \infty$, tj. zapojení podle obr. 4.37b.

Po dosazení za $r = \infty$ do (4.91) se tento vzorec zjednoduší na

$$A_z = A \frac{1 + j2\pi fRC}{1 + j2\pi fC[R + R_i(1 - A)]}$$

což lze upravit na známý tvar

$$A_z = A \frac{R}{R + R_i(1 - A)} \frac{1 - j \frac{f_1}{f}}{1 - j \frac{f_2}{f}} \quad (4.92)$$

kde

$$f_1 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.93)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi[R + R_i(1 - A)]C} \quad (4.94)$$

Z podílu rovnic (4.93) a (4.94) a z vytčených požadavků dostaneme

$$\frac{f_1}{f_2} = 10 = \frac{R + 100\,000(1 + 50)}{R}$$

a z toho

$$R \doteq 560 \text{ k}\Omega$$

a dále z (4.93)

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 500 \cdot 560\,000} = 560 \text{ pF}$$

Tím je vyřešeno zdůraznění nízkých kmitočtů a zbývá vyřešit potlačení kmitočtů nad 2120 Hz. Tam působí kondenzátor C již téměř jako spojení nakrátko, takže zapojení se zredukuje podle obr. 4.37c, v němž vysoké kmitočty jsou potlačeny přemostěním odporu R dalším kondenzátorem K . Tím vzniká opět jiný zvláštní případ obvodu z obr. 4.37a, v němž je tentokrát předřadný odpor $R = 0$, $r = 560 \text{ k}\Omega$, a hledáme velikost kondenzátoru na obr. 4.37a) označeného C , který nyní pro rozlišení označíme K .

Ze vzorce (4.91), do něhož dosadíme $R = 0$, $C = K$, dostaneme

$$A_z = A \frac{r}{r + R_i(1 - A) + j2\pi frKR_i(1 - A)}$$

a po úpravě

$$A_z = A \frac{r}{r + R_i(1 - A)} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_3}}$$

kde

$$f_3 = \frac{1}{2\pi[r + R_i(1 - A)]K}$$

což je průběh klesající nad kmitočtem f_3 . Podle vytyčeného požadavku

$$f_3 = 2120 = \frac{1}{6,28 \cdot (560\,000 + 100\,000 \cdot 51)K}$$

a z toho

$$K \doteq 140 \text{ pF}$$

Protože dřívější předpoklad, že kondenzátor C působí proti K jako spojení nakrátko není zcela přesný, jak patrně z toho, že sériové spojení obou má kapacitu $C + K = 112 \text{ pF}$, opravíme vzniklou chybu tím, že zvětšíme K asi na 160 pF .

Úplné zapojení zpětnovazební větve je na obr. 4.37d.

4.3.8 Zpětnovazební říditelné korektory

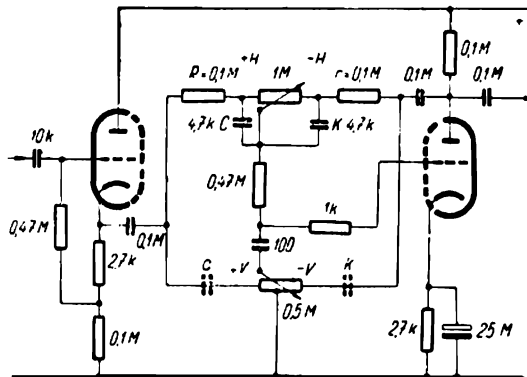
Říditelné korektory zařazené ve zpětné vazbě mají proti korektorům zapojeným v zesilovací větvi podle obr. 4.26, 4.30 určité výhody. U korektorů v zesilovací větvi se krajní kmitočty zdůrazňují tak, že se nejprve celé pásmo zesílí na potřebnou úroveň a pak teprve se střední kmitočty korektorem zeslabí. To však znamená, že korektor, je-li zařazen někde u konce předzesilovače tak, aby jeho výstupní napětí bylo řádu desetin voltu, musí dostávat na vstup poměrně značné napětí několika voltů. Elektronky, pokud nemají zkreslení zmenšené zápornou zpětnou vazbou, mohou však dodat napětí jen asi do 1 V , jinak vzniká nebezpečí, že v celkovém zkreslení zesilovacího zařízení bude převažovat zkreslení předzesilovače. Proto bychom musili buď opatřit elektronku před korektorem zápornou zpětnou vazbou, nebo přemístit celý korektor blíže ke vstupu předzesilovače tak, aby na něm bylo menší napětí, což by nebylo právě výhodné s ohledem na větší zesílení šumu a praskání způsobovaného potenciometry nebo přepínači korektoru.

Je proto účelnější opatřit poslední elektronku předzesilovače zápornou zpětnou vazbou a zapojit regulační korektor do její zpětnovazební větve. Pak se sice dosahuje zdůraznění krajních kmitočtů také na úkor středních kmitočtů, ale ty se zeslabí hned v okruhu zpětné vazby, takže nikde nena-

budou úrovně, která by mohla vést ke zkreslení. Přitom přebytek zesílení uprostřed pásma, který se při zařazení korektoru do zesilovací větve neúčinně ztrácí, využije se při zařazení korektoru do zpětnovazební větve k zavedení záporné vazby a tím do jisté míry ke zmenšení zkreslení.

Zpětnovazební plynule říditelný korektor

Na obr. 4.38 je zapojení plynule říditelného zpětnovazební korektoru podle [16]. Zapojení vlastního korekčního článku je celkem podobné zapojení korektoru z obr. 4.26, který je však tentokrát zařazen ve zpětnova-

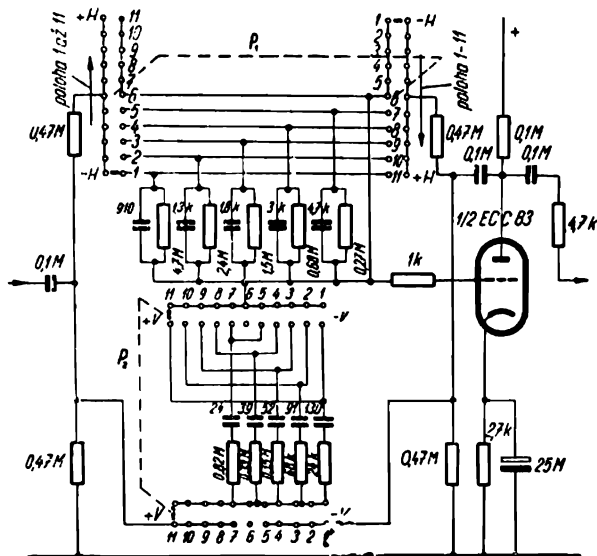


Obr. 4.38. Zpětnovazební plynule říditelný korektor.

zební větvi. Podstatná změna je však v tom, že korekční článek je nyní souměrný, tj. odpory r a R , které na obr. 4.26 byly v poměru asi 10 : 1, jsou zde stejné, oba potenciometry jsou lineární a také kapacity C a K jsou stejné. Protože by byly stejné i kapacity c a k , je místo nich zapojen jen jeden kondenzátor v přívodu běžce výškového potenciometru, takže celý korektor je poněkud jednodušší než korektor na obr. 4.26. Tato výhoda je však dosti problematická vzhledem k tomu, že potřebný potenciometr s odbočkou uprostřed není v prodeji; proto lze použít obvyklého zapojení se dvěma stejnými kondenzátory zapojenými z obou stran potenciometru bez vyvedeního středu, jak naznačeno čárkovaně na obr. 4.38. Nevýhodou tohoto korektoru je, že ještě nutněji než korektor v zesilovací větvi potřebuje, aby zdroj měl malý vnitřní odpor; proto se zapojuje zpravidla za katodový sledovač a má pak vlastně dvě elektronky, aniž by poskytoval zesílení. Pokud jde o zvlnění průběhu v neutrální poloze a křivování průběhů v dlých polohách potenciometrů, má tyto nedostatky jako korektor na obr. 4.26.

Zpětnovazební stupňový korektor

Na obr. 4.39 je stupňový přepínací korektor, který je jakousi zpětnovazební obdobou přepínacího korektoru z obr. 4.30. Velikosti jeho součástí jsou udány podle původního pramene [17], v němž autor požadoval zdů-



Obr. 4.39. Zpětnovazební stupňový korektor.

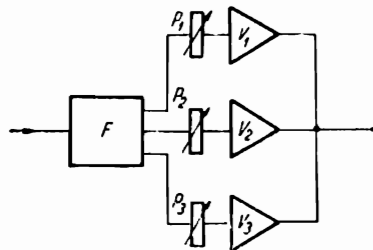
raznění krajních kmitočtů o ± 20 dB v deseti stejných stupních. Při odlišných požadavcích by se výpočet provedl obdobně jako u korektoru z obr. 4.30. Také kmitočtové charakteristiky jsou velmi podobné charakteristikám z obr. 4.30, zejména v tom, že se navzájem nekřížují a nemají zvlněný průběh v neutrální poloze.

4.4 JINÉ KOREKČNÍ OBVODY

Mimo korekční články probrané v předchozích odstavcích jsou známy ještě další kmitočtové vyrovnávače a korektory. Dříve byly dosti rozšířeny články typu RL , používající ke korekci hlubokých tónů nf tlumivky. Těmto obvodům se však dnes raději vyhýbáme, protože potřebné velké indukčnosti zachycují síťové bruceňení a jsou rozměrnější a nákladnější než kondenzátory, s nimiž přitom lze dosáhnout rovnocenných výsledků. Existují také několikačlánkové obvody RC , jež umožňují dosáhnout vět-

šího sklonu než 6 dB na oktávu. S takovým obvodem se setkáváme v následujícím odstavci; pro povšechné korekce se však tyto články nedoporučují, protože pro běžné účely sklon 6 dB na oktávu úplně postačí a články s větším sklonem působí jen značné fázové zkreslení a zhoršení reprodukce přechodných dějů.

Konečně se v literatuře vyskytují také kmitočtové korektory podle obr. 4.40. Signál se zde dělí kmitočtovou výhybkou F na několik pásem, z nichž každé se odděleně zesílí elektronkami V_1 až V_3 a pak teprve se jednotlivá pásma opět spojí. Přitom každá část má samostatný regulátor P_1 až P_3 , takže v celkovém výstupu lze podle potřeby nařídit poměr jednotlivých složek. Takový zesilovací stupeň sice umožňuje nejrůznější kmitočtové úpravy, ale zároveň při nevhodném nařízení potenciometrů může způsobit nepravidelný schodovitý průběh kmitočtové charakteristiky, který neodpovídá požadovaným korekcím. Mimoto ovšem je tento korektor zbytečně nákladný, aniž by poskytoval nějaké zvláštní výhody, takže je zbytečně dále se tímto druhem korektorů zabývat.



Obr. 4.40. Skupinové schéma tří-pásmového korektoru.

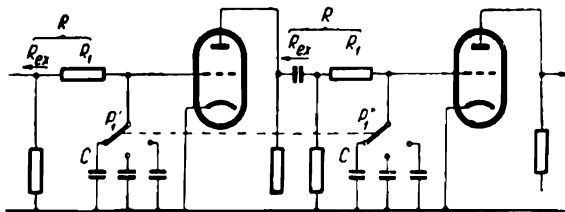
4.5 TÓNOVÉ CLONY

Některé druhy signálu mají u horního konce pásma značný obsah rušivých zvuků, k jejichž zmírnění se používá tzv. tónových clon. Dříve se těchto clon používalo hlavně při reprodukci šelakových gramofonových desek, které po delším přehrávání ocelovou jehlou dostaly značný povrchový šum. Zavedením desek z umělých pryskyřic a trvalých jehel se většina tohoto šumu odstranila, takže používání clon je dnes již mnohem méně aktuální. Dnes mají clony určitý význam jen pro toho, kdo chce přehrávat starší desky a dále při poslechu am rozhlasu, rušeného interferencemi hvizdy. Proto stručně probereme aspoň některá zapojení clon.

Každý korekční článek, který zeslabuje vysoké tóny, je do jisté míry tónovou clonou. Dosud probírané články zeslabovaly však sklonem nejvýše 6 dB na oktávu, což sice stačí ke korekci celkového charakteru reprodukce, ale je málo k odříznutí nežádoucí části pásma. Účinná tónová clona má zeslabené propouštět kmitočty, u nichž je signál větší než šum, a strmě odříznout kmitočty, u nichž šum převažuje nad signálem.

4.5.1 Několikanásobný článek RC

Jak jsme poznali, zeslabuje článek RC nad svým mezním kmitočtem spádem 6 dB na oktávu, takže kaskádním řazením n takových článků lze získat pokles 6 n dB na oktávu. Toho lze nejnázve dosáhnout tak, že

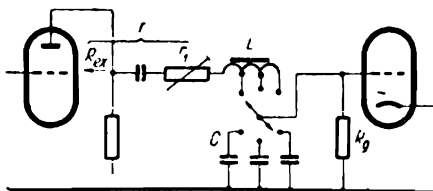


Obr. 4.41. Dvojnásobný článek RC .

např. u dvou následujících stupňů zařadíme po jednom článku RC do obvodu mřížky elektronky a přepínáme kapacity obou článků společným přepínačem $P'_1 - P''_1$ (obr. 4.41). Odříznutí dosažené tímto způsobem je 12 dB na oktávu, tedy dosti účinné; nevýhoda je však v tom, že pozvolný pokles přenosové charakteristiky začíná již pod mezním kmitočtem (průběh označený $2 \times RC$ na obr. 4.43).

4.5.2 Sériový okruh LC

Jednoduchý obvod, který poněkud lépe splňuje kladené požadavky, je na obr. 4.42 [18]. Obsahuje přepínatelnou indukčnost L a kondenzátory C , jež tvoří rezonanční okruh, tlumený jednak sériovým odporem r , který se skládá z výstupního odporu zdroje a z přídavného odporu r_1 , jednak paralelním mřížkovým svodem R_g nebo regulátorem hlasitosti následující elektronky. Abychom zjistili přenos tohoto obvodu, zanedbáme pro jednoduchost paralelní odpor, takže pak platí



Obr. 4.42. Tónová clona LC .

$$P = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\frac{j2\pi fC}{j2\pi fC + j2\pi fL + r}}$$

což po dosazení za

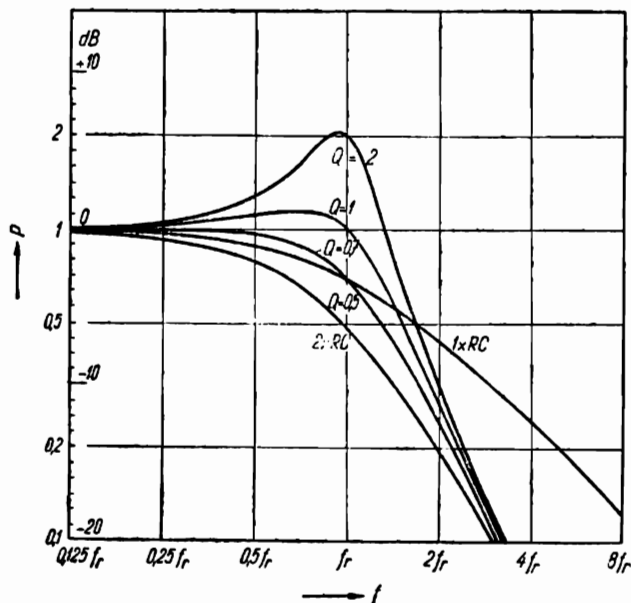
$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{r} \quad (4.95)$$

a dále za

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.96)$$

a po úpravě se zjednoduší na tvar

$$P = \frac{1}{1 - \left(\frac{f}{f_r}\right)^2 + j \frac{f}{Q f_r}} \quad (4.97)$$



Obr. 4.43. Kmitočtové charakteristiky clony LC.

Průběhy P pro různé činitele jakosti Q jsou na obr. 4.43. Jak patrně, mají průběhy s velkým Q u kmitočtu f_r rezonanční vrchol s výškou [z (4.97), kam se dosadí $\frac{f}{f_r} = 1$] $|P_r| = Q$

Průběhů pro $Q > 1$ s vyjádřeným rezonančním vrcholem nelze pro věrnou reprodukci použít; naopak průběhy, u nichž $Q < 0,5$, klesají příliš zvolna, takže nepotlačí šum dosti účinně. Přijatelné jsou průběhy mezi těmito mezemi, např. průběh pro $Q = 0,71$, který má v pracovním rozsahu odchylky

menší než 3 dB. Z obr. 4.43 zároveň vyplývá, že průběh pro $Q = 0,5$ je shodný s průběhem dvojnásobného článku RC .

V dostatečné vzdálenosti nad rezonančním kmitočtem klesají všechny průběhy sklonem 12 dB na oktávu, tj. dvojnásob strměji než u jednoduchého obvodu RC (jehož přenos je na obr. 4.43 pro porovnání znázorněn čarou $1 \times RC$). Nevýhodou obvodu je, že obsahuje indukčnost, avšak tato vada není vážná, protože indukčnost vychází s poměrně malým počtem závitů, takže není příliš choulostivá na cizí rozptylová pole.

Jako příklad vypočítáme clonu, která je zařazena za elektronku ECC83 ($R_i = 60 \text{ k}\Omega$) s vazebním odporem $47 \text{ k}\Omega$. Výstupní odpor tohoto stupně

$$R_{\text{ox}} = 60 \text{ k}\Omega \& 47 \text{ k}\Omega = 26,3 \text{ k}\Omega$$

Mřížkový svod následující elektronky předpokládáme buď značně velký, nebo zapojený před okruhem LC tak, aby nepůsobil přídavné tlumení. Abychom mohli dodatečně nastavit výšku rezonančního vrcholu, zařadíme do série regulovatelný odpor např. $r_1 = 10 \text{ k}\Omega$, takže celkový odpor bude v mezích $r = 26,3$ až $36,3 \text{ k}\Omega$, průměrně asi $30 \text{ k}\Omega$. Požadujeme odříznutí např. u $f_r = 8 \text{ kHz}$ a $Q = 0,71$. Řešením rovnic (4.95) a (4.96) dostáváme

$$L = \frac{Qr}{2\pi f_r} \quad (4.98)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_r Qr} \quad (4.99)$$

takže po dosazení

$$L = \frac{0,71 \cdot 30\,000}{6,28 \cdot 8000} = 0,43 \text{ H}$$

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 8000 \cdot 0,71 \cdot 30\,000} = 940 \text{ pF}$$

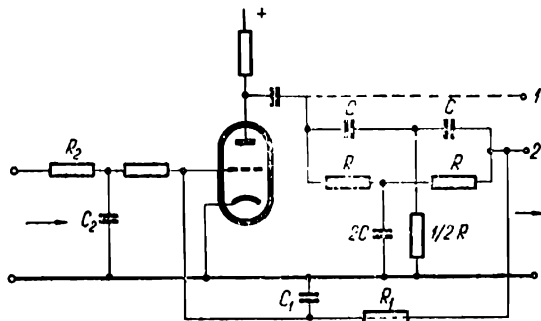
a činitel jakosti podle (4.95) je nařiditelný v mezích

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{0,43}{940 \cdot 10^{-12}}}}{26\,300} \quad \text{až} \quad \frac{\sqrt{\frac{0,43}{940 \cdot 10^{-12}}}}{36\,300}, \quad \text{tj. } 0,81 \text{ až } 0,59$$

Požadujeme-li odřezávací kmitočet přepínatelný se stále stejnou výškou vrcholu, je nutno přepínat současně L i C tak, aby se poměr L/C neměnil. Takové clony je použito v zesilovači na obr. 4.71.

4.5.3 Dvojitý článek T

Mnohem strmějšího odříznutí lze dosáhnout zpětnovazebním stupněm s dvojitým článkem T podle obr. 4.44. Početní odvození poměrů v tomto stupni by bylo dosti obsáhlé, a proto se spokojíme jen s hlavními výsledky.



Obr. 4.44. Tónová clona s dvojitým článkem T.

Samotný dvojitý článek T bývá obvykle souměrný, takže oba podélné odpory R jsou stejné a také obě podélné kapacity C jsou stejné a příčné členy mají velikost $R/2$ a $2C$. Tento článek přenáší kmitočty, jež jsou dostatečně nižší nebo vyšší než

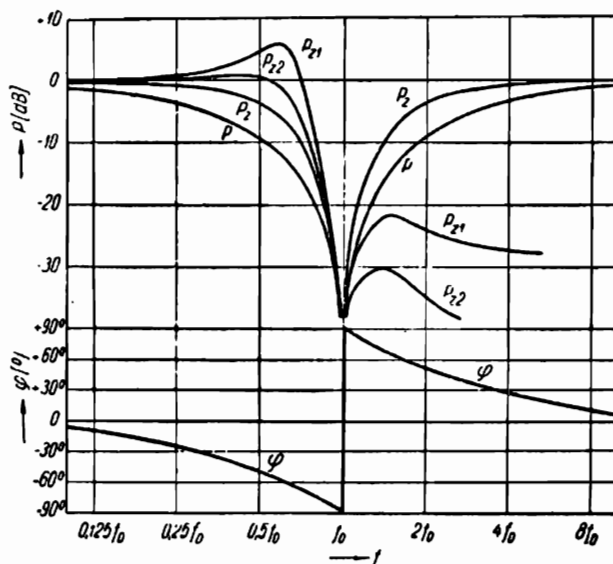
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.100)$$

téměř bez útlumu, ale v okolí f_0 se jeho přenos zmenšuje, až při f_0 článek nepřenáší (průběh P na obr. 4.45). Článek se chová podobně jako můstek, který také při vyrovnání nepřenáší napětí z jedné své úhlopříčky do druhé, a proto se f_0 obvykle jmenuje kmitočet vyvážení.

Fázový posun činitele přenosu je znázorněn čarou φ na obr. 4.45: v dostatečně vzdálenosti od f_0 je nepatrný, ale pod f_0 nabývá velikosti až -90° a při f_0 přeskočí náhle na $+90^\circ$. Celý článek pracuje jako zadrž pro kmitočet vyvážení a jeho okolí, které je dosti široké: útlum 3 dB nastává již u kmitočetů o 2 oktávy pod a nad f_0 .

Zapojí-li se dvojitý článek T do zpětnovazební větve elektronky (obr. 4.44, avšak bez článku R_1C_1), vznikne kmitočtově závislá zpětná vazba. Pro kmitočty vzdálené od f_0 působí plná záporná vazba, takže stupeň nezesiluje, kdežto při f_0 je zpětná vazba vyřazena, takže elektronka má plné zesílení. Kdyby se tedy výstup odebíral z její anody (svorka 1 na obr. 4.44), působil by obvod jako selektivní zesilovač. Odebírá-li se však výstup ze svorky 2, dostane se k němu jen část propuštěná článkem T,

kteřá má podobnou kmitočtovou závislost jako přenos samotného článku, ale selektivnější průběh (P_z na obr. 4.45), takže zadržuje jen užší okolí f_0 . Zúžení vzniká tím, že nazpět vedené napětí nemá v okolí f_0 opačnou fázi



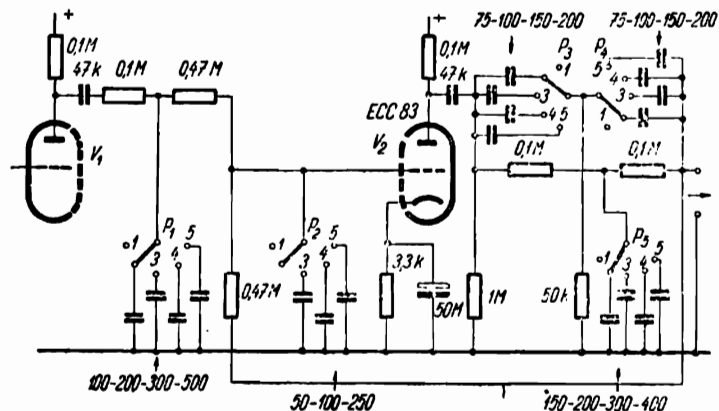
Obr. 4.45. Kmitočtová a fázová charakteristika clony z obr. 4.44.

než vstupní napětí, nýbrž je proti němu posunuto o $\pm 90^\circ$, takže záporná vazba působí méně. Průběh P_z je tím selektivnější, čím větší bylo původní zesílení elektronky před zavedením zpětné vazby.

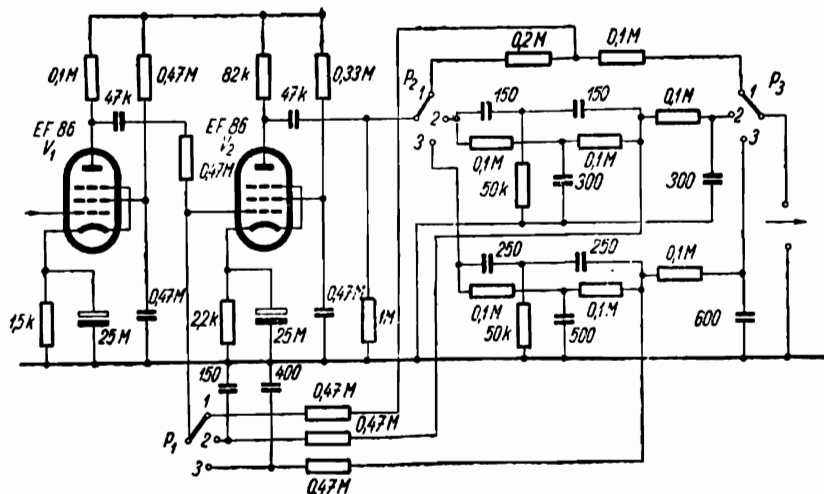
Takovým obvodem by se zadržovaly jen kmitočty v nejbližším okolí f_0 , ale ostatní, ať nižší nebo vyšší, by procházely. Obvod by proto byl vhodný např. k odstranění interferenčního hvizdu, ale nehodil by se k potlačení šumu desek, kde je nutno odříznout vše od určitého kmitočtu výše. Proto se do zpětnovazební větve zapojuje ještě další člen R_1C_1 (obr. 4.44), kterým se změní hlavně fázové poměry: pod f_0 , kde se zpoždění členu R_1C_1 přičítá ke zpoždění dvojitého článku T, vznikne zpoždění větší než 90° , takže nazpět vedené napětí má složku působící ve fázi se vstupním napětím a zpětná vazba působí jako kladná. Nad kmitočtem f_0 se zpožděním členu R_1C_1 kompenzuje předstih článku T, takže zpětnovazební napětí, které bylo původně posunuto o asi 90° , má nyní opačnou fázi než vstupní napětí a vazba působí jako záporná. Proto se průběh výstupního napětí mění podle křivky P_{z1} , která má pod f_0 převýšení od kladné vazby, ale nad f_0 klesá. Tento průběh by se již lépe hodil k potlačení šumu, ale ob-

vykles se ještě upravuje dalším článkem R_2C_2 , který se zařadí buď před zpětnovazební stupeň, nebo za něj, čímž se výsledek změny podle křivky $P_{7.2}$. U tohoto výsledného průběhu lze dosáhnout poklesu 40 i více dB na oktavu, přičemž v nejnepříznivějším místě zůstává útlum 20 až 30 dB.

Na obr. 4.46 je úplné zapojení zpětnovazební clony s dvojitým článkem T podle [19]. Článek T je přepínací na pět poloh, z nichž první poloha pracuje bez odříznutí a další polohy mají kmitočety vyvážení u 21, 16,



Obr. 4.46. Zapojení pětipolohové clony s dvojitým článkem T.



Obr. 4.47. Zapojení třípolohové clony s dvojitým článkem T.

10,5 a 8 kHz; přepíná se pětídlným přepínačem P_3 až P_4 , jehož další díly P_2 a P_1 přepínají člen R_1C_1 pro zpoždění zpětné vazby a přidavný korekční člen R_2C_2 , který je zapojen před vlastním stupněm. Na stupni 2 přepínače P_2 není kondenzátor, neboť se tu uplatňuje vstupní kapacita elektronky V_2 , která na tomto stupni sama stačí k dosažení potřebného posunu.

Na obr. 4.47 [20] je zapojení podobného stupně, kde clona má tři polohy (bez odříznutí, u 10,5 a 6,4 kHz), a přidavný článek je zařazen za zpětnovazebním stupněm. Přemístěním článku a tím, že se zároveň s kapacitami zpětnovazebních členů přepínají i příslušné odpory, se zde podařilo zmenšit počet sekcí přepínače na tři, takže stačí dvoudeskový přepínač.

Odříznutí dosažené těmito obvody je mnohem strmější než u předchozích článků RC nebo LC ; nevýhodou je jen to, že se k němu spotřebuje celý zisk elektronky V_2 , kdežto u dřívějších řešení nevznikal přidavný útlum, a dále to, že pro členy dvojitého článku T je zapotřebí součástek vybraných s přesností aspoň 1 %.

4.5.4 Automatické tónové clony

Dosud popisované clony mají nevýhodu v tom, že potřebují nařizování do polohy, v níž je šum pokud možno zeslaben, ale signál ještě příliš neochuzen o vysoké tóny. Tato poloha se však mění podle druhu signálu: u fm rozhlasu nebo u magnetofonu není zaclonění zpravidla vůbec zapotřebí, kdežto naopak u starých desek je nutno zaclonit velmi značně. Dokonce však ani u téhož druhu signálu, např. u těže desky nezůstává nejvhodnější poloha clony stálá, nýbrž mění se od místa k místu, protože v tichých pasážích neobsahujících vysoké tóny vyniká šum mnohem více než v hlasitých, kde je překryt vysokými tóny. Bylo by proto třeba měnit nastavení clony stále během poslechu, podle jeho okamžité hlasitosti a kmitočtového obsahu a ovšem také podle okamžitého stavu opotřeбенí desky a obsahu doprovodných rušivých zvuků. Takové trvalé obsluhování clony by však bylo nepohodlné a mimoto by přizpůsobení nebylo dostatečně rychlé. Proto byly sestrojeny různé clony, které se přizpůsobují samočinně.

Elektricky říditelné prvky tónových clon

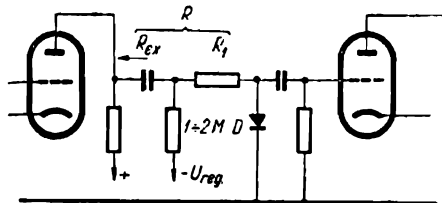
Uvažme nejprve, které veličiny korekčních článků lze snadno měnit elektrickou cestou. Nejsnáze lze realizovat elektricky říditelný kondenzátor. Z teorie polovodičů je známo, že křemíková dioda předepjatá v závěrném směru působí jako proměnná kapacita velikosti (přibližně)

$$C = C_0 \frac{1}{\sqrt{U}}$$

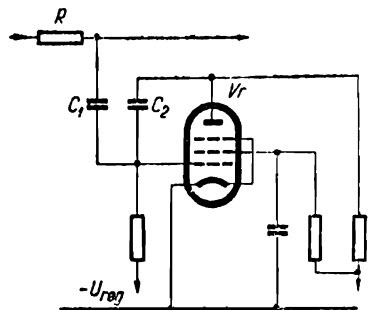
kde C_0 je kapacita diody při napětí 1 V a U je stejnosměrné napětí na

diodě, které může být řádově až 100 V, takže kapacitu lze regulovat až v poměru 1 : 10 [21]. Článek RC používající diody jako kapacity říditelné předpětím U_{reg} je na obr. 4.48.

Častěji se používá způsobu, dovolujícího změny kapacity v ještě větším rozsahu, který je založen na využití Millerova jevu, tzv. reaktanční elek-



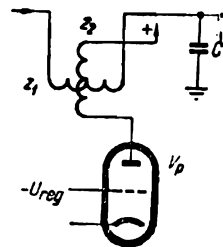
Obr. 4.48. Článek RC s polovodičovou diodou řízenou předpětím.



Obr. 4.49. Článek RC s kapacitou řízenou pomocí reaktanční elektronky V_r .

tronkou (obr. 4.49) [22]. Jak jsme uvedli v odst. 4.3.7, působí kapacita C_{ga} mezi mřížkou a anodou zesilovací elektronky, jako by byla zvětšená v poměru $(1 + |A|)$. Použijeme-li tedy pro kondenzátor korekčního článku RC vstupní kapacity pomocné reaktanční elektronky V_r , bude mezní kmitočet tohoto článku záviset na zesílení A této elektronky. Reaktanční elektronka V_r na obr. 4.49 je pentoda s exponenciální charakteristikou, jejíž zesílení lze měnit předpětím v mezích 1 : 30 i více, takže přibližně v těchto mezích lze regulovat mezní kmitočet článku RC . Protože kapacita C_{ga} pentody je velmi malá, je uměle zvětšena přidavným kondenzátorem C_2 , kdežto kondenzátor C_1 slouží jen k stejnosměrnému oddělení a má kapacitu zpravidla několik tisíc pikofaradů.

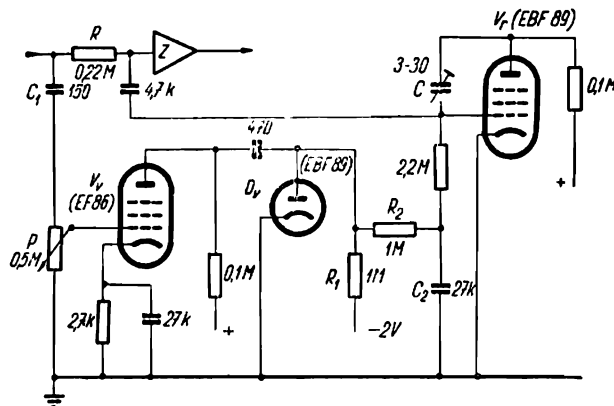
Také indukčnost cívky lze elektricky regulovat tím, že pomocným proudem sytíme její feromagnetické jádro. Vhodné zapojení je na obr. 4.50. Změnou předpětí U_{reg} se mění anodový proud pomocné elektronky V_p , který prochází budičím vinutím z_2 . Tím se mění permeabilita jádra a indukčnost hlavního vinutí z_1 , přitom však jsou obě vinutí uspořádána tak, že změnou proudu v jednom z nich se neindukuje napětí do druhého vinutí, ani naopak, podobně jako u transduktorů.



Obr. 4.50. Článek LC s indukčností řízenou proudem pomocné elektronky V_p .

Zapojení automatických clon

Na obr. 4.51 [23] je příklad automatické tónové clony používající pro jednoduchost jako filtr jen jednoho článku RC , jehož kapacita je říditelná reaktanční elektronkou V_r podle úrovně signálu. Článek RC je tvořen odporem R a kapacitou C zvětšenou Millerovým jevem elektronky V_r .



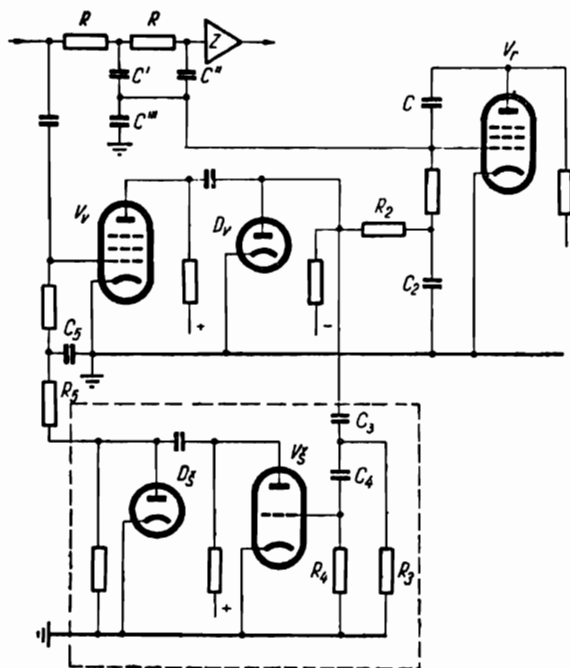
Obr. 4.51. Jednoduchá automatická clona.

Tato elektronka je pentoda s regulační charakteristikou a má přes odpor R_1 přivedeno takové základní předpětí, aby v klidu měla co největší zesílení, takže kapacita C působí, jako by byla asi stokrát zvětšena a filtr RC odřezává tedy ve stavu bez signálu kmitočty již asi od 1 kHz výše.

Elektronka V_v pracuje jako pomocný zesilovací stupeň, který zesiluje signální napětí, zejména jeho složky nad 2 kHz, které procházejí vstupním členem C_1P bez útlumu, takže se při funkci clony uplatní hlavně vyšší kmitočty signálu. Zesílené signální napětí se usměrňuje diodou D_v a po odfiltrování střídavých složek členem R_2C_2 se vede jako záporné předpětí k elektronce V_r . Přejde-li tedy na vstup signál obsahující vyšší tóny, zvětší se cestou $V_v - D_v$ záporné předpětí reaktanční elektronky, takže se zmenší její zesílení a tím i efektivní kapacita kondenzátoru C . Proto se mezní kmitočet článku RC zvýší tím více, čím větší je signální napětí, zejména jeho složky vyšších kmitočtů. Potenciometrem P se nařídí potřebný zisk pomocné cesty podle toho, kolik obsahuje signál šumu.

Ani tato clona nepracuje však zcela samočinně. Odclouňuje sice samočinně podle toho, jaký je obsah vysokých tónů v signálu, ale potřebuje, aby zisk pomocného zesilovače byl nastaven na určitou velikost závislou na obsahu šumu. Kdyby totiž byl u šumící desky nastaven příliš velký zisk pomocného zesilovače, způsobil by již malý obsah vysokých tónů úplné odclonění,

čímž by šum nepřipustně vystoupil a naopak, kdyby u nešumící desky byl nastaven zisk příliš malý, byly by výšky zbytečně téměř stále zacloňeny, tak jako by šlo o trvale uzavřenou clonu. Ač tedy se clona samočinně přizpůsobuje obsahu vysokých tónů, nepřizpůsobuje se sama obsahu šumu a je nutno ji potenciometrem P u každé desky zkusmo znovu nařídit.



Obr. 4.52. Zapojení clony, jež se samočinně přizpůsobuje obsahu výškového signálu i obsahu šumu.

Tuto nevýhodu řeší zapojení podle obr. 4.52 [24]. Část V_v — D_v — V_r je téměř stejná jako na obr. 4.51; elektronka V_v však nemá na vstupu potenciometr, nýbrž její zisk se ovládá předpětím získaným z obvodu $V_d D_d$, který pracuje jako detektor šumu. Protože šum v určitém kmitočtovém pásmu nelze filtrem rozlišit od složek signálu v témže pásmu, má detektor šumu předřazený filtr $C_3 C_4 R_3 R_4$, který k němu připouští jen kmitočty nad 10 kHz, kde již téměř nejsou obsaženy složky užitečného signálu, nýbrž jen vlastní šum. Detektor tedy není ovládán šumem obsaženým v pracovním pásmu, nýbrž jen šumem nad tímto pásmem, o němž lze předpokládat, že je šumu v pracovním pásmu úměrný. Protože napětí šumu v pásmu nad

10 kHz je poměrně malé, zesiluje se další elektronkou V_2 , pak se usměrní diodou D_2 a po odfiltrování střídavých složek filtrem R_5C_5 se vede jako záporné předpětí k elektronce V_4 . Tím se její zisk, který je největší, neobsahuje-li signál šum, zmenšuje tím více, čím je obsah šumu větší. Clona si tedy nastavuje samočinně zisk podle toho, jaký je obsah šumu v signálu, takže napotřebuje ruční nastavování potenciometrem P z obr. 4.51. Filtr $R-C-C''-C'''$ znázorněný na obr. 4.52 se poněkud liší od jednoduchých článků RC předchozích zapojení, ale má s nimi společné to, že jeho mezní kmitočet se snižuje zvětšením kapacity C.

Uvedenými příklady nejsou možnosti automatických clon vyčerpány. Místo jednoho článku RC lze použít několika článků, jejichž kapacity jsou řízeny jednotlivými reaktančními elektronkami ovládanými společným předpětím. Také může být článek RC nahrazen článkem LC, u něhož též indukčnost je proměnná způsobem podle obr. 4.50.

Automatické clony mají ovšem i své nedostatky. Při nevhodné volbě časových konstant filtrů za diodami může clona pracovat opožděně, takže sluchem lze rozeznat kolísání úrovně šumu. Stejnoseměrné změny přivedené z regulačních obvodů mohou pronikat do zesilovací cesty, takže je slyšet tzv. „dýchání“ zesilovače. Mimoto clony reagující samočinně na úroveň šumu potřebují, aby gramofonová přenoska měla rozsah sahající co nejvýše nad 10 kHz a snímala tak složky šumu obsažené v tomto pásmu. Konečně je nutno uvést, že automatické clony se hodí jen k zmírnění spojitě rozloženého šumu desek, ale nebudí se k potlačení interferenčního hvizdu při am rozhlasu, který clona nerozezná od signálu. Celkem lze říci, že obvody automatických clon jsou sice technicky zajímavé, ale jejich používání je dnes, díky zlepšení gramofonových desek, již na ústupu.

4.6 REGULACE HLASITOSTI

Další ovládání, které řídící zesilovač musí obsahovat, je regulace hlasitosti. Dříve se používalo jednoduchého potenciometru, který je dosud běžný u jednodušších zařízení.

4.6.1. Jednoduchý potenciometr

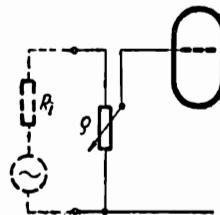
Potenciometr má plynule regulovat odpor v rozsahu nejméně 1 : 300, tj. 50 dB, a má mít logaritmický průběh, aby jeho stupnice byla v decibelovém měřítku rovnoměrná. Odpor potenciometru nesmí být příliš velký, jinak by spolu se vstupní kapacitou následující elektronky působil pokles vysokých kmitočetů. Zdroj s vnitřním odporem R_i připojený k následující elektronce přes potenciometr s odporem e (obr. 4.53) má výstupní odpor, který závisí na nastavení běžce, a lze snadno zjistit, že je největší v poloze,

kdy je běžec v polovině celkového odporu ($R_i + e$). Pak je výstupní odpor tvořen oběma dílčími odpory $\frac{R_i + e}{2}$ spojenými paralelně, takže má velikost $\frac{R_i + e}{4}$, která rozhoduje o kmitočtovém průběhu. Je-li tedy po-

tenciometr zařazen např. mezi oběma polovinami elektronky ECC83, z nichž první působí jako zdroj s vnitřním odporem 45 k Ω (vnitřní odpor elektronky 80 k Ω a paralelní vazební odpor 100 k Ω), přičemž vstupní odpor pro druhou polovinu nemá podle výsledku odst. 4.3.7 přestoupit 44 k Ω , smí potenciometr mít odpor

$$\frac{45\,000 + e}{4} = 44\,000 \dots e \doteq 130\,000 \text{ k}\Omega$$

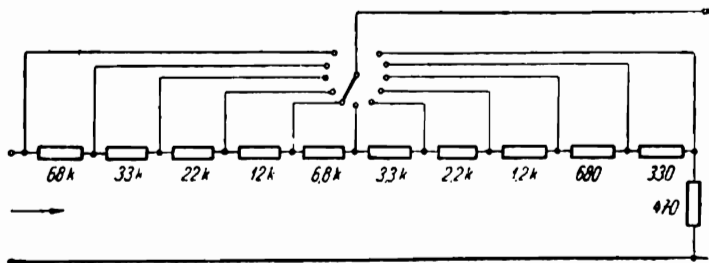
Potenciometr s větším odporem by byl přípustný, kdyby se omezila vstupní kapacita následujícího systému např. tím, že by katodový odpor nebyl přemostěn kondenzátorem, nebo tím, že by se místo triody použilo pentody.



Obr. 4.53. Zapojení potenciometru v obvodu mřížky elektronky.

4.6.2 Stupňový dělič

Místo potenciometru se někdy používá stupňového děliče, který sice vyžaduje spolehlivý přepínač a řadu odporů, ale zato má výhodu v tom, že jednou vyzkoušené nastavení je vždy opětovatelné; mimoto lze snadno



Obr. 4.54. Stupňový dělič.

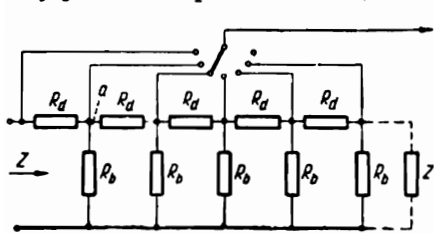
5

zajistit souběh dvou děličů stereofonního zařízení. Stupňový dělič může být řešen jako řada sériově spojených odporů, jejichž velikost, počítáno od spodního konce, má tvořit geometrickou řadu tak, aby jednotlivé stupně byly v dB navzájem stejné. Při použití normalizované řady lze tento poža-

davek splnit jen přibližně, např. tím, že volíme odpory uvedené na obr. 4.54, kde je použito přepínače s 11 kontakty, tj. 10 stupňů po 5 dB.

Podle normy [2], [3] má regulátor působit v rozsahu aspoň 60 dB a ve stupních maximálně po 3 dB, což vyžaduje přepínač s 21 polohami a značný počet odporů. S použitím normalizované řady lze takový dělič sestavit z odporů 120—47—68—100—150—220—270—390—560—820—1,2 k—1,5 k—2,2 k—3,3 k—4,7 k—5,6 k—8,2 k—12 k—18 k—27 k—39 kΩ, které dohromady dávají asi 125 kΩ.

Snadnější, pokud jde o volbu odporů, je použití děliče složeného z řady stejných článků podle obr. 4.55, u něhož lze dosáhnout stejných stupňů jen



Obr. 4.55. Stupňový dělič se stálou výstupní impedancí.

se dvěma velikostmi odporů při současném dodržení stálého výstupního odporu. Abychom odvodili vlastnosti tohoto děliče, představme si nejprve, že má směrem doprava nekonečně velký počet článků. Pak je zřejmé, že stejný odpor jako na vstupu děliče je i na vstupu kterékoli části oddělené, např. v místě *a*. Označíme-li vstupní odpor nebo obecněji vstupní impedanci *Z*, platí

$$Z = R_d + (R_b \& Z)$$

z čehož lze vypočítat

$$Z = \frac{R_d}{2} \left(1 + \sqrt{1 + 4 \frac{R_b}{R_d}} \right) \quad (4.101)$$

Ve skutečnosti není počet článků nekonečný, nýbrž jen tak velký, aby stačil k dosažení žádaného celkového zeslabení, kdežto místo dalších stupňů je k poslednímu odporu R_b připojena impedance Z , která nahrazuje všechny další stupně, takže poměry se proti původně předpokládanému případu nezmění.

Poměr napětí na dvou sousedních stupních, tj. zeslabení pro jeden stupeň je zřejmě

$$P_n = \frac{U_{n+1}}{U_n} = \frac{R_b \& Z}{(R_b \& Z) + R_d}$$

takže po dosažení za R_d vypočtené z (4.101) a úpravě bude

$$P_n = \frac{R_b}{R_b + Z} \quad (4.102)$$

Zvolíme-li tedy impedanci Z a zeslabení na stupeň P_n , můžeme vypočítat

ory R_d , R_b řešením rovnic (4.101) a (4.102). Dostaneme

$$R_d = Z(1 - P_s) \quad (4.103)$$

$$R_b = Z \frac{P_s}{1 - P_s} \quad (4.104)$$

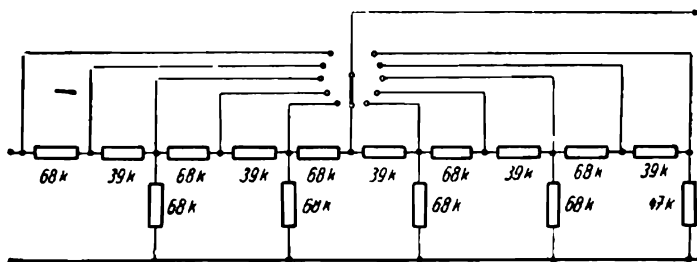
žadujeme-li např. $Z = 150 \text{ k}\Omega$ a $P_s = 0,56$, bude

$$R_d = 150\,000 (1 - 0,56) \doteq 67 \text{ k}\Omega$$

$$R_b = 150\,000 \frac{0,56}{1 - 0,56} \doteq 187 \text{ k}\Omega$$

Na konci je dělič uzavřen jednak odporem R_b , jednak paralelní impedancí Z , tj. celkem odporem $83 \text{ k}\Omega$. S ohledem na normalizované hodnoty bude nutno vypočtené odpory zaokrouhlit na $68 \text{ k}\Omega$, $180 \text{ k}\Omega$ a $82 \text{ k}\Omega$, takže se zeslabení na stupni poněkud změní.

Takový dělič je sice výhodný v tom, že má jen dvě, popř. tři různé velikosti odporů, avšak celkem by měl odporů dvakrát více než dělič z obr. 4.54. Můžeme jej však zjednodušit tím, že použijeme příčných odporů vždy až za dvěma či třemi stupni, kdežto mezilehlé stupně vyvedeme jen jako odbočky na podélném odporu R_d (obr. 4.56). Pak je sice na těchto odbočkách poněkud větší výstupní odpor než na stupních, které mají příčný



Obr. 4.56. Úsporné zapojení stupňového děliče.

člen, ale to nás zpravidla nezajímá. Podle toho lze předchozí dělič zhotovit např. s příčným odporem vždy až na druhém stupni, kde je zeslabení $0,56^2$, tj. $P_s = 0,31$, takže podle (4.103) a (4.104)

$$R_d = 150\,000 (1 - 0,31) = 103,5 \text{ k}\Omega$$

$$R_b = 150\,000 \frac{0,31}{1 - 0,31} \doteq 68 \text{ k}\Omega$$

Odpor R_d je nyní nutno složit ze dvou částí tak, aby tvořily pokud možno stejné stupně, zeslabující vždy $\frac{1}{0,56} = 1,8$ krát. Protože dělič je na každém druhém stupni zatížen odporem $68 \text{ k}\Omega$ & $150 \text{ k}\Omega = 47 \text{ k}\Omega$, musí být

$$R_{d1} = (1,8 - 1) \cdot 47\,000 \doteq 37\,600 \Omega$$

$$R_{d2} = (1,8 - 1) (47\,000 + 37\,600) \doteq 68 \text{ k}\Omega$$

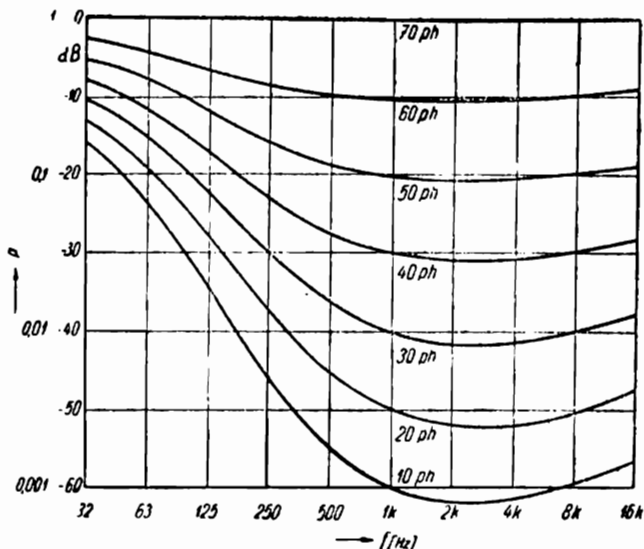
Celý dělič po zaokrouhlení na nejbližší normalizované hodnoty je na obr. 4.56. Jak patrně, má jen o 4 odpory více než dělič z obr. 4.54.

4.6.3 Fyziologický regulátor

Popsané regulátory zeslabují stejnoměrně celé kmitočtové pásmo a měly by se proto jmenovat spíše regulátory zisku než regulátory hlasitosti. Stupně hlasitosti souhlasí se stupni zisku jen při kmitočtu 1 kHz, kdežto při jiných kmitočtech se hlasitost řídí křivkami Fletcher-Munsonovými z obr. 1.3. Z těchto křivek vyplývá, že ucho je přibližně stejně citlivé ke všem kmitočtům jen při hlasitosti 100 ph, kdežto při menších hlasitostech se citlivost k nízkým kmitočtům zmenšuje. Obvykle se udává, že průměrná hlasitost na dobrých místech v koncertní síni je asi 70 ph; průběh Fletcher-Munsonovy křivky při této hlasitosti je již dosti zvlněn, ale tato nestejnomyšlnost nevaďí, protože je i při přímém poslechu. Domácí reprodukce však bývá vlivem odlišného prostředí a z ohledů na sousedy zpravidla tišší než originál. Kdybychom však potřebné zeslabení např. o 20 dB provedli kmitočtově nezávislým regulátorem, byla by hlasitost 50 ph jen v okolí 1 kHz, kdežto hluboké tóny by měly hlasitost menší a $\mu 50 \text{ Hz}$ dokonce hlasitost jen asi 15 ph (jak lze zjistit z obr. 1.3, kde křivku pro 70 ph posuneme o 20 ph dolů). Proto bychom pocífovali, že reprodukce nemá patřičnou plnost a patrně bychom se snažili zjednat nápravu zdůrazněním hloubek tónovým korektorem.

Téhož výsledku však dosáhneme, zmenšíme-li hlasitost kmitočtově závislým, tzv. fyziologickým regulátorem tak, aby při zeslabení o 20 dB u 1 kHz bylo zeslabení hlubokých tónů menší a u 50 Hz bylo jen asi 8 dB, tj. relativní zdůraznění o 12 dB. Podobně při zeslabení u 1 kHz o 40 dB je nutno 50 Hz relativně zdůraznit asi o 24 dB. Potřebné průběhy zdůraznění najdeme nejlépe tak, že překreslíme jednotlivé Fletcher-Munsonovy křivky, přičemž za základ vezmeme úroveň 70 dB; tím dostaneme průběhy podle obr. 4.57. Z nich vyplývá, že kmitočty pod asi 600 Hz je nutno při tišším poslechu zdůraznit, a to na oktávu sklonem až 20 % použitého zeslabení, tj. např. sklonem 6 dB na oktávu již při zeslabení o 30 dB a sklonem až 12 dB na oktávu při zeslabení o 60 dB.

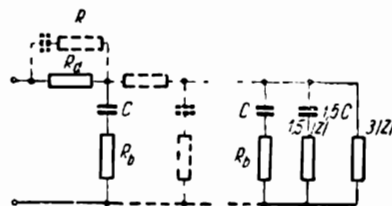
Tyto korekce jsou nutné jen u nízkých kmitočtů, kdežto průběhy u vysokých kmitočtů se navzájem liší jen velmi málo, takže rozdíly můžeme buď vůbec zanedbat, nebo respektovat jen malým zdůrazněním nejvyšších kmitočtů, celkem asi o 6 dB při zmenšení hlasitosti o 40 až 50 ph.



Obr. 4.57. Fletcher-Munsonovy křivky vztažené k základní úrovni 70 Ph.

Kompenzovaný stupňový dělič

Aby místo kmitočtově nezávislé regulace obyčejného regulátoru vznikly průběhy podle obr. 4.57, je nutno regulátor pozměnit. Nejnázorněji dojdeme k výsledku u děliče z obr. 4.55. Tam jsme poznali, že zeslabení stupně závisí na velikosti odporů jednoho článku podle (4.102) a je tím menší čím větší je příčný odpor R_b . Zapojí-li se tedy do série s odporem R_b kondenzátor C (obr. 4.58), bude při dostatečně vysokém kmitočtu dělič působit jako kdyby kondenzátor byl spojen nakrátko, avšak při nízkých kmitočtech, při nichž reaktance kondenzátoru podstatně zvětšuje impedanci příčné větve, bude zeslabení děliče tím menší, čím nižší bude kmitočet. Proto bude mít

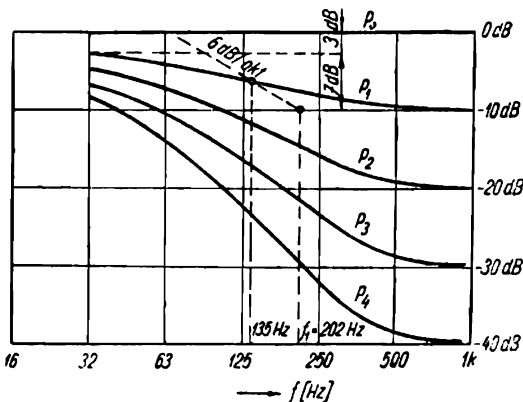


Obr. 4.58. Členy děliče s fyziologickou kompenzací pro hluboké i vysoké tóny.

přenos prvního článku děliče průběh P_1 (obr. 4.59) a další stupně budou mít průběhy dvakrát, třikrát atd. níže podle křivek P_2, P_3 atd. Podobně jako na obr. 4.56 stačí ovšem i zde zapojit příčné větve vždy jen na každém 2. až 3. stupni.

Členy tohoto děliče by se vypočetly takto:

Pro přenos znázorněného jednoho stupně bychom obvyklým postupem došli k výsledku ve tvaru (4.34), kde charakteristické kmitočty



Obr. 4.59. Kmitočtové charakteristiky děliče z obr. 4.58 v oblasti hlubokých tónů.

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_b C} \quad (4.105)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi [R_b + (R_d \& Z)] C} \quad (4.106)$$

Protože u vyšších kmitočtů má dělič působit na kmitočtu nezávisle, vypočteme nejprve odpory R_d, R_b z dané impedance Z a zvoleného zeslabení pro stupeň podle (4.103), (4.104) tak, jako by kondenzátor nebyl zapojen a teprve nakonec zjistíme potřebnou kapacitu C ze vzorce (4.105), takže

$$C = \frac{1}{2\pi f_1 R_b}$$

V tomto vzorci jde však o vhodnou volbu kmitočtu f_1 , který zjistíme takto: Střed vzestupné části průběhů P (obr. 4.59) je uprostřed mezi 30 a 600 Hz, tj. asi u 135 Hz. Protože kompenzujeme vždy jen každý druhý až třetí stupeň, mají tyto dvojité či trojitě stupně odstup asi 10 dB u vyšších kmitočtů a asi 3 dB u nejnižších kmitočtů, takže rozdíl je 7 dB, tj. 2,24násobek. Kmitočet f_1 je proto asi $\sqrt{2,24}$ krát vyšší než 135 Hz, tj. 202 Hz, a tedy

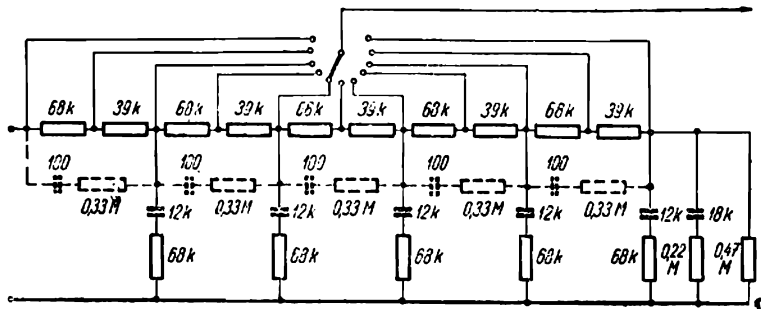
$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 202 R_b} \quad [F; \Omega]$$

Např. u děliče z obr. 4.56 by se fyziologická kompenzace řešila zapojením kondenzátorů s kapacitou

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 202 \cdot 68\,000} \doteq 12 \text{ nF}$$

do série s odpory 68 k Ω .

Podmínkou správné funkce ovšem je, aby také závěrná impedance děliče měla potřebnou kmitočtovou závislost, tak, aby nahrazovala celou další část. Závěrná impedance má mít velikost $R_b \& Z$, kde pro Z platí výraz (4.101) a místo R_b je nyní nutno dosadit $R_b + \frac{1}{j2\pi fC}$. Impedanci, která by nezávisle na kmitočtu vyhovovala této podmínce, nelze vytvořit jednoduchými prostředky, avšak přibližně ji lze nahradit kombinací



Obr. 4.60. Stupňový dělič s fyziologickou kompenzací.

složenou ze tří paralelních větví, z nichž první je článek $R_b C$ stejný jako u předcházejících stupňů, druhá je článek RC s hodnotami $1,5 |Z| - 1,5 C$ a třetí je samotný odpor $3 Z$ (obr. 4.58).

Tato kompenzace se týkala jen hlubokých tónů. U vysokých tónů může kompenzace odpadnout; kdybychom ji však přece chtěli použít, překlenuli bychom podélné odpory sériovým členem RK (obr. 4.58) volným tak, aby se při středních kmitočtech choval jako odpojený kondenzátor K a teprve při kmitočtech nad 5 kHz působil jako paralelní spojení $R_d \& R$. Samozřejmě opět stačí kompenzovat vždy jen každý druhý až třetí stupeň asi o 1,2 dB tak, aby celkové zdůraznění všech stupňů bylo 6 dB. U děliče z obr. 4.56, u něhož jsou mezi stupni s příčnými odpory rozdíly po 10 dB, by se tedy postupovalo tak, že nejprve by se tyto stupně zmenšily o požadovaných 1,2 dB na 8,8 dB, takže $P_s = 0,36$. Z rovnic (4.103), (4.104) vyplývá

$$R_d = R_b \frac{(1 - P_s)^2}{P_s}$$

takže po dosazení za $R_b = 68 \text{ k}\Omega$ a $P_s = 0,36$

$$R_d = 68\,000 \frac{(1 - 0,36)^2}{0,36} = 78 \text{ k}\Omega$$

Protože dosud bylo $R_d = 68 \text{ k}\Omega + 39 \text{ k}\Omega = 107 \text{ k}\Omega$, je nutno připojit paralelně odpor

$$R = \frac{107\,000 \cdot 78\,000}{107\,000 + 78\,000} \doteq 290 \text{ k}\Omega$$

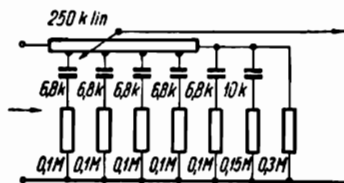
který zaokrouhlíme na normalizovanou hodnotu $330 \text{ k}\Omega$. Do série s odporem R se zapojí kondenzátor K zvolený tak, aby měl při 5000 Hz impedanci také $330 \text{ k}\Omega$, tj.

$$K = \frac{1}{2\pi \cdot 5000 \cdot 330\,000} \doteq 100 \text{ pF}$$

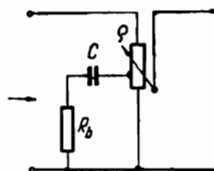
Celkové zapojení děliče z obr. 4.56 upraveného pro fyziologickou kompenzaci je na obr. 4.60.

Potenciometr s odbočkami

Z obr. 4.60 je zřejmé, že stupňový dělič lze nahradit potenciometrem s několika, např. čtyřmi stejně vzdálenými odbočkami, které jsou připojeny k zemi přes články RC (obr. 4.61) [25]. Tím vznikne dělič, který místo jednotlivých stupňů má mezi kompenzovanými odbočkami plynulý pře-



Obr. 4.61. Potenciometr s fyziologickou kompenzací.

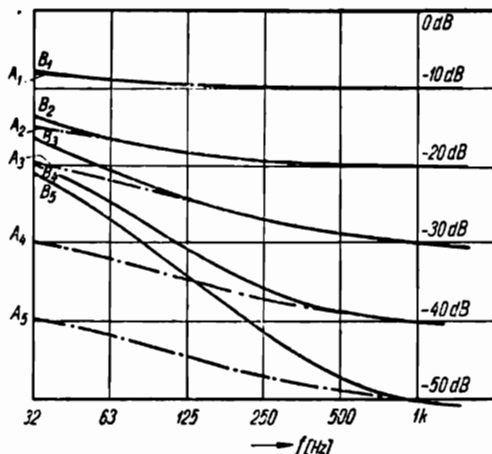


Obr. 4.62. Fyziologicky kompenzovaný potenciometr s jednou odbočkou.

chod. Takový regulátor by byl téměř ideální, avšak potenciometr s větším počtem odboček se nevyrobí, takže by bylo nutno zhotovit odbočky amatérsky.

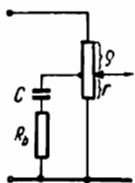
Není ovšem nutno, aby odbočky byly právě čtyři, stačí i menší počet. Krajní případ takového uskrovnění je známý potenciometr s jedinou odbočkou (obr. 4.62), která bývá zpravidla umístěna v $1/10$ až $1/3$ celkového odporu. Protože je zde jen jediný článek RC , je celkové zdůraznění hlubokých tónů omezeno a sklon je menší než 6 dB na oktávu. Mimoto rozdělení jednotlivých průběhů není úplně stejnoměrné, jak je vidět z křivek A_1 až A_5 na obr. 4.63, znázorňujících 5 poloh po 10 dB : průběhy pro 0 až -30 dB

se liší navzájem různým sklonem, kdežto nižší polohy, ve kterých je běžec potenciometru již pod odbočkou, jsou stejné, jen posunuty níže. Členy přídatné větve se vypočtou takto: Plný sklon průběhu nastane v poloze běžce právě na odbočce. Potenciometr je pak zapojen podle obr. 4.64 a jeho přenos pro velmi nízké kmitočty je $\frac{r}{r+e}$, přibližně $\frac{r}{e}$, kdežto pro vy-

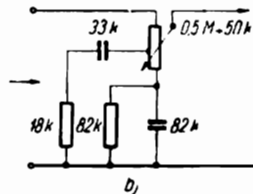
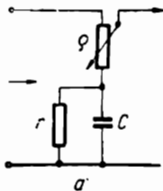


Obr. 4.63. Kmitočtové charakteristiky potenciometru z obr. 4.62 v porovnání s charakteristikami potenciometru z obr. 4.65b.

soké kmitočty je $\frac{r \& R_b}{(r \& R_b) + e}$, přibližně $\frac{r \& R_b}{e}$, takže zdůraznění je přibližně $\frac{r}{r \& R_b} = \frac{r + R_b}{R_b}$. Volbou velmi malého odporu R_b je tedy



Obr. 4.64. Odvození velikosti členů a potenciometru z obr. 4.62.



Obr. 4.65. Potenciometr se sériovým kondenzátorem: a) s jedním článkem RC, b) se dvěma články RC.

možno zdůraznění zvětšit, ale pak by potenciometr pod odbočkou již téměř nereguloval a mimoto by kondenzátor C vycházel nepohodlně velký. Proto se R_b volí tak, aby byl zachován přibližně logaritmický průběh regulace. Např. u běžného potenciometru $0,5 \text{ M}\Omega + 50 \text{ k}\Omega$, který má odbočku v $1/3$ celkového úhlu otáčení, by v tomto místě při celkovém rozsahu regulace 60 dB měl být útlum 40 dB, tj. $1/100$ celkového odporu, což je asi 5 k Ω . Protože tam však je 50 k Ω , je nutno připojit k odbočce odpor 5,6 k Ω , který paralelně s 50 k Ω dává 5 k Ω . Do série s odporem 5,6 k Ω se zapojí kondenzátor C , jehož velikost zjistíme stejnou úvahou jako u děliče: střed vzestupné části průběhu je opět u 135 Hz, avšak celkový vzestup je $\frac{50 \text{ k}\Omega + 5,6 \text{ k}\Omega}{5,6 \text{ k}\Omega} \doteq 10$, takže kmitočet f_1 bude $135\sqrt{10} = 430 \text{ Hz}$, a tedy

$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 430 \cdot 5600} \doteq 68 \text{ nF}$$

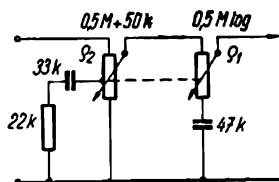
K dokonalejšímu fyziologickému regulátoru lze dospět touto úvahou: zapojíme-li potenciometr ϱ do série s článkem rC (obr. 4.65a), působí kondenzátor při vyšších kmitočtech jako spojení nakrátko, takže potenciometr reguluje tak jako bez kondenzátoru, tj. až do nuly. Při nejnižších kmitočtech je však reaktance kondenzátoru velká, takže rozdělení napětí je dáno děličem $\varrho - r$ a potenciometr reguluje proto jen v menším rozsahu. Zkombinujeme-li nyní toto zapojení a potenciometr s odbočkou podle obr. 4.62, vznikne fyziologický regulátor znázorněný na obr. 4.65b, který při poměrné jednoduchosti má řadu výhod. Jednotlivé průběhy po 10 dB jsou znázorněny křivkami B_1 až B_5 na obr. 4.63, z nichž vyplývá, že současným použitím obou článků RC se dosáhne sklonu většího než 6 dB na oktávu a málo skloněné průběhy A_1 až A_5 samotného potenciometru s odbočkou se opraví, takže zdůraznění hlubokých tónů je mnohem větší, a zejména nižší polohy souhlasí velmi dobře s křivkami z obr. 4.57. V polohách nad -20 dB jsou ovšem i průběhy B málo skloněny, což souvisí s tím, že běžec je již daleko od odbočky. Tyto průběhy by bylo možno opravit, jen kdyby potenciometr měl aspoň dvě odbočky. Potenciometry se dvěma odbočkami jsou sice obsaženy v normě [26], avšak v prodeji prozatím nejsou.

Tandemový potenciometr

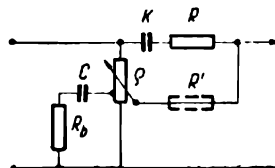
Existují také fyziologické regulátory založené na zapojení podle obr. 4.65a, u nichž je předřazen ještě přídatný potenciometr ϱ_2 (obr. 4.66), který je na společném hřídeli s hlavním potenciometrem ϱ_1 . Přídatný potenciometr může být lineární a slouží vlastně hlavně k tomu, aby rozestřel jednotlivé průběhy od sebe. Zvětšení sklonu lze dosáhnout tím, že se přídatný po-

tenciometr opatří odbočkou s článkem RC , který působí přidavné zdůraznění hloubek. Toto řešení sice má vyhovující elektrické vlastnosti, ale je poměrně složité a neúnosné zvláště u stereofonních zařízení, kde by vyžadovalo čtyřnásobný tandemový potenciometr.

Kompenzace pro vysoké kmitočty u potenciometrových regulátorů se někdy provádí tím, že se podle obr. 4.67 zapojí od horního konce potenciometru k běžci sériový člen RK volený tak, aby kondenzátor K působil nad 5 kHz jako spojení nakrátko připojující paralelně k horní části po-



Obr. 4.66. Tandemový fyziologicky kompenzovaný potenciometr.



Obr. 4.67. Potenciometr s fyziologickou kompenzací pro hluboké a vysoké tóny.

tenciometru odpor R tak velký, aby přenos vzrostl asi o 6 dB. Protože se však výstupní odpor na běžci mění s jeho polohou, nelze tímto způsobem dosáhnout uspokojivé kompenzace. Jakéhosi zlepšení se dosáhne zařazením přidavného odporu R' do přívodu běžce, avšak i pak vyhovuje kompenzace jen pro určitou polohu běžce.

Jen u potenciometru s větším počtem odboček podle obr. 4.61 lze dosáhnout uspokojivé kompenzace připojením členů RK paralelně k jednotlivým sekcím potenciometru, stejně jako u děliče podle obr. 4.58.

Na konec ještě připomeňme, že všechna popsaná zapojení fyziologické regulace pracují správně jen tehdy, je-li v nejvyšší poloze fyziologického regulátoru hlasitost stejná jako při poslechu originálu. Aby se toho dosáhlo, musí mít zesilovač ještě druhý kmitočtově nezávislý regulátor, který se nařizuje tak, že se nejprve fyziologický regulátor nastaví do nejvyšší polohy a přidavným regulátorem se nařídí hlasitost jako při poslechu originálu. Teprve pak se fyziologickým regulátorem hlasitost podle potřeby zmenší, aniž by se již pohnulo přidavným regulátorem. Kdybychom postupovali jinak, např. kdybychom nařídili přidavným regulátorem větší zesílení, takže by hlasitost při plném otevření fyziologického regulátoru byla větší než v originálu, bylo by to nesprávné, protože pak by k dosažení hlasitosti originálu bylo nutno nastavit fyziologický regulátor do některé nižší polohy, kde již nemá rovnou charakteristiku, čímž by se do reprodukce zaváděla kmitočtová závislost, která v originálu nebyla.

4.7.1 Všeobecné zásady

Když jsme probrali všechny jednotlivé členy řídicího zesilovače, můžeme se pokusit o jeho návrh. Pro celkový návrh však neexistuje žádný obecný vzor, který by byl nejvýhodnější ve všech případech, nýbrž je nutno podle okolností, tj. podle druhu signálních zdrojů, jejich napětí a potřebných korekcí a dále podle požadavků na ovládání navrhnout sestavu, která představuje nejvýhodnější kompromis mezi kladenými nároky a vynaloženým nákladem.

Lze proto jen vytknout následující společné zásady, které je záhodno dodržet:

1. Ke zdrojům signálů s napětím 10 mV nebo menším nepřipojujeme regulátory zesílení ani korekční členy, protože tím by se jejich nízké napětí ještě zmenšovalo, takže by se zhoršil poměr signálu k šumu a bručení následující elektroniky. Proto signály do 10 mV vždy nejprve zesílíme a pak teprve je dále upravujeme.

2. Triody mohou dodat bez měřitelného zkreslení výstupní napětí asi 0,3 V až 1 V, pentody poněkud více. Proto se musíme snažit, aby signální napětí v celém řídicím zesilovači nepřekročilo tuto velikost. Je-li někde třeba napětí vyššího, má být předcházející zesilovací stupeň opatřen zápornou zpětnou vazbou, jinak by hrozilo nebezpečí, že ve zkreslení celého zařízení bude převažovat zkreslení pocházející z řídicího zesilovače.

3. Také regulátor hlasitosti nebo regulační korektor zapojujeme tak, aby na jeho vstupu bylo napětí nejvýše 1 V, avšak přitom více než 30 až 100 mV, jinak by se zbytečně uplatňoval šum potenciometrů nebo praskání kontaktů přepínače. Přitom ovšem zapojujeme tyto regulátory až do místa, kudy procházejí signály ze všech zdrojů, aby regulace působila při kterémkoli zdroji.

4. Zdroje signálu, jejichž napětí je vyšší než napětí nejslabšího z nich, by sice bylo možno nejprve zeslabit děličem na velikost nejslabšího signálu a pak připojit ke společnému vstupu s největší citlivostí. Tím by se však jejich napětí zbytečně nejprve snižovalo a pak opět zesilovalo, čímž by vznikal jen větší podíl šumu a bručení nebo zkreslení. Proto je lépe připojit zdroje s vyšší úrovní až za první zesilovací stupeň.

5. Je-li řídicí zesilovač konstrukčně oddělen od výkonové části a spojen s ní delším vedením, musí být zakončen stupněm, který má malý výstupní odpor, aby kapacita spojovacího vedení neměla vliv na vysoké kmitočty. Proto je pak nejlépe zapojit poslední stupeň jako katodový sledovač.

4.7.2 Porovnání triod s pentodami

Při osazení řídicího zesilovače elektronkami je třeba se rozhodnout mezi triodami a pentodami: oboje mají své přednosti.

Triody obecně vzato mají menší šum, takže se hodí lépe pro zesilování nejslabších signálů, pokud by ovšem existovaly v nemikrofonickém provedení a s malým přenosem bruceňí ze střídavého žhavení. Taková je např. zahraniční dvojitá trioda typu 7025. Podobná je i elektronka ECC83, jež však má větší mikrofoničnost i bruceňí, takže je lépe používat jí k zesilování signálů až nad 30 mV. Kdyby měla ECC83 pracovat s menším signálem, bylo by nutno žhavit ji usměrněným a vyfiltrovaným proudem a přitom vybrat nejméně mikrofonickou z několika kusů.

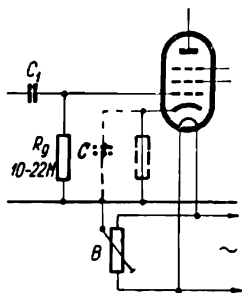
Triody mají menší zisk než pentody, přibližně téhož řádu jako základní útlum kmitočtových korektorů. Proto v zesilovači s triodami, mezi nimiž jsou zařazeny jednotlivé korekční články, zůstává po několik stupňů přibližně stejná úroveň signálu, což má příznivý vliv na zkreslení a na rozptylové vazby v zesilovači. Triody mají také menší vnitřní a vazební odpory než pentody, takže jednotlivé obvody jsou méně choulostivé na nežádoucí kapacitní vazby a na bruceňí.

Jednotlivé korekční články a regulátory lze navrhnout snáze, jsou-li mezi sebou odděleny elektronkami tak, aby na sebe navzájem nemohly působit. Oddělení je snazší u triod, kterých je zapotřebí větší počet než pentod. Některé regulační korektory také vyžadují malý výstupní odpor předcházejícího stupně, což opět lze snáze splnit u triod.

Pentody na druhé straně dovolují větší zesílení v jednom stupni a stačí jich tedy méně než triodových systémů, takže stačí také menší počet vazebních součástí. Pentody mají menší vstupní kapacitu, protože je u nich téměř odstraněn Millerův jev; mohou proto pracovat s velkým výstupním odporem zdroje bez omezení nejvyšších kmitočtů. Zejména však je mezi čs. elektronkami pentoda EF86, která má velmi malý šum i bruceňí od střídavého žhavení, takže je téměř jedinou elektronkou, které lze použít pro zesilování napětí menších než 30 mV.

Má-li tato pentoda zesilovat velmi slabý signál, jsou nutná určitá opatření, pokud jde o žhavení a získání mřížkového předpětí. U každé elektronky se totiž kapacitou a svodem mezi žhavicím vláknem a katodou část střídavého napětí z vlákna přenáší na katodu a kapacitou vlákna proti mřížce částečně i na mřížku, takže mezi mřížkou a katodou vzniká napěťový rozdíl s kmitočtem 50 Hz, který se zesiluje a přispívá k rušivému pozadí signálu. Rušivé napětí 50 Hz na katodě je omezeno tím, že katoda je spojena se zemí přes předpěťový odpor. Není-li tento odpor přemostěn kondenzátorem, zbylo by na katodě dosti značné rušivé napětí, jež však lze omezit tím, že se žhavení přemostí přímo u elektronky odbručovačem B a jeho uzemněný běžec se nařídí do polohy s nejmenším bruceňím (obr. 4.68). Je samozřejmě,

že pak nesmí být žhavení uzemněno jinde, např. na středním vývodu žhavicího vinutí. S tímto opatřením lze vystačit při vstupním signálu aspoň 10 mV. Při menším signálu je nutno přemostit katodový odpor velkým kondenzátorem C tak, aby katoda byla pro 50 Hz pokud možno uzemněna.



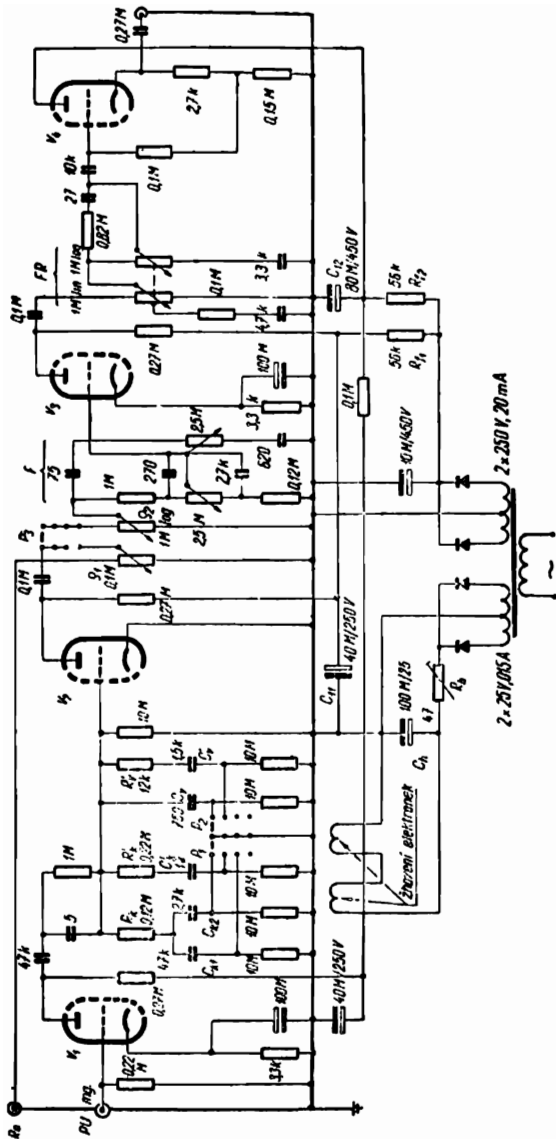
Obr. 4.68. Opatření proti bruceňí u vstupní elektronky.

Protože však i kondenzátor, např. 100 μF , má pro 50 Hz impedanci ještě asi 30 Ω , není katoda zcela bez rušivého napětí. Při ještě menším signálu, 3 mV a méně, zbývají dvě možnosti. Buď se katoda přímo uzemní a použije se přitom ještě odbručovače, který nyní vyvažuje jen působení vlákna na mřížku. Předpětí je pak nutno získat tím, že se mřížka galvanicky oddělí kondenzátorem C_1 od zdroje a spojí s katodou velkým odporem R_g velikosti 10 až 22 $\text{M}\Omega$, na němž vzniká předpětí asi -1 V průchodem nepatrného mřížkového proudu. Zdroj signálu je však zatížen nelineárním odporem dráhy mřížka—katoda, takže je záhodno používat takto získaného předpětí jen při signálu do 30 mV, jinak by hrozilo zkreslení mřížkovým proudem.

Druhá možnost je použít pro žhavení stejnosměrného proudu ze zvláštního malého usměrňovače s příslušným filtrováním. Pak lze získávat předpětí z obvyklého členu RC v katodovém přívodu i při signálu řádu 1 mV.

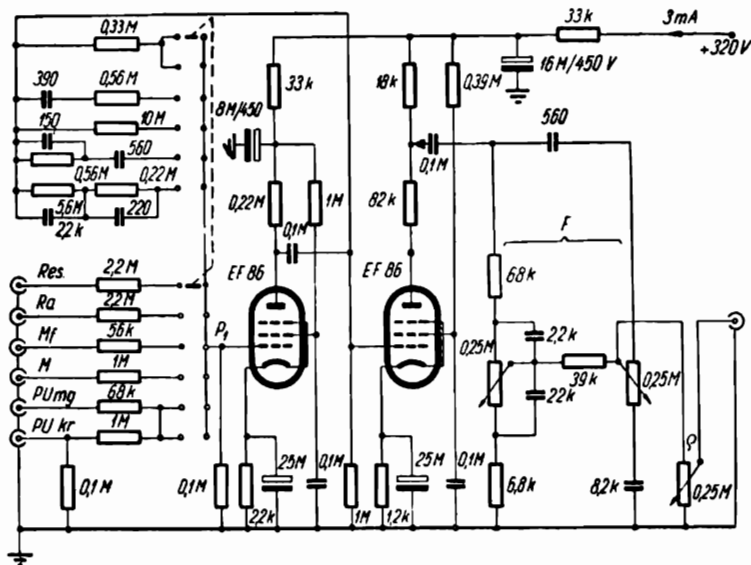
4.7.3 Příklady řídicích zesilovačů

Obou uvedených způsobů, tj. osazení triodami a pentodami se prakticky používá; na obr. 4.69 a 4.70 jsou příklady takto osazených řídicích zesilovačů. Obr. 4.69 znázorňuje čtyřstupňový zesilovač [29] se dvěma dvojitými triodami typu 7025 (nemikrofonické provedení ECC83), které jsou pro jistotu žhaveny stejnosměrným proudem z usměrňovače přes filtr $R_h C_h$, jehož odpor slouží zároveň k nařízení správného žhavicího napětí (dvě elektronky se všemi vlákny v sérii = 25 V). První elektronkový systém má na vstupu elektromagnetickou přenosku s napětím 1 mV a v anodovém obvodu korekční články $R_k - C_{k1} - C_{k2}$ pro zdůraznění nízkých kmitočtů u standardních a dlouhohrajících desek. Tento článek se podobá článku na obr. 4.16; jeho kondenzátory C_{k1} , C_{k2} se přepínají přepínačem $P_1 - P_2$ podle druhu desek. Mimoto je zařazen ještě další článek $R'_k C'_k$ určený pro korekci desek nahraných podle odlišné záznamové charakteristiky fy Decca. Kondenzátor C_v , popř. člen $R'_v C'_v$ slouží k zeslabení kmitočtů nad 2120 Hz. Spodní přívody kondenzátorů C_{k1} , C_{k2} , C_k , C_v , C_v jsou připojeny přes odpory 10 $\text{M}\Omega$ k zemi, takže mají stejnosměrný potenciál země, čímž je odstraněno praskání při přepínání. Další elektronkový



Obr. 4.69. Řídící zesilovač se dvěma dvojitými triodami.

system má v anodovém obvodu kontakty přepínače P_3 , kterým lze odpojit první dva stupně a připojit výstup z rozhlasového přijímače, opatřený samostatným regulátorem hlasitosti e_1 . Přepínač P_3 je mechanicky vázán s dvojitým přepínačem P_1, P_2 korekčních článků. Pak následuje společný regulátor zisku e_2 a regulační kmitočtový korektor F podle obr. 4.26. Za



Obr. 4.70. Řídicí zesilovač se dvěma pentodami.

třetím elektronkovým systémem je fyziologický regulátor hlasitosti FR s tandemovým potenciometrem podle obr. 4.66 a za ním poslední elektronkový systém, zapojený jako katodový sledovač, který dává výstupní napětí asi 2 V. Celý zesilovač je anodově napájen ze samostatného suchého usměrňovače opatřeného filtračními členy $R_{f1}, R_{f2}, C_{11}, C_{12}$.

Podle dříve uvedených zásad by bylo možno vytknout, že třetí stupeň má výstupní napětí větší než 2 V, aniž by měl korekci zápornou zpětnou vazbou. Mimoto není důvodu, proč by druhý elektronkový systém, který je stejnosměrně žhaven, měl mít předpětí z mřížkového svodového odporu.

Na obr. 4.70 [30] je typický příklad řídicího zesilovače osazeného dvěma pentodami EF86. Zesilovač je určen pro připojení přenosky buď krystalové (PU kr), nebo magnetické (PU mg) a další jeho vstupy jsou pro mikrofon (M), pro magnetofon (Mf), pro rozhlasový přijímač (Ra) a popř. pro další, blíže neurčený zdroj (Res.). V přívodech jednotlivých signálních zdvořů jsou odporové děliče složené z podélných odporů 2,2 M Ω až 1 M Ω přepína-

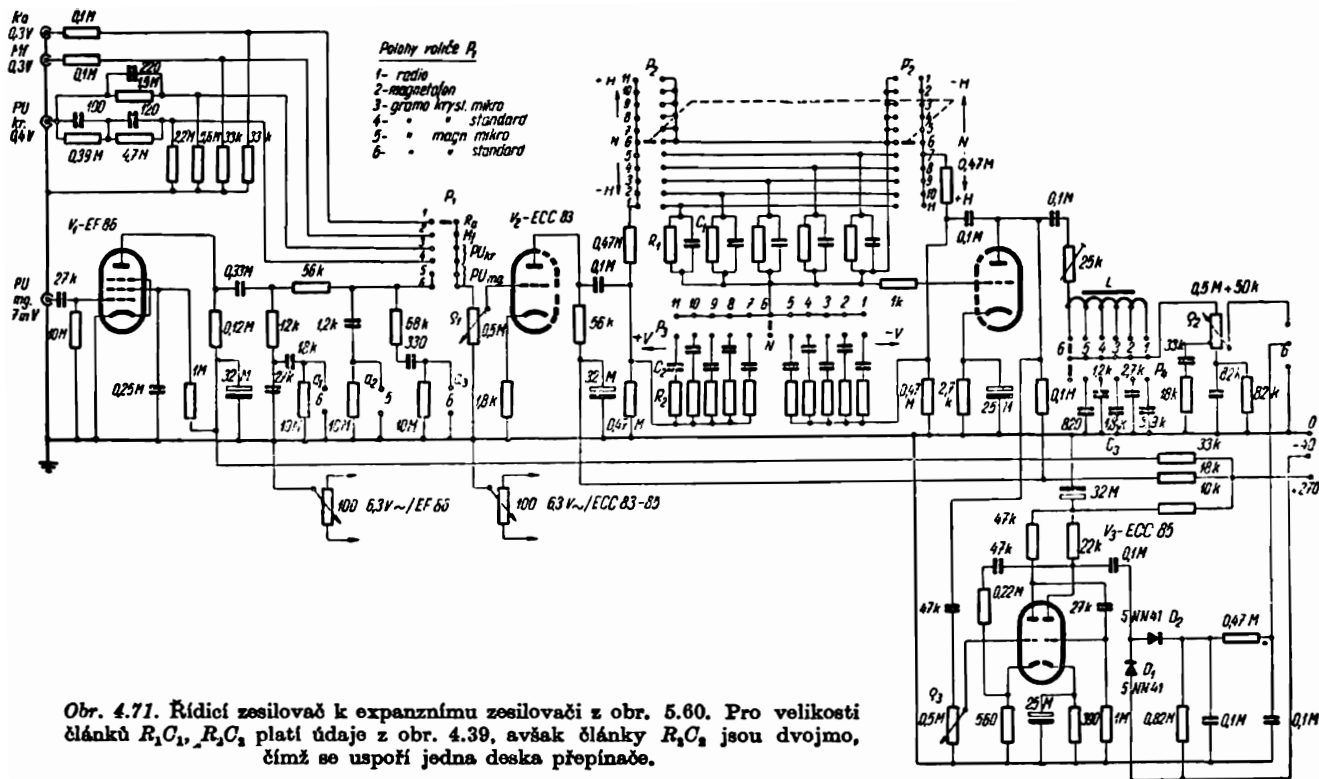
telných přepínačem P_1 a ze společného příčného odporu $0,1 \text{ M}\Omega$, jimiž se zmenšuje napětí jednotlivých zdrojů, a které zároveň tvoří oddělovací odpory nutné pro funkci záporné zpětné vazby. Horní část přepínače P_2 zdrojů přepíná současně s přepínačem P_1 korekční články v anodové větvi paralelní zpětné vazby, které jsou obdobné příkladu uvedenému na obr. 4.37. Je třeba uvést, že korekční článek magnetofonu je řešen pro rychlost 38 cm/s , takže při jiné rychlosti by bylo nutno jej přepočítat.

V anodovém obvodu druhé elektronky EF86 jsou zapojeny v sérii odpory $82 \text{ k}\Omega$ a $18 \text{ k}\Omega$ a přívod vazebního kondenzátoru $0,1 \mu\text{F}$ se zapíná buď jen na odpor $18 \text{ k}\Omega$, stačí-li menší výstupní signál, nebo přímo na anodu, je-li nutný signál větší. Dále následuje regulační korektor F obvyklého provedení, za nímž je regulátor hlasitosti tvořený jednoduchým potenciometrem e.

Tento přístroj porušuje dříve vytčené zásady hlavně v tom směru, že druhá elektronka má na celém anodovém odporu výstupní signál značně přesahující dříve uvedenou mez, aniž by její zkreslení bylo zmenšeno zápornou vazbou.

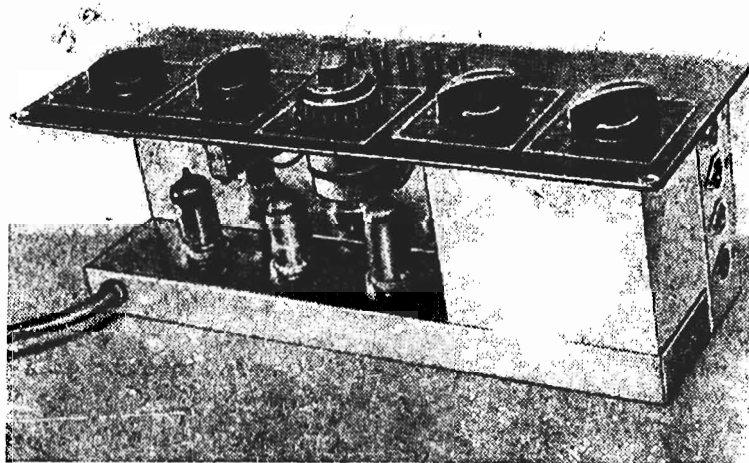
Na obr. 4.71 je zapojení složitějšího, ale zato dokonalejšího řídicího zesilovače, osazeného v prvním zesilovacím stupni pentodou EF86 a v dalších stupních triodami. Zesilovač je určen pro reprodukci standardních a dlouhohrajících desek elektromagnetickou přenoskou se jmenovitým napětím 7 mV nebo pro reprodukci krystalovou přenoskou se jmenovitým napětím $0,4 \text{ V}$, dále pro připojení výstupu ze vstupního zesilovače magnetofonu s napětím $0,3 \text{ V}$ a výstupu rozhlasového přístroje s napětím $0,3 \text{ V}$. Oba poslední zdroje nepotřebují již korekce, kdežto pro přenosky jsou vestavěny přepínatelné korekční články, které u elektromagnetické přenosky jsou na výstupu elektronky EF86 a u krystalové přenosky přímo na jejich svorkách. Člen $12 \text{ k}\Omega - 27 \text{ nF}$ působí u dlouhohrajících desek zdůraznění kmitočtů pod 500 Hz a u standardních desek se přidavným kondenzátorem 18 nF posunuje kmitočet jeho působení ke 300 Hz . Další člen $56 \text{ k}\Omega - 1,2 \text{ nF}$ působí potlačení kmitočtů nad 2120 Hz u dlouhohrajících desek, kdežto pro standardní desky je provedeno potlačení polovičním sklonem u kmitočtů nad 3 kHz kondenzátorem 330 pF připojeným přes odpor $68 \text{ k}\Omega$. Protože elektronka EF86 zesiluje v daném případě asi stokrát, je při desetinásobném zeslabení korekčními články na jejím výstupu napětí asi 70 mV .

Na vstupu krystalové přenosky je člen $1,5 \text{ M}\Omega - 220 \text{ pF}$ působící zdůraznění mezi 500 a 2120 Hz při dlouhohrajících deskách. Při standardních deskách je tento člen nahrazen členem $4,7 \text{ M}\Omega - 120 \text{ pF}$, který zdůrazňuje rozsah nad 300 Hz a další člen $0,39 \text{ M}\Omega - 100 \text{ pF}$ působí přidavné zdůraznění v rozsahu 3 až 10 kHz . Napětí krystalové přenosky je těmito články sníženo asi na 70 mV při 1 kHz .



Na vstupech magnetofonu a rozhlasového přístroje jsou kmitočtově nezávislé děliče, jimiž je napětí těchto zdrojů sníženo také na 70 mV.

Kontakty a_1 až a_3 korekčních článků se spínají současně s přepínačem P_1 signálních zdrojů, který je proveden jako tlačítkový volič. Za ním následuje potenciometr $e_1 = 0,5 \text{ M}\Omega$, který pracuje jen jako přidavný regulátor



Obr. 4.72. Provedení řídicího zesilovače z obr. 4.71.

zisku, kdežto hlasitost se řídí fyziologickým regulátorem e_2 na výstupu. Potenciometr e_1 je obvykle vytočen jen asi na 40 % odporu, takže za ním je napětí 30 mV, kdežto zbytek slouží jako rezerva zesílení.

První systém elektronky ECC83 má úmyslně malý anodový odpor a nepřemostěný katodový odpor, aby zesiloval jen asi dvacetkrát, takže za ním je signál 0,6 V. Druhý systém je zapojen jako zpětnovazební korektor podle obr. 4.39, který spotřebuje většinu zisku tohoto stupně, takže za ním je napětí asi 1 V. Na výstupu je přepínatelný článek LC_3 , který tvoří tónovou clonu podle obr. 4.42, sloužící k odříznutí šumu při reprodukci standardních desek a rozhlasu. Protože výstupní odpor předchozí elektronky závisí na její zpětné vazbě a mění se nařizováním korektoru, je za elektronkou zařazen přidavný říditelný odpor 25 k Ω , který je několikanásobně větší než výstupní odpor elektronky, takže zmenšuje její vliv na tlumení tónové clony LC_3 . Za clonou je fyziologicky kompenzovaný potenciometr e_2 , jehož zapojení bylo probráno u obr. 4.65b.

Velikosti prvků R_1 , C_1 , R_2 , C_2 kmitočtového korektoru jsou uvedeny

na obr. 4.39. Tlumivka L má jádro typu $M12 \times 12$ z křemíkatých plechtů se vzduchovou mezerou 0,5 mm. Vinutí je z drátu $\varnothing 0,18$ Cu, emailovaného a 1krát opředěného hedvábím a má celkem 1470 závitů s odbočkami (5, 4, 3, 2) na 670., 815., 990. a 1210. závitů, počítáno od vývodu 6.

Ve znázorněném zesilovači je ještě další elektronka ECC85, která pracuje jako pomocný dvoustupňový zesilovač, dodávající po usměrnění diodami D_1 , D_2 řídicí napětí pro ovládání expanzního výkonového zesilovače, který bude popsán v odst. 5.9.5. Velikost tohoto napětí a tím i stupeň expanze se řídí potenciometrem $\varrho_3 = 0,5$ M Ω . Tato elektronka a její příslušenství odpadá, použije-li se jen obvyklého výkonového zesilovače bez expanze.

Zesilovač je napájen z odděleně umístěné síťové části, která napájí zároveň výkonový zesilovač. Elektronky jsou žhaveny střídavým proudem, avšak EF86 má své vlastní žhavicí vinutí a odbručovač, a mimoto má přímo uzemněnou katodu a předpětí z mřížkového odporu, aby se co nejvíce omezilo bruceň od žhavení.

Zesilovač je upraven pro zapuštění do základní desky skříně gramofonu, jak ukazuje obr. 4.72. Na jeho horní stěně jsou ovládací knoflíky, a to uprostřed regulátor hlasitosti ϱ_2 , pod jehož knoflíkem je souose knoflík potenciometru ϱ_1 , který je zajištěn třecí podložkou proti nahodilému otočení. Vpravo jsou knoflíky korektoru hloubek a výšek, vlevo přepínač tónové clony a potenciometr ϱ_3 řídicí expanzi. Uprostřed pod regulátorem hlasitosti je tlačítkový volič P_1 signálních zdrojů.

5. VÝKONOVÝ ZESILOVAČ

Jak vyplývá již z obr. 3.2, skládá se výkonový zesilovač obvykle ze vstupní elektronky, za níž následuje fázový invertor, který budí dvojitý koncový stupeň. Mezi invertorem a koncovým stupněm bývá někdy ještě mezistupeň, který je nutný v tom případě, že invertor, např. s rozdělenou zátěží, je s to dodat jen omezené výstupní napětí, které by nestačilo k vybuzení koncového stupně. Příkladem takového zesilovače s mezistupněm je původní Williamsonův zesilovač (obr. 5.55) nebo zesilovač znázorněný na obr. 5.60.

5.1 VSTUPNÍ ELEKTRONKA

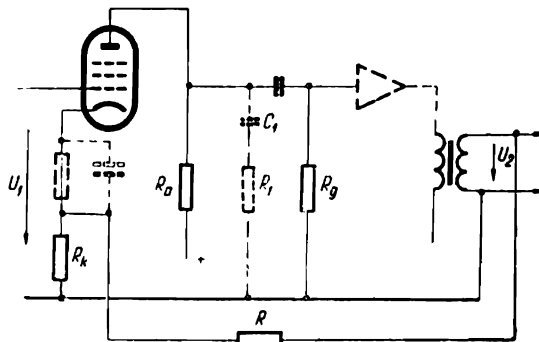
Vstupní elektronka je obvyklý odporově vázaný zesilovací stupeň (obr. 5.1), který má na katodový odpor R_k nebo jen na jeho část zavedenu zápornou zpětnou vazbu z výstupu zesilovače. Katodový odpor, popř. jeho část nepřemostěná kondenzátorem, která slouží k zavedení celkové zpětné vazby z výstupu, působí zároveň místní zápornou proudovou vazbu, probranou v odst. 4.2.2.

Při návrhu výkonového zesilovače postupujeme tak, že nejprve celkovou zpětnou vazbu neuvažujeme, avšak navrhujeme zesilovač tak, aby měl bez zpětné vazby takové zesílení, že k plnému vybuzení stačí již $\frac{1}{5}$ až $\frac{1}{20}$ signálu, který je k dispozici z výstupu řídicího zesilovače. Pak teprve navrhujeme větev zpětné vazby, tj. napětí, z něhož je vyvedena, a odpory děliče $R_k - R$ tak, aby vazba zmenšila (5 až 20)násobně zesílení, takže výkonový zesilovač pak právě vystačí s výstupním napětím řídicího zesilovače.

Vstupní elektronka může být buď trioda, nebo pentoda. Hlavní výhoda, kterou pentody v jiných případech poskytují, totiž malá vstupní kapacita, se v tomto případě neuplatní, protože zesílení vstupní elektronky je působením zpětné vazby jen velmi malé, takže je malý i Millerův jev, a tedy i vstupní kapacita. Proto může mít řídicí zesilovač poměrně velký výstupní odpor, aniž vyvolá omezení vysokých kmitočtů, pokud ovšem jsou obě části zesilovače dosti blízko u sebe, tak aby se neuplatňovala kapacita

spojovacího vedení; proto také v příkladu z obr. 4.71 bylo možno použít regulátoru hlasitosti s odporem $0,5 \text{ M}\Omega$.

Pentody se na vstupu používá jen tehdy, má-li zesilovač nedostatek zisku, např. když za vstupní elektronkou následuje invertor s rozdělenou zátěží a pak hned koncový stupeň; jinak lze vystačit s triodou. U nestereo-



Obr. 5.1. Zapojení vstupní elektronky výkonového zesilovače.

fonních zařízení působilo někdy starost nalézt použití pro druhý systém zvolené dvojité triody; u dnešních dvoukanalových stereofonních zesilovačů lze však druhého systému použít v protějším kanálu.

V anodovém obvodu vstupní elektronky je obvyklý anodový odpor R_a , z něhož se zesílený signál vede k následujícímu invertoru. Některé invertory, např. s rozdělenou zátěží nebo s katodovou vazbou, mají katodu na potenciálu vyšším než země; při vhodné volbě pracovních bodů lze pak dosáhnout, aby střední potenciál katody invertoru byl poněkud kladnější než potenciál předcházející anody, takže pak lze obě elektronky spojit přímou vazbou. Obvykle se jako výhoda této úpravy uvádí, že tím odpadne jeden vazební členek RC , takže se jednak ušetří vazební prvky, jednak zvětší stabilitnost zpětné vazby. Na druhé straně však má stejnosměrná vazba i své nedostatky. Předně je zvýšení stabilitnosti sporné, protože se odstraní členek, který působí fázový posun na dolním konci kmitočtového pásma, kdežto nestabilitnost se obvykle projevuje na jeho horním konci. Za druhé přímou vazbou vzniká jako u každého stejnosměrného zesilovače větší choulostivost na stárnutí nebo výměnu elektronek; také uvádění zesilovače do chodu je obtížnější, protože zkoušíme-li např. upravit pracovní bod první elektronky výkonového zesilovače, změní se tím i pracovní bod invertoru. Hlavním недостатkem přímé vazby je však to, že nutí nastavit pracovní body obou elektronek nepříliš vhodným způsobem. Každá elektronka s odporovou vazbou pracuje totiž s nejmenším zkrášením

tehdy, je-li její střední anodové napětí přibližně polovinou napájecího napětí, jehož druhá polovina se spotřebuje na úbytek v anodovém odporu. V tom případě leží pracovní bod přibližně v inflexním bodě přenosové charakteristiky, kde její průběh je nejpřírnější. Podle toho by na anodě vstupní elektronky mělo být přibližně $0,5 U_n$ a na katodě invertoru (pokud je to invertor se zátěží rozdělenou napůl do anody a katody) $0,25 U_n$. To je však v rozporu s použitím přímé vazby, která vyžaduje, aby katoda invertoru měla potenciál o předpětí vyšší než anoda předcházející elektronky.

Je ovšem pravda, že dodržení uvedeného nastavení pracovních bodů není kritické, protože první elektronka je málo vybuzena, takže její zkreslení je malé a je mimoto zmenšeno zápornou vazbou. Přesto je však výhodnější nastavit pracovní body tak, aby zesilovač měl již sám o sobě zkreslení co nejmenší a nebyl odkázán na korekci zpětnou vazbou.

K anodě vstupní elektronky je někdy zapojen přídavný člen R_1C_1 , který má stabilizovat zpětnou vazbu. Bližší údaje o jeho funkci a dimenzování uvedeme v odst. 5.4.3.

5.2 FÁZOVÝ INVERTOR

K buzení koncového dvojjmenného stupně je zapotřebí dvou signálních napětí stejné velikosti, ale opačné polarity. Protože zdroje signálu i příslušné předzesilovací stupně jsou obvykle jednočinné, takže poskytují jen jedno napětí nesouměrné proti zemi, je nutný mezistupeň, který by přeměnil signální napětí na souměrné, nebo který by druhou složku signálu opačné polarity vytvořil. Tomuto stupni říkáme fázový invertor (obraceč fáze) a klademe na něj řadu požadavků.

Souměrnost obou výstupních napětí invertoru musí být nezávislá na velikosti signálu a na jeho kmitočtu a má být zachována i při případném přebuzení zesilovače. Nemá se porušit stárnutím či výměnou elektronky ani jiných součástí invertoru a k jejímu nařízení nemá být zapotřebí měřicích přístrojů. Přitom invertor má pokud možno zesilovat a dodávat bez velkého zkreslení výstupní napětí několik desítek voltů tak, aby mohl vybudit i koncový stupeň opatřený místní zápornou vazbou.

Nejjednodušším takovým invertorem by byl zesilovací stupeň s nf transformátorem, jehož sekundární vinutí je rozděleno na dvě poloviny. Obtíž je však v tom, že na nf transformátor se kladou značné nároky: musí přenášet celé kmitočtové pásmo, nemá působit tvarové zkreslení, nemá být citlivý na okolní rozptylová pole a protože pracuje ve stupni, který je zpravidla zahrnut ve smyčce zpětné vazby, nemá působit znatelné fázové zkreslení v kmitočtovém rozsahu ještě značně širším, než je jeho pracovní rozsah. Tyto požadavky lze sice při použití permalloyového jádra zcela uspokojivě splnit, ale transformátor by byl rozhodně dražší, složitější a rozměrnější než elektronka nebo přídavný elektronkový systém dvojitě triody. Proto se

všeobecně dává přednost invertoru elektronkovému před transformátorem.

5.2.1 Inverze elektronkou

První takový inverter (obr. 5.2) používal přídavné elektronky V' která byla buzena na mřížce malou částí p výstupního napětí U_2 hlavní elektronky V , nastavenou potenciometrem ρ tak, aby po průchodu elektronkou V' zesilující A' krát*) bylo její výstupní napětí U'_2 co do velikosti stejné, avšak opačné polarity než výstupní napětí hlavní elektronky, tj.

$$U'_2 = A' p U_2 = -U_2 \quad (5.1)$$

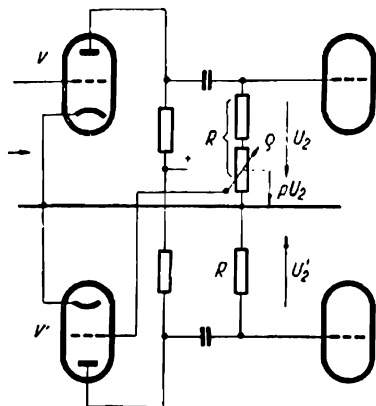
Z toho plyne, že potřebné nastavení potenciometru je

$$p = -\frac{1}{A'} \quad (5.2)$$

popř., nehledíme-li na znaménko zesílení

$$p = \frac{1}{|A'|}$$

Souměrnost obou napětí závisela tedy na správném nařízení potenciometru, jež bylo nutno kontrolovat měřením obou napětí a porušila se stárnutím nebo výměnou elektronky V' . Také kmitočtový



Obr. 5.2. Inverter s pomocnou elektronkou.

rozsah obou napětí nebyl zcela stejný, protože v zesilovací cestě napětí U'_2 je zařazen jeden článek RC navíc proti cestě napětí U_2 .

5.2.2 Invertor s automatickou symetrizací

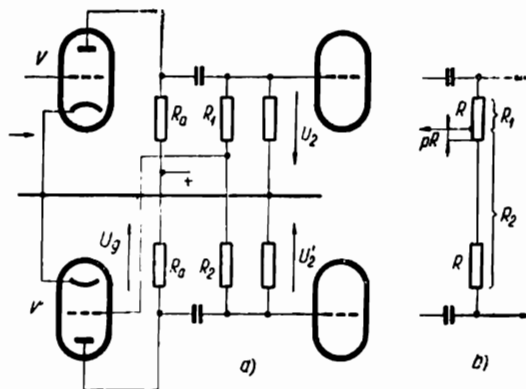
Nutnost nařizování potenciometru a závislost na vlastnostech elektronky lze odstranit jednoduchou úpravou zapojení podle obr. 5.3a [31]. Toto zapojení se liší od obr. 5.2 tím, že k získání budicího napětí pro elektronku V' používá přídavného děliče R_1-R_2 , jehož uzel je připojen k mřížce V' . Tato okolnost umožňuje, že budicí napětí je ovlivňováno nejen napětím U_2 , nýbrž zpětně také napětím U'_2 , čímž je dosaženo automatického nastavení souměrnosti, jak vyplývá z dalšího rozboru.

Předpokládáme pro názornost, že vývod je proveden opět jako odbočka

*) Protože elektronka s uzemněnou katodou obrací polaritu, je A' záporné.

na horním ze dvou stejných odporů R , v místě vzdáleném o pR od jejich uzlu (obr. 5.3b), tj. že p je zase jako na obr. 5.2 poměrná odlehlost odbočky od elektrického středu obou odporů. Z rovnoměrného rozdělení napětí podél obou odporů děliče vyplývá, že

$$U_g = \frac{U_2 + U'_2}{2} + \frac{U_2 - U'_2}{2} p$$



Obr. 5.3. Invertor s automatickou symetrizací: a) skutečné zapojení, b) odvození dělicího poměru děliče.

Protože napětí U'_2 vzniká zesílením napětí U_g elektronkou V' , jejíž zesílení označíme A' , platí zároveň

$$U'_2 = A' U_g = A' \left(\frac{U_2 + U'_2}{2} + \frac{U_2 - U'_2}{2} p \right)$$

z čehož

$$U'_2 = U_2 \frac{A'(1+p)}{2 - A'(1-p)} \quad (5.3)$$

Má-li být dosaženo souměrnosti, musí být $U'_2 = -U_2$, a tedy

$$\frac{A'(1+p)}{2 - A'(1-p)} = -1$$

z čehož plyne, že

$$p = -\frac{1}{A'} \quad (5.2)$$

což je stejná podmínka jako u invertoru podle obr. 5.2. Rozdíl je však v tom, že kdežto tam závisela souměrnost na přesném dodržení této podmínky, u invertoru s automatickou symetrizací záleží na dodržení podílu p nebo zesílení A_2 jen velmi málo. Z rovnice (5.3) plyne, že poměrná souměrnost

$$\frac{U'_2}{U_2} = - \frac{1 + p}{1 - p - 2/A'} \quad (5.4)$$

Nastavíme-li podíl nesprávně, např. $p = 0$ tím, že vyvedeme odbočku z uzlu dvou stejných odporů, vymizelo by v zapojení podle obr. 5.2 úplně napětí U'_2 . U invertoru s automatickou symetrizací se tím však souměrnost obou napětí za předpokladu, že $A' = -60$ (ECC83), změní podle (5.4) jen na

$$\frac{U'_2}{U_2} = - \frac{1}{1 + 2/60} = -0,967 \dots \text{ tj. o } 3,3 \%$$

což je nepřesnost srovnatelná s běžnými tolerancemi součástí a elektronek, takže ji lze dovolit. Podobně, kdyby se zesílení elektronky V' zmenšilo např. o 50 %, tj. na -30 , zmenšilo by se v zapojení podle obr. 5.2 výstupní napětí U'_2 o 50 %, kdežto u invertoru s automatickou symetrizací tím vznikne porušení souměrnosti, za předpokladu, že $p = 1/60$

$$\frac{U'_2}{U_2} = - \frac{1 + 1/60}{1 - 1/60 + 2/30} = -0,967 \dots \text{ tj. o } 3,3 \%$$

Je tedy tento invertor necitlivý k nepřesnému nastavení odbočky i ke změněm zesílení způsobeným elektronkou nebo vazebním odporem, takže stačí vybrat jen pro dělič dva odpory buď stejné, nebo horní z nich o 3 až 4 % menší než dolní (platí pro ECC83).

5.2.3 Invertor s rozdělenou zátěží

Dalším často užívaným zapojením je invertor s rozdělenou zátěží, tj. s vazebním odporem rozděleným na dva stejné díly R_a zapojené v katodovém a anodovém přívodu elektronky (obr. 5.4). Vlastnosti tohoto invertoru lze snadno posoudit i bez výpočtu. Oběma vazebními odpory prochází týž proud, takže k dosažení stejných napětí stačí, aby oba odpory byly stejně velké, zatím co vlastnosti nebo výměna elektronky nemá na souměrnost vliv. Velikost anodové složky U_2 výstupního napětí vyplývá ze vzorce (4.12) pro výstupní napětí elektronky s odporem R_a v anodovém i katodovém přívodu

$$U_2 = - U_1 \frac{\mu R_a}{R_i + R_a + (\mu + 1)R_a} = - U_1 \frac{\mu R_a}{R_i + (\mu + 2)R_a}$$

Protože stejně velké napětí je na katodovém odporu, je celkové výstupní napětí měřené od katody k anodě dvojnásobné, takže zesílení uvažované jako poměr celkového výstupního napětí ke vstupnímu napětí je

$$|A| = 2 \frac{\mu R_a}{R_i + (\mu + 2)R_a} \quad (5.5)$$

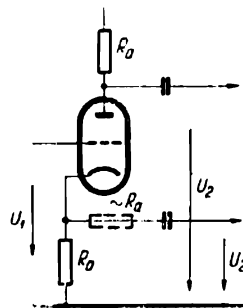
Při použití elektronky s velkým zesilovacím činitelem jsou ostatní členy zanedbatelné proti μ , takže přibližně platí

$$|A| \approx 2$$

což ostatně vyplývá i z toho, že elektronka pracuje, pokud jde o katodovou stranu, jako katodový sledovač, který by sám měl přibližně jednotkové zesílení, ale vlivem přídavné zátěže v anodovém obvodu dává výstupní napětí dvojnásobné.

Invertor s rozdělenou zátěží má proti předcházejícímu některé nevýhody, např. vyžaduje dva stejné vazební odpory. Mimoto při případném přebuzení následujícího zesilovacího stupně do oblasti mřížkového proudu odříznou se tímto mřížkovým proudem špičky signálního napětí U'_2 na katodě elektronky invertoru, takže se zvětší její buzení, a tím dostane signální napětí U_2 na anodovém odporu zvětšené špičky, trvající po dobu odřezaných špiček katodového napětí. Tuto vadu lze částečně odstranit zapojením přídavného odporu velikosti R_a do přívodu katodové větve (čárkováno na obr. 5.4).

Další nevýhodou je to, že celkové signální napětí, které může invertor dodat, se dělí na oba výstupy, takže je menší než u předcházejících zapojení, v nichž každá z elektronek pracovala do svého vlastního výstupu. Na druhé straně však záporná vazba na katodovém odporu zmenšuje zkreslení a tím dovoluje větší vybudování elektronky, takže omezení výstupního napětí není příliš citelné. Uvedené nevýhody vyvažuje částečně to, že katoda invertoru má potenciál několika desítek voltů, což dovoluje přímou vazbu s předcházející elektronekou, jak bylo již uvedeno v odst. 5.1.

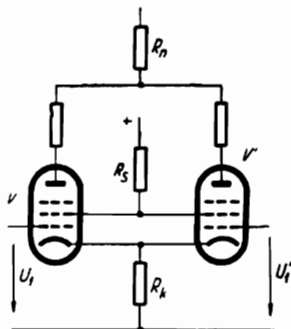


Obr. 5.4. Invertor s rozdělenou zátěží.

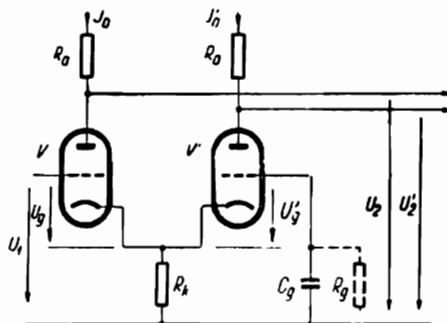
5.2.4 Invertory s proudovou vazbou

Další zapojení invertorů je možno zahrnout pod souhrnný název invertorů s proudovou vazbou společným odporem zařazeným buď v obvodu katody, nebo anody či ve stínících mřížkách u několika mřížkových elektronek (obr. 5.5). Činnost těchto invertorů objasní tato úvaha: Mějme dvě

stejně elektronky, které mají buď v katodovém, nebo v anodovém přívodu, popř. v přívodu stínících mřížek nebo v několika z těchto přívodů zároveň, zařazen společný odpor R_k , R_n , R_a . Budíme-li obě elektronky napětími U_1 , U_1' stejného kmitočtu, pak při stejné velikosti, ale opačné polaritě obou napětí jsou také proudy jednotlivých elektrod u obou elektronek stejné



Obr. 5.5. Invertor s proudovou vazbou společnými odpory.



Obr. 5.6. Invertor s katodovou vazbou.

a opačného směru, takže se ve společných odporech vyruší, a proto na odporech nevzniká vazba pro signál. Je-li však jedno z budících napětí, např. U_1' menší, je také anodový a popř. stínící proud elektronky V' menší. Ve společných odporech proto převažuje složka proudu elektronky V a vzniká na nich složka signálního napětí, která silněji buzenou elektronku v příslušné elektrodě odbuzuje a slaběji buzenou přibuzuje, takže se nesouměrnost výstupních proudů zmenší. V krajním případě nesouměrného buzení, tj. když mřížka elektronky V' je uzemněna, takže $U_1' = 0$, vznikne invertor vázaný společným odporem v obvodu katody nebo anody či stínící mřížky. Účinnost symetrizace společným odporem závisí ovšem na tom, ve které elektrodě je odpor zapojen a je dostatečná jen u invertoru se společným odporem v katodovém obvodu, tj. u tzv. invertoru s katodovou vazbou.

Invertor s katodovou vazbou (obr. 5.6) [32]

Mřížka elektronky V' dostává předpětí přes odpor R_g , avšak pro signál je uzemněna kondenzátorem C_g . Proto platí pro vstupní obvody

$$U_g = U_1 - R_k(I_a + I_a')$$

$$U_g' = -R_k(I_a + I_a')$$

Pro výstupní obvody platí

$$\mu U_g - (R_i + R_a)I_a - R_k(I_a + I'_a) = 0$$

$$\mu U'_g - (R_i + R_a)I'_a - R_k(I_a + I'_a) = 0$$

Řešením těchto rovnic dostaneme

$$U_2 = -R_a I_a = -U_1 \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} \frac{R_i + R_a + R_k(\mu + 1)}{R_i + R_a + 2R_k(\mu + 1)}$$

$$U'_2 = -R_a I'_a = U_1 \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} \frac{R_k(\mu + 1)}{R_i + R_a + 2R_k(\mu + 1)}$$

Celkové zeslení

$$|A| = \frac{U_2 - U'_2}{U_1} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} \frac{R_i + R_a + 2R_k(\mu + 1)}{R_i + R_a + 2R_k(\mu + 1)} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} \quad (5.6)$$

Jak patrně, zeslení nezávisí na velikosti katodového vazebního odporu R_k a je stejné, jako kdyby šlo o jedinou elektronku s vazebním odporem R_a . Poměrná souměrnost je

$$\frac{U'_2}{U_2} = - \frac{R_k(\mu + 1)}{R_i + R_a + R_k(\mu + 1)} \quad (5.7)$$

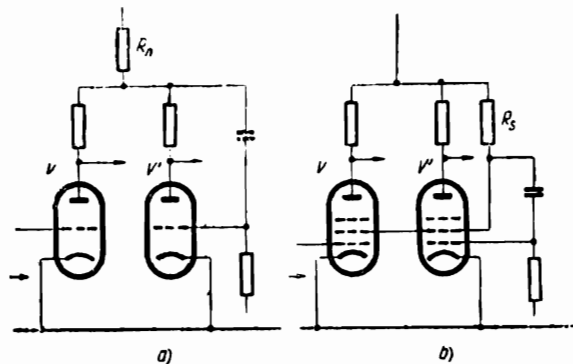
Má-li být tento výraz co nejblíže -1 , je nutno, aby člen $R_k(\mu + 1)$ byl mnohem větší než $(R_i + R_a)$. U elektronky s velkým zesilovacím činitelem to lze snadno splnit, např. u ECC83 ($\mu = 100$, $R_i = 70 \text{ k}\Omega$) je při $R_a = 100 \text{ k}\Omega$ k dosažení poměrné souměrnosti $0,975$ nutný odpor

$$-0,975 = - \frac{R_k \cdot 101}{170\,000 + R_k \cdot 101} \dots R_k = 66 \text{ k}\Omega$$

Souměrnost lze tedy libovolně zlepšit volbou dostatečně velkého odporu R_k . Nevýhodou však je, že se tím zmenšuje anodové napětí elektronek a tím zmenšuje výstupní napětí, které mohou dodat; proto je účelné spokojit se s horší souměrností a vyrovnat ji popř. volbou poněkud odlišných anodových odporů. Na druhé straně však okolnost, že katody mají vyšší potenciál, umožňuje použít přímé vazby s předcházejícím stupněm, podobně jako u invertoru s rozdělenou zátěží.

U vazby společným odporem v obvodech stínících mřížek a zejména u vazby společným odporem v anodovém obvodu je symetrizace mnohem horší, a proto těchto zapojení nelze vůbec použít k fázové inverzi. Lze však snadno zlepšit jejich činnost tím, že se signální napětí z vazebního odporu přivede na řídicí mřížku druhé elektronky invertoru podle obr. 5.7. U vazby společným odporem R_a v anodových obvodech (obr. 5.7a) bychom

obdobným výpočtem shledali, že např. u ECC83 lze použitím dostatečně velkého odporu R_n dosáhnout souměrnosti asi na 90 %; dalšímu zlepšení brání okolnost, že nesouměrná složka z odporu R_n se dostává na oba výstupy. U vazby odporem R_s v obvodech stínících mřížek (obr. 5.7b) lze dosáhnout dokonalejší souměrnosti, ale je k tomu zapotřebí pentod,



Obr. 5.7. Invertor se symetrizací ze společného odporu: a) v anodovém obvodu, b) v obvodu stínících mřížek.

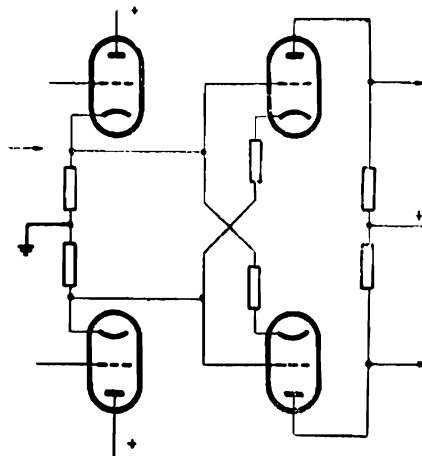
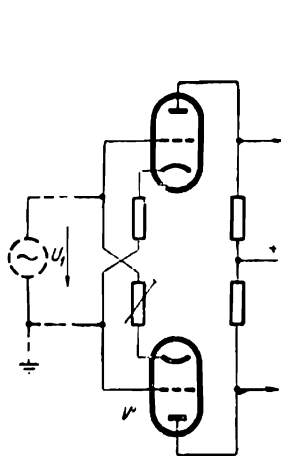
které se nevyrobějí po dvou ve společné baňce; mimoto zapojení udržuje vlastně souměrnost proudů stínících mřížek a nikoli proudů anodových, takže souměrnost výstupních napětí závisí na tom, jak dalece je u obou elektrotelek dodržen poměr mezi anodovým a stínícím proudem.

Závěrem lze říci, že obě tato zapojení jsou méně výhodná než invertor vázaný společným odporem v katodovém obvodu.

5.2.5 Invertor s křížovou vazbou (33)

Na obr. 5.8 je další typ invertoru s tzv. křížovou vazbou. Vstupním napětím U_1 je buzena do mřížky elektronka V a současně do katody elektronka V', takže její buzení je proti V přepólováno; proto výstupní napětí obou elektrotelek mají opačnou fázi. Kdyby mělo být zapojení zcela souměrné, musel by být také zdroj U_1 souměrný proti zemi. Protože však je jeden jeho pól spojen se zemí, pracuje elektronka V s uzemněnou katodou a elektronka V' s uzemněnou mřížkou, takže zapojení není zcela souměrné a je nutná dodatečná symetrizace tím, že jeden z katodových odporů je regulovatelný. Protože elektronka V' je buzena do katody, musí mít zdroj malý vnitřní odpor, takže je nutno zapojit předcházející elektronku jako katodový sledovač a invertor potřebuje tedy nejméně tři elektronkové

systemy. Tím by však zůstala nevyužita druhá polovina jedné dvojité triody, a proto se častěji používá zapojení podle obr. 5.9, v němž spodní elektronka může sloužit buď pro přimíšení dalšího signálu, nebo k zavedení záporné vazby, či jen jako symetrizační odpor.



Obr. 5.8. Invertor s křížovou vazbou. Obr. 5.9. Invertor s křížovou vazbou a s přidavnou elektronkou.

Jak patrně, potřebují invertory s křížovou vazbou nejméně o jeden elektronkový systém více, a jsou proto celkem méně výhodné než některá předcházející zapojení.

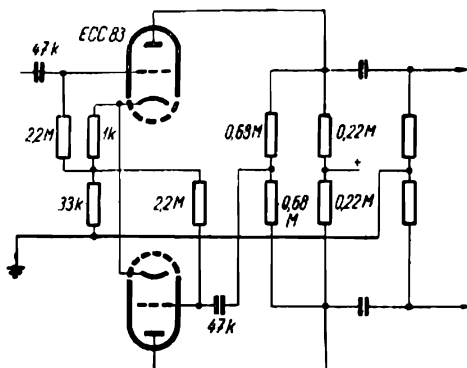
Porovnáním vlastností jednotlivých invertorů dojdeme k závěru, že patrně lze vyřadit invertor s nařizováním souměrnosti, podle obr. 5.2 a invertory s vazbou společným odporem v obvodech anod nebo stínících mřížek. Invertor s křížovou vazbou je nevýhodný, neboť potřebuje další elektronku, takže zbývá volba mezi invertorem s rozdělenou zátěží, s automatickou symetrizací a s katodovou vazbou. Vyřadíme-li ještě dále invertor s rozdělenou zátěží, vzhledem k menšímu výstupnímu napětí, zůstávají jen poslední dva typy, mezi nimiž je skutečně těžko volit.

Předností invertoru s automatickou symetrizací je dvojnásobně větší zesílení a okolnost, že jeho elektronky mají napájecí napětí nezmenšené katodovým odporem. Předností invertoru s katodovou vazbou je menší zkreslení díky záporné vazbě katodovým odporem, jež potlačuje zkreslení sudými harmonickými a dále to, že v obou polovinách výstupu je stejný počet článků RC .

Lze také do jisté míry spojit dobré vlastnosti obou těchto invertorů tím, že se v zapojení s automatickou symetrizací nepřemostí katodový odpor,

takže působí přídatnou symetrizaci. Protože předpětový odpor je poměrně malý, takže symetrizace by nebyla účinná, lze použít poněkud většího katodového odporu a vyvést předpětí z jeho odbočky podobně jako na obr. 4.4.

Dělič pro připojení mřížky elektronky V' může pak být připojen přímo k anodám podle obr. 5.10.



Obr. 5.10. Invertor s automatickou symetrizací a s přídatnou symetrizací katodovým odporem.

5.3 KONCOVÝ STUPEŇ

Koncový stupeň může být buď jednočinný, nebo dvojitý a osazen buď triodami, nebo pentodami. Ještě asi před deseti lety se považovaly triody za vhodnější pro jakostní reprodukci a tvrdilo se, že mají menší zkreslení a výhodnější vlastnosti než pentody. Od té doby se však rozšířilo používání místní zpětné vazby (viz odst. 5.4.4) v koncovém stupni, což dovoluje upravit vlast-

nosti koncových pentod, pokud jde o zkreslení a vnitřní odpor tak, že předčí triody a přitom zachovávají účinnost a výstupní výkon odpovídající pentodě. Proto za dnešního stavu zesilovací techniky můžeme používání triod považovat za přežitek a dále se budeme zabývat jen pentodami.

5.3.1 Jednočinný koncový stupeň

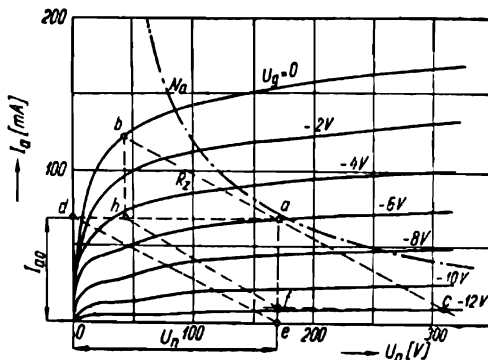
Na obr. 5.11 je soustava anodových charakteristik typické koncové pentody pracující jako jednočinný zesilovač s anodovou zátěží R_z , která má zanedbatelný odpor pro stejnosměrný proud, např. je k zesilovači připojena přes ideální transformátor. Klidový pracovní bod a je určen napětím anodového zdroje U_n a předpětím U_g a smí ležet nejvýše na hyperbole N_a , udávající přípustnou anodovou ztrátu. Buzení smí probíhat nejvýše k charakteristice $U_g = 0$, jinak by procházel mřížkový proud. Mimoto mají být úseky na zatěžovací přímce R_z mezi jednotlivými charakteristikami pokud možno stejně dlouhé, a proto nesmí buzení zabíhat příliš hluboko do části malého anodového proudu (pod bod c), kde jsou jednotlivé charakteristiky již stěsnány k sobě, ani do části s malým anodovým napětím (vlevo od bodu b), kde by mimoto procházel mřížkový proud. Z obr. 5.11 je patrné, že tyto podmínky jsou nejlépe splněny, je-li

zatěžovací přímka R_z přibližně rovnoběžná se spojnicí \overline{de} , takže zatěžovací odpor

$$R_z \doteq \frac{U_n}{I_{a0}}$$

Při tomto odporu je rozkmit výstupního napětí U_m v jedné půlvině \overline{ah} , ve druhé \overline{fc} a rozkmit I_m výstupního proudu je \overline{bh} , popř. \overline{af} . Zanedbáme-li okolnost, že rozkmity nejsou v obou půlvinách zcela stejné, můžeme z obr. 5.11 posoudit maximální výstupní výkon a účinnost. Při sinusovém průběhu je výstupní výkon $N_{\max} = \frac{1}{2} U_m I_m$, což je zobrazeno plochou trojúhelníka ahf , výkon dodaný anodovým zdrojem $N_n = U_n I_{a0}$, což je zobrazeno plochou obdélníka oad , a účinnost je tedy poměr plochy trojúhelníka k obdélníku. Trojúhelník nesa- há až k úhlopříčce obdélníka, takže účinnost je vždy menší než 50 %; většinou bývá 35 až 45 % podle toho, jak velké zkreslení připustíme.

Ani při mírném buzení a správné volbě zátěže není však průběh zcela nezkraslený, protože kladná půlviná proudu se vždy poněkud liší od záporné. Proto smí být jednočinný stupeň jen poměrně málo vybuzen, takže má malou účinnost. Další nevýhodou je to, že výstupní transformátor je magnetizován stejnosměrnou složkou anodového proudu, takže nemá-li být jádro přesyceno, musí mít vzduchovou mezeru.



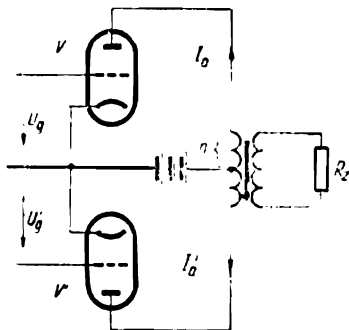
Obr. 5.11. Pracovní podmínky jednočinného koncového stupně s pentodou.

5.3.2 Dvojčinný koncový stupeň

Pro tyto nevýhody se používá v jakostních zesilovačích téměř vždy dvojčinných stupňů. Použití jednočinných stupňů by sice bylo možné, avšak vyžadovalo by elektronku s větší anodovou ztrátou, než mají dohromady obě elektronky dvojčinného zesilovače, a dále výstupní transformátor s větším průřezem jádra i lépe filtrovaný napájecí zdroj, takže celý zesilovač by vyšel dražší a těžší než rovnocenný stupeň dvojčinný.

Obvyklý dvojčinný stupeň má dvě stejné elektronky, které jsou napájeny ze společného zdroje a na mřížkách buzeny signály navzájem opačné

polarity (obr. 5.12). Půl vlna signálu, která je na mřížce elektronky V např. kladná, je současně na mřížce V' záporná, takže u této elektronky zabíhá do části malých anodových proudů. Ve druhé půl vlně je naopak na mřížce V' signál kladný a na mřížce V záporný, takže tentokrát V zabíhá do oblasti malých anodových proudů. Obě půl vlny jsou tedy zesilovány stejně, což znamená, že ve výstupním signálu se sudé harmonické složky zkreslení navzájem vyruší a zůstávají jen harmonické složky liché.



Obr. 5.12. Principiální zapojení souměrného dvojitinného stupně.

stejně, což znamená, že ve výstupním signálu se sudé harmonické složky zkreslení navzájem vyruší a zůstávají jen harmonické složky liché.

Vykompenzování sudých složek zkreslení by nastalo, i kdybychom použili u každé elektronky samostatného výstupního transformátoru a připojili zátěž k sekundárním vinutím spojeným např. do série. To by však bylo neúčelné, protože jednak by byly nutné dva transformátory, jednak by oba byly stejnosměrně syceny jako u jednočinného zesilovače, a proto se vždy používá transformátoru společného. Klidové anodové proudy procházejí oběma primárními vinutími společného transformátoru proti sobě, takže se stejnosměrné magnetizace jádra navzájem ruší nebo, při nezcela stejných anodových proudech, omezí jen na magnetizaci rozdílem obou proudů.

Společným transformátorem jsou anodové obvody obou elektronek vázány tak, že každé zvětšení okamžitého anodového napětí u_a jedné elektrony je doprovázeno současným stejným zmenšením okamžitého napětí u'_a druhé elektrony, tj.

$$u_a = -u'_a \quad (5.8)$$

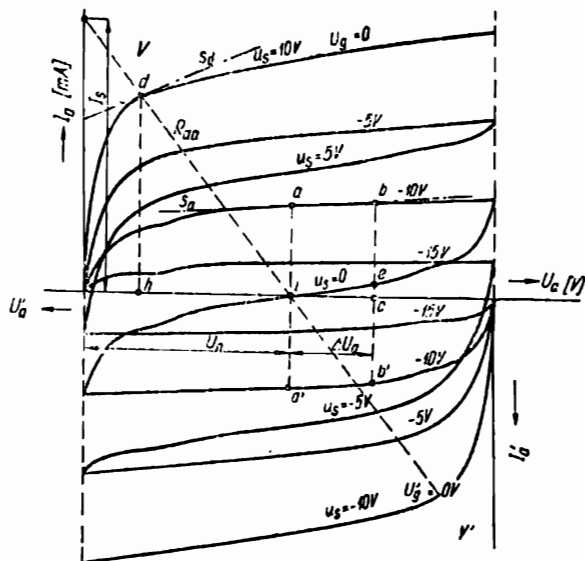
Výsledné ampérvinity od jedné elektrony při n závitech na každé polovině primárního vinutí jsou ni_a a od druhé elektrony $-ni'_a$, takže výsledek je stejný, jako kdyby jednou polovinou primárního vinutí procházel proud

$$i_v = i_a - i'_a \quad (5.9)$$

Takto sprážené anodové obvody lze vystihnout společným diagramem podle obr. 5.13, v němž podmínka (5.8) je dodržena tím, že anodová napětí obou elektronek jsou kreslena proti sobě, a podmínka (5.9) tím, že také anodové proudy jsou kresleny proti sobě. Proto je soustava anodových charakteristik elektrony V' převrácena dolů a doleva proti soustavě V.

Z tohoto diagramu lze odvodit společné charakteristiky dvojice elektronek, které odpovídají jakési pomyslné jediné elektronce, jež by byla zapojena místo elektrony V. Uvažme nejprve poměry bez signálu na mříž-

kách a s klidovým předpětím např. -10 V u obou elektronek, čemuž odpovídají klidové pracovní body a_1, a_2' obou elektronek. Zvětší-li se anodové napětí elektronky V např. tím, že bylo zavedeno přídatné anodové napětí ΔU_a z výstupu, zmenší se podle (5.8) současně o stejnou hodnotu anodové napětí elektronky V', takže oba pracovní body budou ve společ-



Obr. 5.13. Pracovní podmínky dvojčinného koncového stupně s pentodami.

ném diagramu ležet vždy nad sebou. Okamžitý proud elektronky V_1 bude pak \overline{bc} , u elektronky V' $\overline{b'c'}$, takže výsledný proud podle (5.9) bude dán rozdílem obou, tj. velikostí \overline{ec} . Podle toho odvodíme výstupní charakteristiku pro nulový signál tím, že spojíme body, jejichž pořadnice se rovná rozdílu pořadnic bodů obou charakteristik pro -10 V , čímž získáme charakteristiku platnou pro signál $u_s = 0$. Pro signál velikosti např. $+5\text{ V}$ na mřížce elektronky V bude na této mřížce $-10 + 5 = -5\text{ V}$ a současně na mřížce V' bude $-10 - 5 = -15\text{ V}$. Výslednou charakteristiku pro signál $u_s = +5\text{ V}$ proto najdeme spojením bodů, jejichž pořadnice se rovnají rozdílu pořadnic charakteristik pro -5 V u V a pro -15 V u V' . Stejným způsobem najdeme i společnou charakteristiku pro $u_s = +10\text{ V}$, která v daném případě se ztotožní s charakteristikou pro $U_g = 0\text{ V}$ u V, protože elektronka V' při $U_g' = -20\text{ V}$ má již potlačený anodový proud. Obdobně získáme také charakteristiky pro $u_s = -5\text{ V}$ a pro $u_s = -10\text{ V}$.

Z obr. 5.13 je patrné, že charakteristika pro $u_n = 0$ má ve střední části dvakrát větší sklon než každá z obou jednotlivých charakteristik, což znamená, že náhradní elektronka by v této oblasti měla poloviční vnitřní odpor než jednotlivě použité elektronky. Naproti tomu charakteristika pro $u_n = +10$ V je totožná s charakteristikou elektronky V, takže náhradní elektronka má v této oblasti stejný vnitřní odpor jako elektronka V. To platí ovšem za předpokladu, že by náhradní elektronka byla zapojena místo jedné z obou elektronek, tj. na polovinu primárního vinutí. Častěji však chceme znát vnitřní odpor náhradního zdroje zapojeného od jedné anody ke druhé, tj. přes obě poloviny primárního vinutí, a pak podle známých zásad o transformaci odporů v poměru druhých mocnin počtů závitů musíme předchozí výsledky násobit čtyřmi. Proto platí, že v oblasti, kde pracují obě elektronky současně, je vnitřní odpor náhradního zdroje zapojeného přes celé primární vinutí

$$R_i' = 4 \cdot 0,5R_i = 2R_i \quad (5.10)$$

což vyplývá také z toho, že jde o dvě sériově pracující elektronky, z nichž každá má odpor R_i . V oblasti, kde pracuje jen jedna z obou elektronek, je vnitřní odpor náhradního zdroje

$$R_i' = 4R_i \quad (5.11)$$

Do diagramu můžeme zakreslit také obvyklou zatěžovací přímkou pro zatěžovací odpor R_{aa} zapojený od anody k anodě, jejíž sklon vzhledem k přepočtení na celé primární vinutí je

$$\frac{U_n}{I_n} = \frac{1}{4} R_{aa}$$

Délka $\bar{i}h$ značí rozkmit výstupního napětí U_m na polovině primárního vinutí a délka $\bar{d}h$ rozkmit I_m výstupního proudu, takže maximální výstupní výkon, který při sinusovém průběhu má velikost $N_{\max} = \frac{1}{2} U_m I_m$, je zobrazen plochou trojúhelníka idh. Z obr. 5.13 je zřejmé, že tento výkon je největší, když zatěžovací přímkou směřuje do ohybu obou krajních charakteristik. Úseky na této přímce mezi jednotlivými společnými charakteristikami nejsou sice zcela stejné, takže zkreslení se úplně neodstránilo, ale ze souměrnosti celého diagramu vyplývá, že kladná i záporná půlvlna signálu budou mít navzájem zcela stejný průběh. Bližším rozбором takového průběhu lze zjistit, že zkreslení dvojčinného stupně neobsahuje sudé harmonické složky, jež sice v každé z obou elektronek vznikají, ale ve výstupu se navzájem ruší.

Má-li být zkreslení co nejmenší, je nutno, aby společné charakteristiky byly v okolí zatěžovací přímkou pokud možno stejně vzdáleny od sebe

a měly pokud možno stejný sklon. Tento sklon, tj. vnitřní odpor náhradní elektronky je, jak bylo právě vysvětleno, u prostředních charakteristik $2R_i$, kdežto u krajních $4R_i$, přičemž však odpor R_i není stálý, nýbrž zmenšuje se při zvětšení anodového proudu jednotlivých elektronek, takže má menší velikost ve vzorci (5.11) než v (5.10). Vhodnou volbou klidových proudů elektronek lze proto dosáhnout, že odpor R_i v klidovém pracovním bodě je přibližně dvakrát větší než odpor při $U_g = 0$, takže pak mají všechny výsledné charakteristiky přibližně stejný sklon. Tato podmínka poskytuje vodítko pro volbu klidových proudů vyplývající z obr. 5.13: klidový pracovní bod a nastavíme na charakteristiku, jejíž sklon S_a je přibližně poloviční ve srovnání se sklonem S_d charakteristiky pro $U_g = 0$ v okolí zatěžovací přímký.

5.3.3 Třídy zesilovačů

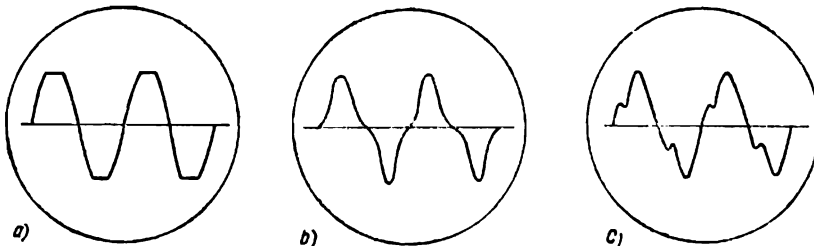
V uvedeném příkladu jsme zjistili, že při signálu ± 5 V pracovaly obě elektronky současně, ale při větším signálu ± 10 V pracovala vždy jen jedna z nich, kdežto druhá byla zcela uzavřena. Z toho vyplývá, že nastavením velkých klidových proudů elektronek lze dosáhnout, aby stále pracovaly obě elektronky, kdežto naopak, nastaví-li se klidové proudy velmi malé, bude pracovat střídavě vždy jen jedna z obou elektronek a druhá bude zcela uzavřena. Podle toho se rozlišují tzv. třídy zesilovačů na třídu A, třídu B a přechodnou třídu AB. Ve třídě A, která odpovídá velkému klidovému proudu, není žádná z elektronek zcela uzavřena ani při největším přípustném záporném signálu na své mřížce a trvale tedy pracují obě elektronky. Opačný případ s malými klidovými proudy, při němž pracují obě elektronky střídavě, je zesilovač třídy B. Ve třídě A pracuje každá z elektronek vlastně stejně jako v jednočinném stupni; proto je účinnost dosažitelná u pentod 35 až 45 %, zato zkreslení je poměrně malé. Ve třídě B je účinnost mnohem větší, protože elektronky jsou v klidu téměř nezatíženy a odebírají jen velmi malý proud z napájecího zdroje. Klidové odlehčení elektronek dovoluje použít vyššího anodového napětí, což účinnost ještě dále zvětšuje, takže teoreticky je u zesilovačů třídy B dosažitelná účinnost 78,5 %, prakticky 45 až 60 %.

Zesilovač třídy B má však při malých signálech, kdy elektronky pracují v ohybu charakteristik, podstatně větší zkreslení než zesilovač třídy A, a proto se u jakostních zesilovačů neuplatní a používá se zesilovačích stupně přechodného typu, třídy AB. Tento stupeň má klidové proudy nastaveny tak, že jsou sice menší, než by odpovídalo třídě A, avšak ne zcela v ohybu charakteristik, jako u třídy B, odpovídá tedy pracovním bodům a , a' uvedeným v předchozím příkladě. Takový zesilovačí stupeň pracuje při slabším signálu jako v třídě A a teprve při velkém signálu pracuje ve

třídě B. Protože průměrná úroveň signálu je vždy nejméně 10 i více dB pod maximální úrovní, pracuje stupeň AB většinou ve třídě A a jen v okamžicích nejsilnějšího signálu ve třídě B.

5.3.4 Zkreslení dvojjinného stupně

U dvojjinného stupně vznikají jednotlivé druhy zkreslení jako u zesilovače jednočinného, tj. zkreslení vlivem zakřivení individuálních charakteristik elektronek a popř. vlivem mřížkových proudů při buzení do kladného předpětí. Při značnějším přebuzení stupně tím vzniká odřezání



Obr. 5.14. Zkreslení dvojjinného stupně: a) odřezáním vrcholků signálu, b) navázáním charakteristik, c) zubové zkreslení.

vrcholků výstupního signálu (obr. 5.14a). Dvojjinným zapojením se však navzájem vyruší aspoň sudé harmonické složky vzniklého zkreslení a mimoto odpadá i zkreslení stejnsměrnou magnetizací výstupního transformátoru, což oboje znamená značné zlepšení proti jednočinnému stupni.

Na druhé straně však mohou ve dvojjinném stupni vznikat další druhy zkreslení, které se u jednočinných stupňů nevyskytují. Jednak je to tzv. „zkreslení navázáním charakteristik“ (Cross-over distortion) vznikající nevhodnou volbou pracovních bodů obou elektronek, zpravidla při příliš malých klidových proudech, nebo nejsou-li ohyby charakteristik obou elektronek stejné. Pak jsou společné charakteristiky ve střední části příliš stěsnány k sobě, popř. i pokriveny a signál má následkem toho průběh zploštělý v okolí přechodu přes nulu (obr. 5.14b). Nápravy se dosáhne zmenšením mřížkových předpětí a popř. vzájemným vyrovnáním obou anodových proudů.

Druhá obtížnější závada je tzv. „zubové zkreslení“ (Notch distortion [34]), jež vzniká při buzení do třídy B tím, že se jedna či druhá elektronka střídavě zcela uzavírá, takže se přerušuje její anodový proud. Kdyby byly obě poloviny primárního vinutí výstupního transformátoru mezi sebou dokonale magneticky vázány, nepůsobilo by přerušování proudu jedné poloviny ne-

snáze, protože současně by převzala zatížení druhá elektronka. Ve skutečnosti však má každá polovina primárního vinutí určitou rozptylovou indukčnost, jejíž magnetické pole neprochází závity druhé poloviny. V rozptylových indukčnostech vznikají při přerušení proudu zákmitové děje, které při kmitočtech nad 2 až 3 kHz zkreslují průběh výstupního signálu tím, že za každým přechodem přes nulu vzniká zub způsobený přerušením proudu jedné elektronky (obr. 5.14c). Toto zkreslení se vyskytuje jen u třídy B nebo AB a lze je omezit jen zmenšením rozptylu mezi oběma polovinami primárního vinutí nebo vypuštěním výstupního transformátoru. K tomuto problému se vrátíme v odst. 5.5.

5.3.5 Stejnoseměrné napájení koncového stupně

Jednotlivé třídy koncových zesilovacích stupňů se chovají odlišně, pokud jde o stejnosměrné napájení anod a stínících mřížek. U stupně třídy A je zvětšení anodového proudu v kladné půlplně signálu jen o málo větší než zmenšení v záporné půlplně, takže střední hodnota anodového proudu se buzením jen málo zvětšuje proti klidovému stavu. Ani proud stínící mřížky se buzením příliš nemění, a proto může být stupeň třídy A, ať již jednočinný či dvojitý, napájen z anodového zdroje s poměrně velkým vnitřním odporem.

U stupně třídy B jsou klidové anodové i stínící proudy poměrně malé, ale při buzení se oba proudy zvětšují téměř úměrně signálu. Má-li přitom zůstat anodové a stínící napětí stejné jako v klidovém stavu, je nutno, aby napájecí zdroj měl tvrdé napětí, tj. co nejmenší vnitřní odpor. Toho lze dosáhnout jednak tím, že napájecí zdroj má nepřímo žhavenou usměrňovací elektronku nebo ventily s malým vnitřním odporem, jednak tím, že vyhlazovací filtr usměrňovače má na vstupu tlumivku, tj. má tzv. tlumivkový vstup.

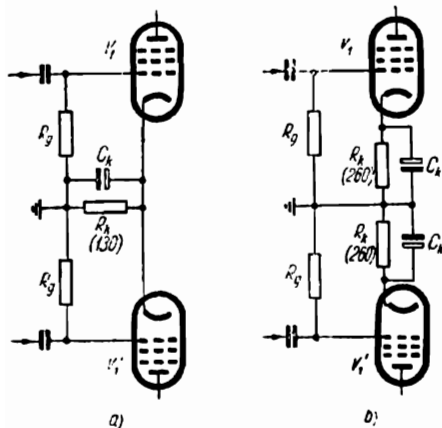
Další obtíž nastává, je-li pro stínící mřížky koncových elektronek předepsáno nižší napětí než pro anody. Napětí pro stínící mřížku nelze získat z vyššího napětí jen srážecím odporem, protože úbytek na tomto odporu by se při zatížení velmi měnil; proto je nutno napětí stínících mřížek stabilizovat např. doutnavkami. Hospodárnější je získat toto napětí ze samostatného menšího usměrňovače, který napájí současně předcházející stupeň, kdežto anody koncového stupně jsou napájeny z jiného samostatného usměrňovače.

U zesilovače třídy AB jsou poměry někde uprostřed obou předcházejících případů. Při malém buzení pracuje stupeň ve třídě A a proudový odběr se proto nemění, takže vnitřní odpor zdroje nevádí. Při větším buzení sice odběr vzrůstá, takže napětí by klesalo, ale protože při reprodukci

obvyklých pořadů se nejhlasitější pasáže vyskytují jen přechodně a krátkodobě, stačí zpravidla tyto nárazy krýt elektrolytický kondenzátor na výstupu filtru, který ovšem má mít co největší kapacitu.

5.3.6 Předpětí elektronek koncevého stupně

Jak známo, může být předpětí elektronek získáváno dvěma způsoby: buď ze zvláštního stejnosměrného zdroje, jako tzv. pevné předpětí, nebo pomocí odporu zařazeného v katodovém



Obr. 5.15. Automatické předpětí dvojitěného stupně: a) společným katodovým odporem, b) individuálními katodovými odpory.

každou elektronku zvlášť, takže se u nestejných elektronek omezí rozdíl jejich anodových proudů. Je-li katodový odpor společný, udržuje se přibližně stálý jen součet obou katodových proudů bez ohledu na to, jak je rozdělen na obě elektronky; následkem toho, je-li jedna z elektronek slabší, prochází tím větší proud druhou elektronkou, takže hrozí její přetížení a zároveň stejnosměrné přesycení výstupního transformátoru.

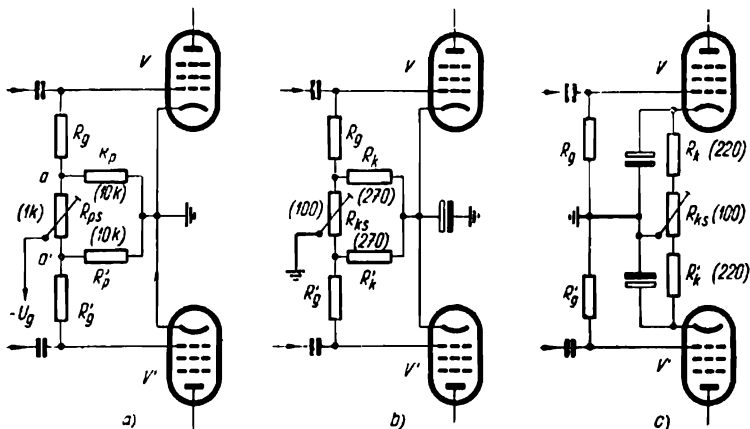
Ve společném odporu se při třídě A navzájem vyruší signální složky katodových proudů, takže na odporu nevzniká záporná vazba a přemosťovací kondenzátor by tedy mohl odpadnout. To však již neplatí při vybuzení do třídy B, a proto je účelné tento odpor v každém případě kondenzátorem přemostit.

Při použití pevného předpětí nebo automatického předpětí ze společného odporu je záhodno, aby bylo možno vyrovnat proudy obou elektro-

tického předpětí závisí na procházejícím katodovém proudu, a proto ho lze použít jen tam, kde tento proud je aspoň přibližně stálý, tj. u zesilovačů třídy A nebo AB, kdežto pro třídu B je nutno použít předpětí pevného.

Odpor pro automatické předpětí dvojitěného stupně může být buď ve společném přívodu obou katod (obr. 5.15a), nebo v přívodu každé katody zvlášť (obr. 5.15b). Jsou-li odpory oddělené, musí být přemostěny velkými kondenzátory, jinak by působily zápornou proudovou vazbu, která není žádoucí vzhledem k tomu, že by působila zvětšení výstupního odporu. Výhodou oddělených odporů však je, že na nich vzniká automatické předpětí pro

nek na stejnou velikost. Přitom není příliš důležité, aby byly nařizeny na nějakou určitou velikost, protože ta není kritická, nýbrž jde spíše o vzájemné vyvážení obou elektronek mezi sebou tak, aby jejich anodové proudy byly stejné. To je důležité jednak z hlediska stejnosměrné magnetizace výstupního transformátoru, jednak i z hlediska malého zkreslení signálu.



Obr. 5.16. Zapojení pro vyrovnání anodových proudů obou elektronek: a) při pevném předpětí, b) při automatickém předpětí, c) při automatickém předpětí s individuálními odpory.

Strmost elektronky je totiž přibližně úměrná velikosti anodového proudu, a proto při stejných anodových proudech lze předpokládat, že bude stejná i strmost obou elektronek, třebaže snad má každá elektronka předpětí poněkud jiné.

Při pevném předpětí lze vyrovnání obou anodových proudů provést zapojením podle obr. 5.16a. Zdroj předpětí $-U_g$ je zatížen odpory R_{ps} , R_p , R'_p , z nichž jeden je tvořen potenciometrem R_{ps} . Posouváním běžce potenciometru se zvětšuje odpor jedné větve a zároveň zmenšuje odpor druhé větve, takže celkový odpor zůstává přibližně stejný, avšak mění se dělicí poměr bodů a , a' , z nichž dostávají předpětí obě koncové elektronky. Posune-li se běžec např. směrem k bodu a , zvětší se záporný potenciál bodu a a zmenší záporný potenciál bodu a' , takže proud elektronky V se zmenší a V' zvětší.

Podobným zapojením lze vyvažovat anodové proudy i při automatickém předpětí ze společného katodového odporu podle obr. 5.16b.

Konečně při automatickém předpětí z oddělených katodových odporů

se část těchto odporů nahradí potenciometrem R_{ks} , jehož běžcem se nařizuje rovnováha (obr. 5.16c).

Na obr. 5.16b), c) jsou uvedeny velikosti potřebných odporů pro dvě elektronky EL84.

5.3.7 Zjištění potřebného výkonu

Při návrhu koncového stupně a jeho elektronkového osazení vycházíme z požadovaného výstupního výkonu. Při známých akustických parametrech, tj. krychlovém obsahu V a době dozvuku T prostoru, který má být ozvučen, lze potřebný elektrický výkon N_{\max} zjistit ze vzorce

$$N_{\max} = \frac{4V}{\eta T} \cdot 10^{\frac{H-120}{10}} \quad [\text{W}; \text{m}^3, \%, \text{s}, \text{ph}]$$

kde η značí účinnost reproduktoru a H požadovanou hlasitost. Podle toho např. k dosažení hlasitosti 100 ph v místnosti s krychlovým obsahem 200 m³ a dobou dozvuku 1,25 s je při reproduktoru s účinností 1 % zapotřebí výkonu

$$N_{\max} = \frac{4 \cdot 200}{1 \cdot 1,25} \cdot 10^{\frac{100-120}{10}} = 6,4 \text{ W}$$

Obtíž při výpočtu je však v tom, že zpravidla známe jen velmi nepřesně účinnost reproduktoru a také ostatní údaje, jako dobu dozvuku a potřebnou hlasitost můžeme zjistit nebo odhadnout jen velmi nespolehlivě. Proto je takto získaný výsledek velmi problematický.

U zesilovačů určených pro poslech v obytné místnosti nebo v menším sále lze však tuto otázku řešit jiným způsobem. Ze zkušenosti víme, že reprodukci běžných rozhlasových přístrojů, které mají na konci pentodu se ztrátovým výkonem kolem 10 W, nelze zpravidla označit za velmi věrnou. Prvním krokem ke zlepšení byly proto již před lety přístroje vybavené dvojitým koncovým stupněm se dvěma pentodami po 9 W nebo dvěma triodami po 15 W ztrátového výkonu. V obou případech byl výstupní výkon asi 8 W; tuto hodnotu můžeme proto považovat za dolní mez, jakési „existenční minimum“ jakostního zařízení.

Horní mez je určena výběrem elektronek, které jsou právě k dispozici. Mezi moderními typy, které se v ČSSR vyrábějí, jsou pentody se ztrátovým výkonem 6 W (ECL82), dále několik typů od 8 do 12 W (EL81, EL84, PL84, EL86 aj.) a konečně pentody pro 25 W (6L50, popř. EL34). Největší domácí zařízení bude tedy mít pravděpodobně dvě pentody po 25 W, nebo u stereofonního dvoukanalového provedení čtyři pentody po 12 W, kdežto ještě větší výkon, dosažitelný např. se čtyřmi pentodami 25 W, by již byl pro domácí zařízení nepřiměřený.

V rozmezí daném uvedenými hranicemi je možno s běžnými elektronkami sestavit jen omezený počet kombinací, a to:

- | u jednokanálového zařízení | u dvoukanálového zařízení |
|--|--|
| 1. 2 elektronky typu EL(PL)84 | 4. 4 elektronky typu ECL82 |
| 2. 2 elektronky typu EL86 v paralelním dvojčinném stupni | 5. 4 elektronky typu EL(PL)84 |
| 3. 2 elektronky typu 6L50 nebo EL34 | 6. 4 elektronky typu EL86 v paralelních dvojčinných stupních |
| | 7. popř. sestavu 1. nebo 3. v úsporném zapojení podle odst. 10.6 |

Počet prakticky možných sestav je tedy velmi malý, zvláště když uvážíme, že jednokanálová zařízení při dnešním rozvoji stereofonie nemají již mnoho vyhlídek.

Výstupní výkon záleží ovšem ještě na řadě dalších okolností, především na tom, zda elektronky zapojíme jako triody či pentody, na výši anodového napětí a na třídě zesilovače. Pro přibližný odhad výstupního výkonu dosažitelného v nejpříznivějším případě u koncového dvojčinného stupně

Tabulka III.

Zapojení elektronek	Třída	Předpětí U_g	Napájení stínících mřížek U_s	Výstupní výkon N_{max}
jako triody	A	automatické	spojeny s anodami	až $0,5N_a$
jako triody	AB	automatické	spojeny s anodami	až $0,7N_a$
jako pentody	A	automatické	z téhož zdroje jako anody	až $0,9N_a$
ultralineární*)	AB	automatické	z odboček výstupního transformátoru	až $1,0N_a$
jako pentody	AB	automatické	z téhož zdroje jako anody	až $1,5N_a$
jako pentody	AB	pevné	ze zdroje s tvrdým napětím	až $(2 \div 3)N_a$

*) viz odst. 5.4.5

buzeného sinusovým signálem a osazeného dvěma elektronkami, z nichž každá má anodovou ztrátu N_a , platí tabulka III.

Z tabulky vyplývá, že u nejvýkonnějších koncových stupňů podle uvedených sestav 3 a 5 je dosažitelný výkon 35 až 50 W, který tedy lze považovat za horní mez výkonu vhodně dimenzovaného domácího zařízení.

5.4 ZPĚTNÁ VAZBA

V odst. 4.3.6 jsme se již setkali s použitím zpětné vazby ke kmitočtovým korekcím; nyní se zabývejme ostatními možnostmi jejího použití. V odst. 4.2.2 jsme dospěli k výsledku, že zesilovač, který původně měl zesílení A , má po zavedení zpětné vazby přes čtyřpól s napětovým přenosem β zesílení

$$A_z = \frac{U_2}{U_1} = \frac{A}{1 - \beta A} \quad (4.11)$$

5.4.1 Vliv zpětné vazby na zkreslení

Při záporné vazbě musí mít nazpět vedené napětí βU_2 opačnou polaritu než U_1 tak, aby zmenšovalo vstupní napětí, a proto činitel zpětné vazby βA musí být záporný. Můžeme tedy pro případ záporné vazby rovnicí (4.11) psát ve tvaru

$$A_z = \frac{A}{1 + |\beta A|}$$

Jak patrně, působí zpětná vazba, jako by se původní zesílení A zmenšilo v poměru $\frac{1}{1 + |\beta A|}$. Provede-li se zpětná vazba dosti silná, tak aby člen $|\beta A|$ byl značně větší než 1, je výsledné zesílení jen málo závislé na původním zesílení A i na jeho změnách, ať již vznikly stárnutím či výměnou elektronek nebo tím, že zesílení je kmitočtově závislé. Přesvědčili bychom se o tom derivováním rovnice (4.11)

$$\frac{\Delta A_z}{A_z} = \frac{dA_z}{dA} = \frac{1}{(1 + |\beta A|)^2}$$

z čehož úpravou dostaneme

$$\frac{\Delta A_z}{A_z} = \frac{\Delta A}{A} \frac{1}{1 + |\beta A|}$$

kde $\frac{\Delta A_z}{A_z}$ je poměrná změna zesílení při zpětné vazbě a $\frac{\Delta A}{A}$ je poměrná změna zesílení bez zpětné vazby.

Dosavadní úvahy platily pro ideální zesilovač, u něhož výstupní napětí sleduje průběh vstupního napětí a neobsahuje žádné přidavné složky. Skutečný zesilovač však zkresluje, takže na výstupu mimo napětí signálního kmitočtu má ještě napětí vyšších harmonických, které závisí na vybuzení a jehož velikost při určitém výstupním napětí základního kmitočtu označíme U_h . Dále může vstupní napětí obsahovat rušivé napětí vzniklé např. nedostatečným filtrováním napájení, které nezávisí na buzení a jež označíme U_r . Úplný výraz pro výstupní napětí nahrazující rovnici (4.9) má proto tvar

$$U_2 = U_g A + U_h + U_r \quad (5.12)$$

Protože budící napětí je podle (4.10)

$$U_g = U_1 + \beta U_2 \quad (5.13)$$

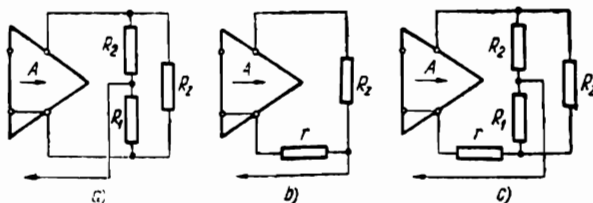
dostaneme dosazením do (5.12) a po úpravě

$$U_2 = U_1 \frac{A}{1 + |\beta A|} + U_h \frac{1}{1 + |\beta A|} + U_r \frac{1}{1 + |\beta A|} \quad (5.14)$$

Kdyby záporná vazba nebyla zavedena, tj. pro $\beta = 0$, bylo by místo toho

$$U'_2 = U_1 A + U_h + U_r$$

Z porovnání obou rovnic je zřejmé, že zpětnou vazbou se v poměru $\frac{1}{1 + |\beta A|}$ zmenší jak zesílení, tak i napětí složek zkreslení U_h a rušivé napětí. Napětí U_h lze ovšem porovnávat jen za předpokladu, že se současně se zavedením zpětné vazby zvětšilo vstupní napětí tak, aby výstupní napětí signálního kmitočtu zůstalo i při zmenšeném zesílení stejné. Zmenšení zkreslujícího a rušivého napětí zpětnou vazbou je podle (5.13) dosaženo zřejmě tím, že se budící napětí U_g nazpět přivedeným napětím βU_2 předem opačně zkreslí tak, aby se zkreslující složky po průchodu zesilovačem z největší části vykompenzovaly s původním zkreslením.



Obr. 5.17. Získání zpětnovazebního napětí: a) při napěťové zpětné vazbě, b) při proudové zpětné vazbě, c) při kombinované zpětné vazbě.

Napětí vedené napětí βU_2 lze získat tím, že se výstupní napětí rozdělí odporovým děličem (obr. 5.17a), jehož dělicí poměr

$$\beta_u = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Zpětnovazební napětí je v tomto případě odvozeno z výstupního napětí, a proto tuto vazbu označujeme jako napěťovou. Dále je možno odvodit výstupní napětí z výstupního proudu, např. jako úbytek na malém odporu r předřazeném zátěži (obr. 5.17b). Tato zpětná vazba se nazývá proudová a její činitel

$$\beta_i = \frac{r}{r + R_z} \doteq \frac{r}{R_z}$$

Oba druhy vazby lze také kombinovat např. podle obr. 5.17c, pro který platí přibližně

$$\beta \doteq \beta_u + \frac{r}{R_z}$$

takže napěťové zesílení s touto vazbou podle (4.11)

$$A_z = \frac{U_2}{U_1} \doteq A \frac{1}{1 - \beta_u A - \frac{r}{R_z} A} \quad (5.15)$$

5.4.2 Vliv zpětné vazby na výstupní odpor

Mimo uvedené vlastnosti ovlivňuje zpětná vazba také výstupní odpor zesilovače. Abychom mohli tento vliv zjistit, odvodíme nejprve způsob výpočtu výstupního odporu.

U jakéhokoli lineárního zdroje s napětím naprázdno U_0 a výstupním odporem R_{ex} je proud nakrátko

$$I_k = \frac{U_0}{R_{ex}}$$

a proto lze výstupní odpor zjistit jako poměr výstupního napětí naprázdno k výstupnímu proudu nakrátko. Známe-li výraz $U_2 = F(R_z)$ pro výstupní napětí v závislosti na odporu zátěže, můžeme určit napětí naprázdno tím, že dosadíme za $R_z = \infty$. Dále určíme proud nakrátko tím, že nejprve výraz pro výstupní napětí dělíme odporem zátěže, takže dostaneme výraz pro proud a do toho dosadíme za $R_z = 0$. Výstupní odpor podle toho

$$R_{ex} = \frac{U_{z0}}{I_{zk}} = \frac{[F(R_z)]_{R_z = \infty}}{\left[\frac{F(R_z)}{R_z} \right]_{R_z = 0}} \quad (5.16)$$

Výraz pro výstupní napětí v závislosti na zátěži je dán rovnicí (5.15), v níž však zesílení A není stálé, nýbrž závisí na zatížení a musíme je tedy nahradit výrazem pro zesílení naprázdno A_0 . U jakéhokoliv zdroje s napětím naprázdno U_0 je napětí U při zatížení odporem R_z dáno vztahem

$$U = U_0 \frac{R_z}{R_{\text{ex}} + R_z}$$

a proto platí obdobně i pro zesílení

$$A = A_0 \frac{R_z}{R_{\text{ex}} + R_z}$$

Tento výsledek dosadíme do (5.15), takže po úpravě

$$U_2 = U_1 \frac{A_0 R_z}{R_{\text{ex}} + R_z - \beta_u R_z A_0 - r A_0}$$

Napětí naprázdno pro $R_z = \infty$ má velikost

$$U_{20} = U_1 \frac{A_0}{1 - \beta_u A_0}$$

Výstupní proud $I_2 = \frac{U_2}{R_z}$, takže

$$I_2 = U_1 \frac{A_0}{R_{\text{ex}} + R_z - \beta_u R_z A_0 - r A_0}$$

a při spojení nakrátko, tj. pro $R_z = 0$ má velikost

$$I_{2k} = U_1 \frac{A_0}{R_{\text{ex}} - r A_0}$$

takže podle (5.16) výstupní odpor zesilovače se zpětnou vazbou

$$R_{\text{ex}z} = \frac{U_{20}}{I_{2k}} = \frac{R_{\text{ex}} - r A_0}{1 - \beta_u A_0} \quad (5.17)$$

Jak patrně, má na velikost výstupního odporu vliv jak napěťová vazba, tak i vazba proudová. Obvykle požadujeme co nejmenší výstupní odpor a z (5.17) vyplývá, že toho lze dosáhnout zápornou vazbou napěťovou, u níž činitel $\beta_u A_0$ je záporný, takže vzorec (5.17) pro samotnou zápornou vazbu napěťovou má tvar

$$R_{\text{ex}z} = R_{\text{ex}} \frac{1}{1 + |\beta_u A_0|} \quad (5.18)$$

Zvětšováním záporné vazby lze výstupní odpor libovolně zmenšit, avšak vždy má určitou, třebaže malou velikost. Je nutno připomenout, že vzorec (5.18) má sice podobný tvar jako činitel zmenšení zesílení a zkreslení, avšak není stejný, protože místo zesílení A je v něm zesílení naprázdno A_0 , které je v poměru $\frac{R_{\bullet x} + R_z}{R_z}$ větší než A , takže také výstupní odpor je zpětnou vazbou zmenšován více než zkreslení.

Ze vzorce (5.17) vyplývá, že místo zvětšování záporné vazby napěťové je možno výstupní odpor zmenšit kladnou vazbou proudovou. Je-li odpor r zavádějící proudovou vazbu

$$r = \frac{R_{\bullet x}}{A_0} \quad (5.19)$$

je čitatel vzorce roven nule a výstupní odpor je pak nulový bez ohledu na stupeň záporné napěťové vazby.

Shledáváme tedy, že

kladná vazba proudová, u níž je rA_0 kladné, výstupní odpor zmenšuje, kladná vazba napěťová, u níž je $\beta_u A_0$ kladné, výstupní odpor zvětšuje, záporná vazba proudová, u níž je rA_0 záporné, výstupní odpor zvětšuje, záporná vazba napěťová, u níž je $\beta_u A_0$ záporné, výstupní odpor zmenšuje.

5.4.3 Stabilitnost zpětné vazby

Uvažme teď výsledky, ke kterým jsme došli. Podle nich by u zesilovače se zpětnou vazbou celkem nezáleželo na jeho původních vlastnostech, protože jak kmitočtovou závislost zesílení, tak i tvarové zkreslení, bručení od špatně filtrovaného napájení i výstupní odpor by bylo možno zpětnou vazbou zmenšit v míře závislé jen na přípustném poklesu zesílení, které lze vždy snadno a levně opět získat další elektronkou. Zkreslení třeba 50 % bychom tedy mohli zmenšit pod 1 % vazbou 35 dB, což by vyžadovalo jen přidání jedné další elektronky. Tyto optimistické předpoklady však platí jen s různými výhradami.

Všimněme si nejprve mechanismu, kterým se zmenšeného zkreslení dosahuje. Složky zkreslení se vedou nazpět na vstup s takovou polaritou, aby po průchodu zesilovačem vyrušily z větší části původní zkreslující napětí na výstupu. Aby to bylo možné, je ovšem nutno, aby jak zesilovač, tak i zpětnovazební člen tyto složky přenášel, a to bez fázového posunu, jinak by se po zesílení nezrušily se svým původním napětím. Má-li tedy být zmenšeno zkreslení signálu např. 16 kHz, musí celý zesilovač zesilovat bez fázového zkreslení nejen do 16 kHz, nýbrž nejméně do 48 kHz, vzhledem

k tomu, že třetí harmonická tvoří u dvojitinného stupně největší složku zkreslení. Zesilovač, který má kmitočtovou a fázovou charakteristiku rovnou do 48 kHz, nepotřebuje již ovšem opravovat tuto charakteristiku zpětnou vazbou, takže je zřejmé, že vyrovnání kmitočtové charakteristiky zpětnou vazbou lze využít jen u dolního konce kmitočtového pásma. Je sice pravda, že harmonické od signálu 16 kHz není třeba odstraňovat, protože nejsou slyšitelné, ale pak by bylo nutno předem se s nimi smířit a nekontrolovat u 16 kHz zesilovač osciloskopem.

Dále je zřejmé, že korekce zkreslení zpětnou vazbou je možná jen při malém původním zkreslení; jestliže však jde např. o ostré odříznutí vrcholů signálu způsobené kolenem charakteristik elektronek, tj. vlivem toho, že okamžitý anodový proud nebo anodové napětí koncové elektronky kleslo téměř na nulu, nemůže to zpětná vazba opravit, protože anodový proud ani napětí koncové elektronky nemůže obrátit svou polaritu. I nejsilnější zpětná vazba může proto opravit jen poměrně malé zkreslení, kdežto je-li původní zkreslení nad 10 %, jde již obvykle o odřezání špiček, které nelze zpětnou vazbou napravit.

Hlavní obtíž je však v tom, že zpětnou vazbu nelze provést dostatečně silnou s ohledem na stabilitnost zesilovače.

Aby se dosáhlo popisované funkce, je nutno, aby zpětná vazba byla záporná tak, aby se nazpět vedené napětí odečítalo od napětí vstupního. Kdyby naopak mělo nazpět vedené napětí stejnou polaritu jako vstupní napětí, takže by zpětná vazba byla kladná, zvětšovalo by se napětí na vstupních svorkách zesilovače; výsledné zesílení podle (4.11) by se tím zvětšilo a při dostatečně silné kladné vazbě by bylo nekonečně velké, takže zesilovač by kmital. Nastalo by to tehdy, kdyby jmenovatel vzorce (4.11) byl roven nule nebo záporný, z čehož vyplývá podmínka stabilitnosti zpětné vazby

$$\beta A \leq 1 \quad (5.20)$$

Předpokládali jsme ovšem, že zpětná vazba (kromě případu s kladnou proudovou vazbou) byla zapojena jako záporná, takže tento případ by neměl nastat. Přitom je však nutno uvážit, že zesílení A i přenos zpětnovazebního členu β jsou veličiny kmitočtově závislé co do velikosti i fáze. I když jsme tedy vazbu zapojili tak, aby uprostřed pracovního pásma byla záporná, víme z odst. 4.3.1, že výstupní napětí zesilovačského stupně se vlivem vazebních článků RC na krajích přenášeného pásma fázově natáčí, takže při případném dalším posunu ve zpětnovazebním členu se může stát, že celkový posun bude 180° a záporná vazba se tím změní v kladnou. Činitel přenosu celé smyčky βA se sice za hranicemi pásma zmenšuje vlivem klesajícího zesílení, ale není předem jisto, zda bude menší než 1 [podle (5.20)] dříve, než fázový posun dostoupí 180° . Proberme po této stránce několik příkladů, a to zatím jen pokud jde o horní konec pásma.

Je-li ve smyčce zpětné vazby jen jeden článek RC , např. jde-li o vazbu přes jednostupňový zesilovač, u něhož je článek RC tvořen odporem zdroje a vstupní kapacitou elektronky, může tím vzniknout posun nejvýše 90° , takže záporná vazba se nemůže změnit v kladnou a zesilovač je tedy stabilní při jakémkoli stupni vazby. Jsou-li zařazeny dva články RC , např. u dvoustupňového zesilovače, sčítají se jejich fázové posuny, takže celkový posun může být 180° , ale až u velmi vysokého kmitočtu, při němž zesílení již dávno pokleslo tak, že $\beta A < 1$. Proto i dvoustupňový zesilovač bude stabilní při jakémkoli stupni zpětné vazby. Jsou-li však v obvodu zpětné vazby zařazeny tři články se stejným mezním kmitočtem, stačí ke vzniku posunu 180° již posun 60° v každém stupni, při němž přenos každého článku má podle (4.25) a (4.24) velikost $P = \frac{1}{2}$, takže výsledné zesílení se zmenší na $\frac{1}{8} A$. Aby tento pokles stačil ke zmenšení βA pod jednotku,

je nutno, aby βA uprostřed pásma nebylo větší než 8, takže nejvyšší přípustný stupeň zpětné vazby je zde $(1 + \beta A) = 9$. Při čtyřech člancích se stejným mezním kmitočtem by nejvyšší přípustný stupeň stabilní zpětné vazby byl již jen 4 a dále tím méně, čím větší by byl počet článků RC .

To platilo, pokud jsme uvažovali jen posuny způsobené články RC . Kdybychom zavedli zpětnovazební napětí ze sekundárního vinutí výstupního transformátoru, přičítal by se ještě posun vzniklý v transformátoru, který sám může být až 180° , takže již jednostupňový zesilovač by mohl být nestabilní.

Jak patrně, je celý problém vlastně v tom, jak zmenšit zesílení nad hranicí pásma pod hodnotu $\frac{1}{\beta}$ dříve, než fázový posun dostoupí 180° .

Zdálo by se, že k tomu stačí použít členu, který působí zmenšení zesílení, aniž způsobí fázový posun. Takové členy však bohužel neexistují a všechny články, které působí kmitočtově závislý pokles zesílení, způsobují současně aspoň přechodný fázový posun.

Řešením uvedeného problému se zabývá rozsáhlá literatura, např. [35], z níž zde uvedeme jen použitelné výsledky. Jedním z prostředků, které umožňují použití silnější zpětné vazby, je odstupňování mezních kmitočtů. U zesilovače se třemi články RC zvolíme mezní kmitočet jednoho článku značně níže, např. 15 kHz, než u zbývajících, které mají např. 50 kHz. Pak v rozmezí od 15 kHz do 50 kHz začne článek s nižším kmitočtem zmenšovat zesílení a způsobí fázový posun nepřesahující 90° . Nad 50 kHz se začnou uplatňovat i oba další články, avšak zesílení již zatím vlivem prvního článku kleslo více než trojnásobně, takže může být menší než $\frac{1}{\beta}$.

Mohli bychom také odstupňovat mezní kmitočty všech tří článků např. na 15, 30 a 60 kHz, takže ještě druhý článek by se v rozsahu mezi 30 až

60 kHz podlélel na zmenšování zeslení dřívě, než by mohl celkový posun dostoupit 180°.

Stejného výsledku lze dosáhnout použitím přídavných článků s tzv. zpětným posunem, jak znázorněno na obr. 5.1 členy R_1C_1 , jež tvoří známý stabilizační člen různých zesilovačů. Jak bylo probráno v odst. 4.3.2, zmenšuje tento článek přenos od kmitočtu

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_{ex})C_1}$$

kde R_{ex} je výstupní odpor předchczi elektronky. Přitom článek působí nad f_2 fázový posun nedosahující celých 90°, ale nad kmitočtem

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

jej zase vyrovná nazpět. Zvolíme-li tedy f_1 nejvýše tak vysoko, jako jsou mezní kmitočty mřížkových obvodů ostatních elektronek, zmenší článek R_1C_1 zeslení v poměru $\frac{R_1}{R_1 + R_{ex}}$ a přitom odstraní svůj vlastní posun dřívě, než se začnou uplatňovat ostatní články, takže nepřispívá k celkovému posunu.

Až potud by vše bylo příznivé; obtížnější je tento článek navrhnout. Mezní kmitočet jednotlivých mřížkových obvodů s triodami bývá poměrně nízký, např. mezi elektronekou s výstupním odporem 40 k Ω a následující triodou se vstupní kapacitou 60 pF je

$$f_{mh} = \frac{1}{6,28 \cdot 40\,000 \cdot 60 \cdot 10^{-12}} = 66 \text{ kHz}$$

I když tedy zvolíme f_2 článku R_1C_1 hned u 16 kHz, znamená to, že u kmitočtů nad 66 kHz lze dosáhnout zeslabení v poměru $\frac{16}{66}$, tj. asi na jednu čtvrtinu, což není mnoho. Proto je patrně účelnější nespolehat se příliš na stabilizaci tímto článkem a navrhnout zpětnou vazbu jen střední velikosti, např. do 20 dB a doplnit ji raději místními vazbami v jednotlivých zesilovacích stupních.

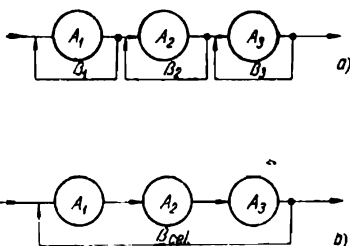
Uvedené úvahy se týkaly jen horního konce přenášeného kmitočtového pásma, ač ovšem totéž platí i na jeho dolním konci. Tam však obvykle nevznikají obtíže, protože katodové členy RC a popř. napájecí členy RC stínících mřížek působí pokles zeslení se zpětným fázovým posunem podobně jako článek z obr. 5.1.

Celkem lze říci, že zpětnou vazbu zahrnující výstupní transformátor lze poměrně snadno provést se stupněm do 20 až 26 dB. Většího stupně lze

dosáhnout buď zavedením vazby z primárního vinutí tak, aby výstupní transformátor nebyl zahrnut v její smyčce, nebo u zesilovačů bez výstupního transformátoru.

5.4.4 Zpětná vazba místní a celková

Zpětná vazba může oepínat vždy jen jeden stupeň zesilovače (podle obr. 5.18a), což je tzv. vazba místní, nebo více stupňů (podle obr. 5.18b), což je tzv. vazba celková. Přednosti i nevýhody těchto možností poznáme nejlépe na číselném příkladu. Mějme dvoustupňový zesilovač, např. s oběma



Obr. 5.18. Zpětná vazba: a) místní, b) celková.

systémy elektronky ECC83, u něhož zesílení každého stupně je 50, takže celkové zesílení $A = 2500$. Potřebujeme výstupní napětí 50 V a k dispozici je zdroj s napětím 0,5 V, takže stačí zesílení $A_z = 100$. Zesílení lze zmenšit některým z těchto způsobů:

1. Oba stupně se překlenou celkovou vazbou, která zmenší zesílení 25krát a současně 25krát zmenší i zkreslení vznikající zejména ve druhém stupni zesilovače při buzení na 50 V.

2. První stupeň necháme pracovat s plným zesílením 50 a druhý stupeň překleneme zpětnou vazbou, která jeho zesílení zmenší 25krát. Tím se zmenší 25krát zkreslení druhého stupně, avšak zkreslení prvního stupně, který je buzen na napětí $0,5 \cdot 50 = 25$ V, takže také zkresluje, není zpětnou vazbou zmenšeno.

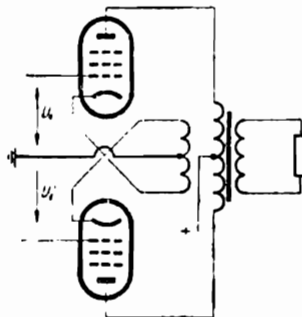
3. První stupeň překleneme zpětnou vazbou, která zmenší jeho zesílení 25krát, kdežto druhý stupeň necháme pracovat s plným zesílením. První stupeň je buzen jen na výstupní napětí 1 V, takže by nezakresloval ani bez zpětné vazby; zato zkreslení druhého stupně zůstane v plné velikosti.

4. Každý z obou stupňů překleneme místní zpětnou vazbou, která jeho zesílení 5krát zmenší na hodnotu 10. První stupeň bude mít poměrně malé výstupní napětí 5 V a jeho malé zkreslení bude ještě 5krát zmenšeno zpětnou vazbou. Zkreslení druhého stupně, odpovídající jeho výstupnímu napětí 50 V, bude rovněž 5krát zmenšeno.

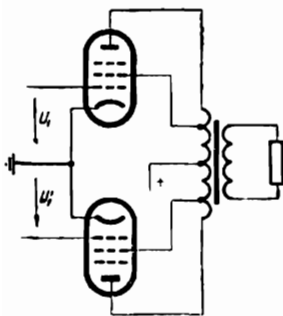
Celkové zesílení i výstupní napětí je tedy ve všech těchto případech stejné, ale zkreslení se bude velmi lišit. Nejmenší zkreslení bude v případě 1, tj. při použití celkové zpětné vazby. V případě 2 bude sice druhý stupeň korigován stejně jako v případě 1, ale zvýší se tím nároky na první stupeň, který korigován není a bude tudíž zkreslovat. Případ 4 je jakýmsi kompromisním řešením, které vynaloží na každý stupeň stejnou část přebytku

zesílení; je však zřejmé, že druhý stupeň by potřeboval zpětnou vazbu více než první a že tedy při použití místních vazeb je nutno v jednotlivých stupních zavádět vazbu tím silnější, čím více jsou vybudzeny. Konečně případ 3 je prakticky nepoužitelný, protože ve druhém stupni, který potřebuje korekci nejnnutněji, není zpětná vazba zavedena.

Z příkladu je zřejmé, že ze stanoviska zkreslení je nejvýhodnější vazba přes celý zesilovač. V odst. 5.4.3 jsme však poznali, že při větším počtu stupňů mohou vzniknout potíže s nestabilitou, takže přípustný stupeň této vazby je omezen. Proto je účelné použít v zesilovači jednak celkové zpětné vazby tak silné, jak to dovolí stabilita, a mimo to zavést ještě místní zpětné vazby odstupňované tak, aby největší měl koncový stupeň a menší vazbu měl popř. i jeho budičí stupeň. Místní vazba koncového stupně nesmí však být tak silná, aby to kladlo neúnosné nároky na budič, jak vyplývá z příkladu 2. Účelná velikost zpětné vazby v koncovém stupni je taková, při níž se jeho budičí napětí zvětší maximálně na $2 \times (20 \text{ až } 40) \text{ V}$, popř. na dvojnásobek až čtyřnásobek budičeho napětí bez zpětné vazby. Tím se zároveň dosáhne, že výstupní odpor koncových pentod se zmenší samotnou místní vazbou na velikost odpovídající triodám, což je užitečné pro horní konec pásma, jak poznáme v odst. 5.5.4.



Obr. 5.19. Místní zpětná vazba na katody elektronek koncového stupně.



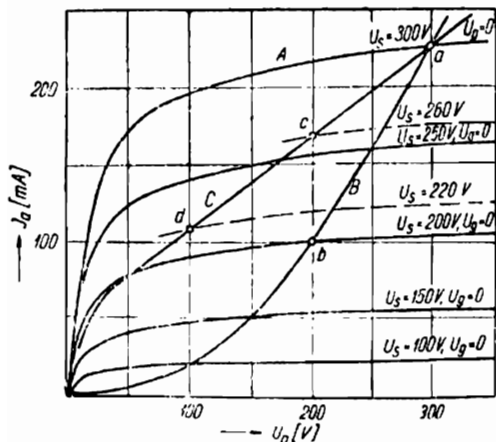
Obr. 5.20. Místní zpětná vazba na stínící mřížky elektronek koncového stupně („Ultralinearní zapojení“).

5.4.5 Používaná zapojení místní zpětné vazby

V koncovém stupni se používá v podstatě dvou zapojení místní zpětné vazby. Buď se zavádí vazba z vinutí výstupního transformátoru na katody koncových elektronek podle obr. 5.19. O tomto zapojení se ještě zmíníme v odst. 5.6.1; zde uvedme jen, že napětí katodových sekcí nemá podle předchozího přesahovat $2 \times (20 \text{ až } 30) \text{ V}$. Mohlo by být popř. i poněkud vyšší, avšak pak by bylo nutno upravit budič, např. použitím místní vazby také v budiči nebo použít pro budič pentod, které mohou bez zkreslení dodat vyšší výstupní napětí než triody.

Druhá možnost místní zpětné vazby v koncovém stupni je tzv. ultralinearní zapojení (obr. 5.20) [36]. Při tomto zapojení se stínicí mřížky koncových pentod napájejí z odboček primárního vinutí výstupního transformátoru, umístěných na (20 až 45) % závitů od jeho středu, takže nemají pevné napětí nýbrž mají střídavou složku rovnou (20 až 45) % výstupního napětí, která působí zápornou vazbu. Tato vazba je však vedena na stínicí mřížky, a nikoli na vstup koncového stupně, a proto pro ni neplatí zcela přesně výsledky odvozené v odst. 4.2.2, kde jsme zpětnovazební napětí sečítali se vstupním. Zde se nesčítají napětí, nýbrž působení první a druhé mřížky, což není zcela totéž. Přesto však, jak bylo dokázáno zkouškami, má tato zpětná vazba velmi výhodné vlastnosti, pokud jde o zkreslení, a dovoluje omezit zkreslení dokonce více než stejně silná vazba jiného druhu. Zato však ultralinearní zapojení poněkud zmenšuje dosažitelný výkon, který činí asi $\frac{2}{3}$ výkonu dosažitelného u pentod. Ultralinearní zapojení lze považovat za přechod mezi zapojením koncových elektronek jako pentody — což by odpovídalo připojení stínicích mřížek do středu výstupního transformátoru, tj. u 0 % závitů, a mezi jejich zapojením jako triody, čemuž by odpovídalo připojení stínicích mřížek k anodám, tj. u 100 % závitů.

Představu o činnosti ultralinearního zapojení (pro jednoduchost uvažováno u jednočinného stupně) lze získat ze soustavy anodových charakteristik pentody pro různá napětí stínicí mřížky, přičemž pro jednoduchost zanedbáme proud této mřížky. Na obr. 5.21 jsou nakresleny anodové charakteristiky typické pentody



Obr. 5.21. Odvození anodových charakteristik elektronky v ultralinearním zapojení.

např. při nulovém předpětí pro různá napětí stínicí mřížky. Při pevném napětí stínicí mřížky, např. 300 V, platí charakteristika A. Zapojíme-li elektronku jako triodu, bude mít stínicí mřížka vždy stejné napětí jako anoda, takže např. pro 300 V na anodě i stínicí mřížce platí bod a, pro 200 V na anodě i stínicí mřížce platí bod b atd., a výsledná triodová charakteristika pro $U_g = 0$ je křivka B, jež má opačné zakřivení než křivka A příslušející pentodovému zapojení.

Při ultralinearním zapojení je stínicí mřížka připojena

k odbočce výstupního transformátoru mající podíl p z okamžitého výstupního napětí u_2 , takže okamžité napětí stínící mřížky

$$u_g = U_n + pu_2$$

kde U_n je napájecí napětí. Okamžité napětí anody je přitom

$$u_a = U_n + u_2$$

Dosazením za u_2 z druhé rovnice do první dostaneme

$$u_g = (1 - p)U_n + pu_a$$

Je-li tedy např. odbočka u 40 % závitů primárního vinutí, tj. $p = 0,4$ a $U_n = 300$ V, bude podle toho

$$u_g = 180 + 0,4 u_a$$

takže např. při okamžitém napětí anody $u_a = 300$ V je $u_g = 300$ V, což určuje bod a , podobně při $u_a = 200$ V je $u_g = 260$ V, což určuje bod c , při $u_a = 100$ V je $u_g = 220$ V, což určuje bod d atd. Spojením těchto bodů vznikne charakteristika C , jež ovšem platí, stejně jako křivka A a B , pro $U_g = 0$. Jak patrně z obrázku, je tato charakteristika přímější než křivky A a B , což vysvětluje, proč je zkreslení ultralinearního zapojení menší než u pentodového zapojení a dokonce i menší než u triodového zapojení. Z průběhu křivky C také plyne, že elektronka v ultralinearním zapojení má menší vnitřní odpor a výstupní výkon než v pentodovém spojení. Potřebné budičí napětí na první mřížce je však bez ohledu na polohu odbočky stejné jako u pentody.

U budičích stupně se místní zpětná vazba zavádí nejčastěji nepřemostěným katodovým odporem, popř. zapojením celého stupně jako katodový sledovač. V invertoru s rozdělenou zátěží je nepřemostěný katodový odpor již obsažen; u jiných, jako u invertoru s katodovou vazbou, je sice obsažen také, ale působí zápornou vazbu jen pro sudé harmonické složky zkreslení, takže je pak nutno zavádět místní zápornou vazbu pomocí individuálních katodových odporů, jak je naznačeno např. v zapojení na obr. 5.60.

5.4.6 Používaná zapojení celkové zpětné vazby

Nejčastěji se používá záporné vazby ze sekundárního vinutí výstupního transformátoru na katodu stupně před fázovým invertorem podle vzoru známého Williamsonova zesilovače. Výpočet této zpětné vazby se provede nejjednodušeji takto:

Je-li k plnému vybuzení výkonového zesilovače bez zpětné vazby zapotřebí na vstupu signální napětí U'_1 , kdežto k dispozici z řídicího zesilovače

je napětí U_1 , zmenší se zisk tím, že se rozdíl $U_1 - U_1'$ přivede přes odpor R z výstupu, který má při plném vybuzení napětí U_2 (obr. 5.1). Odpor R tvoří jednu větev děliče, jehož druhá, příčná větev je tvořena katodovým odporem R_k , s nímž paralelně působí odpor elektronky z katodové strany, takže výsledný odpor je, jak již bylo uvedeno v odst. 4.3.6

$$R'_k = R_k \& \frac{R_i + R_z}{\mu + 1} \quad (4.71)$$

Pro část napětí vedenou nazpět tedy platí

$$U_1 - U_1' = U_2 \frac{R'_k}{R'_k + R}$$

a z toho plyne

$$R = R'_k \frac{U_2 + U_1' - U_1}{U_1 - U_1'} \quad (5.21)$$

Např. podle obr. 5.1 je zpětná vazba zavedena ze sekundárního vinutí výstupního transformátoru, kde je při plném vybuzení signální napětí 7,6 V (tj. 11,5 W na 5 Ω) na katodu vstupní elektronky ECC83 ($\mu = 100$, $R_i = 80$ k Ω , $R_z = 100$ k Ω), jejíž katodový odpor je 1,5 k Ω . K vybuzení bez zpětné vazby je zapotřebí 20 mV a k dispozici je z výstupu řídicí části 300 mV; potřebné patnáctinásobné zmenšení zisku se má provést zpětnou vazbou. Podle (4.71)

$$R'_k = 1,5 \text{ k}\Omega \& \frac{80 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega}{101} = 810 \Omega$$

a dále podle (5.21)

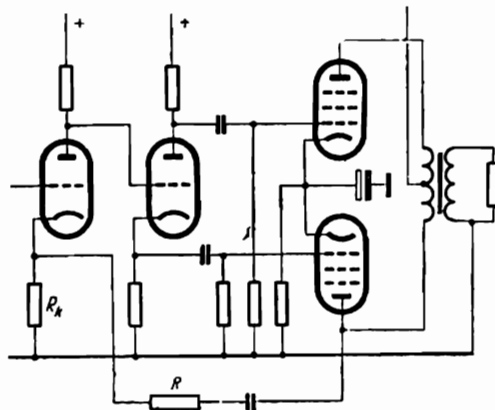
$$R = 810 \frac{7,6 + 0,02 - 0,3}{0,3 - 0,02} = 21,2 \text{ k}\Omega$$

Přesně vzato, větev zpětné vazby zmenšuje poněkud katodový odpor, který pak již není 1,5 k Ω , nýbrž 1,5 k Ω & 21,2 k Ω , tj. asi 1,4 k Ω . Protože však odpor R je poměrně velký, je zmenšení katodového odporu tak malé, že je lze zanedbat; kdybychom je chtěli např. vykompenzovat tím, že bychom použili o stupeň většího odporu 1,8 k Ω , bylo by to již mnoho.

Vyvedení zpětné vazby ze sekundárního vinutí je výhodné i v tom směru, že převede souměrný výstup na nesouměrný první zesilovací stupeň. Mimoto se obvykle předpokládá, že takto zapojená vazba opraví i kmitočtové zkreslení u horního konce pásma, vzniklé rozptylem mezi primárním a sekundárním vinutím transformátoru. Poznáme však dále, že horní mezní kmitočet dobrého výstupního transformátoru je tak vysoko nad mezí slyšitelnosti, že jej není třeba upravovat zpětnou vazbou. Hlavně

však bychom zde celkovou zpětnou vazbou nic nezískali, protože vlivem přidavného fázového posunu mezi primárním a sekundárním napětím by vznikala nestabilita zesilovače, takže by stejně bylo nutno tuto zpětnou vazbu na horním konci pásma omezit.

Je proto účelnější vyvést zpětnou vazbu z primárního vinutí výstupního transformátoru (obr. 5.22), takže v ní není zahrnut fázový posun způsobený rozptylem a zesilovač je stabilnější a snese větší stupeň zpětné vazby. I tato vazba zmenšuje výstupní odpor zesilovače a opravuje jeho kmitočtový průběh u hlubokých tónů stejně jako vazba ze sekundárního vinutí. Jakási nevýhoda je však v tom, že obvodem zpětné vazby je zatížena jen jedna strana jinak souměrného koncového stupně. Jiné řešení je na obr. 5.59, kde zpětná vazba je vedena souměrně z obou polovin primárního vinutí na katody předcházejícího stupně a mimoto ještě další vazba 20 dB vede ze sekundárního vinutí až do katody elektronky křížově vázaného invertoru.



Obr. 5.22. Zpětná vazba z primární strany výstupního transformátoru.

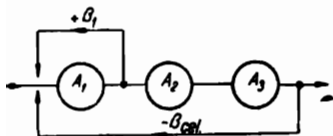
Je nutno připomenout, že v části zesilovače obepjaté smyčkou záporné vazby nelze provádět kmitočtové korekce ani regulovat zesílení, protože zpětná vazba by vliv těchto zásahů z největší části vyrovnala. Bylo by ovšem možné provádět např. kmitočtové korekce právě ve větvi zpětné vazby tím, že by se v ní použilo kmitočtově závislých článků, jak bylo uvedeno v odst. 4.3.6. Tyto články by však zaváděly do zpětnovazebního obvodu fázové posuny, které by jednak mohly ohrozit stabilitu zesilovače, jednak způsobit, že nazpět vedené složky zkreslení by již neměly opačnou fázi než složky původního zkreslení, takže by je nemohly vykompenzovat. Proto je používání kmitočtových korekčních článků v obvodu zpětné vazby přípustné jen v řídicím zesilovači, kde signál i jeho zkreslení jsou nepatrné, ale u výkonového zesilovače jsou kmitočtové korekce ve větvi zpětné vazby neslučitelné s požadavky jakostního zesilovače.

Přípustnější je používání zpětnovazebního obvodu k ovládání zesílení, s nímž se setkáme při expanzi dynamického rozsahu nebo při korigování nesouměrnosti stereofonních zesilovačů. Mění-li se např. říditelným předřadným odporem R (obr. 5.1) činitel zpětné vazby, mění se tím zesílení

zesilovače, aniž vzniká fázový posun, takže se funkce záporné vazby neporuší.

5.4.7 Kombinovaná zpětná vazba

Kromě záporné zpětné vazby používá se v jakostních zesilovačích někdy také zpětné vazby kladné. Samotná kladná vazba by ovšem byla nevýhodná, protože by měla právě opačné účinky než záporná a zhoršovala by vlastnosti zesilovače i jeho stabilitu; proto se kladné vazby používá jen ve spojení se zápornou, která musí vždy převažovat nad vazbou kladnou.



Obr. 5.23. Kombinovaná záporná a kladná zpětná vazba.

K názoru o účelnosti kladné vazby lze dojít z několika stran. Především uvažme, že u záporné vazby se zároveň se složkami zkreslení vede nazpět i část užitečného signálu, takže ve stejném poměru jako zkreslení se zmenšuje i zesílení. Tato ztráta není však nevyhnutelná: kdyby bylo možno zavést nazpět jen zkreslující složky, a nikoli základní signál, zmenšilo by se jen zkreslení, kdežto zesílení by zůstalo nezmenšené. Oddělení základního signálu od složek zkreslení nelze sice provést filtrem, avšak lze místo toho kompenzovat nazpět vedený základní signál $-\beta_{\text{cel}}U_2$ opačně pólovaným napětím další zpětné vazby $+\beta_1$, která je vyvedena z některého předcházejícího stupně s nižší úrovní, jehož výstupní napětí obsahuje hlavně jen základní signál (obr. 5.23). Protože napětí přídavné vazby má mít opačnou polaritu než napětí hlavní záporné vazby, je zřejmé, že přídavná vazba musí být kladná.

Ke krajnímu případu kladné vazby dospějeme touto úvahou: V odst. 5.4.1 jsme poznali, že zesílení zesilovače se zápornou vazbou je jen málo závislé na původním zesílení A . I když bylo původní zesílení značně velké, má výsledné zesílení velikost $\frac{1}{\beta}$ a dalším sebevětším zvětšováním původního zesílení se již nezvětšuje. Zato zkreslení i výstupní odpor se zpětnou vazbou zmenšují v poměru $\frac{1}{1 + |\beta A|}$, oboje tedy tím více, čím větší bylo původní zesílení A , popř. A_0 . Kdybychom tedy mohli použít zesilovače, který před zavedením zpětné vazby měl zesílení nekonečně velké, zmenšilo by se zpětnou vazbou jeho zkreslení i výstupní odpor teoreticky až na nulu. Zesilovač s nekonečně velkým zesílením sice sestavit nemůžeme, avšak stejného výsledku lze dosáhnout tím, že v některém jeho stupni zavedeme místní kladnou vazbu β_1 tak velkou, aby pro část A_1 překlenutou kladnou vazbou platilo

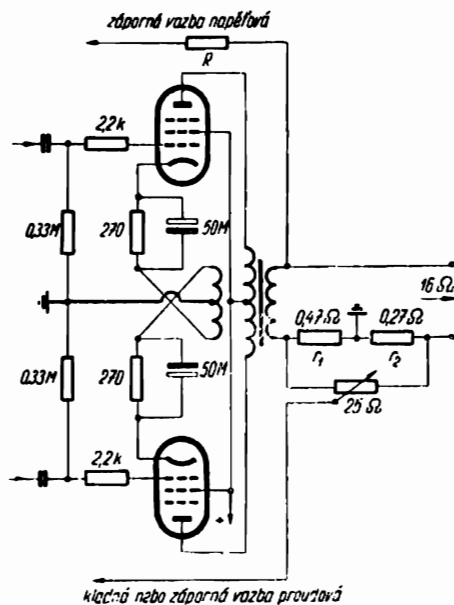
$$\beta_1 A_1 = 1$$

Pak by zesílení této části bylo nekonečně velké a současně by ovšem byla tato část právě na mezi stabilnosti, což však oboje se potlačí celkovou zápornou vazbou; zmenšené zkreslení a výstupní odpor odpovídající extrémnímu zesílení však zůstane. Kladná zpětná vazba tedy působí, že je možno zkreslení a výstupní odpor zmenšit více, než odpovídá stupni výsledné záporné vazby. Příklad takového zesilovače je na obr. 5.48, kde je proveden i jeho rozbor.

Konečně lze kladné zpětné vazby použít k zmenšení výstupního odporu. Ze vzorce (5.17) je patrné, že výstupní odpor lze zmenšit na nulu buď nekonečně velkým činitelem záporné napěťové vazby, nebo zavedením kladné vazby proudové. Dosud byla probrána první z těchto možností, kdežto zapojení založené na druhé možnosti je na obr. 5.24 [38]. Část napětí vzniklého na odporech r_1 , r_2 zapojených v sérii se zátěží se vede nazpět k některému předcházejícímu stupni tak, aby vznikla kladná zpětná vazba.

Má-li sériový odpor velikost podle (5.19), bude výstupní odpor

nulový a zesilovač bude přesto stabilní vlivem současné napěťové záporné vazby přes odpor R . Na obr. 5.24 je sériový odpor rozdělen na dvě části r_1 , r_2 a uzel mezi nimi je uzemněn, takže napětí na obou odporech má navzájem opačnou polaritu a podle polohy běžce potenciometru přemostujícího oba odpory je možno zavést proudovou vazbu zápornou nebo kladnou. Tím lze výstupní odpor zesilovače plynule zvětšovat nebo zmenšit na nulu a popř. i na zápornou velikost, takže je možno podle potřeby regulovat tlumení reproduktoru, což má výhody, které poznáme blíže v odst. 6.3.2.



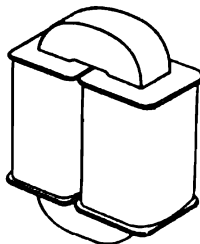
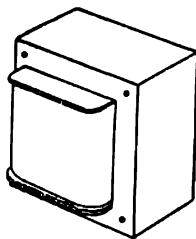
Obr. 5.24. Získání zpětnovazebního napětí pro kladnou nebo zápornou proudovou zpětnou vazbu.

5.5 VÝSTUPNÍ TRANSFORMÁTOR

Úkolem výstupního transformátoru dvojčinného zesilovače je spojit anodové obvody obou koncových elektronek, oddělit jejich stejnosměrné

proudy od zátěže a přizpůsobit odpor zátěže odporu předepsanému pro koncové elektronky.

Výstupní transformátor může být buď tzv. plášťového typu, u něhož jádro objímá z obou stran jedinou cívku, nebo jádrového typu, u něhož



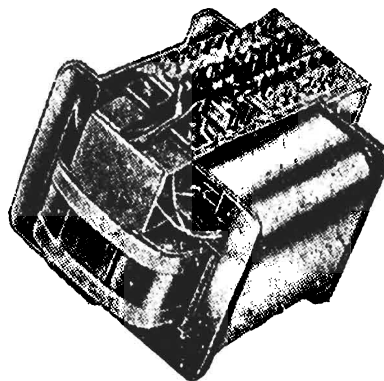
Obr. 5.25. Plášťový a jádrový výstupní transformátor.

jsou zpravidla dvě cívky na obou sloupcích jádra (obr. 5.25). Jádro plášťového transformátoru je složeno z vyliisovaných plechů, jejichž nejběžnější tvary jsou v tab. IV a V [39]. Jádrové transformátory se v posledních letech vyrábějí nejčastěji z tzv. jader „C“, jejichž běžné tvary jsou uvedeny v literatuře [40]. Tato jádra jsou navinuta z nekonečného pásku vystřiženého ve směru válcování a mají ná-

sledkem toho v podélném směru výhodnější magnetické vlastnosti, tj. větší přípustné sycení a permeabilitu než plechy stříhané z tabule, což umožňuje podstatné zmenšení celého transformátoru. Navinutá jádra „C“ jsou trvale slepena pryskyřicí, tepelně zpracována a pak rozříznuta na dvě poloviny tak, aby je bylo možno navléknout do cívek. Na obr. 5.26 [41] je výstupní transformátor tohoto typu.

Při navrhování je jako u každého výkonového transformátoru nutno dbát především toho, aby výstupní transformátor byl s to přenést největší výstupní výkon bez velkých ztrát.

K této podmínce však přistupují ještě další podmínky vyplývající z požadovaného kmitočtového rozsahu.



Obr. 5.26. Výstupní transformátor s jádrem „C“ (Siemens-Halske).

5.5.1 Dimenzování podle výkonu

Výpočet transformátorů podle výkonu je dostatečně známý z všeobecné elektrotechniky a nebudeme jej proto odvozovat, nýbrž uvedeme pouze výsledky.

Pro volbu velikosti jádra platí vzorec

$$S_z S_v = \frac{k_1 N_{\max}}{2,22 f_p B \sigma k_z k_v} \cdot 10^3 \quad [\text{cm}^2, \text{cm}^2; \text{W Hz, T, A/mm}^2] \quad (5.22)$$

kde S_z je hrubý průřez železného jádra,

S_v hrubá plocha okénka jádra,

k_1 čísel, jehož velikost pro transformátor s jediným sekundárním vinutím je 1, při dvou samostatných sekundárních vinutích 1,5, při sekundárním vinutí s odbočkami 1,2,

N_{\max} jmenovitý výkon koncevého stupně,

f_p nejnižší pracovní kmitočet,

B přípustná magnetická indukce jádra (1 až 1,3 T*), popř. až 1,7 T u jader "C",

σ hustota proudu ve vinutí, která se volí z ohledů na dosažení malých ztrát poměrně malá, kolem 1,5 A/mm²,

k_z čísel plnění železa (0,85 až 0,9),

k_v čísel plnění vinutí, který podle tloušťky drátu, jeho izolace, počtu a tloušťky prokladů a podle členitosti vinutí je v mezích 0,1 až 0,4. Pro první odhad volíme $k_v = 0,25$.

Tento vzorec vychází z požadavku, aby transformátor byl s to přenést plný výkon i při nejnižším kmitočtu. Někdy se sice uvádí, že takové dimenzování je zbytečné, protože plné vybuzení nejnižším kmitočtem se v přenášeném pořadu nikdy nevyskytne, avšak proti tomu je nutno uvážit, že zesilovač je opatřen korekcemi, které umožňují značné zdůraznění nízkých kmitočtů. Proto je jistější řídit se tímto vzorcem, ale zmírnit jeho požadavek tím, že se magnetická indukce zvolí poměrně velká.

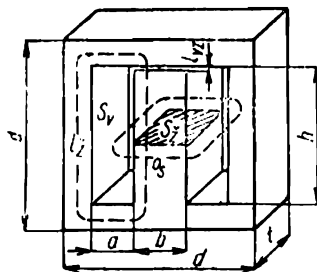
Ze známých údajů na pravé straně vzorce vypočteme potřebný součin $S_z S_v$ a z tab. IV až V k tomu nalezneme odpovídající typ jádra. Z tabulky nalezneme také průřez železa S_z .

Počet primárních závitů (od anody k anodě) je určen vzorcem

$$n_1 = \frac{\sqrt{N_{\max} R_{aa}}}{4,44 f_p S_z k_z B} \cdot 10^4 \quad [—; \text{W}, \Omega, \text{Hz}, \text{cm}^2, \text{T}] \quad (5.23)$$

kde R_{aa} je předepsaný zatěžovací odpor od anody k anodě.

* 1 T (Tesla) = 10 000 G (Gaussů).



Tabulka IV. Transformátorová jádra typu „M“

Typ plechů	<i>b</i>	<i>d</i>	<i>a</i>	<i>h</i>	<i>t</i>	$S_z S_v$	S_z	S_v	l_z	l_{vz}		σ_n	$k_u^*)$		
	mm					cm ⁴	cm ³	cm ³	cm	cm		cm	$\cdot 10^{-2}$		
M5	5	20	4	13	5	0,13	0,25	0,52	4,2	0	0,03		3,26	1,8	
M7	7	30	6,5	20	7	0,64	0,49	1,30	6,4	0	0,03		4,84	4,5	
					10	0,91	0,7						5,44	6,1	
M12	12	42	9	30	8	2,59	0,96	2,70	9,7	0		0,05	0,1	6,82	10,8
					12	3,89	1,44							7,62	15,3
					16	5,18	1,92							8,42	19,3
					20	6,48	2,4							9,22	23,1
M17	17	55	10,5	38	16	10,85	2,72	3,99	12,4	0		0,05	0,1	9,9	30,8
					20	13,60	3,4							10,7	37,2
					25	17,0	4,25							11,7	44,4
M20	20	65	12,5	45	20	22,5	4	5,63	14,6	0		0,05	0,1	11,9	
					25	28,15	5							12,9	
					32	36,0	6,4							14,3	
M23	23	74	14	51	25	41,0	5,75	7,14	16,6	0	0,05	0,1	0,2	14,0	
					32	52,5	7,36							15,4	
					40	65,7	9,2							17,0	

*) viz odst. 8.8

Tabulka IV. Pokračování

Typ plechů	<i>b</i>	<i>d</i>	<i>a</i>	<i>h</i>	<i>t</i>	$S_z S_v$	S_z	S_v	l_z	l_{vz}		σ_s	$k_{11}^*)$
	mm					cm ⁴	cm ²	cm ²	cm	cm		cm	· 10 ⁻²
M 29	29	85	13,5	58	32	70,3	9,3	7,56	18,5	0	0,1	0,2	16,4
					40	87,7	11,6						18,0
					50	109,5	14,5						20,0
M 34	34	102	17	68	32	126,0	10,9	11,56	22,3	0	0,1	0,2	18,5
					40	157,2	13,6						20,1
					50	196,5	17						22,1

*) viz odst. 8.8

Při zvolené hustotě proudu σ má primární nebo sekundární vinutí vlastní odpor r_1, r_2 , který tvoří m % z R_{aa} , popř. R_z , při čemž platí

$$m = \frac{k_2 \rho \sigma \cdot 10^4}{4,44 f_p \sqrt{S_z} k_2 B} \quad [\% ; \Omega \text{ mm}^2/\text{m}, \text{A}/\text{mm}^2, \text{Hz}, \text{cm}^2, \text{T}] \quad (5.24)$$

kde ρ je měrný odpor vinutí, tj. 0,0178 pro měď nebo 0,029 pro hliník, k_2 činitel, který má velikost 5,5 až 7, průměrně 6,

Tento poměrný odpor m nemá být větší než 3 až 4 %, protože znamená ztrátu dříve získaného výstupního výkonu; jinak je lépe zvolit menší hustotu proudu σ .

Počet sekundárních závitů opravený na vlastní odpory vinutí určíme ze vztahu

$$n_2 = \left(1 + \frac{m}{100}\right) n_1 \sqrt{\frac{R_z}{R_{aa}}} \quad [-; \% ; \Omega, \Omega] \quad (5.25)$$

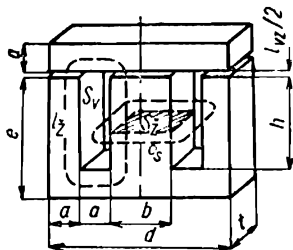
Průřez drátu primárního vinutí je

$$q_1 = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{N_{\max}}{R_{aa}}} \quad [\text{mm}^2; \text{A}/\text{mm}^2, \text{W}, \Omega] \quad (5.26)$$

a k tomu nalezneme z tabulky VI [42] nejbližší normalizovaný průměr drátu.

Podobně průřez drátu sekundárního vinutí je

$$q_2 = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{N_{\max}}{R_z}} \quad [\text{mm}^2; \text{A}/\text{mm}^2, \text{W}, \Omega] \quad (5.27)$$



Tabulka V. Transformátorová jádra typu „EI“

Typ plechů	b	d	a	h	e	t	$S_z S_v$	S_z	S_v	l_z	o_s	$k_u^*)$
	mm						cm ⁴	cm ³	cm			$\cdot 10^{-3}$
EI 10	10	30	5	15	20	8	0,6	0,8	0,75	5,6	5,2	5,5
						10	0,75	1,0				6,5
						12,5	0,94	1,25				7,8
						16	1,2	1,6				9,6
EI 12	12	38	6,5	19	25,5	10	1,48	1,2	1,23	7,15	6,4	9,6
						12,5	1,85	1,5				11,3
						16	2,37	1,92				13,9
						20	2,96	2,4				16,3
EI 16	16	48	8	24	32	12,5	3,84	2,0	1,92	8,9	8,2	17,3
						16	4,90	2,56				21,3
						20	6,15	3,2				25,4
						25	7,7	4,0				30,4
EI 20	20	60	10	30	40	16	9,6	3,2	3,0	11,14	10,4	30,7
						20	12,0	4,0				36,9
						25	15,0	5,0				44,2
						32	19,2	6,4				53,6
EI 25	25	75	12,5	37,5	50	20	23,5	5,0	4,69	13,9	12,9	
						25	29,3	6,25				13,9
						32	37,6	8,0				16,3
						40	46,9	10,0				16,9
EI 32	32	96	16	48	64	25	61,6	8,0	7,68	17,8	16,4	
						32	78,5	10,2				17,8
						40	98,5	12,8				19,4
						50	123,0	16,0				21,4

*) viz odst. 8.8.

Tabulka V. Pokračování

Typ plechů	<i>b</i>	<i>d</i>	<i>a</i>	<i>h</i>	<i>e</i>	<i>t</i>	$S_z S_v$	S_z	S_v	l_z	a_s	$k_u^*)$
	mm						cm ⁴	cm ³		cm		· 10 ⁻³
EI 40	40	120	20	60	80	32	154,0	12,8	12,0	22,3	20,7	
						40	192,0	16,0			22,3	
						50	240,0	20,0			24,3	
						64	307,0	25,6			27,1	
EI 50	50	150	25	75	100	40	375,0	20,0	18,75	27,85	25,9	
						50	469,0	25,0			27,9	
						64	600,0	32,0			30,7	
						80	750,0	40,0			33,9	
EI 64	64	192	32	96	128	50	983,0	32,0	30,72	35,6	32,9	
						64	1255,0	40,9			35,7	
						80	1575,0	51,2			38,9	
						100	1966,0	64,0			42,9	

*) viz odst. 8.8.

Průměr drátu pro sekundární vinutí nalezneme až dodatečně, protože se skládá z několika paralelních sekcí, jejichž počet prozatím neznáme.

Má-li transformátor sekundární vinutí s odbočkami pro několik zatěžovacích odporů, určíme potřebné počty závitů pro jednotlivé odpory podle (5.25) a vineme pak jen jedno sekundární vinutí s největším počtem závitů, na kterém jsou v příslušných místech odbočky. Raději se však použití odboček vyhýbáme a spíše se snažíme získat různé převody přepínáním sekundárních sekcí, protože již beztak složité vinutí by se odbočkami ještě více zkomplikovalo.

5.5.2 Náhradní schéma výstupního transformátoru

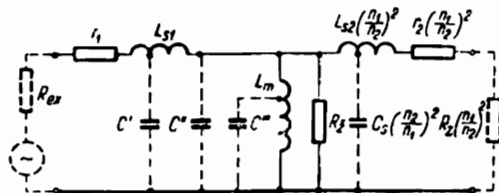
Tím jsou všechny hlavní údaje určeny, takže pro běžné účely je výpočet skončen. Provedme však ještě rozbor kmitočtových vlastností, abychom vysvětlili, na čem závisí kmitočtový rozsah výstupního transformátoru.

Ze všeobecné elektrotechniky je známo, že transformátor je možno nahradit čtyřpólem podle obr. 5.27. Kreslíme-li náhradní schéma vztažené na primární stranu, značí r_1 vlastní odpor primárního vinutí, L_{s1} rozptylovou indukčnost primárního vinutí, tj. obvykle malou část primární indukčnosti L_1 , jejíž magnetické pole neprochází sekundárním vinutím, L_m značí zbývající hlavní část primární indukčnosti L_1 , jejíž magnetické

Tabulka VI. Normalizované emalované měděné dráty

Jmeno- vitý průměr	Průměr včetně izolace a mezer	Průřez drátu	Jmeno- vitý průměr	Průměr včetně izolace a mezer	Průřez drátu	Jmeno- vitý průměr	Průměr včetně izolace a mezer	Průřez drátu
mm	mm	mm ²	mm	mm	mm ²	mm	mm	mm ²
0,03	0,05	0,0007	0,25	0,3	0,049	0,9	1,04	0,64
0,04	0,06	0,0013	0,265	0,32	0,055	0,95	1,09	0,71
0,05	0,07	0,0020	0,28	0,34	0,062	1,0	1,15	0,79
0,056	0,078	0,0025	0,3	0,36	0,071	1,06	1,22	0,88
0,063	0,088	0,0031	0,315	0,38	0,078	1,12	1,28	0,99
0,071	0,095	0,0039	0,335	0,40	0,088	1,18	1,35	1,09
0,08	0,105	0,0050	0,355	0,42	0,099	1,25	1,43	1,23
0,09	0,118	0,0063	0,375	0,44	0,110	1,32	1,5	1,37
0,1	0,128	0,0078	0,4	0,47	0,126	1,4	1,6	1,54
0,112	0,15	0,0099	0,425	0,5	0,142	1,5	1,72	1,77
0,125	0,165	0,0122	0,45	0,53	0,159	1,6	1,84	2,01
0,132	0,172	0,0136	0,475	0,56	0,177	1,7	1,95	2,27
0,14	0,18	0,0153	0,5	0,58	0,196	1,8	2,06	2,54
0,15	0,19	0,0176	0,53	0,61	0,220	1,9	2,18	2,84
0,16	0,2	0,0200	0,56	0,65	0,247	2,0	2,3	3,14
0,17	0,216	0,0226	0,6	0,7	0,283	2,12	2,44	3,53
0,18	0,227	0,0253	0,63	0,73	0,312	2,24	2,59	3,94
0,19	0,238	0,0282	0,67	0,77	0,353	2,36	2,73	4,37
0,2	0,25	0,0314	0,71	0,82	0,396	2,5	2,9	4,90
0,212	0,262	0,0352	0,75	0,86	0,441	2,65	3,08	5,50
0,224	0,275	0,0394	0,8	0,93	0,502	2,8	3,26	6,15
0,236	0,29	0,0436	0,85	0,98	0,567	3,0	3,5	7,10

pole je společné oběma vinutím, $L_{22} \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$ je rozptylová indukčnost sekundárního vinutí L_{22} přepočtená na primární stranu a $r_2 \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$, $R_z \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$,



Obr. 5.27. Náhradní schéma výstupního transformátoru.

je vlastní odpor sekundárního vinutí a odpor zátěže oba přepočtené na primární stranu. Mimoto má transformátor ještě vlastní kapacitu, která

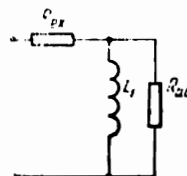
je rozložena po primárním i sekundárním vinutí a je představována kondenzátory C' až C_a . Dále má transformátor ztráty v železe představované odporem R_z , který při výpočtu obvykle neuvažujeme.

5.5.3 Kontrola dolního konce pásma

Při nízkých kmitočtech je zanedbatelná reaktance rozptylových indukcí a admittance vlastní kapacity, odpory r_1 a r_2 $\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$ lze rovněž zanedbat, neboť jejich vliv je spolu s výstupním odporem koncových elektronek zmenšen obvykle užívanou zápornou vazbou. Zapojení se tím zjednoduší podle obr. 5.28, v němž místo L_m je uvedena s ní téměř shodná celá primární indukčnost L_1 a kde zátěž podle vzorce (5.25), v němž zanedbáme malé procento m , se rovná R_{aa} .

Obvyklým postupem lze odvodit, že napěťový přenos tohoto čtyřpólu

$$P = \frac{R_{aa}}{R_{aa} + R_{ex}} \frac{1}{1 - j \frac{R_{aa} \& R_{ex}}{2\pi f L_1}} \quad (5.28)$$



Obr. 5.28. Náhradní schéma pro dolní konec pásma.

Činitel $\frac{R_{aa}}{R_{aa} + R_{ex}}$ je přenos při vysokých kmitočtech, který proto označíme P_∞ . Člen $R_{aa} \& R_{ex} = R_p$ značí výsledný odpor z paralelně spojených R_{aa} a R_{ex} a poměr $\frac{R_p}{2\pi L_1}$ je dolní mezní kmitočet f_{md} , při němž nastává pokles o 3 dB

$$f_{md} = \frac{R_{aa} \& R_{ex}}{2\pi L_1} = \frac{R_p}{2\pi L_1} \quad (5.29)$$

Po dosazení P_∞ a f_{md} lze vzorec (5.28) přepsat do tvaru

$$P = P_\infty \frac{1}{1 - j \frac{f_{md}}{f}} \quad (5.30)$$

Tento průběh známe již z (4.26) a z obr. 4.9.

Při kontrole dolního konce pásma zjistíme tedy nejprve odpor R_p , při čemž ovšem bereme podle (5.17) nebo (5.18) výstupní odpor zmenšený zápornou zpětnou vazbou. Dále vypočteme primární indukčnost podle známého vzorce

$$L_1 = \frac{1,26 n_1^2 S_z k_z}{l_z / \mu_r + l_{vz}} \cdot 10^{-9} \quad [\text{H}; \text{cm}^2, \text{cm}] \quad (5.31)$$

v němž l_z je délka střední silové čáry v železe, μ_r je poměrná permeabilita plechů, která je značně proměnná a může být odhadnuta asi na 1000, a l_{vz} je délka vzduchové mezery plechů, která pro jednotlivě překládané plechy bez úmyslně provedené mezery je 0,005 až 0,01 cm pro každé prořížené místo magnetického obvodu.

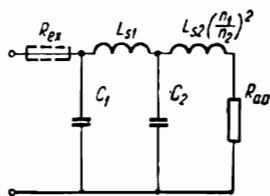
Ze zjištěného odporu R_p a indukčnosti L_1 určíme dolní mezní kmitočet f_{md} podle (5.29) a zkontrolujeme, zda je dostatečně nízký pod nejnižším pracovním kmitočtem f_p . Přenos při kmitočtu f_p zjistíme pak dosazením do vzorce (5.30)

$$|P| = P_\infty \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{md}}{f_p}\right)^2}} \quad (5.32)$$

Kdyby snad přenos u dolního konce pásma nevyhovoval, bylo by nutno zvětšit indukčnost L_1 , tj. počet všech závitů. K takovému výsledku bychom mohli dojít u pentodového zesilovače bez zpětné vazby, u něhož R_{ex} a tím i R_p jsou poměrně velké; ale nestává se to u dnešních zesilovačů, jejichž výstupní odpor je zmenšen zpětnou vazbou, takže dolní mezní kmitočet je velmi nízký.

5.5.4 Kontrola horního konce pásma

Přesné určení průběhu u horního konce pásma by bylo velmi pracné, a proto použijeme některých zjednodušujících předpokladů. Kdybychom se mohli spolehnout, že záporná vazba ze sekundárního vinutí působí až



Obr. 5.29. Náhradní schéma pro horní konec pásma.

do horního konce pásma a udržuje tedy téměř stálé výstupní napětí na zátěži, nepotřebovali bychom vlastně nic počítat; ve skutečnosti však vzniká u horního konce pásma v transformátoru fázový posun, který by vedl k rozkmitání, kdyby činitel βA celkové zpětné vazby ze sekundárního vinutí nebyl kmitočtově omezen některým ze způsobů uvedených v odst. 5.4.3. Proto počítáme průběh tak, jako by u horního konce celková zpětná vazba neexistovala, avšak přesto předpokládáme, že výstupní odpor R_{ex} koncového stupně je poměrně malý, tj. že jde o ultralineární či jiné zapojení s místní zápornou vazbou.

Při vysokých kmitočtech je admitance indukčnosti L_m velmi malá, takže ji lze zanedbat; uplatní se tedy jen rozptylové indukčnosti a vlastní kapacity vinutí podle obr. 5.29.

K výpočtu potřebujeme znát především celkovou rozptylovou indukč-

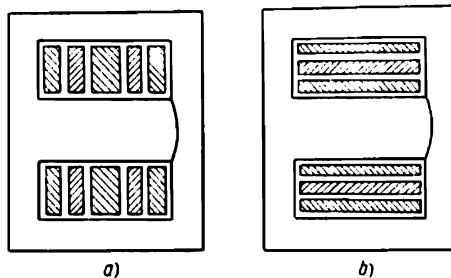
nost $L_{s1} + L_{s2} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$. Ta závisí na uspořádání jednotlivých vinutí, a proto je nutno nejprve aspoň předběžně toto uspořádání navrhnout. Rozptylová indukčnost je tím menší, čím těsnější je vazba mezi primárním a sekundárním vinutím, tj. čím více zasahují obě vinutí mezi sebe. Nejlépe by proto bylo, kdyby obě vinutí byla vinuta bifilárně, tj. dvěma dráty vedenými paralelně, avšak to by bylo výrobně obtížné a uskutečnitelné jen při převodu 1 : 1. Proto se místo toho aspoň rozdělují obě vinutí do několika sekcí, které jsou proloženy střídavě mezi sebou.

Jak bylo uvedeno již v odst. 5.3.4., má být u zesilovače třídy B nebo AB malá nejen rozptylová indukčnost mezi primárním a sekundárním vinutím,

ale také rozptylová indukčnost mezi oběma polovinami primárního vinutí. Proto se rozptylová indukčnost mezi oběma polovinami omezuje tím, že se při vinutí prokládá nejen primární vinutí se sekundárním, nýbrž také obě poloviny primárního vinutí mezi sebou. Dalšího zmenšení rozptylu mezi oběma polovinami se dosahuje tím, že se jednotlivé sekce sekundárního vinutí mezi sebou paralelně spojují. Vlivem rozptylu procházejí jednotlivými sekcemi sekundárního vinutí poněkud nestejně magnetické toky, což vyvolá nestejnost napětí v těchto sekcích a tím vyrovnávací proudy mezi paralelními větvemi, které nestejnost toků a tím i rozptyl opravují. Je ovšem nutno, aby větve sekundárního vinutí měly přesně stejné počty závitů, jinak by rozptyl naopak zvětšovaly.

Jednotlivé sekce vinutí je možno provést buď jako deskové, nebo jako válcové (obr. 5.30). Deskové sekce mají sice menší vlastní kapacitu, ale nezmenšují rozptyl tak účinně jako sekce válcové, kterých se proto používá častěji. Nejjednodušší uspořádání vinutí je na obr. 5.31a. Primární vinutí je zde rozděleno na tři sekce, z nichž střední část tvoří jednu polovinu vinutí a má dvakrát více závitů než každá z obou krajních sekcí, které dohromady tvoří druhou polovinu vinutí. Všechny sekce primárního vinutí jsou vinuty stejným směrem a přívody střední sekce jsou přepólovány, aby vinutí pokračovalo stále ve stejném smyslu. Mezi každými dvěma sekcemi primárního vinutí je jedna ze dvou sekcí sekundárního vinutí.

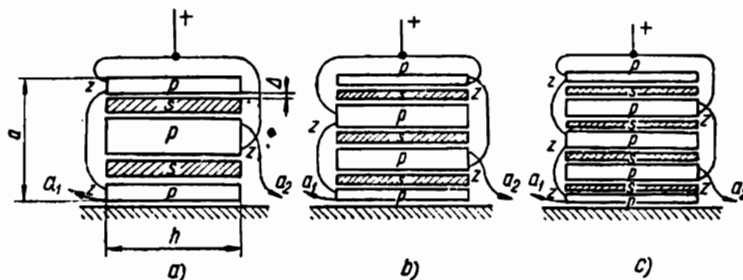
Na obr. 5.31c je obdobné vinutí, které však má dvě krajní a tři vnitřní sekce primárního vinutí a mezi nimi čtyři sekce sekundárního vinutí, takže vinutí je vícekrát prostřídáno. Podobně by bylo možno pokračovat



Obr. 5.30. Dělení cívek na sekce: a) deskové, b) válcové.

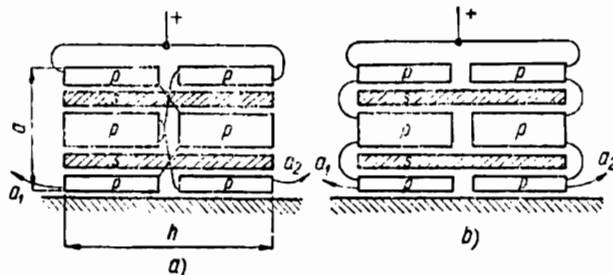
s dělením i dále, čímž by se rozptylová indukčnost zmenšovala, avšak vinutí a spojování sekcí by se komplikovalo a vzrůstala by kapacita mezi primárním a sekundárním vinutím.

Při rozdělení se sudým počtem vnitřních sekcí (obr. 5.31b) má jedna polovina primárního vinutí poněkud větší střední průměr závitů, a proto



Obr. 5.31. Rozdělení na válcové sekce: a) se dvěma sekcemi sekundárního vinutí, b) se třemi sekcemi sekundárního vinutí, c) se čtyřmi sekcemi sekundárního vinutí.

nelze dodržet úplnou souměrnost odporů. Má-li být dosaženo naprosté souměrnosti, lze použít cívky se středním čelem, v níž jsou jednotlivé sekce primárního vinutí vinuty jen v polovinách a prostřídány z levé části do pravé a naopak (obr. 5.32a). Potíže zde však působí přecházení

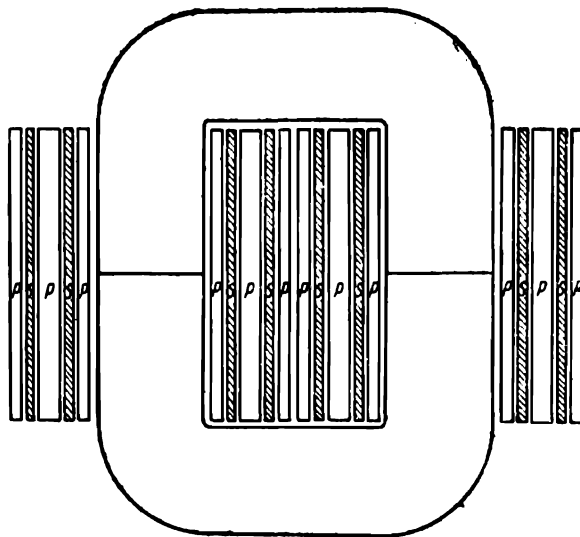


Obr. 5.32. Rozdělení na souměrné sekce: a) vinuté stejným směrem, b) vinuté opačným směrem.

z levé poloviny do pravé, které je na obrázku pro přehlednost naznačeno vnitřkem cívky, což však ve skutečnosti je nutno provádět obcházením zevně cívky. Toto obcházení lze odstranit, navinou-li se sekce vinutí jedné anody jen do levé poloviny a druhé jen do pravé poloviny (obr. 5.32b), při čemž pravá polovina může být vinuta opačným směrem, takže odpadne i zkřížení vývodů pravých sekcí. Tato úprava má sice stejně malý

rozptyl mezi primárním a sekundárním vinutím jako úprava podle obr. 5.32a, avšak má větší rozptyl mezi oběma polovinami primárního vinutí.

Při použití jádrového transformátoru vyplývá již z jeho konstrukce rozdělení vinutí na dvě cívky, které proto není již nutno dělit na příliš mnoho sekcí. Nejjednodušší uspořádání je na obr. 5.33, z něhož vyplývají i další možnosti rozdělení.



Obr. 5.33. Dělení cívek u jádrového výstupního transformátoru.

Výpočet rozptylové indukčnosti

Celkovou rozptylovou indukčnost mezi primárním a sekundárním vinutím, vztáženou na primární stranu, tj.

$$L_a = L_{s1} + L_{s2} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$$

lze zjistit ze vzorce [43]

$$L_a = 0,42n_1^2 \frac{o_a}{n^2h} (2n\Delta + a) \cdot 10^{-8} \quad [\text{H}; \text{cm}, \text{cm}, \text{cm}] \quad (5.33)$$

kde o_a je střední obvod závitu,

h axiální délka vinutí, tj. přibližně vnitřní délka okénka,

n počet vložek oddělujících primární vinutí od sekundárního,

Δ tloušťka těchto vložek,

a celková tloušťka všech vinutí, tj. přibližně vnitřní šířka okénka.

Tento vzorec platí pro uspořádání podle obr. 5.31 a při malé axiální vzdálenosti obou polovin i pro obr. 5.32. Z něho vyplývá, že rozptylová indukčnost se velmi rychle zmenšuje při rozdělení na větší počet sekcí, tj. zvětšováním počtu vložek n . Dále je patrné, že rozptylová indukčnost se zvětšuje při větší celkové tloušťce vinutí a a zmenšuje při zvětšení axiální délky h , takže výhodnější jsou plechy s dlouhým a úzkým okénkem. Rozptylová indukčnost nezávisí na materiálu jádra a jen málo závisí na jeho průřezu, takže je účelné jádro s velkým průřezem a s co největší přípustnou magnetickou indukcí, aby stačil poměrně malý počet závitů n_1 .

Při použití jádrového transformátoru se dvěma cívkami je rozptylová indukčnost přibližně poloviční než u plášťového transformátoru s jednou velkou cívkou, protože každá z obou polovičních cívek má jen polovinu primárních závitů, a tudíž asi čtvrtinu rozptylové indukčnosti velké cívky.

Výpočet vlastní kapacity

Kapacitu vinutí transformátoru nelze vypočítat jedinou rovnicí, protože tato kapacita je složena z řady složek, tj. z kapacity sousedních vrstev téhož vinutí proti sobě, z kapacity jednoho vinutí proti druhému, dále z kapacity vinutí proti jádru a popř. z kapacity vnějších přívodů. Kapacity sekundárního vinutí jsou následkem sestupného převodu zpravidla zanedbatelné, zato kapacity primárního vinutí jsou dosti značné.

Kapacita C_v mezi dvěma sousedními vrstvami (pokud jsou vzájemně izolovány) s obvodem o a axiální délkou h se vypočte podle známého vzorce pro plošný kondenzátor

$$C_v = \frac{8850h\epsilon_r}{t} \cdot 10^{-4} \quad [\text{pF}; \text{cm}, \text{cm}, \text{cm}] \quad (5.34)$$

kde t je tloušťka prokladu mezi vrstvami zvětšená o dvojitou tloušťku izolace drátu a ještě dále odhadem zvětšená z ohledů na netěsnost vinutí a nerovný povrch vrstev a ϵ_r je poměrná permitivita izolace, zpravidla 2 až 3.

Chceme-li jakoukoli dílčí kapacitu připojenou k vinutí, na němž je dílčí napětí kU ($k \leq 1$) přepočítat na rovnocennou kapacitu připojenou k celému vinutí s napětím U , musíme dílčí kapacitu zmenšit v poměru druhých mocnin obou napětí, tj. počítat s k^2C . Z toho lze odvodit, že jsou-li obě dříve uvažované vrstvy spojeny do série, takže na jednom konci nemají proti sobě napětí, bude jejich výsledná kapacita přepočtená na oba krajní konce

$$C = 0,33C_v \quad [\text{pF}; \text{pF}] \quad (5.35)$$

Obdobně pro vinutí s počtem v vrstev je výsledná kapacita

$$C = \frac{1,33}{v} \left(1 - \frac{1}{v}\right) C_v \quad [\text{pF}; \text{pF}] \quad (5.36)$$

S těmito vzorci vystačíme pro výpočet kapacit vinutí, jak dále ukážeme.

Kapacita primárního vinutí není soustředěna v jednom místě, nýbrž je rozdělena po celém vinutí způsobem, který početně nelze jednoduše vystihnout. Aspoň přibližně si lze celkovou kapacitu představit rozdělenou na dvě části, z nichž menší část C_1 je připojena před rozptylovou indukčností primárního vinutí a zbývající část C_2 je připojena uprostřed mezi primární a sekundární rozptylovou indukčností podle obr. 5.29. Předpokládejme nejprve, že výstupní odpor zesilovače je zanedbatelně malý, takže kapacita C_1 nebude mít vliv na kmitočtový průběh. Pak zbývá jen kapacita C_2 , která tvoří spolu s rozptylovou indukčností laděný okruh, jehož rezonanční kmitočet i výška rezonančního vrcholu závisí na poměru κ charakteristické impe-

dance $\sqrt{\frac{L_6}{C_2}}$ k zatěžovacím odporu R_{aa} . Při poměrně velkém κ , tj. při zatížení malým odporem jsou obě poloviny indukčnosti L_6^* spojeny téměř paralelně, takže výsledná indukčnost je $L_6/4$ a vzniklý průběh má rezonanční kmitočet (f_r na obr. 5.34)

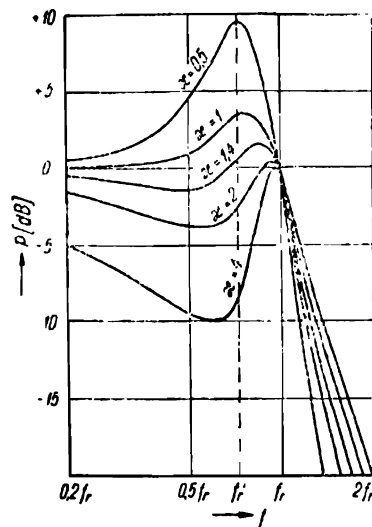
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2 \frac{L_6}{4}}} = \frac{1}{\pi\sqrt{C_2 L_6}} \quad [\text{Hz}; \text{F}, \text{H}] \quad (5.37)$$

Při malém κ , tj. při velké zátěži je obvod tvořen jen levou polovinou indukčnosti a kapacitou C_2 , takže jeho rezonanční kmitočet je nižší

$$f_r' = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_2 \frac{L_6}{2}}} = \frac{0,71}{\pi\sqrt{C_2 L_6}} = 0,71f_r \quad (5.38)$$

a průběh má dosti vysoké maximum (křivka $\kappa = 0,5$ na obr. 5.34). Rozborem

*) Indukčnosti L_{a1} a L_{a2} $\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$ vycházejí přibližně stejně, tj. $\frac{L_6}{2}$.



Obr. 5.34. Průběhy přenosu na horním konci pásma při různém zatížení.

Průřez drátu primárního vinutí podle (5.26)

$$q_1 = \frac{1}{1,5} \sqrt{\frac{17}{8000}} = 0,031 \text{ mm}^2$$

čemuž z tabulky VI odpovídá nejbližší průměr 0,2 mm.

Průřez sekundárního vinutí podle (5.27)

$$q_2 = \frac{1}{1,5} \sqrt{\frac{17}{4}} = 1,38 \text{ mm}^2, \text{ tj. } 4 \times 0,34 \text{ mm}^2$$

čemuž odpovídá nejbližší průměr 0,67 mm.

Kontrola dolního konce pásma

$$\text{Odpor } R_p = 8000 \ \& \ 400 = 380 \ \Omega$$

Primární indukčnost podle (5.31), kam dosadíme $l_{vz} = 0,005 \text{ cm}$, $l_z = 16,6 \text{ cm}$ (z tab. IV.) a $\mu_r = 1000$

$$L_1 = \frac{1,26 \cdot 2600^2 \cdot 9,2 \cdot 0,9 \cdot 10^{-8}}{0,0166 + 0,005} = 33 \text{ H}$$

Dolní mezní kmitočet podle (5.29)

$$f_{md} = \frac{380}{6,28 \cdot 33} = 1,8 \text{ Hz}$$

Kontrola horního konce pásma

Vinutí uspořádáme podle obr. 5.31c. Primární vinutí je rozděleno na pět sekcí s 325 + 650 + 650 + 650 + 325 závitů, sekundární na čtyři sekce po 60 závitěch. Vinutí je uloženo v cívce, jejíž vnitřní délka je 45 mm a hloubka 12 mm. Předpokládáme vinutí rozložené po celé délce cívky, prokládané mezi vrstvami lakovaným papírem 0,05 mm, který je poněkud širší než cívka a na okrajích nastříhán a zahnut. Mezi sekcemi primárního a sekundárního vinutí jsou silnější proklady z elektrotechnické lepenky tloušťky 0,4 mm. Primární vinutí má drát $\varnothing 0,2 \text{ mm}$ (btto 0,25 mm), takže by se do vrstvy vešlo asi 180 závitů. Protože potřebujeme sekce s 325 a 450 závitů, znamená to, že budou mít dvě, popř. čtyři neúplné vrstvy.

60 závitů sekundárního vinutí $\varnothing 0,67$ (btto 0,77 mm), by zabralo 46 mm, což se do jedné vrstvy nevejde. Má-li být dodržen počet závitů, je nutno zmenšit \varnothing drátu na 0,63 mm, čímž poněkud vzroste vlastní odpor sekundárního vinutí. Vzniklé zvětšení ztrát lze nahradit na primární straně tím, že místo vodiče $\varnothing 0,2$ použijeme $\varnothing 0,212 \text{ mm}$, který se do cívky ještě vejde.

Vinutí zabere tedy na tloušťku	
primární vinutí celkem 16 vrstev tloušťky po 0,262 mm	4,2 mm
v primárním vinutí 11 prokladů tloušťky po 0,05 mm	0,55 mm
sekundární vinutí celkem 4 vrstvy tloušťky po 0,73 mm	2,92 mm
mezi primárním a sekundárním vinutím 8 prokladů vrstev tloušťky po 0,4 mm .	3,2 mm
vrchní obal z lakované tkaniny	0,25 mm
	<hr/>
	tloušťka vinutí celkem 11,12 mm

Do cívky hluboké 12 mm se tedy při pečlivém provedení vinutí vejde.

Rozptylová indukčnost podle (5.33)

$$L_n = 0,42 \cdot 2600^2 \frac{17}{8^2 \cdot 4,5} (2 \cdot 8 \cdot 0,04 + 1,11) \cdot 10^{-8} = 0,003 \text{ H}$$

Výpočet vlastní kapacity

Pro jednoduchost počítáme kapacity, jako by všechny vrstvy měly stejný obvod $o_s = 17 \text{ cm}$.

Kapacita mezi dvěma vrstvami primárního vinutí podle (5.34) pro $t = 0,01 \text{ cm}$ a $\epsilon_r = 3$

$$C_v = \frac{885 \cdot 17 \cdot 4,5 \cdot 3}{0,01} \cdot 10^{-4} \doteq 2000 \text{ pF}$$

vlastní kapacita sekcí se dvěma vrstvami podle (5.35)

$$C = 0,33 \cdot 2000 \doteq 670 \text{ pF}$$

vlastní kapacita sekcí se čtyřmi vrstvami podle (5.36)

$$C = \frac{1,33}{4} \left(1 - \frac{1}{4}\right) \cdot 2000 \doteq 500 \text{ pF}$$

kapacita mezi sekcí primárního a sekundárního vinutí podle (5.34) pro $t \doteq 0,06 \text{ cm}$

$$C = \frac{885 \cdot 17 \cdot 4,5 \cdot 3}{0,06} \cdot 10^{-4} \doteq 340 \text{ pF}$$

Kapacita mezi spodní sekcí primárního vinutí a jádrem podle (5.34) pro $t \doteq 0,15 \text{ cm}$

$$C = \frac{885 \cdot 17 \cdot 4,5 \cdot 3}{0,15} \cdot 10^{-4} \doteq 135 \text{ pF}$$

Výslednou kapacitu přepočteme na celé primární vinutí násobením druhou mocninou poměrných napětí uvedených na obr. 5.36

3 sekce s poměrným napětím 0,25	po 500 pF	.. 3 · 0,25 ² · 500	.. 94,0 pF
2 sekce s poměrným napětím 0,125	po 670 pF	.. 2 · 0,125 ² · 670	.. 21,0 pF
1 kapacita s poměrným napětím 0,5	135 pF	.. 1 · 0,5 ² · 135	.. 34,0 pF
2 kapacity s poměrným napětím 0,375	po 340 pF	.. 2 · 0,375 ² · 340	.. 96,0 pF
2 kapacity s poměrným napětím 0,125	po 340 pF	.. 2 · 0,125 ² · 340	.. 10,5 pF
2 kapacity s poměrným napětím 0,25	po 340 pF	.. 2 · 0,25 ² · 340	.. 42,5 pF
1 kapacita s poměrným napětím 0,5	340 pF	.. 1 · 0,5 ² · 340	.. 85,0 pF

Celková kapacita primárního vinutí 383,0 pF

Asi $\frac{2}{3}$ z toho, tj. 260 pF považujeme za kapacitu C_2 působící v polovině L_0 , takže rezonanční kmitočet podle (5.37)

$$f_r = \frac{1}{3,14\sqrt{260 \cdot 10^{-12} \cdot 0,003}} \doteq 360 \text{ kHz}$$

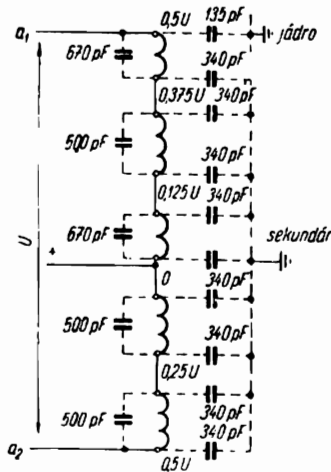
a charakteristická impedace

$$\sqrt{\frac{L_0}{C_2}} = \sqrt{\frac{0,003}{260 \cdot 10^{-12}}} \doteq 3400 \Omega$$

kdežto podle (5.39) by měla být

$$1,4 \cdot 8000 = 11\,200 \Omega$$

Jak vyplývá z výsledku, je obvod málo tlumen, takže by přenos měl rezonanční vrchol. S tímto výsledkem se můžeme smířit, protože rezonance je tak vysoko, že se v pracovním pásmu neuplatní. Druhou možností by bylo změnit uspořádání vinutí podle obr. 5.31a, kde $n = 4$ místo dosavadních 8, takže by se rozptylová indukčnost zvětšila a kapacita zmenšila. Stejným postupem jako dříve bychom zjistili, že v tomto případě je $L_0 \doteq 0,01 \text{ H}$, $C \doteq 296 \text{ pF}$, z čehož $C_2 \doteq 200 \text{ pF}$, takže



Obr. 5.36. Rozdělení vlastních kapacit výstupního transformátoru.

pak

$$f_r = \frac{1}{3,14\sqrt{200 \cdot 10^{-12} \cdot 0,01}} = 225 \text{ kHz}$$

a impedance

$$\sqrt{\frac{L_2}{C_2}} = \sqrt{\frac{0,01}{200 \cdot 10^{-12}}} \doteq 7100 \Omega$$

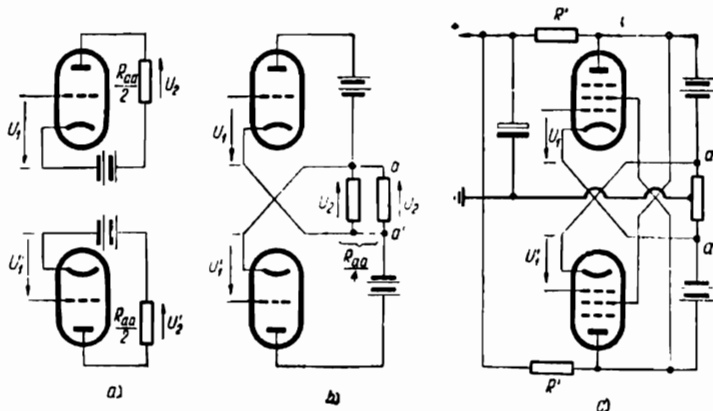
což je již blíže požadované hodnotě. Jak je vidět z tohoto příkladu, není jemné rozdělení vinutí vždy výhodné; na druhé straně je však nutno uvážit, že v druhém případě je větší rozptyl mezi oběma polovinami primárního vinutí.

5.6 PARALELNÍ DVOJČINNÉ KONCOVÉ STUPNĚ

Z předcházejícího odstavce je zřejmé, že výstupní transformátor je největší, nejtěžší a patrně i nejpracnější a nejdražší součástí celého zesilovače. Přitom je to součást, která i při pečlivém provedení působí určité zkreslení a zároveň svým fázovým posunem znemožňuje, abychom silnou zápornou vazbou toto zkreslení dostatečně omezili. Je proto pochopitelná otázka, zda by nebylo možno obvod koncového stupně upravit tak, aby dovozoval zjednodušení nebo raději úplné odstranění výstupního transformátoru. K takovým obvodům dojdeme následujícím postupem.

5.6.1 Souměrné paralelní dvojčinné stupně

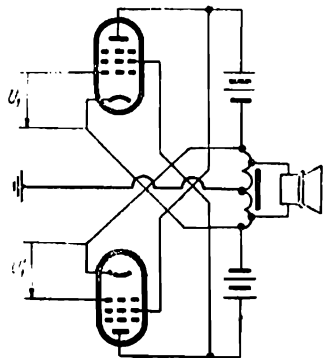
Na obr. 5.37a je schematicky znázorněn obvyklý dvojčinný stupeň, u něhož však jsou pro názornost kresleny odděleně nulové vodiče i anodové napájení obou elektronek. Každá z elektronek má přitom v anodovém



Obr. 5.37. Souměrný paralelní dvojčinný stupeň: a) obvyklý dvojčinný stupeň rozdělený na dvě poloviny, b) zátěže spojeny paralelně, c) vyznačeno napájení stínících mřížek a předchozích stupňů.

obvodu zátěž $\frac{R_{aa}}{2}$, takže po spojení nulových vodičů by od anody k anodě byla předepsaná zátěž R_{aa} .

Je zřejmé, že tento obvod je možno přeskupit podle obr. 5.37b, kde obě poloviny zátěže, na nichž má signál souhlasnou polaritu, mohou být spojeny paralelně (tečkováno), takže výsledná zátěž je $\frac{R_{aa}}{4}$. Anodové zdroje jsou zde přemístěny až mezi zátěž a anody a musí tedy být dva, což je ovšem nevýhoda obvodu. Při stejných stejnosměrných proudech obou elektronek se tyto proudy v zátěži navzájem ruší, takže stejnosměrný proud neprochází zátěží, nýbrž jde sériově přes obě elektronky.



Obr. 5.38. Paralelní dvojitý stupeň s výstupním autotransformátorem.

ruší, takže stejnosměrný proud neprochází zátěží, nýbrž jde sériově přes obě elektronky. Následkem souměrnosti má střed zátěže nulový potenciál, a proto může být uzemněn, čímž každá z elektronek má zátěž rozdělenou na polovinu mezi katodu a anodu. Protože výsledná zátěž vznikla paralelním spojením zátěží obou elektronek, nazývá se toto zapojení obvykle paralelní dvojitý souměrný stupeň [44], [45], [46]. Tímto stupněm je tedy nahrazena funkce výstupního transformátoru, pokud jde o spojení výstupních obvodů obou elektronek i pokud jde o oddělení stejnosměrného proudu od zátěže; zároveň se tím potřebná zátěž zmenšila na $\frac{1}{4}$ zátěže obvyklého dvojitýho stupně.

Má-li být z anodových zdrojů napájen také předcházející nesouměrný zesilovač, provede se to můstkem ze dvou stejných odporů R' (obr. 5.37c); odebraný proud by se však vracel přes obě poloviny zátěže, která by již proto musila mít střední odbočku. Tato obtíž odpadne, připojí-li se paralelně k zátěži tlumivka se středním vývodem (obr. 5.38). Tlumivka může ovšem mít i další odbočky pro získání menšího odporu, takže se dostáváme nazpět k výstupnímu transformátoru. Ten je zde však jednodušší než u obvyklého stupně: může být proveden jako autotransformátor, má menší převod a nevádí u něho rozptyl mezi oběma polovinami vinutí, protože vazba elektronek je dána paralelním řazením zátěží a nikoli magnetickou vazbou obou polovin primárního vinutí.

Použije-li se pentod, je nutno napájet stínící mřížku každé elektronky z bodu, který má stejnosměrné napětí stejné jako její anoda, ale signální

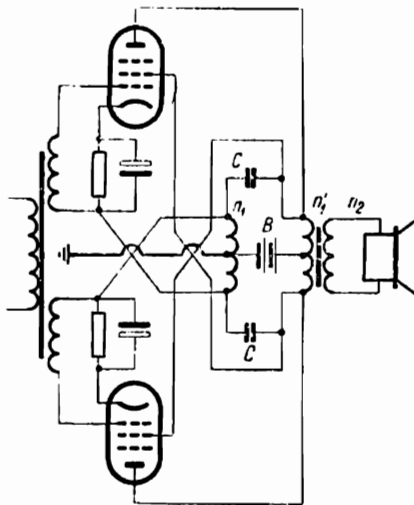
napětí stejné jako její katoda. Takovým bodem je vždy — jak patrně z obr. 5.37c — anoda protější elektronky.

Když jsme se již smířili s tím, že zesilovač má výstupní transformátor, můžeme zároveň odstranit nevýhodu dvou anodových zdrojů. Paralelní řazení obou zátěží z obr. 5.37 není totiž nutno dodržet pro stejnosměrné napětí, nýbrž stačí provést je jen pro signál tím, že se vinutí transformátoru rozdělí na dvě poloviny n_1 , n_1 , mezi něž se zařadí společný napájecí zdroj B (obr. 5.39). Paralelní spojení stejnolehlých částí je zajištěno ještě kondenzátory C , takže u transformátoru nezáleží na rozptylu mezi částmi primárního vinutí a bylo by dokonce možno nahradit tento transformátor dvěma oddělenými transformátory, jejichž sekundární vinutí jsou spojena paralelně. Pokud se použije společného transformátoru, musí mít primární vinutí rozdělené na čtvrtiny, takže nelze tvrdit, že by byl příliš jednoduchý.

Tím, že katody elektronek koncového stupně mají proti zemi signální napětí, vzniká několik dalších problémů. Především ovšem je nutno volit elektronky, které toto napětí mezi katodou a uzemněným žhavicím vláknem snesou. Hlavní problém však se týká buzení koncových elektronek.

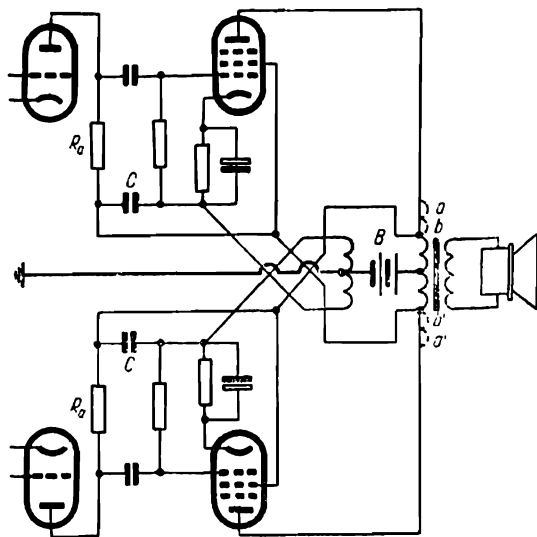
Bylo by možno budit koncové elektronky proti zemi, takže by v koncovém stupni vznikla záporná zpětná vazba polovičním výstupním napětím. To by sice bylo příznivé pro vlastnosti koncového stupně, ale kladlo by to neúnosné požadavky na budiče, které by musily dodávat napětí o polovinu výstupního napětí vyšší, než je nutno k vlastnímu buzení. Druhá možnost je budit obě elektronky vždy proti příslušné katodě tak, aby zpětná vazba nevznikala. To lze provést nejsnadněji nf transformátorem, jak je znázorněno na obr. 5.39. Podobného výsledku lze však do jisté míry dosáhnout i u odporově vázaného budiče tím, že se vazební odpor R_b místo ke kladnému pólu zdroje připojí pro signál kondenzátorem C ke katodě následující elektronky, takže napětí na tomto odporu je vpojeno mezi její mřížku a katodu (obr. 5.40).

Porovnejme funkci tohoto zapojení se stupněm buzeným proti zemi. Aby byl případ jednodušší a přitom obecnější, uvažujme jen polovinu



Obr. 5.39. Paralelní dvojitý stupeň s jediným anodovým zdrojem a s buzením z nf transformátoru.

obvodu, u kterého je část zátěže pR_z v katodě a zbytek $(1-p)R_z$ v anodě, a předpokládejme nejprve buzení proti zemi (obr. 5.41). Zesílení prvního



Obr. 5.40. Paralelní dvojitý stupeň s jediným anodovým zdrojem a s buzením z odporového zesilovače.

stupně označme A_1 , zesílení druhého stupně pro případ, že by jeho celá zátěž byla v anodě, označme A_2 . Podle odst. 4.22 vzniká zapojením části zátěže v katodě zpětná vazba s činitelem $\beta = p$, takže skutečné zesílení druhého stupně bude

$$A_{2z} = \frac{A_2}{1 - pA_2} \quad (5.41)$$

Odpojíme-li nyní spodní konec odporu R_a od země a spojíme-li jej s katodou koncové elektronky, jak naznačeno tečkovaně na obr. 5.41, platí v takto změněném zapojení pro anodový obvod elektronky V_1

$$\mu_1 U_1 - I_1(R_a + R_{i1} + pR_z) + I_2 pR_z = 0$$

a pro anodový obvod elektronky V_2

$$-I_1 \mu_2 R_a - I_2(R_{i2} + R_z) + I_1 pR_z = 0$$

Řešením těchto rovnic vypočteme I_2 a z toho

$$U_2 = -I_2 R_z = U_1 \frac{\mu_1 R_z (\mu_2 R_a - pR_z)}{(R_{i1} + R_a)(R_{i2} + R_z) + pR_z [\mu_2 R_a + R_{i2} + (1-p)R_z]}$$

Při obvyklých parametrech obvodu jsou členy pR_z v čitateli a R_{i2} i $(1-p)R_z$ ve jmenovateli zanedbatelné proti členu $\mu_2 R_a$, takže přibližně platí

$$U_2 \approx U_1 \frac{\mu_1 R_a \mu_2 R_z}{(R_{i1} + R_a)(R_{i2} + R_z) + pR_z \mu_2 R_a} \quad (5.42)$$

Uvážíme-li, že

$$A_1 = -\frac{\mu_1 R_a}{R_{i1} + R_a}$$

je zeslení prvního stupně, kdyby jeho vazební odpor R_a byl připojen obvyklým způsobem ke kladnému pólu, a podobně že

$$A_2 = - \frac{\mu_2 R_z}{R_{i2} + R_z}$$

je zeslení druhého stupně, kdyby měl celou zátěž v anodě, můžeme rovnici (5.42) přepsat do tvaru

$$A_2 = \frac{U_2}{U_1} = A_1 \frac{A_2}{1 - p \frac{R_a}{R_{i1} + R_a} A_1}$$

Druhá část tohoto výrazu

$$\frac{A_2}{1 - p \frac{R_a}{R_{i1} + R_a} A_1} = A_{2z} \quad (5.43)$$

značí zřejmě zeslení koncového stupně zmenšené zpětnou vazbou s činitelem

$$\beta = p \frac{R_a}{R_{i1} + R_a} \quad (5.44)$$

který je $\frac{R_a}{R_{i1} + R_a}$ krát menší než při buzení proti zemi. K témuž výsledku bychom dospěli i bez výpočtu, uvážíme-li, že zpětnovazební napětí z odporu pR_z se rozdělí děličem $R_{i1} - R_a$ tak, že mezi mřížkou a katodou koncové elektronky zbude jen poměrná část $\frac{R_a}{R_{i1} + R_a}$.

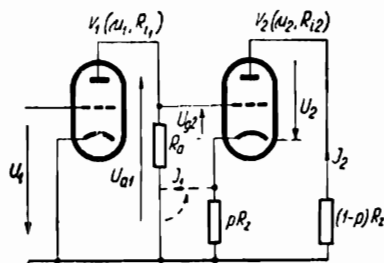
Tím, že jsme odpor R_a připojili pro signál na katodu koncové elektronky, se tedy zmenšila záporná zpětná vazba v koncovém stupni. To však není jediný problém, protože šlo hlavně o to, jak dalece se přepojením odporu R_a zmenší nároky kladené na budící stupeň.

Pokud jde o nároky na velikost signálního napětí dodávaného anodou elektronky V_1 , je z obr. 5.41 zřejmé, že toto napětí

$$U_{a1} = U_{g2} + pU_2$$

a je tedy stejné, jako kdyby elektronka V_2 byla buzena proti zemi, takže po této stránce se přepojením R_a nic nezískalo. Pokud však jde o signální proud I_1 , vyplývá z obr. 5.41, že musí být tak velký, aby způsobil na R_a úbytek U_{g2} , takže

$$I_1 = \frac{U_{g2}}{R_a}$$



Obr. 5.41. Odvození pracovních poměrů u poloviny zesilovače z obr. 5.40.

Proud je tedy stejný, jako kdyby měla elektronka V_2 uzemněnou katodu a v tom právě spočívá zlepšení dosažené přepojením odporu R_a . Ze stanoviska elektronky V_1 se zapojení chová tak, jako by místo odporem R_a byla zatížena mnohem větším odporem

$$R'_a = \frac{U_{a1}}{I_1} = \frac{U_{g2} + pU_2}{\frac{U_{g2}}{R_a}} = R_a \left(1 + \frac{pU_2}{U_{g2}} \right)$$

Protože zároveň platí $\frac{U_2}{U_{g2}} = |A_2|$, lze předchozí výsledek psát ve tvaru

$$R'_a = R_a(1 + |pA_2|) \quad (5.45)$$

Toto zdánlivé zvětšení zatěžovacího odporu ovlivní příznivě zkreslení elektronky V_1 . Anodové charakteristiky triody mění totiž svůj sklon hlavně při změně proudu, kdežto změnou anodového napětí se jen bez větší změny sklonu posouvají; proto zkreslení nezávisí tolik na rozkmitu napětí, nýbrž hlavně na rozkmitu proudu, který se přepojením odporu R_a zmenšil. Porovnejme poměry na číselném příkladě. K dosažení efektivního výstupního napětí koncového stupně $U_2 = 140$ V potřebuje elektronka EL84 buzení asi 4,3 V, takže $|A_2| = 140/4,3 = 32,5$. Rozdělíme-li zátěž na polovinu mezi katodu a anodu, takže $p = 0,5$, bylo by v případě buzení proti zemi podle (5.41)

$$|A_{2z}| = \frac{32,5}{1 + 0,5 \cdot 32,5} = 1,88$$

takže by elektronka V_1 musila dodávat signální napětí 140 V/ $1,88 = 75$ V a anodovým odporem $R_a = 160$ k Ω by procházel signální proud 75 V/ $160\,000 = 470$ μ A, což by vedlo k nepřijatelnému zkreslení v budicím stupni.

Po přepojení odporu R_a na katodu koncové elektronky bude podle (5.43), za předpokladu, že vnitřní odpor elektronky V_1 je 80 k Ω

$$|A_{2z}| = \frac{32,5}{1 + 0,5 \frac{160\,000 \cdot 32,5}{80\,000 + 160\,000}} = 2,75$$

Přitom bude elektronka V_1 pracovat, jako by byla zatížena odporem, podle (5.45)

$$R'_a = 160\,000 (1 + 0,5 \cdot 32,5) = 2,55$$
 M Ω

a její výstupní signální proud bude tedy jen 75 V/ $2\,550\,000 = 29,5$ μ A. Nehrozí tedy zkreslení anodovým proudem, ale je nutno kontrolovat,

zda nevznikne zkreslení mřížkovým proudem. Na mřížce elektronky V_1 je totiž dosti velký signál

$$U_1 = \frac{U_a}{A_1 A_{2z}} = \frac{140}{2,75 A_1}$$

takže při $|A_1| = 67$ (pro ECC 83 je efektivní napětí signálu asi 0,76 V, tj. maximální napětí 1,07 V). Protože mřížkový proud začíná procházet již při předpětí -1 až $-1,3$ V, je k jeho potlačení nutno, aby V_1 měla klidové předpětí $1,07 + (1 \text{ až } 1,3)$ V, tj. aspoň $-2,1$ V.

Z uvedeného příkladu vyplývá, že katodová část zátěže působí i po přepojení odporu R_a dosti silnou zpětnou vazbu, která značně zmenšuje zesílení, v daném případě z 32,5 na 2,75. Kdybychom chtěli zpětnou vazbu zmenšit, musili bychom volit elektronku V_1 s větším vnitřním odporem tak, aby se napětí vedené nazpět z katody koncové elektronky děličem $R_{i1} - R_a$ podstatněji zmenšilo. Toho lze dosáhnout pentodou; např. při použití EF86, jejíž $R_i = 2,6 \text{ M}\Omega$, by podle (5.44) byl činitel

$$\beta = 0,5 \frac{160\,000}{2\,600\,000 + 160\,000} = 0,029$$

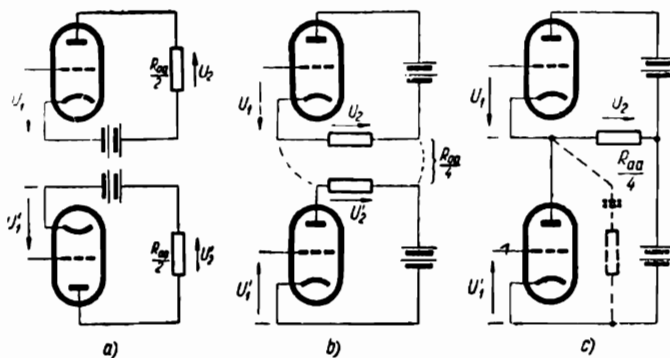
Podobného výsledku, ovšem při menším zesílení A_1 , lze dosáhnout i s triodou, u které není katodový odpor přemostěn kondenzátorem.

Dále lze zmenšit zpětnou vazbu tím, že rozdělíme výstupní zátěž v jiném poměru než na poloviny, (jak naznačeno tečkovanými vinutími $a-b$, $a'-b'$ na obr. 5.40) tak, aby katodová vinutí měla menší počet závitů než anodová. V tomto případě musí být ovšem kondenzátory C připojeny k odbočce anodového vinutí, které má od středu stejný počet závitů jako katodové vinutí (jak naznačeno na obr. 5.40); stejně však zde nejsou mnoho platné, protože odstraňují jen vliv rozptylu mezi středními úseky vinutí, ale nemají vliv na rozptyl mezi částí $a-b$ a $a'-b'$. Toto zapojení lze považovat buď za zapojení vzniklé z paralelního dvojčinného stupně, nebo za obvyklý dvojčinný stupeň s místní zpětnou vazbou do katod, který byl na obr. 5.19.

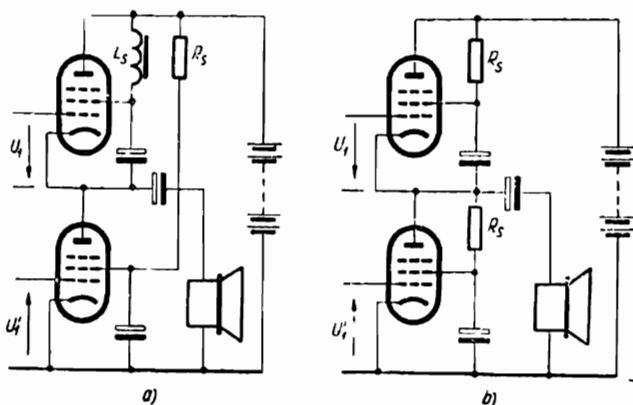
5.6.2 Nesouměrné paralelní dvojčinné stupně

Uvedená zapojení vznikla přeskupením obou polovin dvojčinného stupně při zachování souměrnosti obvodu. Lze však také přeskupit základní zapojení na nesouměrné, které přesto působí dvojčinně. Obě elektronky z obr. 5.42a můžeme přeskupit podle obr. 5.42b a stejně pólované konce zátěže spojit, takže vznikne zapojení podle obr. 5.42c nazývané obvykle jednopólový nebo nesouměrný dvojčinný stupeň [48], [49]. Jak patrně, je zde zátěž podobně jako na obr. 5.37 rovna jedné čtvrtině zátěže obvyklého

dvojčinného stupně a také je nutné dvojnásobné napájecí napětí. Stejněsměrná siožka proudu neprochází zátěží, nýbrž uzavírá se přes obě elektronky v sérii; zátěž proto může být připojena přes kondenzátor k zemi (tečkováno na obr. 5.42c), takže má potenciál země a napájecí zdroj nepotřebuje střední vývod.



Obr. 5.42. Nesouměrný paralelní dvojčinný stupeň: a) obvyklý dvojčinný stupeň rozdělený na dvě poloviny, b) zátěže spojeny paralelně, c) připojení zátěže proti zemi.



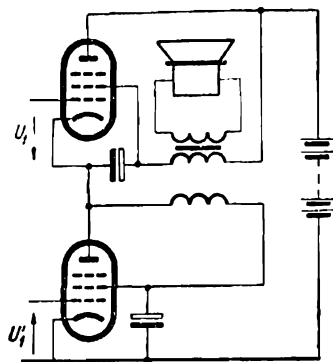
Obr. 5.43. Nesouměrný paralelní dvojčinný stupeň s pentodami: a) napájení stínících mřížek odporem a tlumivkou, b) napájení stínících mřížek dvěma odpory.

Podobně jako při souměrném paralelním stupni vznikají i zde další problémy. Katoda horní elektronky má stejněsměrné i signální napětí proti zemi, takže je nutno volit elektronku, která toto napětí snese, a použít

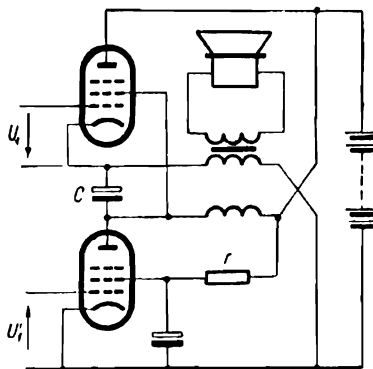
nepříliš vysokého celkového napětí. Stínicí mřížku pentod je u spodní elektronky možno napájet buď ze střední odbočky zdroje — pokud zdroj odbočku má — nebo z plného napětí přes odpor R_s (obr. 5.43a) přemostěný kondenzátorem. Stínicí mřížku horní elektronky je možno napájet z plného napětí přes tlumivku L_s , která je pro signál připojena paralelně k zátěži, a musí proto mít dostatečnou indukčnost. V principu by bylo možno zapojit přímo zátěž místo tlumivky, avšak pak by kmitací cívka reproduktoru měla plné anodové napětí proti zemi.

Místo tlumivky lze použít odporu, který však nesmí být příliš malý, protože pro signál působí paralelně k zátěži, ani příliš velký, aby nesnížil napětí stínicí mřížky. Při zátěži 800Ω , obvyklé u elektronek EL86, je vhodná velikost tohoto odporu 5 až $6 \text{ k}\Omega$. Vzhledem k souměrnosti je pak účelné napájet i stínicí mřížku spodní elektronky stejným odporem z její anody (podle obr. 5.43b), a nikoli až z plného napětí. Tím se sice oba odpory R_s připojují pro signál paralelně k zátěži, takže se v nich ztratí asi 20 % výstupního výkonu, ale na druhé straně se zajistí stejné anodové proudy obou elektronek, což by jinak nebylo, protože při napájení stínicích mřížek předcházejícími způsoby procházel anodou spodní elektronky součet anodového a stínicího proudu horní elektronky. Dále se tím zajistí stejnost stínicích proudů a jejich změn i při buzení, což vše má příznivý vliv na vykompenzování sudých harmonických složek zkreslení.

Nemá-li zátěž vhodný odpor, je nutno připojit ji přes výstupní transformátor, který je však jednodušší než u obvyklého dvojčinného stupně a nemá vliv na vazbu mezi oběma elektronkami. Je také možno složit jeho primární vinutí ze dvou stejných polovin, zapojených podle obr. 5.44, které slouží zároveň k napájení stínicích mřížek, takže odpadnou problémy s tím spojené. Oběma polovinami procházejí v opačných směrech jen proudy



Obr. 5.44. Výstupní transformátor v přívodech stínicích mřížek.



Obr. 5.45. Výstupní transformátor v katodovém a anodovém přívodu.

vnitřní odpor budicí elektronky je mnohonásobně zvětšen tím, že v její katodě je druhý odpor R_a , takže platí

$$R'_{i1} = R_{i1} + (\mu + 1)R_a \doteq \mu_1 R_a$$

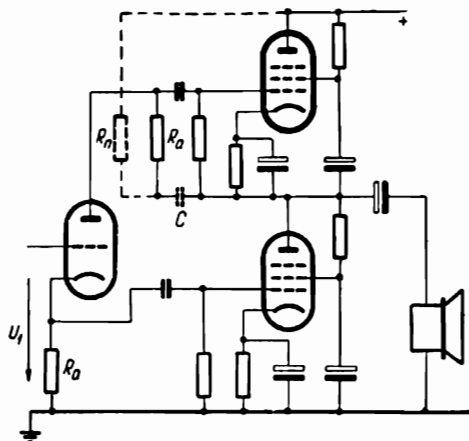
a proto

$$\beta \doteq \frac{1}{\mu_1}$$

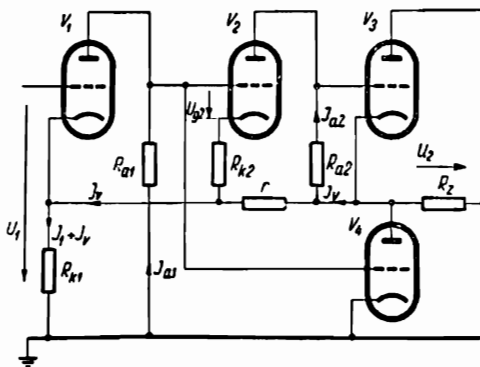
Zpětná vazba je tedy nepatrná, má-li elektronka invertoru velký zesilovací činitel.

Nevýhodou zapojení podle obr. 5.47 je to, že anodové napětí pro invertor se odebírá z uzlu obou koncových elektronek, takže je jen polovinou celkového napájecího napětí. Mimo to má superponováno celé výstupní napětí, takže invertor by se snadno přebudil a zkresloval. Proto je účelnější spojit spodní konec odporu R_a s uzlem koncových elektronek jen pro signál kondenzátorem C a stejnosměrně jej připojit přes napájecí odpor R_n na plné napětí (tečkováno na obr. 5.47). Tento odpor působí pro signál paralelně k zátěži, a musí proto být několikrát větší než zátěž, což lze snadno splnit.

Jiné důmyslnější zapojení nesouměrného dvojčinného zesilovače je na obr. 5.64 [50], který znázorňuje podrobné zapojení, a na obr. 5.48, který znázorňuje totéž zapojení překreslené ze stanoviska signálu. Z anody vstupní elektronky V_1 se budí jednak spodní elektronka V_4 koncového stupně, jednak



Obr. 5.47. Buzení invertorem s rozdělenou zátěží.



Obr. 5.48. Odvození pracovních poměrů u nesouměrného paralelního zesilovače se zápornou a kladnou zpětnou vazbou. (Proud v katodě elektronky V_1 má být správně označen $I_{a1} + I_v$.)

elektronka V_2 , která pracuje jako fázový invertor pro horní elektronku V_3 koncového stupně. Mezi elektronkami V_1 a V_2 je společným katodovým odporem R_{k1} zavedena kladná zpětná vazba, která je tak silná, že by obě elektronky byly právě na mezi stabilitnosti, čemuž je však zabráněno zápornou vazbou, zavedenou z výstupu přes odpor r na odpor R_{k1} , která celý obvod stabilizuje. Je to tedy příklad zesilovače s kombinovanou kladnou a zápornou zpětnou vazbou, který byl obecně probíráán v kapitole 5.4.7, kde jsme dospěli k výsledku, že takto lze zkreslení i výstupní odpor zmenšit téměř na nulu, přičemž celkové zesílení závisí jen na činiteli záporné zpětné vazby tvořené zde děličem $R'_{k1} - r$ [kde R'_{k1} je dáno výrazem (4.71)], takže

$$\beta = \frac{R'_{k1}}{R'_{k1} + r}$$

a tedy zesílení

$$|A_z| = \frac{1}{\beta} = \frac{R'_{k1} + r}{R'_{k1}} \quad (5.46)$$

Podmínky pro velikost prvků tohoto zapojení dostaneme následující úvahou. Především požadujeme, aby elektronky V_1 , V_2 byly mezi sebou vázány odporem R_{k1} tak, že při odstranění záporné vazby z výstupu by byly právě na mezi stabilitnosti. Odstranění záporné vazby z výstupu by nastalo při spojení výstupu R_z nakrátko, čímž by se odpor r připojil paralelně k R_{k1} . V takto změněném zapojení by pro anodový obvod elektronky V_1 platilo

$$\mu U_1 - I_{a1}[(\mu + 1)R'_{k1} + R_i + R_{a1}] - I_{a2}(\mu + 1)R'_{k1} = 0 \quad (5.47)$$

kde R'_{k1} je výsledný odpor z paralelních R_{k1} a r . Pro anodový obvod elektronky V_2 by platilo

$$\mu U_{g2} - I_{a2}(R_{k2} + R_i + R_{a2}) - (I_{a1} + I_{a2})R'_{k1} = 0 \quad (5.48)$$

kde

$$U_{g2} = - [I_{a1}R_{a1} + I_{a2}R_{k2} + (I_{a1} + I_{a2})R'_{k1}]$$

takže po dosazení do (5.48) a úpravě dostaneme

$$I_{a1}[\mu R_{a1} + (\mu + 1)R'_{k1}] + I_{a2}[R_i + R_{a2} + (\mu + 1)(R'_{k1} + R_{k2})] = 0 \quad (5.49)$$

Z rovnic (5.47) a (5.49) lze vypočítat I_{a1} a I_{a2} . Má-li být dvojice V_1, V_2 na mezi stabilitnosti, musí být výrazy pro I_{a1}, I_{a2} nekonečně velké, což by nastalo, kdyby jejich jmenovatel (tj. determinant soustavy (5.47), (5.49) byl roven nule. Z této podmínky dojdeme k rovnici

$$R_{k2} = R_{k1}'' \frac{R_{a1}(\mu - 1) - 2R_i - R_{a2}}{R_{k1}''(\mu + 1) + R_i + R_{a1}} - \frac{1}{\mu + 1} \frac{(R_i + R_{a1})(R_i + R_{a2})}{R_{k1}''(\mu + 1) + R_i + R_{a1}}$$

Při obvyklých velikostech odporů a elektronec s velkým zesilovacím činitelem je druhý zlomek zanedbatelně malý a v prvním zlomku lze zanedbat členy $2R_i$ a R_{a2} v čitateli a jednotku proti μ . Tím se podmínka zjednoduší na

$$R_{k2} \doteq \frac{\mu R_{k1}'' R_{a1}}{\mu R_{k1}'' + R_i + R_{a1}} \quad (5.50)$$

Další podmínky vyplynou z požadavku souměrnosti buzení. Spodní koncová elektronka je buzena výstupním signálem elektrony V_1 , kdežto horní je buzena tímž signálem po zesílení elektronek V_2 . Pro souměrnost je nutno, aby obě budicí napětí byla až na znaménko stejná, tj. aby elektronka V_2 měla zesílení $A_2 = -1$. Toho je dosaženo velkým odporem v katodě, avšak zesílení V_2 je mimoto závislé na velikosti zátěže R_z vlivem toho, že odpor R_{a2} je připojen druhým koncem k této zátěži. Tato závislost vyplývá z rovnice pro anodový obvod elektrony V_2 (obr. 5.48, kde na rozdíl od rovnic (5.48) a (5.49) neuvažujeme již R_z spojený nakrátko)

$$\mu U_{g2} - I_{a2}(R_{k2} + R_i + R_{a2}) + (I_v - I_{a2})r = 0 \quad (5.51)$$

kde napětí

$$U_{g2} = - [I_{a1}R_{a1} + I_{a2}R_{k2} + (I_{a1} + I_v)R_{k1}]$$

takže po dosazení do (5.51) a úpravě

$$\mu I_{a1}(R_{a1} + R_{k1}) + I_{a2}[(\mu + 1)R_{k2} + R_i + R_{a2}] + I_v(\mu R_{k1} - r) = 0 \quad (5.52)$$

Proud I_v tekoucí do zpětnovazební větve závisí na výstupním napětí U_a a působil by proto závislost zesílení elektrony V_2 na velikosti zátěže. Má-li se tento vliv odstranit, je nutno, aby činitel při I_v byl roven nule, z čehož

$$\mu R_{k1} = r \quad (5.53)$$

Pak zbudou v rovnici (5.52) jen první dva členy, takže z ní lze vypočítat

$$\frac{I_{a1}}{I_{a2}} = - \frac{(\mu + 1)R_{k2} + R_i + R_{a2} + r}{\mu(R_{a1} + R_{k1})} \quad (5.54)$$

Pro souměrnost buzení koncových elektronek je nutno, aby

$$I_{a2}R_{a2} = - I_{a1}R_{a1}$$

$$R_{a2} = -R_{a1} \frac{I_{a1}}{I_{a2}} \quad (5.55)$$

Po dosazení z rovnice (5.54) za $\frac{I_{a1}}{I_{a2}}$ do (5.55) a úpravě dostáváme podmínku pro R_{a2}

$$R_{a2} = R_{a1} \frac{(\mu + 1)R_{k2} + R_i + r}{(\mu + 1)R_{a1} + \mu R_{k1}} \quad (5.56)$$

Rovnice (5.46), (5.50), (5.53) a (5.56) stačí již k řešení celého obvodu. Např. pro $V_1, V_2 = \text{ECC83}$ ($\mu = 100$, $R_i = 60 \text{ k}\Omega$), $V_3, V_4 = \text{EL86}$ určíme velikosti odporů takto: Anodový odpor elektronky V_1 volíme podle běžných zvyklostí např. $220 \text{ k}\Omega$, takže velikost R_{a1} zahrnující vliv paralelních mřížkových odporů ($1 \text{ M}\Omega$ a $0,82 \text{ M}\Omega$) je asi $150 \text{ k}\Omega$. Odpor R_{k1} volíme tak, aby proudem obou elektronek V_1, V_2 na něm vzniklo vhodné předpětí pro V_1 , tj. $R_{k1} = 1 \text{ k}\Omega$. Z rovnice (5.53) vypočteme

$$r = 100 \cdot 1000 = 100 \text{ k}\Omega$$

takže paralelní spojení R_{k1} a r , které potřebujeme do rovnice (5.50) má velikost $R'_{k1} = 990 \Omega$. Z rovnice (5.50) vypočteme

$$R_{k2} = \frac{100 \cdot 990 \cdot 150\,000}{100 \cdot 990 + 60\,000 + 150\,000} \doteq 48 \text{ k}\Omega$$

a z rovnice (5.56)

$$R_{a2} = 150\,000 \frac{101 \cdot 48\,000 + 60\,000 + 100\,000}{101 \cdot 150\,000 + 100 \cdot 1000} \doteq 49 \text{ k}\Omega$$

Tento odpor je přemostěn následujícím mřížkovým odporem koncové elektronky, a proto volíme anodový vazební odpor R_{a2} poněkud větší, např. $51 \text{ k}\Omega$. Tím jsou určeny všechny důležité odpory obvodu; zbývající odpory slouží jen k nastavení potřebných mřížkových předpětí. Důležité je ještě potřebné vstupní napětí. Z údajů elektronky EL86 zjistíme, že v jednopólovém dvojitinném stupni při 300 V napájecího napětí je výstupní výkon dvojice elektronek $7,5 \text{ W}$ při zátěži 800Ω . Z toho výstupní napětí

$$U_2 = \sqrt{7,5 \cdot 800} = 78 \text{ V}$$

Odpor R'_{k1} , který potřebujeme do (5.46), má podle (4.62) velikost

$$R'_{k1} = 1000 \ \& \ \frac{60\,000 + 150\,000}{101} \doteq 680 \Omega$$

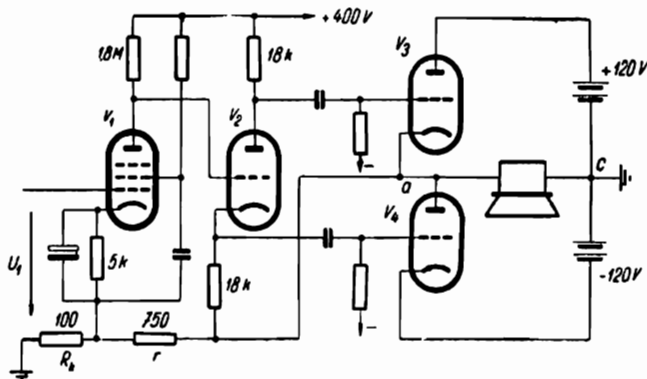
takže podle (5.46)

$$A_z = \frac{680 + 100\,000}{680} \doteq 148$$

a vstupní napětí je tedy

$$U_1 = \frac{78}{148} = 0,53 \text{ V}$$

Na obr. 5.64 je úplné zapojení zesilovače s hodnotami všech součástí.



Obr. 5.49. Nesouměrný paralelní zesilovač s buzením koncového stupně proti anodám.

Existují ještě jiné obměny jednopólového zesilovače, z nichž jedna zvláště zajímavá je na obr. 5.49 [51]. Vázební odpor v anodě invertoru V_3 je zde připojen ke kladnému pólu napájení, takže horní koncová elektronka V_3 je buzena proti své anodě; aby byla zachována souměrnost, musí být pak i spodní elektronka V_4 buzena proti své anodě, a proto je katodový odpor invertoru připojen svým druhým koncem k bodu a . Obě koncové elektronky jsou tedy podle své vazby s invertorem zapojeny jako katodové sledovače, přičemž okolnost, že společný bod invertoru a spodní elektronky (tj. bod a) není uzemněn, zavádí zároveň kladnou zpětnou vazbu, která působí, že k vybuzení invertoru stačí jen zcela malý signál. Větev $r - R_k$ zavádí na vstup zápornou vazbu, která celý zesilovač stabilizuje a určuje jeho výsledné zesílení $A \doteq 1/\beta = \frac{R_k + r}{R_k}$.

Zesilovač je zajímavý ještě tím, že používá v koncovém stupni pěti dvojic paralelně řazených triod (znázorněna jen jedna dvojice), které pracují s pevným předpětím ve třídě AB a jsou napájeny poměrně nízkým anodovým napětím asi $2 \times 120 \text{ V}$ pomocí dvou polovodičových usměrňo-

vačů v Delonové zapojení.*) Optimální zatěžovací odpor každé triody při tomto napětí je poměrně malý, asi $800\ \Omega$ a paralelním dvojitým zapojením a pětinasobným paralelním řazením se zmenší ještě na desetinu, takže zesilovač může úspěšně napájet reproduktor s odporem $80\ \Omega$ a při horším přizpůsobení i s odporem $15\ \Omega$. Nevýhodou ovšem je potřeba deseti koncových elektronek, které však ve třídě AB mají poměrně malou klidovou spotřebu. Je to patrně jediný způsob, jak lze napájet reproduktor s malým odporem z elektronkového zesilovače bez výstupního transformátoru.

Z uvedeného výkladu vyplývá, že existuje řada zapojení, která umožňují nahradit funkci výstupního transformátoru, pokud jde o spojení anodových obvodů obou koncových elektronek i po stránce oddělení stejnosměrného proudu od zátěže. Pokud však jde o přizpůsobení mezi odporem potřebným k optimálnímu zatížení koncového stupně a mezi odporem reproduktoru, umožňují tyto obvodové úpravy jen zmenšení zátěže na jednu čtvrtinu odporu potřebného u obvyklého dvojitého zesilovače, tj. na několik set ohmů, kdežto další zmenšení, pokud ovšem nechceme použít mnohonásobného paralelního řazení koncových elektronek, lze provést jen transformátorem. Transformátor těchto zapojení je sice jednodušší než u obvyklých dvojitých stupňů, ale přesto bychom se raději obešli bez něho. K tomu by však bylo nutno, aby použitý reproduktor měl odpor několik set ohmů. Takové reproduktory se však prozatím u nás nevyrábějí, takže by bylo nutno amatérsky převinovat kmitací cívky.

Jak je vidět, není prozatím žádné řešení zcela uspokojivé. Úspěšné řešení tohoto problému bude možné teprve, až přijdou do prodeje výkonové tranzistory, které nahradí koncové elektronky. Tranzistory se napájejí nízkým napětím, a proto vyžadují zátěž s malým odporem, takže mohou pracovat s běžným reproduktorem bez výstupního transformátoru.

5.7 ZESILOVAČE S EXPANZÍ DYNAMICKÉHO ROZSAHU

5.7.1 Účel expanze

Právě tak jako kmitočtový rozsah zvukové reprodukce je důležitý i její rozsah dynamický, tj. poměr mezi výkonem nejsilnějšího a nejslabšího reprodukováného zvuku. V odst. 1.4 bylo uvedeno, že dynamický rozsah dosažitelný u jednotlivých zdrojů se navzájem liší a je největší u rozhlasu s kmitočtovou modulací nebo magnetofonu, kdežto u rozhlasu s amplitudovou modulací a u gramofonových desek je podstatně menší, 30 až 40 dB. Potřebného omezení se na vysílací straně dosahuje tím, že se příslušné rozdíly

*) Na obr. 5.49 nejsou pro přehlednost napájecí usměrňovače nakresleny.

hlasitosti vyrovnávají regulátorem zeslení v modulačním nebo záznamovém zesilovači. Existují však také tzv. kompresní zesilovače, které tuto funkci vykonávají automaticky.

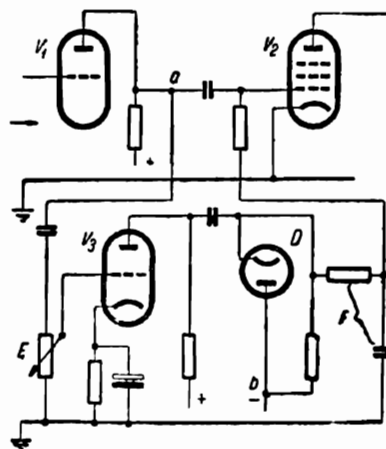
Přílišným omezením dynamického rozsahu se však porušuje původní charakter přenášené hudby a zmenšuje její citové působení. Proto je v některých případech účelné použít na reprodukční straně tzv. expanzního zesilovače, který při malém signálu zesiluje poměrně málo, kdežto při větším signálu automaticky své zeslení zvětšuje a tím dynamické rozdíly opět patřičně zdůrazní.

V podstatě by bylo snadno možné zvětšit na reprodukční straně dynamické rozdíly zcela libovolně. Má-li však toto zvětšení přiblížit reprodukci originálu, je nutno zvětšit zeslení vždy jen o tolik, o kolik bylo na vysílací straně zmenšeno. Ve skutečnosti však neznáme, podle jaké závislosti bylo zeslení regulováno, ba ani nevíme, zda vůbec bylo komprese použito, takže tuto podmínku nelze splnit. Mimoto každé regulování při reprodukci je vždy časově zpožděno proti původnímu zásahu na vysílací straně, takže ani po této stránce se reprodukce nemůže zcela přiblížit originálu. Konečně by přílišné zdůraznění dynamických rozdílů také vedlo k nepřiměřenému zvětšování výstupního výkonu zesilovače a tím by kladlo neúnosné nároky na nákladnost zařízení a na trpělivost sousedů.

Proto je nutno expanze používat jen velmi opatrně a umírněně. Jako nejvyšší přípustná hodnota se podle zkušenosti uvádí 10 dB, tj. asi trojnásobné zvětšení napětového zeslení. I této expanze je však nutno používat s ohledem na reprodukováný program: nehodí se pro přenos řeči, zpěvu apod., nýbrž jen pro reprodukci orchestrální hudby. Nevhodné nebo přílišné použití expanze může reprodukci spíše zhoršit než zdokonalit.

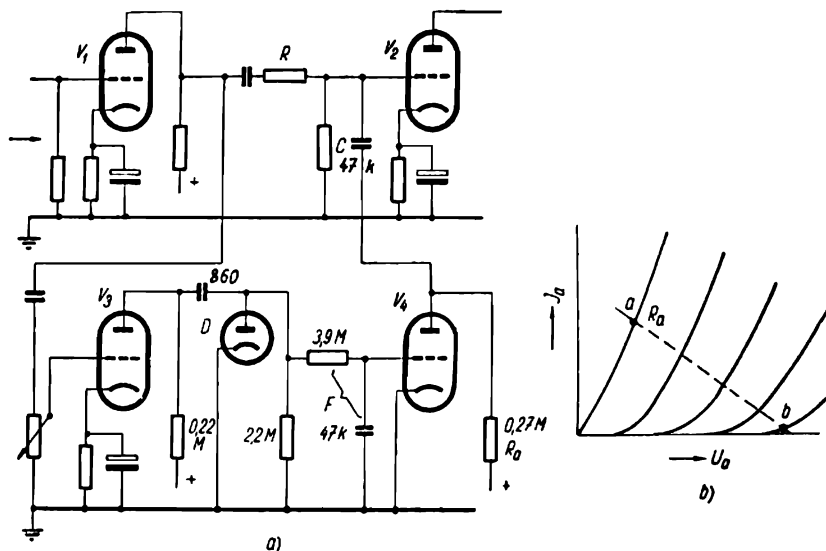
5.7.2 Zapojení expanzních zesilovačů

Vlastní provedení expanzních zesilovačů se vyvíjí již dlouhou dobu. První zapojení používala zesilovacích elektronek s exponenciální charakteristikou a podobala se do jisté míry obvodům pro automatické vyrovnání úniku. V zapojení podle obr. 5.50 odbočuje signál v místě *a* k pomocné zesilovací elektronce V_3 , na jejímž výstupu se usměrňuje diodou *D* a oddělí



Obr. 5.50. Expanzní zesilovačů stupeň řízený předpětím.

se nf složky filtrem F. Zbývající stejnosměrné napětí, kolísající podle okamžité úrovně signálu, zmenšuje záporné předpětí elektronky V_2 , která je zařazena v zesilovací cestě a dostává tak velké základní předpětí z bodu b, že v klidu jen málo zesiluje a teprve při větším signálu se otevírá. Stupeň



Obr. 5.51. Expanzní zesilovací stupeň s děličem obsahujícím pomocnou elektronku.

expanze se reguluje potenciometrem E a práh, od kterého působí, lze popř. nastavit klidovým předpětím diody D. Filtř F má odstranit střídavou složku signálu, ale přitom nemá zbytečně zpožďovat změny řídicího napětí, tak aby funkce expandoru neměla slyšitelné zpoždění. Jako přípustné zpoždění nástupu expanze se udává 0,1 až 0,2 s, kdežto doznění může být pomalejší, 0,3 až 0,5 s.

Zapojení podle obr. 5.50 má řadu nedostatků. Jeho funkce je založena na tom, že přenosová charakteristika zesilovací elektronky V_2 je zakřivená, takže změnou předpětí lze regulovat zesílení; to však zároveň znamená, že zesilovaný signál musí být velmi malý, jinak by vznikalo zkreslení. Proto by expanzní stupeň měl být zařazen někde na začátku zesilovacího řetězce, kde je úroveň signálu nejnižší. Na druhé straně však při rychlé změně úrovně vznikají stejnosměrné rázy řídicího napětí, které se zesilovačem přenášejí jako přechodný jev, a mohou dočasně i úplně zahradit mřížkové obvody následujících elektronek. Aby se tato vada omezila, je účelné, v rozporu s předcházejícím požadavkem, umístit expanzní stupeň na úrovni

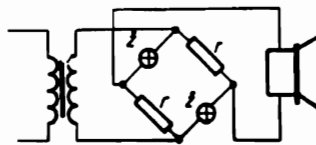
co nejvyšší. Zpravidla se volí kompromis a expanze se provádí v posledním stupni řídicího zesilovače.

Účelnější než zařazení regulačních elektronek do vlastního zesilovacího řetězce je obvod podle obr. 5.51a [52], [53], v němž regulační elektronka pracuje jako proměnný odpor. Mezi dvěma zesilovacími stupni V_1 , V_2 je zařazen napěťový dělič skládající se z předřadného odporu R a z paralelního odporu, který je tvořen drahou anoda—katoda regulační elektronky V_4 . Tato elektronka je v klidu bez předpětí, takže působí jako malý odpor odpovídající sklonu anodové charakteristiky v bodě a (obr. 5.51b). Při větším signálu se její předpětí zvětší o signální napětí zesílené a usměrněné pomocnou cestou $V_3—D$, takže se pracovní bod posune je směrem k bodu b , v němž má elektronka odpor mnohem větší. Tím se dělicí poměr děliče $R—V_4$ zvětší a signál na mřížce elektronky V_2 vzroste.

Protože vnitřní odpor pomocné elektronky V_4 se v rozsahu signálního napětí, které je na její anodě, téměř nemění, nevzniká tímto zapojením zkreslení signálu, pokud ovšem filtr F oddělí nf složku tak, aby se elektronkou V_4 nepřenášela do zesilovací cesty. Potíž spočívající v přenosu stejnosměrných rážů však zůstává i zde. Aby se tato závada omezila a zároveň přizpůsobila činnost expandoru požadavku fyziologické regulace, je anodový obvod elektronky V_4 spojen s mřížkou V_2 přes poměrně malý kondenzátor C , který zmenšuje přenos stejnosměrných rážů i působení expanze při hlubokých tónech.

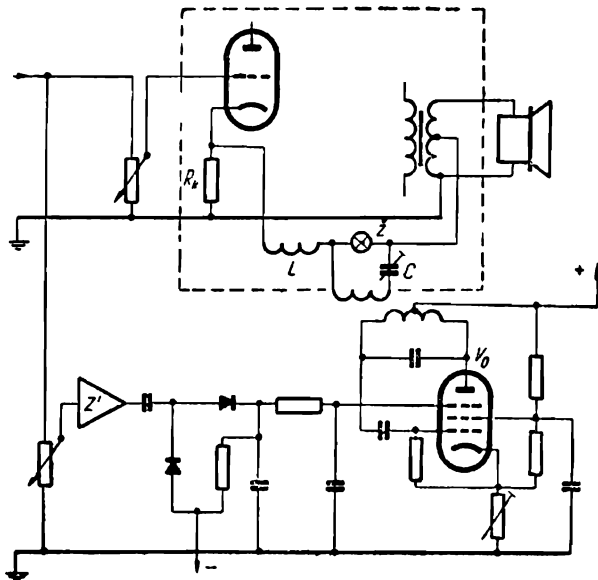
Výhodnější řešení než elektronky umožňují nelineární odpory jako termistory nebo žárovky. Nejjednodušší takové řešení expandoru je na obr. 5.52, kde je reproduktor k výstupu celého zesilovače připojen přes můstek, mající ve dvou protilehlých větvích žárovku λ a ve zbývajících větvích stálé odpory r . Tyto odpory jsou nastaveny tak, aby můstek byl při slabém signálu téměř vyvážen, takže na reproduktor se přenáší jen velmi malá část výstupního výkonu. Zvětší-li se signál, zvýší se teplota vláken žárovek, jejich odpor vzroste a tím se vyvážení můstku poruší, takže reproduktor pak dostává větší podíl z výstupního výkonu. Nevýhodou však je, že zařízení pracuje až od určité hlasitosti, kdežto při tiché reprodukci nejsou žárovky dostatečně vyžhaveny. Mimoto je nevýhodné i to, že velká část výstupního výkonu se ztratí v můstku.

Zlepšené zapojení, používající nelineárních odporů, avšak bez závad předcházejícího obvodu, je na obr. 5.53. Zde je výkonová část zesilovače překlenuta větví obvyklé záporné vazby, která však místo pevného předřadného odporu obsahuje žárovku λ . Tato žárovka je žhavana z výstupu



Obr. 5.52. Expanze můstkem s nelineárními odpory.

pomocného vf generátoru V_0 , který je tvořen pentodou modulovanou na brzdicí mřížce usměrněným a vyfiltrovaným signálním napětím, které bylo nejprve zesíleno pomocným zesilovačem Z' . Při zvýšení úrovně signálu se zvětšuje výstupní napětí generátoru, takže se žárovka přižhává a zvětší



Obr. 5.53. Expanze žárovkou žhavenou pomocným vf generátorem.

svůj odpor, a tím se zmenší zpětná vazba a vzroste zesílení hlavního zesilovače. Protože se k regulaci nepoužívá stejnosměrného napětí, nemohou v zesilovači vznikat stejnosměrné rázy a celé zařízení pracuje zcela klidně, bez jakýchkoli slyšitelných přechodných jevů. Napětí vf generátoru, které se zavádí do zpětnovazební větve, je od vlastního zesilovače odděleno tlumivkou L a má mimoto tak vysoký kmitočet (asi 2 MHz), že se zesilovačem nepřenáší. Pro správnou činnost expandoru je pouze nutno, aby zesilovač byl dostatečně stabilní i při největší zpětné vazbě, tak aby při slabém signálu nezačal kmitat. Mimoto odbočka výstupního transformátoru, z níž se odebírá zpětná vazba, musí mít tak malé signální napětí, aby se jím žárovka nemohla znatelně přižhavit, jinak by nastalo druhotné ovlivňování zpětné vazby výstupním napětím. Proto je odbočka asi u 3 V (při plném vybuzení) a místo jedné žárovky je použito v sérii šesti žárovek pro 4 V, 0,04 A, které by potřebovaly k plnému vyžhnutí 24 V, takže 3 V je znatelně neohřáje. Bylo také zkušeno nahradit je jedinou telefonní

žárovkou s kovovým vláknem pro 24 V, 0,05 A, avšak jednotlivé žárovky jsou výhodnější, protože jejich vlákna mají celkem 12 držáků odvádějících teplo, takže časová konstanta expanze je u nich menší než u telefonní žárovky se dvěma držáky vlákna. Snadno lze také zapojení přizpůsobit pro nahrazení žárovky např. termistorem; stačí změnit polaritu modulace nebo zařadit nelineární odpor do katodového obvodu. Podrobnější údaje tohoto zesilovače jsou uvedeny v odst. 5.9.5.

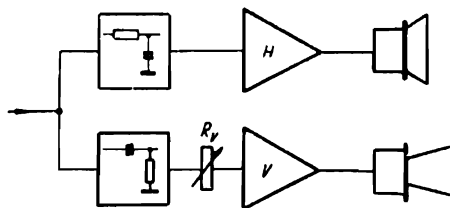
5.8 ZESILOVAČE S ROZDĚLENÝM KMITOČTOVÝM PÁSMEM

Jak poznáme v odst. 6.6, používá se k reprodukci velmi často aspoň dvou reproduktorů, z nichž jeden je lépe přizpůsoben pro nižší kmitočty a druhý pro vyšší kmitočty. K výstupu zesilovače jsou tyto reproduktory připojeny přes filtry, tvořící tzv. výhybku, která rozděluje výstupní výkon zesilovače tak, aby každý reproduktor dostával jen tu část kmitočtového pásma, pro kterou je výhodněji uzpůsoben.

Místo rozdělování pásma výhybkou umístěnou až na výstupu lze provést rozdělení hned na vstupu a zesilovat pak každou část pásma odděleným zesilovačem, podle skupinového zapojení na obr. 5.54 [54]. V tomto případě nezáleží u výhybky na ztrátách výkonu, nýbrž jde jen o napěťový přenos, takže může být složena jen z článků RC , popř. několikastupňových, neobsahujících indukčnosti. Hlavní zesilovač H se poněkud zjednoduší, protože nemusí přenášet vysoké kmitočty. Na vstupu přídatného zesilovače V pro vysoké kmitočty je potenciometr R_v , který slouží jako regulátor výšek a nahrazuje tak výškovou část tónového korektoru. Výškový zesilovač zpracovává jen poměrně malou část výkonu, a proto může být menší a nepotřebuje být ani dvojitý, protože jeho výstupní transformátor vystačí s malou primární indukčností, takže má malý počet závitů a nehrozí mu stejnosměrné přesycení.

Zesilovače tohoto druhu byly rozšířeny hlavně v dřívějších letech, kdy nebylo ještě zavedeno používání záporné zpětné vazby. Když totiž se tehdy připojil účinný výškový reproduktor k výstupu společného zesi-

lovače, který měl na dnešní zvyklosti poměrně velké zkreslení, reprodukoval výškový reproduktor převážně jen vysoké kmitočty vzniklé harmonickým a intermodulačním zkreslením, takže reprodukce, která při

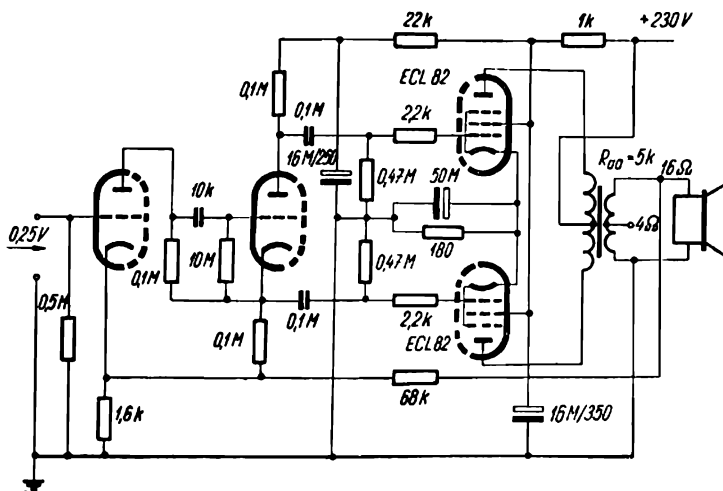


Obr. 5.54. Skupinové schéma dvoupásmového zesilovače.

produkcí. Zesilovač má čtyři stupně, které jsou všechny osazeny triodami. Také koncové tetrody jsou zapojeny jako triody a pracují ve třídě AB s automatickým předpětím. Odpor $100\ \Omega$ ve společném katodovém přívodu slouží k nařízení klidového proudu a odporem $100\ \Omega$ v příčné větvi se vyvažují proudy obou elektronek navzájem. Protože koncový stupeň potřebuje poměrně velké budicí napětí, jež by použitý invertor nemohl dodat, je vřazen budicí mezistupeň, jehož nepřemostěný katodový odpor $390\ \Omega$ přispívá k souměrnosti buzení. Invertor je s rozdělenou vazbou. Celý zesilovač je překlenut zápornou zpětnou vazbou $26\ \text{dB}$ vedenou ze sekundárního vinutí výstupního transformátoru na katodu vstupní elektronky, jež má v anodovém obvodu stabilizační člen $4,7\ \text{k}\Omega - 200\ \text{pF}$. Na výstupu je důkladně dimenzovaný výstupní transformátor, jehož vinutí je mnohokrát rozděleno a prostřídáno na způsob obr. 5.31c.

5.9.2 Úsporný zesilovač

Ve stereofonních zařízeních, kde je vše zapotřebí dvojmo, je snaha zesilovač co nejvíce zjednodušit, zejména zmenšit počet jeho elektronek. Krajní případ takového zjednodušení, který však přitom zachovává dobré



Obr. 5.56. Úsporný zesilovač (8 W).

vlastnosti dvojčinného koncového stupně se zápornou zpětnou vazbou, je na obr. 5.56. Zesilovač je osazen jen dvěma kombinovanými elektronkami ECL82, jejichž pentodové systémy tvoří dvojčinný koncový stupeň a triody

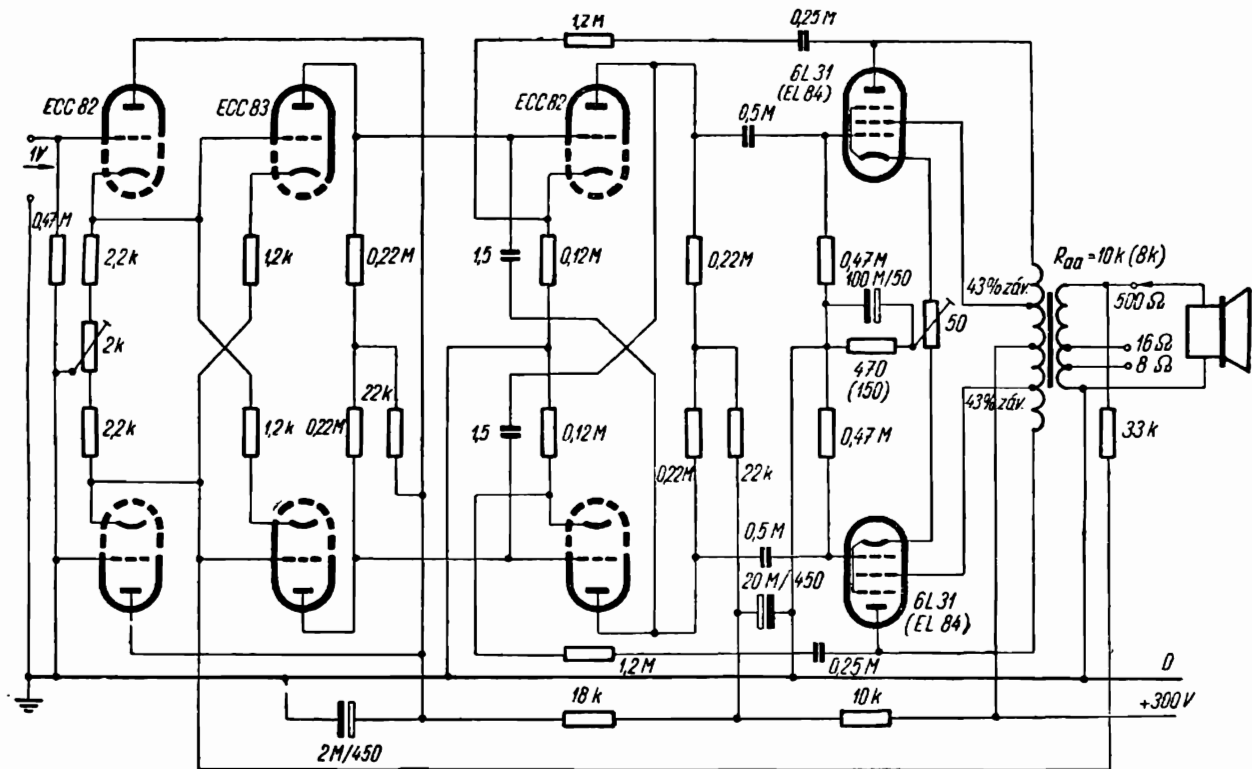
pracují jako invertor s rozdělenou zátěží a jako vstupní elektronka. Protože by však celkové zesílení nestačilo k zavedení dostatečné záporné vazby, je použito několika dalších úprav. Jednak je anodový odpor vstupní elektronky připojen ke katodě invertoru způsobem popsáním v odst. 5.6.1, takže se zmenší záporná vazba katodovým odporem a invertor má pak asi čtyřnásobné zesílení. Dále je společným katodovým odporem $1,6 \text{ k}\Omega$ zavedena kladná zpětná vazba mezi oběma triodami, která podobně jako v obr. 5.48 působí, že tato část je na mezi kmitání. Nakonec je větví $68 \text{ k}\Omega$ — $1,6 \text{ k}\Omega$ zavedena celková záporná vazba 10 dB , která celý zesilovač stabilizuje a určuje jeho zesílení. V původním prameni [31] je tato zpětná vazba kmitočtově závislá a obsahuje regulátory, které dovolují kmitočtové korekce, takže zesilovač nepotřebuje řídicí část a sám stačí k reprodukci signálu např. z krystalové přenosky. U zařízení, které má být označeno jako věrné, není však záhodno přehánět jednoduchost na úkor kvality, a proto je podle obr. 5.56 raději použito kmitočtově nezávislé záporné vazby odporem $68 \text{ k}\Omega$, která má za úkol zmenšovat jen zkreslení, kdežto kmitočtové korekce jsou předpokládány v řídicí části, bez níž se zesilovač se zdrojem nižší úrovně stejně neobejde.

Za zmínku ještě stojí, že první elektronka je anodově napájena jen úbytkem na katodovém odporu invertoru, na němž je asi 70 V . Z ohledů na minimální počet součástí je předpětí druhé triody získáno spádem na mřížkovém odporu, což je poněkud v rozporu se zásadami věrné reprodukce. Nic však nebrání vyvést předpětí z odbočky na katodovém odporu podle obr. 4.4.

5.9.3 Standardní zesilovač

Nejběžnějším osazením dnešních výkonových zesilovačů jsou dvě elektronky EL84, k nimž přistupuje dvojitá trioda ECC83 invertoru a vstupní elektronka, trioda nebo pentoda.

Zapojení takového zesilovače, který tvoří polovinu stereofonního dvoukanalového zařízení, je na obr. 5.57; na obr. 5.58 je celkové uspořádání i s řídicí částí. Koncový stupeň má místní zápornou vazbu typu Ultralinear, přičemž stínící mřížky jsou připojeny s ohledem na výstupní výkon jen asi k 20% primárních závitů. Aby nebylo nutno vybírat elektronky se stejným proudem, má každá elektronka vlastní katodový odpor pro automatické předpětí. Invertor je s katodovou vazbou a je vázán ke vstupní elektronce členem RC , takže její stárnutí nebo výměna nemá vliv na polohu jeho pracovního bodu. Vstupní elektronku tvoří jeden systém ECC83, jejíž druhý systém pracuje ve druhé polovině stereofonního zesilovače. Celková záporná vazba 20 dB je zavedena obvyklým způsobem z jedné poloviny souměrného, uprostřed uzemněného sekundárního vinutí výstup-



Obr. 5.59. Zesilovač s dvojitou zápornou vazbou (8 až 11 W).

5.9.4 Zesilovač s dvojí zápornou vazbou [55]

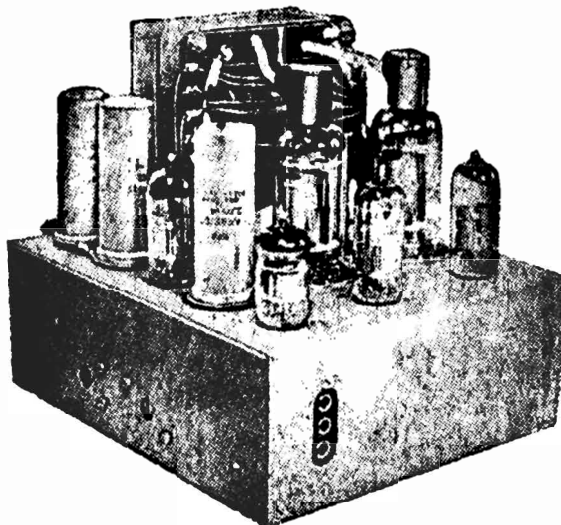
Na obr. 5.59 je zapojení zesilovače, který má zároveň dvě celkové záporné vazby, totiž obvyklou vazbu 20 dB překlenující celý zesilovač a mimoto ještě slabší vazbu 14 dB vedenou z anod koncových elektronek na katody budicího stupně. Koncový stupeň je v ultralinearním zapojení s odbočkami na 43 % závitů a je osazen buď elektronkami staršího typu 6L31, nebo novějšími EL84, pro něž platí údaje v závorkách. Budicí stupeň je zajímavý tím, že má vstupní kapacitu neutralizovanou pomocí kondenzátorů 1,5 pF křížově zapojených k protilehlým anodám. Invertor má dvě křížově vázané dvojitě triody, z nichž spodní systém první elektronky, na jehož katodu je zavedena celková zpětná vazba, slouží k vyrovnání souměrnosti. K souměrnosti přispívají i nepřemostěné odpory 22 k Ω v napájecích přívodech 2. a 3. zesilovacího stupně.

5.9.5 Zesilovač s expanzí dynamického rozsahu

Na obr. 5.60 je úplné zapojení výkonové části zesilovače s expanzí pracující podle odst. 5.7.2; jeho řídicí část je na obr. 4.71. Vstupní elektronka je ve společné baňce s invertorem, který je s rozdělenou zátěží. Koncové elektronky jsou svazkové tetrody s anodovou ztrátou 2×25 W (6L50) se 380 V na anodě a s pevným předpětím. Mají místní zápornou vazbu na katody z vinutí n_k , které má $1/6$ závitů anodového vinutí n_a . Protože se tím zvětší potřebné budicí napětí, takže by k tomu inverzní elektronka nestačila, je použito budicího stupně V_3 , V_4 se dvěma pentodami (EF80), které mají také místní zápornou vazbu nepřemostěnými katodovými odpory 390 Ω . Zbývající společný katodový odpor 3,9 k Ω a také společný odpor 0,1 M Ω v obvodu stínících mřížek slouží k zajištění souměrnosti buzení. Kondenzátory 2 μ F spojují konce katodového vinutí výstupního transformátoru se stejnohlými odbočkami anodového vinutí a zmenšují tím poněkud rozptyl mezi oběma polovinami primárního vinutí. Elektronka V_7 (EF80) pracuje jako pomocný vf oscilátor s oscilačním okruhem L_0C_0 v tříbodovém zapojení, který kmitá asi na 2 MHz. Oscilátor je na brzdící mřížce amplitudově modulován usměrněným signálním napětím, které dostává přes svorku b z elektronky V_3 a diod D_1 , D_2 řídicí části. Brzdící mřížka má v klidu značné záporné předpětí, které získává jednak připojením diod na -40 V, jednak potenciometrem P_k v katodovém přívodu a tím je pracovní bod oscilační elektronky nařízen tak, že v klidu je právě před vysazením kmitů. Teprve při buzení začne elektronka V_3 a diody řídicího zesilovače dodávat usměrněné signální napětí kladné polarity, čímž se záporné předpětí brzdící mřížky zmenšuje, takže oscilační napětí vzrůstá. Oscilační

okruh je vázán s cívkou L_v , z níž se přes nastavitelný kondenzátor 200 pF odebírá žhavení žárovek $ž_1$ až $ž_6$.

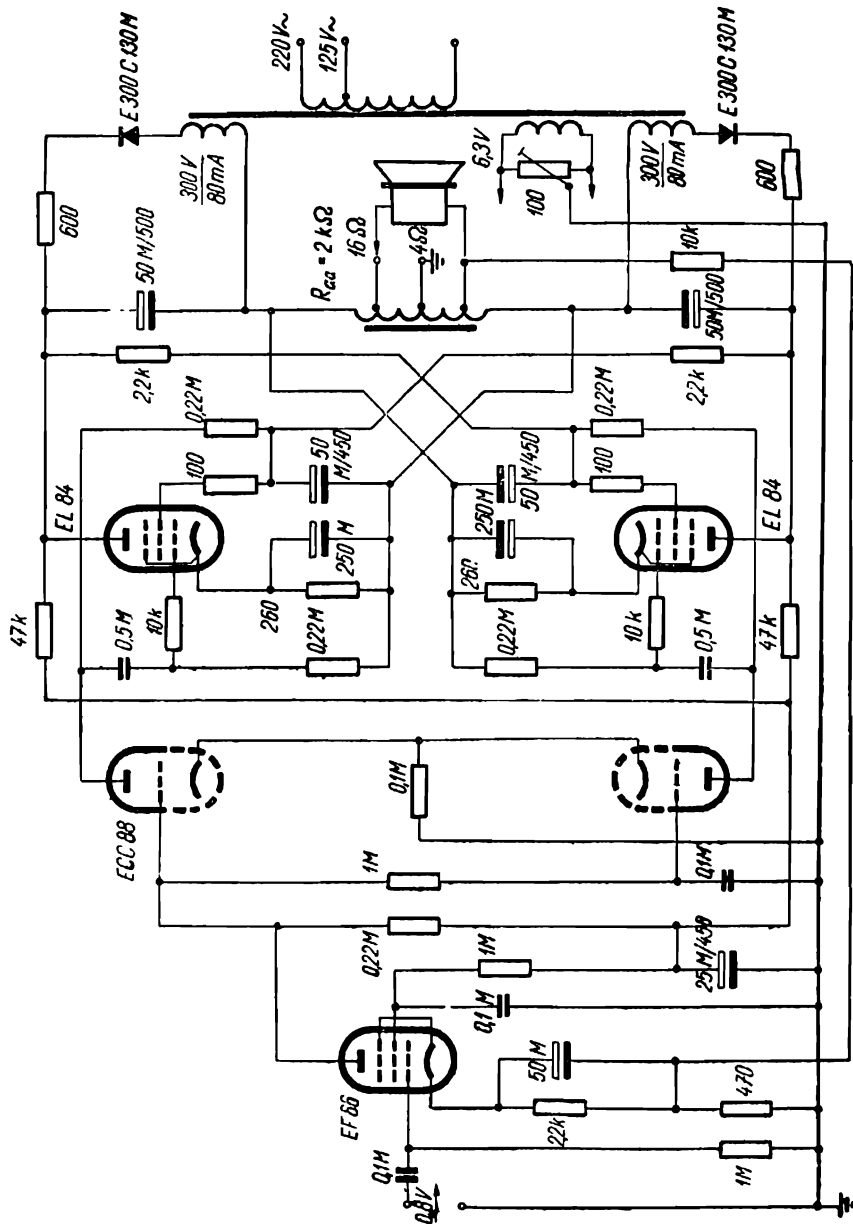
Při uvádění do chodu je nutno nejprve obvyklým způsobem vyzkoušet činnost zesilovače bez expanze, tj. např. s vyňatou oscilační elektronkou. Pak se při potenciometru e_3 (obr. 4.71) nařízeném na nejmenší odpor vyzkouší činnost oscilátoru, který se potenciometrem P_k nařídí tak, aby měl co nejmenší výstupní napětí, což lze kontrolovat např. mřížkovým proudem. Potom se potenciometr e_3 pootočí výše a kontroluje se, zda vzrůstá oscilační napětí. Konečně se kondenzátor 200 pF vyladí do rezonance tak, aby žárovky byly co nejvíce nažhaveny. S danou elektronkou (EF80) oscilátoru nežhaví žárovky ovšem naplno, avšak expanze přesto pracuje dostatečně, jak je vidět z obr. 5.61, v němž přímka A znázorňuje průběh výstupního napětí zesilovače bez expanze, tj. s potenciomet-



Obr. 5.62. Provedení zesilovače z obr. 5.60.

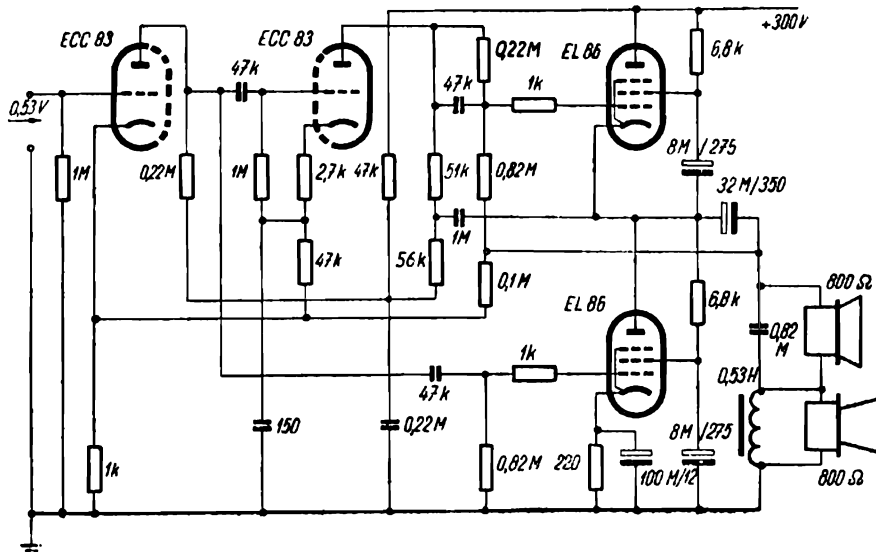
rem e_3 v nulové poloze a žárovkami téměř studenými. Přímka B , ležící asi o 10 dB výše, udává průběh se žárovkami trvale vyžhavenými plným vf napětím, které oscilátor je s to dodat. Konečně strmější křivka C znázorňuje průběh výstupního napětí s expanzí; jak je vidět, zvýší se dynamický rozsah výstupního napětí o požadovaných 10 dB, přičemž úroveň, od níž expanze začíná působit, závisí na nařízení potenciometru e_3 .

Bylo by sice možno namítnout, že expanze pracuje na úkor stupně záporné vazby, takže má za následek větší zkreslení, v daném případě je však zkreslení omezeno tím, že důsledně v každém stupni zesilovače je použito ještě místní záporné vazby, a to u prvních tří elektronek katodovými odpory a v koncovém stupni katodovým vinutím n_k , takže malé zkreslení je zajištěno bez ohledu na stupeň celkové zpětné vazby. Místní vazby zároveň působí, že zesilovač je stabilní i při největší celkové vazbě, aniž je nutno používat jinak obvyklého stabilizačního členu RC mezi první a druhou elektronkou.



Obr. 5.63. Souměrný paralelní zesilovač (15 W).

Na obr. 5.62 je provedení výkonové části tohoto zesilovače. Vlevo za elektrolytickým kondenzátorem je elektronka EF80 oscilátoru, vpředu dvojitá trioda ECC85 a obě budící pentody, za nimiž jsou koncové tetrody 6L50. Výkonová část je určena k vestavění do skříně, a proto nemá ovládací členy. Řídicí i napájecí část jsou umístěny odděleně.



Obr. 5.64. Nesouměrný paralelní zesilovač se zápornou a kladnou zpětnou vazbou (7 W).

Zesilovače lze ovšem použít i bez expanze dynamiky. V tomto případě se vynechá oscilační elektronka a její příslušenství z výkonové části a elektronka V_3 s příslušenstvím z řídicí části. Žárovky s vf tlumivkou a s vazební cívkou ve zpětnovazební větvi se nahradí odporem, který v případě, že jde k odbočce s napětím 3 V, má velikost 330 Ω . Je však zbytečné odbočku vyvádět, protože sloužila jen pro přizpůsobení žárovkám, a stačí tedy zavést zpětnou vazbu z jednoho kraje sekundárního vinutí přes odpor 1,2 k Ω .

5.9.6 Souměrný paralelní zesilovač

Na obr. 5.63 [47] je zapojení zesilovače, který má koncový stupeň typu probraného ve spojení s obr. 5.38. Na výstupu je autotransformátor (2 k Ω /16 Ω) s uzemněným středním vývodem. Stínící mřížka každé koncové elektronky je spolu s anodou příslušné budící elektronky napájena vždy z anody protější koncové elektronky přes srážecí odpor 2,2 k Ω , který

je přemostěn kondenzátorem $50 \mu\text{F}$ k příslušné katodě. Protože jsou zde dva napájecí zdroje, je zakreslena i usměrňovací část, obsahující dvě vinutí po 300 V na společném transformátoru, s křemíkovými ventily, které jsou připojeny přes omezovací odpory 600Ω ke sběrným kondenzátorům $50 \mu\text{F}$.

Invertor má katodovou vazbu a je přímo spojen s anodou vstupní pentody, na jejíž katodu je zavedena celková záporná vazba z odbočky výstupního transformátoru. První stupeň je napájen přes symetrizační odpory $47 \text{ k}\Omega$ z obou anodových zdrojů.

5.9.7 Nesouměrný paralelní zesilovač [50]

Na obr. 5.64 je podrobné zapojení zesilovače, který byl probrán v odst. 5.62 a na obr. 5.48. Zapojení se liší od obr. 5.48 v podstatě jen tím, že katodový odpor elektronky V_2 je přemostěn k zemi kondenzátorem 150 pF , což koriguje horní konec kmitočtové charakteristiky tohoto stupně, který by jinak, vlivem vstupní kapacity této elektronky, klesal. Mimoto je zde mřížkové předpětí horní koncové elektronky, které nebylo na obr. 5.48 uvažováno, získáno pomocí odporového děliče $0,22 \text{ M}\Omega$ a $0,82 \text{ M}\Omega$, zapojeného mezi anodu elektronky V_2 a zátěž.

Reproduktorová soustava je připojena k výstupu zesilovače pomocí sériové výhybky $0,82 \mu\text{F}$ — $0,53 \text{ H}$, která rozděluje výstup při kmitočtu 240 Hz .

6. REPRODUKTORY

Posledním členem přenosového řetězce z obr. 1.1 je reproduktor. Na rozdíl od předcházejících částí není tento člen již jen výhradně elektrického rázu, nýbrž představuje elektroakustický měnič, který vedle elektrické strany má též stranu akustickou.

6.1 VYZAŘOVACÍ SYSTÉM REPRODUKTORU

Elektrickou stranu tvoří pohonný systém reproduktoru (P, obr. 6.1), který mění přivedenou elektrickou energii v mechanický pohyb, kdežto akustickou stranu představuje membrána S reproduktoru, nebo obecněji řečeno, jeho vyzářovací systém, který přenáší pohyb na okolní vzduch.

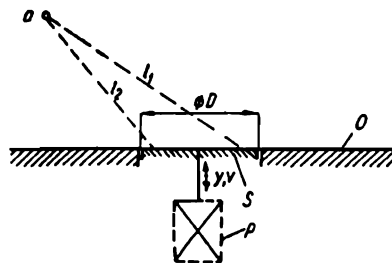
6.1.1 Vyzářovací impedance ideální membrány

Ideální membránu si lze představit jako nehmotnou a přitom dokonale tuhou kruhovou desku o průměru D , která je bez jakéhokoli středění uložena v otvoru nekonečně velké deskové ozvučnice O (obr. 6.1) a kmitá jako píst sinusovým pohybem s výchylkou y a kmitočtem f , takže její rychlost

$$v = j2\pi fy \quad (6.1)$$

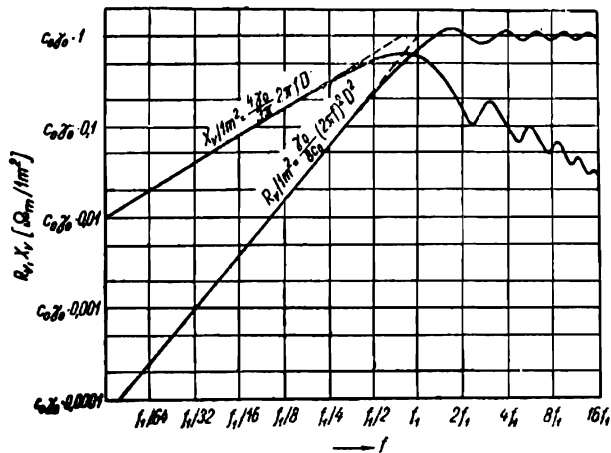
Při pohybu střídavě stlačuje a zřěďuje vzduch na obou svých stranách a tyto změny tlaku se šíří ve formě zvuku do okolí rychlostí, která za obvyklého tlaku a teploty má velikost $c_0 = 344$ m/s. Tím membrána vyzářuje část své pohybové energie do okolního vzduchu a ten naopak brzdí její pohyb silou F , která je úměrná rychlosti jejího pohybu, tj.

$$F = Z_m v \quad (6.2)$$



Obr. 6.1. Ideální pístová membrána v nekonečné ozvučné desce.

Tato závislost se formálně podobá Ohmovu zákonu, a proto se konstanta úměrnosti Z_m nazývá mechanická impedance a měří se někdy v jednotkách mechanický ohm (Ω_m). Jeden mechanický ohm je tedy impedance, při níž k dosažení rychlosti 1 m/s je nutná síla 1 N*). Podobně jako elektrická impedance může být i mechanická impedance buď činná, tj. mechanický



Obr. 6.2. Složky vyzářovací impedance ideální pístové membrány.

odpor, nebo reaktanční a v obecném případě je působena i jinými příčinami než jen vyzářováním.

Podrobnějším rozбором [56], [57], lze dojít k výsledku, že vyzářovací mechanická impedance, kterou působí vzduch na jednu stranu ideální membrány s průměrem D , má kmitočtový průběh podle obr. 6.2, na němž jsou znázorněny její činná složka R_v a reaktanční složka X_v pro 1 m² plochy S membrány. Činná složka R_v nejprve s druhou mocninou kmitočtu vzrůstá a od určitého charakteristického kmitočtu f_1 se postupně ustálí na velikosti $c_0 \gamma_0 = 414$, což je vlnový odpor vzduchu, tj. součin z rychlosti zvuku $c_0 = 344$ m/s a měrné hmoty vzduchu $\gamma_0 = 1,2$ kg/m³. Reaktanční složka X_v vzrůstá nejprve úměrně s kmitočtem, ale dále opět klesá postupně až k nule. Pro zjednodušení dalších úvah nahrazujeme tyto průběhy přímkovými úseky (znázorněnými čárkovaně na obr. 6.2), a budeme proto počítat až do kmitočtu f_1 s odporem pro membránu plochy $S = \frac{\pi D^2}{4}$

$$R_v = \frac{\gamma_0}{8c_0} (2\pi f)^2 D^2 S = 1,35 f^2 D^4 \cdot 10^{-2} [\Omega_m; \text{Hz}, \text{m}] \quad (6.3)$$

*) 1N (Newton) = 10⁵ dyn

kdežto nad tímto kmitočtem

$$R_v = c_0 \gamma_0 S = 325 D^3 \quad [\Omega_m; \text{m}] \quad (6.4)$$

Při kmitočtu f_1 musí oba tyto výrazy vést ke stejnému výsledku, z čehož vyplývá charakteristický kmitočet membrány

$$f_1 = \frac{155}{D} \quad [\text{Hz}; \text{m}] \quad (6.5)$$

Jak je vidět, závisí tento kmitočet na průměru membrány a u běžných membrán ($D = 0,1$ až $0,4$ m) je v rozmezí 1500 až 400 Hz. Podobně nahradíme přímkou průběh reaktanční složky pod f_1 , takže má velikost

$$X_v = \frac{4\gamma_0}{3\pi} 2\pi f D S = 2,51 f D^3 \quad [\Omega_m; \text{Hz}, \text{m}] \quad (6.6)$$

kteřá je stejná, jako kdyby současně s deskou kmital sloupec okolního vzduchu průměru D a výšky $\frac{4}{3\pi} D$, který má hmotu

$$m_{vz} = \frac{4}{3\pi} D S \gamma_0 = 0,4 D^3 \quad [\text{kg}; \text{m}] \quad (6.7)$$

Nad kmitočtem f_1 se sloupec kmitajícího vzduchu snižuje, až při dostatečně vysokém kmitočtu zcela vymizí.

Tyto složky má vyzařovací impedance po jedné straně ideální pístové membrány; je-li membrána uložena v desce volné z obou stran, působí stejné síly po obou stranách, takže je nutno uvedené složky násobit dvěma.

6.1.2 Mechanická impedance skutečné membrány

Kmitací systém skutečného reproduktoru se liší od ideální membrány tím, že jednak jeho membrána není zpravidla plochá, nýbrž kuželová, jednak tím, že má určitou hmotu m , jež se skládá z hmoty m_m vlastní membrány a přilehlé části středění a z hmoty m_k kmitací cívky. Systém není také v desce uložen volně, nýbrž má středění s tuhostí s , jež má mimoto jisté vnitřní tření, které však pro zjednodušení zanedbáme. Aby tento systém kmital rychlostí v při kmitočtu f , při němž je jeho výchylka podle (6.1)

$$y = \frac{v}{j2\pi f}$$

musí mu pohonný systém dodávat sílu, která kryje všechny složky mechanické impedance, tj. složku síly nutnou pro překonání vyzařovacího odporu R_v (v rozsahu pod f_1 podle (6.3))

$$F_R = R_v v = 1,35 f^2 D^4 v \cdot 10^{-2} \quad (6.8)$$

pro překonání reaktance vlastní hmoty membrány m a hmoty spolukmitajícího vzduchu m_{vz} podle (6.7)

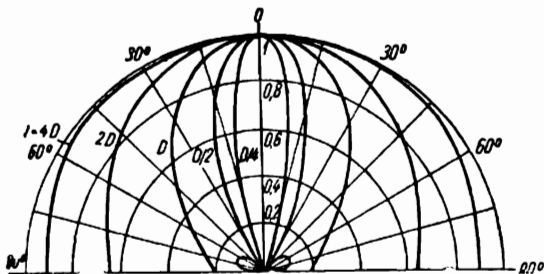
$$F_m = j2\pi f v (m + m_{vz}) \quad (6.9)$$

a pro překonání tuhosti středění s

$$F_s = s y = \frac{s v}{j2\pi f} \quad (6.10)$$

6.1.3 Směrová charakteristika vyzařování

Dosud jsme nerozlišovali, jak je vyzařování reproduktoru rozděleno v prostoru před deskou, a jen jsme předpokládali, že působí ve všech směrech. Ve skutečnosti vyzařuje membrána stejnoměrně všemi směry jen při velmi nízkých kmitočtech, u nichž je její průměr malý proti vlnové délce. U kmitočtů, při nichž je vlnová délka srovnatelná s průměrem membrány, soustřeďuje se zvuk v ose reproduktoru, což je způsobeno tím, že



Obr. 6.3. Směrová charakteristika ideální pístové membrány.

části membrány v místě a proti sobě. Směrové charakteristiky pístové kmitající deskové membrány pro různé kmitočty jsou na obr. 6.3, z něhož je patrné, že při kratších vlnových délkách, tj. při vyšších kmitočtech nastává svazkování do stále užšího paprsku.

posluchač v místě a mimo osu (obr. 6.1) má nestejnou vzdálenost od jednotlivých částí membrány, takže zvuk vyzařovaný těmito částmi se k němu dostává s rozdílnou fází a nesčítá se proto algebraicky, nýbrž vektorově. Je-li rozdíl vzdáleností $l_1 - l_2$ roven polovině vlnové délky, působí vyzařování obou uvažovaných

6.2 POHONNÝ SYSTÉM ELEKTRODYNAMICKÉHO REPRODUKTORU

6.2.1 Náhradní schéma

Pohonný systém elektrodynamického reproduktoru se skládá, jak známo, z válcové kmitací cívky K (obr. 6.4), která má n závitů s celkovou délkou vodiče $l = \pi dn$ a je uložena v magnetickém poli s indukcí B . Ze všeobecné elektrotechniky je známo, že při průchodu proudem I působí na cívku axiální síla

$$F = BlI \quad [N; T, m, A]$$

odkud lze určit proud nutný k vyvození žádané síly F

$$I = \frac{F}{Bl}$$

Pohonná síla musí krýt složky podle (6.8) až (6.10) a lze si proto představit, že také proud I má jednotlivé složky, které kryjí složky potřebné síly, a to

$$I_R = \frac{F_R}{Bl} = \frac{1,35f^2 D^4 v \cdot 10^{-2}}{Bl}$$

$$I_m = \frac{F_m}{Bl} = \frac{j2\pi f v (m + m_{vz})}{Bl}$$

$$I_s = \frac{F_s}{Bl} = \frac{sv}{j2\pi f Bl}$$

Protože při pohybu cívky rychlostí v se v ní indukuje napětí

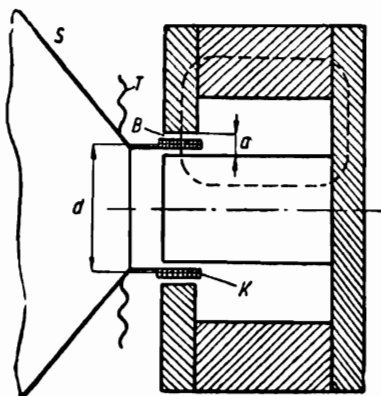
$$U = Blv \quad [V; T, m, m/s]$$

lze vypočítat velikost impedancí, které by při tomto napětí propouštěly uvedené složky proudu

$$\text{pro složku } I_R: \quad \frac{U}{I_R} = \frac{B^2 l^2 v}{1,35f^2 D^4 v \cdot 10^{-2}} = \frac{(Bl)^2 \cdot 10^2}{1,35f^2 D^4}$$

$$\text{pro složku } I_m: \quad \frac{U}{I_m} = \frac{B^2 l^2 v}{j2\pi f v (m + m_{vz})} = \frac{(Bl)^2}{j2\pi f (m + m_{vz})}$$

$$\text{pro složku } I_s: \quad \frac{U}{I_s} = \frac{jB^2 l^2 2\pi f v}{sv} = \frac{j2\pi f (Bl)^2}{s}$$



Obr. 6.4. Pohonný systém elektrodynamického reproduktoru.

Jak patrně, je první impedance stejná, jako by měl činný elektrický odpor

$$R = \frac{(Bl)^2 \cdot 10^8}{1,35^2 D^4} \quad [\Omega; T, m, Hz, m] \quad (6.11)$$

druhá impedance stejná, jakou by měl kondenzátor kapacity

$$C = \frac{m + m_{vz}}{(Bl)^2} \quad [F; kg, T, m] \quad (6.12)$$

a třetí impedance stejná, jakou by měla indukčnost

$$L = \frac{(Bl)^2}{s} \quad [H; T, m, N/m] \quad (6.13)$$

Přitom by všechny tyto impedance musely být spojeny paralelně, aby se jejich proudy sčítaly.

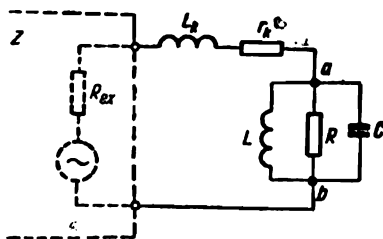
Kmitací cívka má mimoto ještě určitý vlastní odpor r_k odpovídající délce $l = \pi dn$ a průřezu q použitého vodiče s měrným odporem ρ

$$r_k = \frac{\rho l}{q} \quad [\Omega; \Omega mm^2/m, m, mm^2] \quad (6.14)$$

a dále vlastní indukčnost. Její velikost lze vypočíst jen velmi nepřesně, protože cívka je obklopena železnou kostrou magnetového systému, která působí do jisté míry jako závit nakrátko, čímž se indukčnost zmenšuje. Přibližně lze zjistit indukčnost jako u válcové cívky se stejným počtem závitů n o průměru d a s délkou silové čáry, která po přepočtení na vzduch se rovná asi pětinašobku tloušťky a vzduchové mezery. Podle toho je

$$L_k \doteq \frac{1,26 n^2 \pi d^2}{5a \cdot 4} \doteq 0,2 \frac{n^2 d^2}{a} \quad [mH; m, mm] \quad (6.15)$$

Náhradní schéma reproduktoru s těmito členy je na obr. 6.5. Tento



Obr. 6.5. Náhradní schéma elektrodynamického reproduktoru.

obvod je náhradním schématem elektrodynamického reproduktoru v tom smyslu, že zatěžuje výstupní stranu zesilovače při všech kmitočtech stejným způsobem jako skutečný reproduktor se všemi svými mechanickými i elektrickými parametry. Je to tedy skutečná elektrická náhrada reproduktoru a nikoli jen elektromechanická analogie jakých se často používá ke znázornění mechanických soustav formou elektrického obvodu. Přesnost nahra-

zení je ovšem omezena tím, že jsme pro jednoduchost zanedbali některé méně významné veličiny, jako vnitřní tření středící membrány, přesný průběh vyzářovací impedance apod.

6.2.2 Jmenovitá impedance

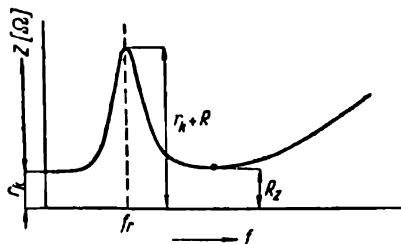
Ze schématu na obr. 6.5 lze již posoudit kmitočtovou závislost elektrické impedance reproduktoru. Přitom je nutno mít na paměti, že velikost odporu R není stálá, nýbrž až do kmitočtu f_1 klesá s druhou mocninou kmitočtu, jak vyplývá ze vzorce (6.11). Při velmi nízkých kmitočtech jsou reaktance indukčnosti L_k , L velmi malé, takže výsledná impedance je tvořena jen odporem r_k kmitací cívky. Poněkud výše, ale ještě pod rezonančním kmitočtem okruhu LC se impedance zvětšuje a má přitom indukční charakter, protože admitance kondenzátoru C je zde ještě příliš malá. Při rezonančním kmitočtu okruhu LC , tj. při

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{s}{m + m_{vz}}} \quad [\text{Hz}; \text{N/m, kg}] \quad (6.16)$$

působí mezi body a , b jen odpor R , takže celková impedance by byla $r_k + R$, ale ve skutečnosti je menší vlivem vnitřního tření středění. Nad rezonančním kmitočtem se impedance opět zmenšuje a má jednak kapacitní složku od okruhu LC , jednak postupně se zvětšující indukční složku od vlastní indukčnosti L_k . Při kmitočtu několika set hertzů nastává rezonance mezi kapacitou C a paralelně působícími indukčnostmi L , L_k , takže obě reaktanční složky impedance se vzájemně vykompenzují a výsledná impedance je pak ryze činná. V okolí tohoto kmitočtu má impedance nejmenší velikost z celého pracovního rozsahu reproduktoru, nepočítáme-li ovšem oblast pod rezonančním kmitočtem f_r . Tato velikost se označuje jako tzv. jmenovitá impedance a je zpravidla o 10 až 20 % větší než odpor r_k kmitací cívky; toto zvětšení je způsobeno tím, že obě vzájemně se kompenzující impedance mají činné složky pocházející od vyzářovacího odporu, od tření středění a od ztrát v železe magnetického obvodu.

Jmenovitá impedance, která je tedy vlastně jen činným odporem R_z je významnou veličinou reproduktoru. Je to odpor, se kterým počítáme při navrhování výstupního transformátoru nebo při konstrukci výhybek.

Celkový průběh impedance je na



Obr. 6.6. Kmitočtová závislost elektrické impedance elektrodynamického reproduktoru.

obr. 6.6, kde R_z je jmenovitá impedance. Abychom získali představu o velikostech jednotlivých členů, vypočítáme parametry náhradního schématu reproduktoru, u něhož

efektivní průměr membrány	$D = 0,17 \text{ m}$
magnetická indukce B v mezeře	$B = 1 \text{ T}$
šířka mezery pro kmitací cívku	$a = 1 \text{ mm}$
střední průměr kmitací cívky	$d = 0,026 \text{ m}$
počet závitů kmitací cívky	$n = 67$
drát kmitací cívky	$\varnothing 0,16 \text{ Cu}$, tj. $q = 0,02 \text{ mm}^2$
délka drátu kmitací cívky	$l = 5,5 \text{ m}$
hmota kmitacího systému	$m = 0,005 \text{ kg}$
tuhost kmitacího systému	$s = 1000 \text{ N/m}$

Předpokládáme, že reproduktor je uložen v deskové ozvučnici volně z obou stran, takže složky jeho vyzářovací impedance je nutno násobit dvěma. Podle vzorce (6.7) je pak hmota spolukmitajícího vzduchu

$$m_{vz} = 2 \cdot 0,4 \cdot 0,17^3 = 0,004 \text{ kg}$$

Rezonanční kmitočet podle (6.16)

$$f_r = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1000}{0,005 + 0,004}} = 53 \text{ Hz}$$

Charakteristický kmitočet membrány podle (6.5)

$$f_1 = \frac{155}{0,17} = 910 \text{ Hz}$$

Odpor R náhradního schématu podle (6.11) při kmitočtu f_1 a výše pro obě strany membrány

$$R = \frac{(1 \cdot 5,5)^2 \cdot 10^2}{2 \cdot 1,35 \cdot 910^2 \cdot 0,17^4} = 1,6 \Omega$$

kdežto např. při rezonančním kmitočtu je tento odpor

$$R = \frac{(1 \cdot 5,5)^2 \cdot 10^2}{2 \cdot 1,35 \cdot 53^2 \cdot 0,17^4} = 480 \Omega$$

Kapacita C náhradního schématu podle (6.12)

$$C = \frac{0,005 + 0,004}{(1 \cdot 5,5)^2} = 296 \mu\text{F}$$

Indukčnost L náhradního schématu podle (6.13)

$$L = \frac{(1 \cdot 5,5)^2}{1000} = 30,25 \text{ mH}$$

Vlastní odpor kmitací cívky podle (6.14)

$$r_k = \frac{0,0178 \cdot 5,5}{0,02} = 4,8 \ \Omega$$

Vlastní indukčnost kmitací cívky podle (6.15)

$$L_k = 0,2 \frac{67^2 \cdot 0,026^2}{1} = 0,61 \text{ mH}$$

6.2.3 Účinnost

V rozsahu dostatečně nad rezonančním kmitočtem f_r , avšak pod charakteristickým kmitočtem f_1 lze zanedbat vlastní indukčnost L_k kmitací cívky, jejíž reaktance je v tomto rozmezí proti r_k malá, a dále také indukčnost L , jejíž admitance je malá proti admitanci kapacity C . Tím se náhradní schéma zjednoduší podle obr. 6.7. Protože i reaktance kondenzátoru C je zde proti r_k malá, je procházející proud I určen hlavně odporem kmitací cívky, takže přibližně platí

$$I \doteq \frac{U}{r_k}$$

Protože odpor R je velký proti reaktanci kondenzátoru C , prochází celý tento proud kondenzátorem, na němž tím vznikne napětí

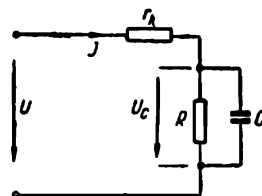
$$|U_o| = \frac{I}{2\pi f C} = U \frac{1}{2\pi f r_k C} \quad (6.17)$$

Účinnost je poměr výkonu na odporu R k výkonu dodanému do odporů r_k a R . Protože však výkon na odporu R je ve srovnání s výkonem na r_k malý, lze přibližně psát

$$\eta \doteq \frac{N_R}{N_r} \cdot 100 = \frac{U_o^2}{R} \cdot 100$$

Po dosazení za I a za U_o z (6.17) a úpravě

$$\eta = \frac{100}{(2\pi f)^2 r_k C^2 R} \quad (6.18)$$



Obr. 6.7. Náhradní schéma pro střední kmitočty.

a po dosazení z (6.12) a (6.11) za C a R a další úpravě

$$\eta = 3,44 \left(\frac{Bl}{m_0} \right)^2 \frac{D^4}{r_k} \cdot 10^{-2} \quad [\% ; T, m, m, kg, \Omega] \quad (6.19)$$

kde m_0 značí celkovou kmitající hmotu $m + m_{vz}$. Protože byl dosazen odpor R odvozený z vyzářovacího odporu jedné strany membrány, týká se také vypočtená účinnost jen výkonu vyzářeného na jednu stranu membrány.

Účinnost reproduktoru z uvedeného příkladu je podle toho

$$\eta = 3,44 \left(\frac{1 \cdot 5,5}{0,009} \right)^2 \frac{0,17^4}{4,8} \cdot 10^{-2} = 2,24 \%$$

Je třeba připomenout, že vzorec (6.19) se vztahuje k náhradnímu schématu, jež vystihuje reproduktor jen přibližně, takže takto vypočtená účinnost nemusí vždy souhlasit s účinností zjištěnou měřením. Přesto však je vzorec (6.19) užitečný, protože umožňuje posoudit, které veličiny mají na účinnost vliv.

Takto zjištěná účinnost platí v rozsahu od asi trojnásobného rezonančního kmitočtu až do f_1 . Snižujeme-li kmitočet, takže se blíží rezonančnímu, začíná se uplatňovat indukčnost L , představující tuhost systému, která kompenzuje vliv kapacity C , tj. vliv hmoty systému, tak jako by ve vzorci (6.19) byla hmota menší, takže účinnost se zvětšuje. Při rezonančním kmitočtu je vliv celé hmoty vykompenzován tuhostí, takže účinnost se značně zvětší.

Pod rezonančním kmitočtem převládá vliv tuhosti nad hmotou a účinnost rychle klesá sklonem 12 dB na oktávu, takže kmitočtový rozsah je na dolním okraji pásma omezen rezonančním kmitočtem.

Nad kmitočtem f_1 zůstává již velikost vyzářovacího odporu stálá podle (6.4), takže také elektrický odpor R je stálý

$$R = \frac{(Bl)^2}{325D^2}$$

a po dosazení do (6.18) je účinnost v tomto rozsahu

$$\eta = \frac{825}{f^2 r_k} \left(\frac{Bl}{m_0} \right)^2 \quad [\% ; T, m, Hz, \Omega, kg] \quad (6.20)$$

Jak patrně, zmenšovala by se v tomto rozsahu účinnost s druhou mocninou kmitočtu, avšak výpočet zde již není spolehlivý, protože při vyšších kmitočtech nekmitá membrána jako celek.

6.2.4 Zatížitelnost

Výkon vyzářený reproduktorem vyplývá ze vztahu všeobecné mechaniky

$$N_v = R_v v^2$$

z čehož po dosazení za R_v z (6.3) a za $v = 2\pi f y$ (v efektivních hodnotách) je v kmitočtovém pásmu pod f_1

$$N_v = 0,53 f^4 D^4 y^2 \quad (6.24)$$

Flektrický příkon do reproduktoru

$$N_e = \frac{N_v}{\eta} \cdot 100$$

takže po dosazení za N_v z (6.24) a za účinnost ze vzorce (6.19) je

$$N_e = \frac{1550 f^4 m_o^2 r_k}{(Bl)^2} y^2 \quad (6.25)$$

Zároveň přibližně, aspoň pro nižší kmitočty, platí

$$N_e \doteq r_k I^2$$

takže tento vzorec lze přepsat do tvaru

$$I \doteq \frac{(2\pi f)^2 m_o}{Bl} y \quad (6.26)$$

Např. u dříve uvedeného reproduktoru je při kmitočtu $f = 200$ Hz k dosažení efektivní výchylky $y = 0,5$ mm = 0,0005 m nutný příkon

$$N_e = \frac{1550 \cdot 200^4 \cdot 0,009^2 \cdot 4,8}{(1 \cdot 5,5)^2} \cdot 0,0005^2 = 8 \text{ W}$$

popř. proud

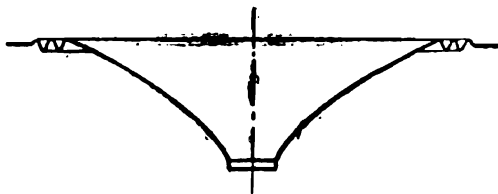
$$I = \frac{(6,28 \cdot 200)^2 \cdot 0,009}{1 \cdot 5,5} \cdot 0,0005 = 1,29 \text{ A}$$

Ze vzorce (6.24) vyplývá, že vyzářený výkon závisí na ploše, popř. průměru membrány. Příkon však souvisí podle (6.25) s průměrem D jen nepřímým, že při větším průměru membrány je větší celková hmota m_o . Dále je patrné, že výkon i příkon jsou úměrné druhé mocnině výchylky membrány a dokonce čtvrté mocnině kmitočtu. Proto daný příkon způsobí při n krát vyšším kmitočtu jen n^2 krát menší výchylku membrány, nebo naopak pro daný výkon a výchylku membrány při n krát vyšším kmitočtu stačí podle (6.24) n krát menší průměr membrány.

6.2.5 Zkreslení

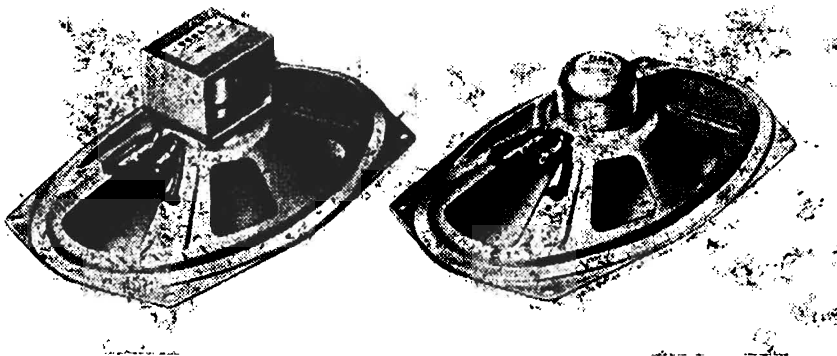
Skutečná závislost mezi elektrickým proudem a výchylkou membrány není však tak lineární, jak by vyplývalo z rovnice (6.26). Jednak při velkých výchylkách se kraje kmitací cívky vynořují ze vzduchové mezery, nebo aspoň z její vnitřní části, v níž je homogenní magnetické pole, čímž se mění délka vodiče, který je v záběru s magnetickým polem. Mimoto se v okolí rezonančního kmitočtu uplatňuje i tuhost středění, která zpravidla je stálá jen při malé výchylce, kdežto při větších výchylkách působí jako nelineární člen. Konečně další zkreslení vzniká nelineárností samotného vzduchu. Tyto okolnosti působí tvarové zkreslení akustického signálu. Další zkreslení vzniká, reprodukuje-li se hlasitý hluboký tón a současně slabší vysoký tón. Membrána pak působí jako zdroj vysokého tónu, který se střídavě vzdaluje a přibližuje k posluchači v rytmu hlubokého tónu, čímž podle Dopplerova principu vzniká kmitočtová modulace vysokého tónu. Činitel zkreslení vzniklého touto modulací, definovaný jako poměr výkonu vzniklých postranních pásem k celkovému výkonu, má velikost [58]

$$k_m = 3,5 \frac{f_2 B l}{f_1^2 m_0} I_1 \cdot 10^{-2} \quad [%; \text{ Hz, T, m, A, kg}]$$



kde f_1 je kmitočet hlubokého tónu a I_1 proud tohoto kmitočtu a f_2 kmitočet vysokého tónu.

Obr. 6.8. Membrána typu „Nawi“



Obr. 6.9. Eliptické reproduktory (Tesla).

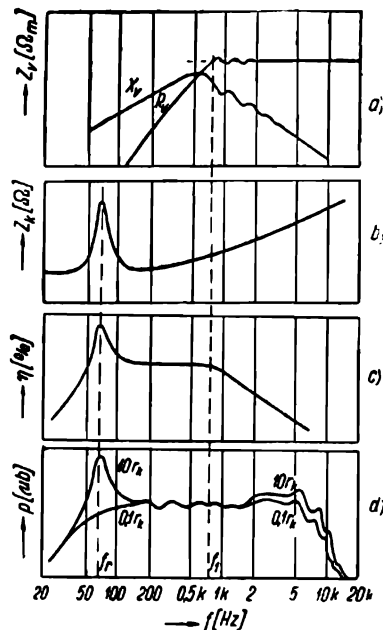
Mimo tato zkreslení mohou při přetížení vzniknout ještě subharmonické kmitočty, pocházející od toho, že kuželová membrána se prohýbá kolmo ke směru svých povrchových přímek. Je proto účelné, aby membrána měla tvar nerozvinutelné plochy známého typu „Nawi“ (obr. 6.8) nebo aby měla eliptickou základnu (obr. 6.9).

6.2.6 Kmitočtová charakteristika

Dosud jsme poznali kmitočtový průběh mechanické vizařovací impedance reproduktoru, průběh jeho elektrické impedance a průběh účinnosti, které jsou přehledně znázorněny na obr. 6.10a až c. Všechny tyto průběhy mají sice určitý význam, avšak při funkci reproduktoru je nejdůležitější charakteristika jeho zvukového vizařování, definovaná obvykle jako kmitočtová závislost střídavého akustického tlaku p měřeného v ose reproduktoru při stálém vnitřním napětí zdroje signálu.

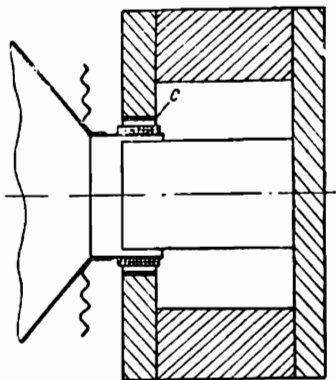
Tato charakteristika má podobný průběh jako účinnost, avšak v některých směrech se od ní liší. Především by s průběhem účinnosti mohla souhlasit jen v případě, kdyby se reproduktoru přiváděl stálý příkon. Ve skutečnosti je však reproduktor buzen ze zdroje s určitým výstupním odporem a sám má kmitočtově závislou impedanci, takže příkon se s kmitočtem mění. Zejména při rezonančním kmitočtu impedance značně vzroste, takže také příkon je pak jiný, a to buď větší, je-li výstupní odpor zesilovače velký, takže je přibližně stálý výstupní proud, nebo menší, je-li výstupní odpor malý, takže je stálé napětí. Podle toho se také liší výška rezonančního vrcholu: při velkém odporu zdroje je velká, kdežto při malém odporu je utlumena, jak bude ještě blíže probráno v odst. 6.3.

U kmitočtu několika kilohertzů se začne zároveň uplatňovat několik dalších vlivů, kterými vzniknou odchylky kmitočtové charakteristiky od průběhu účinnosti. Jednak se začne uplatňovat vlastní indukčnost L_k



Obr. 6.10. Kmitočtové charakteristiky: a) vizařovací impedance, b) elektrické impedance, c) účinnosti, d) akustického tlaku.

kmitací cívky, kterou jsme při výpočtu účinnosti zanedbali. V probíraném příkladu reproduktoru, u něhož vlastní indukčnost kmitací cívky byla 0,61 mH, je již při kmitočtu 1260 Hz její reaktance 4,8 Ω , tj. stejná jako odpor kmitací cívky, takže procházející proud se zmenší proti původnímu předpokladu. Toto zmenšení závisí opět na tom, jak velký je výstupní odpor zdroje a projeví se tím více, čím je výstupní odpor menší, jak patrně z obr. 6.10d, na němž jsou znázorněny dvě kmitočtové charakteristiky téhož reproduktoru, z nichž jedna platí při výstupním odporu zesilovače $R_{ex} = 10r_k$ a druhá při $R_{ex} = 0,1r_k$ [60].



Obr. 6.11. Zmenšení vlastní indukčnosti zkratovým prstencem.

Vlastní indukčnost kmitací cívky lze zmenšit tenkou měděnou trubkou *c* (obr. 6.11) zalisovanou do mezery a působící jako závit nakrátko. Tím se u reproduktoru připojeného k zesilovači s malým výstupním odporem znatelně zlepší reprodukce vyšších kmitočtů; na druhé straně však se tím zvětší vzduchová mezera, takže je nutný větší magnet. Proto se tohoto způsobu používá celkem zřídka a úbytek vysokých tónů se raději nahrazuje korekcí v zesilovači.

Vlastní indukčnost kmitací cívky zhoršuje tedy reprodukci vyšších kmitočtů, čímž ještě zvětšuje pokles vyplývající ze vzorce (6.20). Na druhé straně však začíná reproduktor při vyšších kmitočtech soustřeďovat svůj výkon do směru osy, takže v ose naměříme větší tlak, než odpovídá průměrnému vyzařování, a proto se v této části charakteristiky pokles ještě mnoho projeví.

Dosud jsme předpokládali, že membrána kmitá pístově, tj. jako celek. Ve skutečnosti však pohonná síla působí jen uprostřed membrány, v místě upevnění kmitací cívky, a odtud se pohyb šíří k obvodu membrány konečnou rychlostí ve formě postupné vlny. Tato okolnost při vyšších kmitočtech působí, že pohyb míst vzdálenějších od středu membrány je fázově zpožděn proti pohybu vnitřních částí, takže vyzařování jednotlivých částí membrány se nesčítá algebraicky a při dostatečně vysokém kmitočtu mohou působit dokonce proti sobě.

Není-li okraj membrány dostatečně utlumen, nastane na něm odraz postupné vlny nazpět ke středu, čímž může vzniknout i složka stojatého vlnění na membráně, která se projevuje zvlněním charakteristiky u vyšších kmitočtů, jež je tím větší, čím menší je vnitřní tření materiálu membrány a jejího okraje. Proto se někdy okrajové vlnky membrány napouštějí

plastickými látkami s velkým vnitřním třením, např. netuhnoucími pryskyřicemi.

Se vzrůstajícím kmitočtem se stále zmenšuje průměr části membrány, která sleduje pohyb kmitací cívky, kdežto vnější část membrány se nepohybuje a spíše jen pasivně brzdí pohyb vnitřní části. Horní mezní kmitočet závisí na tuhosti nejvnitřnější části membrány a zejména na tuhosti krčku mezi vinutím kmitací cívky a mezi membránou; proto se někdy tyto části dělají z tužšího materiálu nebo napouštějí látkami, které zvětšují tuhost membrány.

Nad horním mezním kmitočtem se sice pohybuje vinutí kmitací cívky, ale tento pohyb se utlumí při průchodu krčkem kmitací cívky, takže se na membránu nepřenáší.

6.3 TLUMENÍ REPRODUKTORU

V kapitole o zpětné vazbě jsme poznali, že zápornou vazbou lze značně zmenšit výstupní odpor zesilovače, což může mít příznivý vliv na vlastnosti reproduktoru. V časopisech nalezneme popisy různých zesilovačů s kombinovanou zpětnou vazbou dovolující zmenšení výstupního odporu dokonce na nulu a dočteme se, že právě tato okolnost poskytuje neobyčejné výhody proti obvyklému zmenšení na 5 až 10 % R_z . Takové tvrzení vzbuzuje již předem pochybnosti, především proto, že obvod reproduktoru obsahuje vždy aspoň odpor kmitací cívky, a nezní tedy pravděpodobně, že by znatelné zlepšení vzniklo zmenšením celkového odporu obvodu o zbývajících 5 až 10 %.

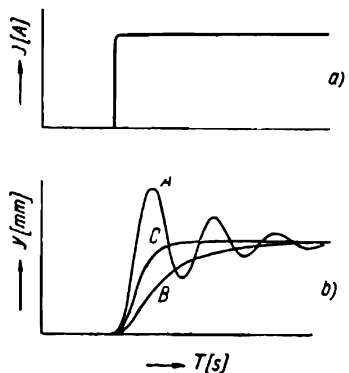
6.3.1 Vliv tlumení na vlastnosti reproduktoru

Uvažme proto, jaký tedy má být výstupní odpor zesilovače z hlediska reproduktoru.

Kmitací systém reproduktoru představuje mechanický oscilační okruh, jehož rezonanční kmitočet je dán výrazem (6.16). Chování tohoto okruhu při kmitočtech ležících v okolí rezonance závisí na tom, jak je pohyb systému utlumen [59. 61]. Toto tlumení je tvořeno mechanickým odporem, který má několik složek. Především je systém tlumen svým vyzařovacím odporem a vnitřním třením středění a okrajů membrány. Mimoto však u dynamického reproduktoru je tzv. elektromagnetické tlumení vznikající tím, že pohybem kmitací cívky v magnetickém poli se v jejích závitěch indukuje napětí, kterým vzniká proud uzavírající se přes výstupní odpor zesilovače. Vlivem tohoto proudu působí na kmitací cívku síla, která směřuje proti směru jejího pohybu a tlumí jej.

Velikost celkového tlumení má vliv na vlastnosti reproduktoru, a to

především na reprodukci přechodných jevů. U kmitacího systému, který není dostatečně tlumen, působí každá náhlá změna úrovně signálu, ať je jakéhokoli kmitočtu, jako náraz, kterým se systém na okamžik rozkmitá svým rezonančním kmitočtem. Zavede-li se do kmitací cívky např. proudový skok (obr. 6.12a), nepřejde systém přímo do polohy odpovídající procházejícímu proudu, nýbrž při malém tlumení překmitne na skoro dvojnásobnou



Obr. 6.12. Průběh výchylky kmitacího systému při proudovém skoku.

rezonančního kmitočtu s větší amplitudou než v ostatní části, kdežto při přetlumení je přenos nejnižších kmitočtů zbytečně zeslaben. Při optimálním tlumení je kmitočtová charakteristika celkem plochá, aniž by byly nejnižší kmitočty nadměrně zeslabeny.

6.3.2 Kritické tlumení

Optimální tlumení nutné k dosažení aperiodického průběhu *C* je tzv. kritické ztlumení oscilačního okruhu. Z řešení diferenciální rovnice pro pohyb mechanického oscilačního systému vyplývá, že o chování okruhu rozhoduje velikost výrazu

$$R_m^2 - 4m_\sigma s$$

kde R_m je mechanický odpor působící tlumení systému.

Je-li tento rozdíl záporný, je systém tlumen málo, takže přechází do konečné polohy oscilačním způsobem podle křivky *A* (obr. 6.12b), kdežto je-li rozdíl kladný, je obvod přetlumen, takže se chová podle křivky *B*. Konečně je-li rozdíl roven nule, takže

$$R_m = 2\sqrt{m_\sigma s} \quad (6.27)$$

je systém právě kriticky tlumen.

Jednotlivé složky mechanického odporu lze jen poměrně nespolehlivě vyčíslit. Lze však bezpečně vypočítat elektromagnetické tlumení, a proto určíme, jakou velikost by musilo mít v případě, kdyby systém neměl žádné jiné tlumení, tj. kdyby jak vyzařovací odpor, tak vnitřní tření středění byly zanedbatelné.

Z porovnání výrazu (6.3) pro vyzařovací odpor s výrazem (6.11) pro jeho elektrickou náhradu vyplývá, že mezi mechanickým odporem R_m a jeho elektrickým ekvivalentem R_e platí vztah

$$R_e = \frac{(Bl)^2}{R_m}$$

Proto také je k dosažení kritického tlumení podle podmínky (6.27) nutno, aby okruh LC byl překlenut odporem

$$R_k = \frac{(Bl)^2}{R_m} = \frac{(Bl)^2}{2\sqrt{m_0 s}}$$

Tento výsledek*) lze ještě zjednodušit, dosadíme-li za s z (6.16)

$$s = (2\pi f_r)^2 m_0$$

čímž dostaneme podmínku pro kritický odpor

$$R_k = \frac{(Bl)^2}{4\pi^2 f_r^2 m_0} \quad [\Omega; T, m, Hz, kg] \quad (6.28)$$

Např. u reproduktoru z probíraného příkladu je kritický odpor

$$R_k = \frac{(1 \cdot 5,5)^2}{12,56 \cdot 53 \cdot 0,009} = 5,05 \Omega$$

Tento odpor musí přemostňovat okruh LC mezi body a, b (obr. 6.5). Odpor R , který je tam připojen, lze vzhledem k jeho velikosti zanedbat, takže okruh LC je přemostěn jen zdrojem s výstupním odporem R_{ex} , který tedy dohromady s r_k má dávat R_k , a proto

$$R_{ex} = R_k - r_k$$

V daném příkladu je $r_k = 4,8 \Omega$, takže na výstupní odpor zbývá 0,25 Ω , tj. právě 5 % z odporu zátěže, jak je u jakostních zesilovačů obvyklé. Takto vypočtený odpor by platil ovšem jen v případě, kdyby reproduktor

*) K témuž výsledku lze dospět také přímo z náhradního schématu podle obr. 6.5 (při zanedbání L_k) tím, že se do známé podmínky pro kritický paralelní odpor oscilačního okruhu $R_k = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$ dosadí výrazy (6.12) a (6.13).

neměl jiné tlumení, kdežto ve skutečnosti stačí i výstupní odpor větší.

Ze vzorce (6.28) zároveň vyplývá, které veličiny mají na kritický odpor vliv. Kdyby se u reproduktoru zeslabil magnet, takže by se magnetická indukce zmenšila na 0,8 T, zmenšil by se R_k na 3,2 Ω , takže by byl menší než vlastní odpor kmitací cívky a k dosažení kritického tlumení by zesilovač musel mít záporný výstupní odpor $-1,6 \Omega$. Kdyby reproduktor dostal dvojnásobně tvrdší středění, zvýšil by se 1,4násobně rezonanční kmitočet a R_k by pak byl jen 3,6 Ω . Podobně kdyby se použilo těžší membrány, takže by se celková hmota systému zvětšila na 12 g, snížil by se rezonanční kmitočet na 46 Hz a R_k by vyšel 4,4 Ω , takže výstupní odpor zesilovače by musel být záporný $-0,4 \Omega$. Konečně kdybychom kmitací cívku navinuli z drátu s polovičním průměrem 0,08 mm a ovšem s dvojnásobným počtem vrstev a závitů ve vrstvě, zůstala by hmota nezměněna, ale délka drátu by se zvětšila čtyřnásobně, takže odpor R_k by byl 81 Ω . Současně by se však zvětšil šestnáctinásobně i vlastní odpor cívky na 77 Ω , takže by na výstupní odpor zesilovače zbývalo 4 Ω , což je zase 5 % z odporu zátěže jako dříve.

Kdybychom však použili místo měděného vodiče stejně silného vodiče z hliníku, který má o 69 % menší hmotu a o 60 % větší odpor, zmenšila by se celková hmota systému o 0,7 g na 0,0083 kg a rezonanční kmitočet by se tím zvýšil na 55 Hz, takže kritický odpor by byl

$$R_k = \frac{(1 \cdot 5,5)^2}{12,56 \cdot 55 \cdot 0,0083} = 5,25 \Omega$$

Vlastní odpor kmitací cívky by se však zvětšil na 7,7 Ω , takže zesilovač by musel mít záporný výstupní odpor $-2,4 \Omega$.

Z uvedených příkladů je zřejmé, že má-li být kritický odpor velký, je nutno, aby byla co největší magnetická indukce ve vzduchové mezeře, co nejlehčí kmitací systém a co nejměkčí středění. Tloušťka vodiče kmitací cívky, za předpokladu nezměněného celkového průřezu vinutí, nemá na tlumení vliv. Použití hliníkového vinutí nepřináší po této stránce žádné výhody.

Extrémní zmenšování výstupního odporu je nutné teprve tehdy, když reproduktor nespĺňuje uvedené požadavky. Pak je k dosažení kritického tlumení zapotřebí tím menšího odporu, čím je reproduktor horší a snadno se může stát, že ani při nulovém výstupním odporu není kritického tlumení dosaženo. Naopak je však u dobrých reproduktorů možné, že vyžadují větší výstupní odpor, jinak jsou přetlumeny. Kdyby např. byla v probíraném příkladu magnetická indukce $B = 1,6 \text{ T}$, čehož lze dosáhnout u buzeného reproduktoru, byl by kritický odpor

$$R_k = \frac{(1,6 \cdot 5,5)^2}{12,56 \cdot 53 \cdot 0,009} = 13 \Omega$$

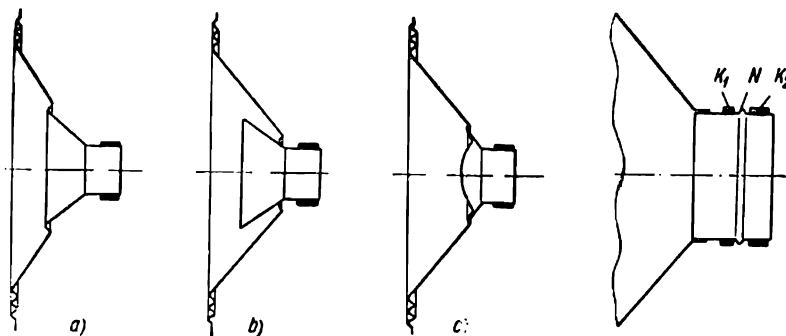
takže by reproduktor vyžadoval výstupní odpor $8,2^1 \Omega$, což by běžný zesilovač opatřený silnou zápornou vazbou nemohl splnit.

Z probíraných příkladů vyplývá, že u zesilovače, o němž předem nevíme, s jakým reproduktorem bude pracovat, je účelné, aby výstupní odpor bylo možno regulovat, a to nejen zmenšovat, nýbrž také zvětšovat, podobně jako na obr. 5.24. To je důležitější než pouhá možnost zmenšení výstupního odporu na nulu.

6.4. REPRODUKTORY S ČLENĚNÝM KMITACÍM SYSTÉMEM

Kmitočtový rozsah u vysokých tónů lze prodloužit několika způsoby. V odst. 6.2.5 bylo vysvětleno, že vnější části membrány při vysokých kmitočtech mnoho k vyzařování nepřispívají a mimoto ze vzorce 6.24 vyplývá, že pro vysoké tóny stačí malý průměr membrány, což má výhodu i v menší směrnosti. Proto se někdy membrána rozděluje jednou nebo několika kruhovými soustřednými vlnkami (obr. 6.13a), které sice při hlubokých tónech neruší její celistvost, ale při vyšších kmitočtech umožňují, aby kmitala jen vnitřní část, kdežto vnější část se nepohybuje a nezvětšuje zbytečně hmotu systému.

Jiný způsob používá přídavné malé lehké membrány, která je připevněna buď přímo ke kmitací cívce, nebo k hlavní membráně blízko středu, kde je ještě dostatečný rozkmit vysokých kmitočtů. Přídavná membrána



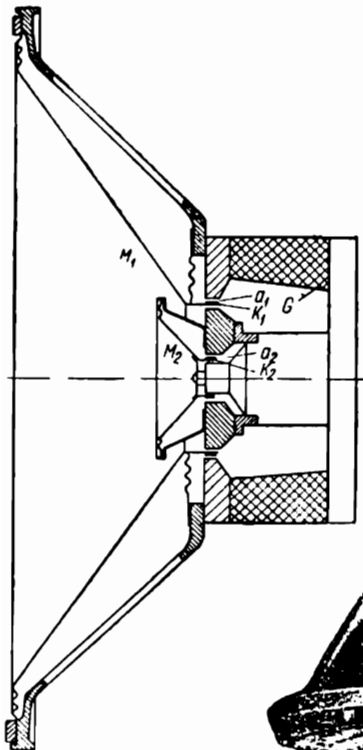
Obr. 6.13. Členěná membrána reproduktoru: a) ze dvou pružně spojených částí, b) s pomocnou kuželovou membránou, c) s pomocnou kulovou membránou.

Obr. 6.14. Členěná kmitací cívka reproduktoru.

může být kuželová s volným vnějším okrajem (obr. 6.13b), nebo má tvar kulového vřehlíku, který je tužší, a proto účelnější než kužel (obr. 6.13c).

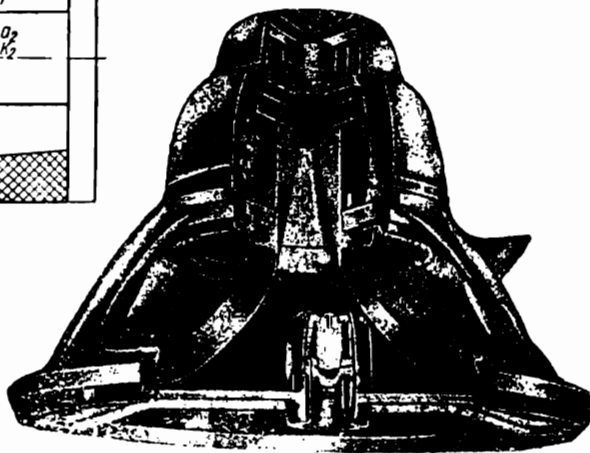
Podobně lze rozdělit i kmitací cívku (obr. 6.14). Vlnkou N je kmitací

cívka rozdělena na dvě části, při čemž část vinutí K_2 je překlenuta kondenzátorem, který ji pro vyšší kmitočty spojuje nakrátko. Vlnka umožňuje, že při vysokých kmitočtech kmitá jen část vinutí K_1 , kdežto část K_2 se nepohybuje a nezvětšuje hmotu cívky. Mimoto tato část působí jako závit nakrátko, který zmenšuje vlastní indukčnost části K_1 .



Obr. 6.15. Souosý reproduktor s výškovým systémem vpředu.

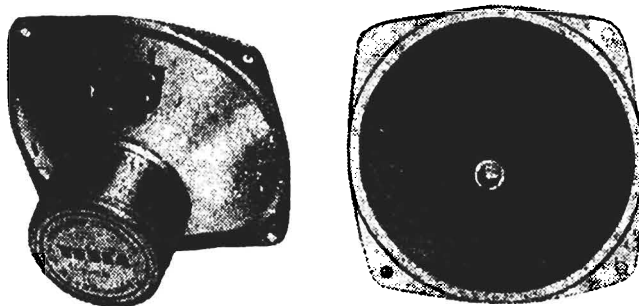
Obr. 6.16. Souosý reproduktor s výškovým systémem vzadu a s dalším nezávislým systémem v ústí membrány.



6.5 SOUOSÉ (KOAXIÁLNÍ) REPRODUKTORY

Vhodné navržení dílčích hmot a spojovacích tuhostí reproduktorů s členěným kmitacím systémem je složitý problém, který lze řešit jen zkusmo a který přitom působí obtíže při sériové výrobě. Proto je celkem jednodušší rozdělit reproduktor na dva systémy, které mají společný jen magnetický obvod, ale jinak jsou zcela nezávislé. To jsou tzv. souosé reproduktory (obr. 6.15), u nichž je uprostřed membrány M_1 hlavního reproduktoru uspořádána membrána M_2 menšího reproduktoru pro vysoké tóny, jehož kmitací cívka K_2 je uložena ve druhé vzduchové mezeře a_2 společného

magnetického obvodu G. U jiných konstrukcí je výškový systém vzadu a vyznačuje dutým čepem hlavního reproduktoru, který spolu s exponenciální membránou tvoří zvukovod výškové části. U reproduktoru znázorněného na obr. 6.16 je mimoto vpředu další samostatný výškový reproduktor, umístěný poněkud mimo osu, aby nestínil vyzářování zadního systému.



Obr. 6.17. Výškový reproduktor (Tesla).

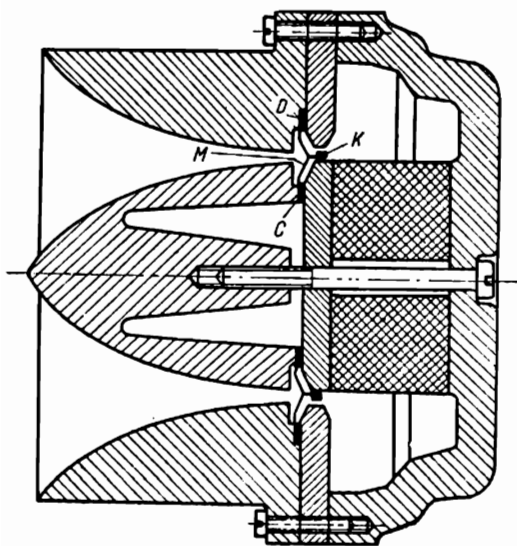
6.6 SOUSTAVY RŮZNÝCH REPRODUKTORŮ

I souosé reproduktory mají své nevýhody: jsou konstrukčně i výrobně náročné a mohou, zejména při použití hlavní membrány jako zvukovodu pro výškový systém, působit zkreslení. Přitom dosažená výhoda, totiž spojení obou částí v jednom konstrukčním celku, neodpovídá vynaloženému úsilí. Proto je patrně nejvýhodnější použít soustavy složené ze dvou, popř. tří samostatných reproduktorů, z nichž každý je určen jen pro svoji část kmitočtového pásma a jinak je obvyklého provedení. Hloubkový reproduktor má tedy poměrně těžký a měkce uložený kmitací systém s velkou membránou a s co nejnižší vlastní rezonancí, kdežto výškový reproduktor má velmi lehký a tvrdě uložený systém s malou membránou obr. (6.17). Konstrukce jednotlivých reproduktorů se rozdělením usnadní a zároveň se značně zmenší zkreslení kmitočtovou modulací, jež vzniká při současné reprodukci nízkých a vysokých kmitočtů tímž reproduktorem. Oba reproduktory se umístí v ozvučnici co nejbliže u sebe, aby je posluchač slyšel přibližně z téhož místa a připojí se k zesilovači prostřednictvím výhybek, které budou probrány v kap. 8.

Má-li být dosaženo reprodukce kmitočtů kolem 16 kHz, vznikají i při použití samostatného výškového reproduktoru obvyklého typu obtíže. Vlnová délka při 16 kHz je jen asi 2 cm, takže i velmi malá membrána vyznačuje jen v úzkém paprsku a vyžaduje proto rozptylovač nebo několik různě natočených systémů. Mimoto vlivem nestejných vzdáleností jednotli-

vých částí membrány od místa náhonu vznikají fázové rozdíly v pohybu těchto částí, takže kmitočtová charakteristika je značně zvlněna.

Tyto problémy úspěšně řeší výškový reproduktor s prstencovou membránou [62] (obr. 6.18). Jeho membrána *M* je uchycena mezi dvěma soustřednými mezikružními *C*, *D*, takže její tvarovaná kmitající část má tvar úzkého prstence. Kmitací cívka *K* je upevněna uprostřed tohoto prstence, takže žádný jeho bod není od místa náhonu vzdálen více než asi 6 mm; všechny části membrány proto kmitají soufázově i při nejvyšších kmitočtech. Před membránou je krátký, rychle se rozevřející zvukovod, který rovněž má prstencovitý průřez. Výrobce udává, že kmitočtový rozsah tohoto reproduktoru sahá až do ultrazvukové oblasti.



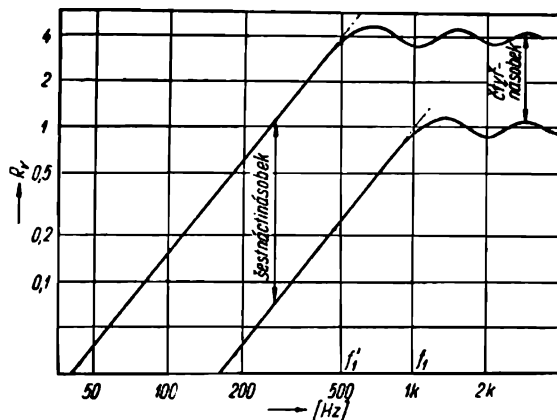
Obr. 6.18. Výškový reproduktor s prstencovou membránou (Lansing).

6.7 SOUSTAVY STEJNÝCH REPRODUKTORŮ [63], [64]

Ze vzorců (6.3), (6.4) pro vyzařovací odpor membrány vyplývá zajímavá skutečnost. Bylo by možno předpokládat, že vyzařovací odpor bude úměrný ploše *S* membrány, tj. výrazu D^2 . Tak tomu skutečně je ve vzorci (6.4), který však platí až nad kmitočtem f_1 , kdežto pro nižší kmitočty vyplývá ze vzorce (6.3), že vyzařovací odpor v tomto rozsahu je úměrný D^4 , tj. druhé mocnině plochy membrány. Zvětšíme-li tedy plochu např. čtyřikrát, zvětší se vyzařovací odpor nad kmitočtem f_1 také čtyřikrát, ale v oblasti pod tímto kmitočtem šestnáctkrát. Průběh vyzařovacích odporů u těchto dvou membrán je na obr. 6.19, z něhož je patrné, že čtyřnásobná membrána nepůsobí jako čtyři menší membrány, nýbrž má lepší vyzařovací vlastnosti u hlubokých tónů.

Jednoduché vysvětlení této neočekávané okolnosti lze podat takto: Kterýkoli prvek kmitající membrány přispívá ke střídavému tlaku okolního vzduchu, který působí na všechny ostatní prvky membrány. Představme si libovolný prvek oddělený od ostatní membrány. Na tento prvek,

i kdyby sám nekmital, působí střídavý tlak od všech ostatních kmitajících prvků membrány. U nízkých kmitočtů, jejichž vlnová délka je větší než rozměry membrány, jsou tlakové příspěvky od jednotlivých prvků ve fázi, takže se v místě uvažovaného prvku algebraicky sčítají, a proto je výsledný tlak na tento prvek úměrný ploše S celé membrány. Tlak na celou membránu se rovná součtu tlaků na jednotlivé prvky, a proto se zjistí



Obr. 6.19. Vliv velikosti membrány na její vyzářovací odpor.

dalším násobením předcházejícího výsledku plochou S membrány, z čehož vyplývá, že tlak, a tedy i vyzářovací odpor je úměrný druhé mocnině plochy S .

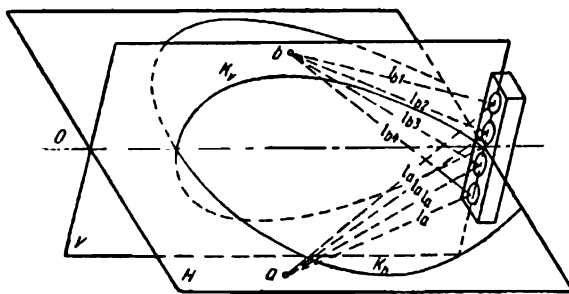
To však platí jen, pokud je vlnová délka velká proti rozměrům membrány. U vyšších kmitočtů, jejichž vlnová délka je menší než průměr membrány, mají tlakové příspěvky jednotlivých prvků v uvažovaném místě různou fázi, a proto se již nesčítají algebraicky, nýbrž vektorově a při dosti vysokém kmitočtu mohou působit i navzájem proti sobě. Každý prvek membrány přemáhá pak jen tlak působený jeho vlastním pohybem, takže celkový tlak i vyzářovací odpor je úměrný ploše S jen v první mocnině.

Účinnost reproduktoru se zvětšením membrány zlepšuje jen částečně, protože ve vzorci (6.19) bude sice větší člen D^4 v čitateli, ale současně se zvětší hmota kmitacího systému.

V poslední době se uplatňuje snaha používat místo jediného velkého reproduktoru většího počtu paralelně pracujících reproduktorů střední velikosti. Z hospodářské stránky je tato snaha oprávněná, protože reproduktor průměru 16 až 20 cm je sériový a levný standardní výrobek, kdežto

reproduktory s průměrem nad 30 cm jsou poměrně speciální a dražší. Uvažme nyní technickou stránku tohoto směru.

Použijeme-li soustavy n stejných reproduktorů, bude mít celek rozdílné vlastnosti podle toho, jak budou od sebe vzdáleny. Jsou-li reproduktory od sebe dostatečně daleko, má jejich celkový vyzářovací odpor stejný průběh jako u jednoho reproduktoru, jen jeho hodnota je n krát větší. Budou-li však reproduktory blízko u sebe, tak aby vyzářovaly do společného akustického pole, a ovšem pólovány tak, aby kmitaly ve stejné fázi, bude celek působit přibližně stejně jako jeden reproduktor s membránou n krát větší plochy, takže vyzářovací odpor u nižších kmitočtů bude n^2 krát větší než u jediného reproduktoru, což přepočteno na jednotlivý reproduktor znamená, že jeho vyzářovací odpor se působením ostatních reproduktorů n krát zvětšil. Reprodukce nízkých kmitočtů se tedy zlepší podobně, jako kdybychom použili jediného velkého reproduktoru, a účinnost bude ještě poněkud větší, protože celková hmota kmitacích systémů bude zvětšena jen n krát, kdežto u rovnocenného velkého reproduktoru by s ohledem na pevnost bylo patrně nutno zvětšit i tloušťku membrány, takže hmota by byla větší než hmota n malých membrán. Rezonanční kmitočet soustavy zůstal sice stejný jako u jednoho reproduktoru, ale kmitočtový průběh v okolí rezonance se přesto zlepšil. Jednak je rezonance vlivem zvětšeného vyzářovacího odporu lépe tlumena; mimoto však i pod rezonancí se účinnost zvětší, protože tuhost středění, která v této části pásma rozhoduje o pohybu systému, zůstala u každého reproduktoru nezměněná, kdežto vyzářovací odpor se zvětšil, takže tvoří větší podíl z celkové pohybové impedance. Celá soustava si proto u vysokých kmitočtů zachová stejné vlastnosti, jako mají její jednotlivé členy*), ale u nízkých kmitočtů má vlastnosti jako



Obr. 6.20. Směrová charakteristika reproduktorového sloupu.

jeden velký reproduktor s membránou rovnou součtu ploch všech jednotlivých membrán. Jednotlivé reproduktory mají přitom být co nejbližší u sebe, např. ve vrcholech čtverce, nebo při větším počtu ve vrcholech sítě rovnostranných trojúhelníků. Reproduktory se vzájemně spojí paralelně, nebo sérioparalelně, kdyby pa-

*) Až na zhoršenou směrovost, kterou však lze odstranit vzájemným vějířovitým natočením os jednotlivých reproduktorů.

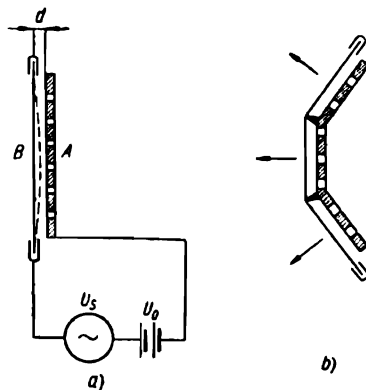
ralelním spojením vznikal příliš malý odpor. Často se též používá tzv. reproduktorových sloupů, u nichž je větší počet stejných reproduktorů uspořádán v jedné řadě svisle nad sebou (obr. 6.20). Sloup má odlišnou směrovou charakteristiku ve vodorovné a svislé rovině, jak vyplývá z této úvahy: Od kteréhokoli bodu vodorovné roviny H , např. bodu a , mají jednotlivé reproduktory přibližně stejné vzdálenosti l_a , takže tlakové příspěvky všech reproduktorů mají stejnou fázi a sčítají se. Proto je směrová charakteristika K_h sloupu ve vodorovné rovině téměř shodná s charakteristikou jednoho reproduktoru. Od bodů ležících ve svislé rovině V mimo osu O , např. od bodu b , má každý reproduktor poněkud jinou vzdálenost l_b , a tím vzniká mezi jejich tlakovými příspěvky fázový rozdíl, který působí zúžení směrové charakteristiky K_v v této rovině. Proto je prostorová směrová charakteristika sloupu zploštěna, takže zvuk se zbytečně nerozptyluje nahoru a dolů. Tato okolnost je výhodná pro ozvučení volného prostranství, ale nemá velký význam v obytné místnosti, kde je reproduktorový sloup výhodný jen pro úsporu půdorysné plochy.

6.8 ELEKTROSTATICKÉ REPRODUKTORY [65]

Dosud byl probíráán jen pohonný systém elektrodynamického principu. Pro reproduktor však lze použít celé řady dalších principů, z nichž za povšimnutí stojí zvláště systémy elektrostatické.

Elektrostatický pohonný systém se skládá v podstatě z tuhé děrované elektrody A (obr. 6.21a), před níž je v malé vzdálenosti d napjata kovová nebo izolační pokovená fólie B , která tvoří vlastní membránu. Mezi obě elektrody je připojeno napětí, které se skládá ze stejnosměrného polarizačního napětí U_0 a ze signálního napětí U_s . Přitahováním opačných nábojů vzniká mezi oběma elektrodami síla, která způsobí klidové prohnutí membrány, odpovídající stejnosměrné složce napětí, a dále superponovanou střídavou výchylku y , která odpovídá signální složce napětí. Protože v nakresleném případě je membrána na okrajích uchycena, není její výchylka všude stejná, takže je nutno uvažovat jakousi střední hodnotu výchylky.

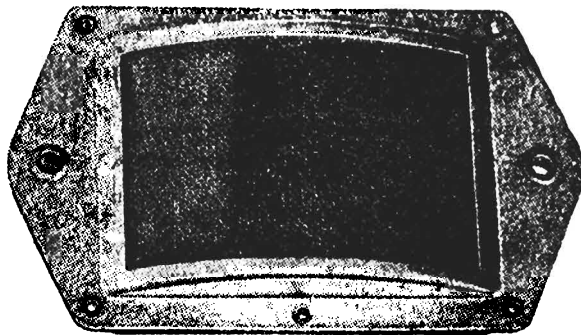
Pro toto uspořádání lze odvodit bližší vztahy, popř. náhradní zapojení,



Obr. 6.21. Elektrostatický reproduktor s plochou a vyklenutou membránou.

kteře mají duální charakter k výsledkům odvozeným u elektrodynamického systému. Tyto úvahy by však přesahovaly účel této kapitoly, a proto se spokojíme jen s hlavními výsledky.

Elektrostatický systém má proti systému elektrodynamickému dvě významné přednosti, které se uplatňují zvláště u vyšších kmitočtů. Předně



Obr. 6.22. Elektrostatický výškový reproduktor (Tesla).

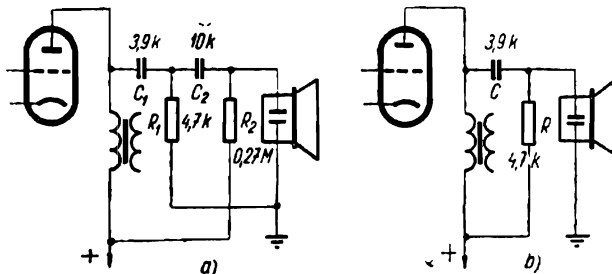
jeho pohonná síla působí na všechny body membrány, takže na ní nevznikají postupné vlny, odrazy a fázové rozdíly pohybu. Dále je pohonný systém tvořen samotnou membránou, takže odpadá zvláštní pohonné ústrojí a kmitající část je proto lehká, což se projevuje větší účinností. Mimoto lze u tohoto reproduktoru snadno použít vyklenuté membrány podle obr. 6.21b, která umožňuje rozšíření směrové charakteristiky.

Nevýhodou je, že při jeho činnosti nutně vzniká tvarové zkreslení, které je tím větší, čím větší je signální složka napětí v poměru ke stejnosměrné polarizaci a čím větší je výchylka membrány v poměru k její klidové vzdálenosti. Proto je nutno, aby polarizační napětí bylo pokud možno vysoké, řádu set až tisíc voltů, což je nutné také k dosažení dostatečné citlivosti. Proto také smí membrána kmitat jen s malou výchylkou, což předurčuje tento systém k reprodukci vysokých tónů, kdežto pro hluboké tóny by bylo zapotřebí značně velké membrány.

V současné době je na trhu výškový elektrostatický reproduktor Tesla ARZ 220 a ARZ 221 (obr. 6.22), který má klidovou kapacitu 600 pF a je určen pro reprodukci pásma 6 až 16 kHz, kde působí jako kapacitní reaktance velikosti 40 až 16 k Ω . Připojuje se přes dále popsany oddělovací články k anodám elektronek koncového stupně a z uvedených velikostí reaktance vyplývá, že k běžným koncovým stupňům lze připojit i větší

počet těchto reproduktorů paralelně. K polarizaci stačí napájecí anodové napětí koncového stupně.

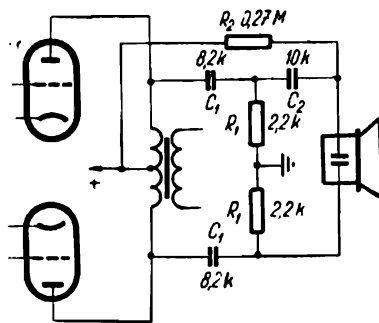
K nesouměrnému koncovému stupni se elektrostatičtý reproduktor připojuje podle obr. 6.23a. Členy R_1C_1 spolu s kapacitou reproduktoru



Obr. 6.23. Připojení elektrostatičtého výškového reproduktoru a) dvěma články RC , b) jedním článkem RC .

tvoří článek, který propouští jen kmitočty nad 8 kHz, kdežto další členy R_2C_2 slouží jen pro přívod a oddělení polarizačního napětí a jsou voleny tak, aby se kmitočtově neuplatňovaly. Bylo by sice možno spojit obě tyto funkce do jediného článku RC podle obr. 6.23b, avšak pak by vznikalo nebezpečí, že při náhodném dočasném probití reproduktoru se odpor R spálí a reproduktor popř. trvale zničí, čemuž je v zapojení podle obr. 6.23a zabráněno velkým odporem R_2 . Obdobně se elektrostatičtý reproduktor připojí k souměrnému koncovému stupni podle obr. 6.24, kde opět členy R_1C_1 tvoří kmitočtově závislý článek a R_2C_2 slouží jen pro přívod polarizačního napětí.

Elektrostatičtí reproduktory umožňují snadné a levné doplnění elektrodynamického reproduktoru a jsou výhodné zvláště tam, kde reproduktory jsou umístěny hned u zesilovače. V zařízeních s odděleně umístěnými reproduktory jsou již méně výhodné, protože vyžadují zvláštní spojovací vedení, připojené k primární straně výstupního transformátoru a izolované na plně anodové napětí.

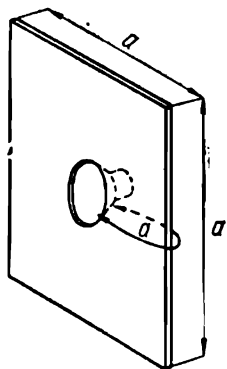


Obr. 6.24. Připojení elektrostatičtého výškového reproduktoru k dvojitěnému zesilovači.

7. OZVUČNICE REPRODUKTORŮ

Jak jsme poznali v předcházející kapitole, vyzařuje membrána reproduktoru na obě strany, tj. dopředu i dozadu, avšak v okamžiku, kdy vpředu je tlak zvětšený, je vzadu tlak zmenšený a naopak, což znamená, že přední a zadní zvuková vlna mají navzájem opačnou fázi. Proto kdyby obě strany membrány nebyly od sebe dostatečně odděleny, vyrovnal by se při pomalejších, tj. nižších kmitočtech přetlak a podtlak navzájem a tím by vlastně vzniklo akustické spojení nakrátko nebo aspoň značné zmenšení vyzařovacího odporu. Aby se to nestalo, je nutno vestavět reproduktor do přiměřené ozvučnice, jejímž hlavním úkolem je zneškodnit vliv zadní strany membrány, tj. buď oddělit zadní vlnu dostatečně dlouhou drahou, nebo ji utlmit, či konečně podle možnosti obrátit její fázi tak, aby přední vlnu podpořovala.

Některé ozvučnice mimoto přispívají k utlumení vlastní rezonance reproduktoru tím, že buď zvětšují užitečný vyzařovací odpor, nebo aspoň pasívně brzdí pohyb kmitacího systému.



7.1 DESKOVÁ OZVUČNICE

Je zřejmé, že akustické spojení nakrátko nevznikne u tónů, jejichž délka půlvlny se rovná vzdálenosti a (obr. 7.1), protože v tom případě zadní vlna dospěje po dráze a k přední straně se zpožděním o $\lambda/2$, takže bude právě ve fázi s přední vlnou. Délka a se přibližně rovná straně deskové ozvučnice, z čehož vyplývá podmínka pro mezní kmitočet f_m , od něhož výše desková ozvučnice zabraňuje akustickému spojení nakrátko

Obr. 7.1. Desková ozvučnice.

$$a \doteq \frac{\lambda}{2} = \frac{c_0}{2f_m} \quad [m; m/s, Hz] \quad (7.1)$$

kde a je strana deskové ozvučnice a c_0 je rychlost zvuku 344 m/s. Z toho plyne

$$f_m \doteq \frac{c_0}{2a} = \frac{172}{a} \quad [\text{Hz}; \text{m}] \quad (7.2)$$

Pod tímto kmitočtem charakteristika reproduktoru klesá vlivem akustického spojení nakrátko sklonem 6 dB na oktávu, a to i tehdy, kdyby reproduktor sám měl rezonanční kmitočet velmi nízko.

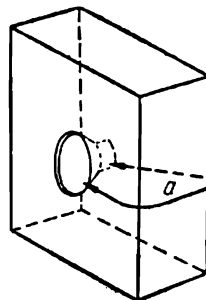
Podle vzorce (7.1) vychází desková ozvučnice velmi rozměrná, např. pro $f_m = 85$ Hz musí mít stranu $a = 2$ m, takže nestačí použít reproduktoru s nízkým rezonančním kmitočtem, protože vlastní omezení nejhlubších tónů je dáno velikostí desky. Přitom ani sebevětší desková ozvučnice nemůže zvětšit vyzařovací odpor nad velikost podle (6.3), takže nemůže účinně utlumit rezonanci reproduktoru.

7.2 REPRODUKTOR VE ZDI [66]

Deskovou ozvučnici lze nahradit tím, že se reproduktor vestaví do přepážky mezi dvěma místnostmi. Pak jsou obě strany membrány odděleny pro libovolně nízký kmitočet, takže reproduktor pracuje tak, jako by byl v nekonečně velké desce. Tato úprava má však také některé nevýhody. Především je kmitací systém namáhán rozdílem atmosférických tlaků v obou místnostech, který (jak víme ze zkušenosti s průvanem) může být dosti značný. Proto lze takto umístit reproduktor jen mezi místnostmi, jejichž okna ústí na stejnou stranu domovní fronty. Mimoto reproduktor hraje do obou místností současně, což nemusí být vždy žádoucí.

7.3 OTEVŘENÁ SKŘÍŇOVÁ OZVUČNICE

Rozměry ozvučnice se poněkud zmenší, použije-li se místo desky mělké skříňě, která je vzadu otevřená nebo uzavřená jen řídkou látkou apod. Hloubka skříňě nemá být větší, než asi polovina čelní hrany, jinak by se uplatňovala vlastní rezonance vnitřního prostoru. Skříňová ozvučnice působí jako deska se složenými okraji, a proto platí pro její mezní kmitočet vzorec (7.2), kde a je délka označená na obr. 7.2.



Obr. 7.2. Otevřená skříňová ozvučnice.

Uzavře-li se skříňová ozvučnice ze všech stran dostatečně tuhými stěnami, je zadní vlna oddělena od okolí a akustické spojení nakrátko je tím jednou pro vždy znemožněno. Potíž je v tom, že uzavřený prostor působí jako pružný vzduchový polštář pod membránou, který zvětšuje tuhost kmitacího systému tím, že při pohybu membrány dovnitř musí pohonný

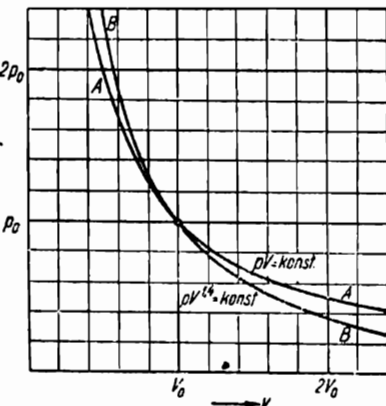
systém překonávat přetlak a při pohybu ven opět podtlak uzavřeného vzduchu.

Přídavnou tuhost lze zjistit následující úvahou. Z termodynamiky plynů je známo, že vzduch je možno stlačovat v podstatě dvěma různými způsoby: buď se stlačení provádí izotermicky, tj. při stálé teplotě, a pak se tlak p mění nepřímo úměrně s objemem V , takže platí

$$pV = p_0V_0 = \text{konst} \quad (7.3)$$

kde p_0 , V_0 jsou klidové velikosti tlaku a objemu, tj. atmosférický tlak a vnitřní objem ozvučnice, což je znázorněno průběhem podle křivky A na obr. 7.3.

Obvykle však změny tlaku neprobíhají izotermicky, protože stlačení



Obr. 7.3. Průběh tlaku při izotermickém a adiabatickém stlačování vzduchu.

se plyn zahřívá, podobně jako vzduch stlačovaný kompresorem a zředěním se opět ochlazuje. Proto by k izotermickému průběhu bylo nutno stabilizovat nějak okamžitou teplotu vzduchu uvnitř skříně, tj. odnímat mu teplo uvolněné během jedné půlperiody signálu a navracet mu je v následující půlperiodě. Uzavřená skříňová ozvučnice obvyklého provedení však takovou stabilizaci nemá, naopak její vzdušný obsah je stěnami poměrně dobře tepelně izolován, takže změny tlaku probíhají bez vnějšího přívodu energie, tj. tzv. adiabatickým způsobem, pro který platí

$$pV^\kappa = p_0V_0^\kappa = \text{konst} \quad (7.4)$$

kde κ je tzv. Poissonova konstanta, která pro vzduch má velikost 1,4. Průběh tlaku podle tohoto vzorce znázorňuje křivka B na obr. 7.3, z níž je patrné, že např. při zmenšení objemu vzrůstá tlak více než při stlačení izotermickém, což je právě způsobeno současným zvyšováním teploty vzduchu.

Změny tlaku dp , které vznikají při velmi malém pohybu dy membrány s plochou S určíme derivováním výrazu pro p zjištěného z rovnice (7.4)

$$\frac{dp}{dy} = -\kappa \frac{p_0 V_0^\kappa}{V_0^{\kappa+1}} \frac{dV}{dy}$$

Dosazením $V = V_0$ a $dV = Sdy$ a po úpravě dostaneme

$$\frac{dp}{dy} = -\kappa S \frac{p_0}{V_0} \quad (7.5)$$

Protože tuhost je definována jako poměr změny tlaku na celou membránu S působícího proti její výchylce, tj.

$$s' = -\frac{Sdp}{dy}$$

dostaneme po dosazení za $\frac{dp}{dy}$ ze (7.5) vzorec pro přídavnou tuhost vzduchového polštáře

$$s' = \kappa p_0 \frac{S^2}{V_0} \quad [\text{N/m; N/m}^2, \text{m}^2, \text{m}^3] \quad (7.6)$$

Tato přídavná tuhost se přičítá k vlastní tuhosti reproduktoru, takže celková tuhost

$$s_0 = s + s'$$

a rezonanční kmitočet reproduktoru se proto zvýší na

$$f_r' = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{s + s'}{m_0}} = f_r \sqrt{1 + \frac{s'}{s}} \quad (7.7)$$

Např. pro skříňovou ozvučnici vnitřních rozměrů $0,6 \times 0,8 \times 0,4$ m, jejíž vnitřní objem je $0,192$ m³ a čistý objem (po odečtení prostoru $0,004$ m³ zabraného reproduktorem) $V_0 = 0,188$ m³, v níž je reproduktor s aktivním průměrem membrány 28 cm, tj. $S = 0,062$ m², při atmosférickém tlaku $p_0 = 10,1 \cdot 10^4$ N/m², $\kappa = 1,4$ dostaneme ze vztahu (7.6)

$$s' = 1,4 \cdot 10,1 \cdot 10^4 \frac{0,062^2}{0,188} = 2900 \text{ N/m}$$

U reproduktoru s vlastní tuhostí např. 1900 N/m a celkovou hmotou kmitacího systému $m_0 = 0,03$ kg, jehož rezonanční kmitočet původně podle (6.16) byl

$$f_r = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1900}{0,03}} = 40 \text{ Hz}$$

zvýší se vložení do uzavřené skříňové podle (7.7) rezonanční kmitočet na

$$f'_r = 40 \sqrt{1 + \frac{2900}{1900}} = 63,7 \text{ Hz}$$

Vnitřní stěny uzavřené skříňové ozvučnice je nutno obložit tlumícím materiálem, např. plstí, vatou, z nouze měkkou vlnitou lepenkou a pod., což má zabránit odrazům od stěn a vzniku stojatých vln uvnitř skříňové. Je však užitečné vyplnit celý vnitřní prostor skříňové rozptýleným tlumícím materiálem, jehož hlavním úkolem je odnímat vzduchu teplo vznikající při stlačování a předávat je nazpět při následujícím zředování, čímž se stabilizuje teplota vzdušného obsahu a umožňuje dosažení přibližně izotermického stlačování podle předcházejícího odstavce. Velikost přídavné tuhosti v tomto případě zjistíme tím, že do vzorce (7.6) dosadíme $\kappa \doteq 1$, čímž dostaneme

$$s' \doteq p_0 \frac{S^2}{V_0} \quad [\text{N/m; N/m}^2, \text{m}^2, \text{m}^3] \quad (7.8)$$

Jak patrně, působí vyplnění skříňové tlumícím materiálem stejné zmenšení přídavné tuhosti, jako kdyby skříň měla o 40 % větší objem. Je však nutno rozptýlit tlumící látku tak, aby prostupovala stejnoměrně celý vnitřek ozvučnice, ale nezabírala sama příliš velkou část vnitřního prostoru a nebránila komunikaci vzduchu uvnitř skříňové. Nehodí se k tomu materiál tvořící oddělené komůrky, nýbrž pouze vláknitý materiál s pokud možno velkým měrným teplem, např. skelná nebo čedičová vata.

V probíraném případě by při ideálně vyplněné skříňové byla přídavná tuhost podle (7.8)

$$s' = 10,1 \cdot 10^4 \frac{0,062^2}{0,188} = 2070 \text{ N/m}$$

a rezonanční kmitočet

$$f'_r = 40 \sqrt{1 + \frac{2070}{1900}} = 58 \text{ Hz}$$

7.5 AKUSTICKÝ ZÁVĚS

Jak vyplývá z uvedených příkladů, zvýší se rezonanční kmitočet reproduktoru uložení do uzavřené skříňové ozvučnice dosti podstatně. Toto zvýšení lze částečně vyrovnat tím, že se použije reproduktoru s co nejmenší vlastní tuhostí, tak aby celková tuhost po vestavění do skříňové byly dána převážně jen tuhostí vzduchového polštáře. V daném příkladu by

při úplném odstranění vlastní tuhosti reproduktoru byl jeho rezonanční kmitočet

$$f'_r = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{2070}{0,03}} = 41 \text{ Hz}$$

Uspořádání s velmi měkkým uložením kmitacího systému reproduktoru se obvykle nazývá „akustický závěs“ [67]. Jako výhoda se uvádí to, že tuhost vzduchového polštáře je velmi stálá, takže nepůsobí tvarové zkreslení pohybu membrány, kdežto tuhost středících brýlí a membrán je poměrně nelineární a dovoluje jen poměrně omezený pohyb kmitacího systému. Na druhé straně však je nutno uvážit, že ani vzdušný polštář není zcela lineární prvek, jak je patrné ze zakřivení průběhů A a B na obr. 7.3. Mimoto velmi malá tuhost středění reproduktoru má za následek, že kmitací systém není dostatečně veden a musí proto mít větší vůli v mezeře magnetu, takže dosažitelná magnetická indukce i účinnost reproduktoru je menší.

Při návrhu skříňové ozvučnice se často vyskytne otázka, zda je v daném případě, kdy je k dispozici skříň určitého objemu, výhodnější ji vzadu uzavřít či nechat otevřenou. Odpověď závisí také na samotném reproduktoru. Je-li jeho rezonanční kmitočet vyšší než mezní kmitočet otevřené skříně, zjištěný podle vzorce (7.2), bude lépe nechat skříň otevřenou, protože pak bude nejnižší kmitočet určen rezonancí reproduktoru, kdežto při uzavření skříně by se vlivem vzduchového polštáře zvýšil. Je-li však rezonanční kmitočet reproduktoru nižší než mezní kmitočet otevřené skříně — což bude častější případ — pak by rozhodoval mezní kmitočet skříně a je nutno výpočtem zjistit jeho výši. Např. u skříně uvedené v příkladu je vzdálenost a (obr. 7.2) asi 1,2 m, takže mezní kmitočet otevřené skříně je podle (7.2)

$$f_m = \frac{172}{1,2} = 143 \text{ Hz}$$

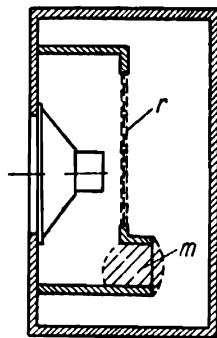
Při použití otevřené skříně nastane tedy pod 143 Hz pokles, přestože rezonanční kmitočet samotného reproduktoru je 40 Hz.

Použije-li se však v tomto případě skříně uzavřené, bude reproduktor pracovat již od své rezonance, tj. jak bylo vypočteno od kmitočtu 63,7 Hz, popř. od 58 Hz, při čemž zároveň bude tato rezonance lépe utlumena. Je proto v tomto případě výhodnější skříň uzavřená.

7.6 SKŘÍŇOVÁ OZVUČNICE S AKUSTICKÝM OBVODEM $r-m$

Důležitým činitelem uzavřené skříňové ozvučnice je utlumení jejího vnitřního prostoru. Tohoto utlumení lze dosáhnout např. rozdělením vnitřku

skříňně pórovitou přepážkou zhotovenou z několika vrstev látky, která působí jako akustický odpor. Nevýhodou této úpravy je však to, že po obou stranách přepážky je jen malý rozdíl tlaků, takže nevzniká účinné tlumení, podobně jako netlumí elektrický odpor připojený mezi dva body s malým rozdílem potenciálů.



Obr. 7.4. Skříňňová ozvučnice s akustickým obvodem r — m .



Obr. 7.5. Skříňňová ozvučnice s labyrinthem.

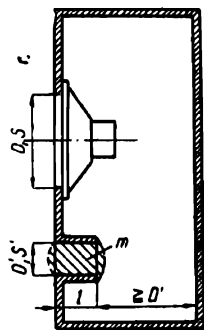
Zlepšení přináší skříňňová ozvučnice podle obr. 7.4 [68]. Přepážka s akustickým odporem r má otvor opatřený popř. nátrubkem. Hmota m vzduchu v otvoru spolu s tuhostí vzduchového polštáře skříňně tvoří mechanický oscilační systém, při jehož rezonanci se nakmitáním zvětší rozdíl tlaků po obou stranách odporu, takže se jeho účinek zvětší.

7.7 SKŘÍŇŇOVÁ OZVUČNICE S LABYRINTEM

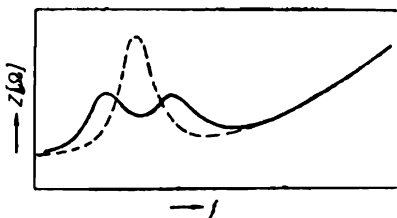
Dosud probrané ozvučnice se snažily jen o zneškodnění zadní vyzařované vlny, aniž by jí nějak užitečně využívaly. Je však také možno využít vyzařování zadní strany membrány k tomu, aby podporovalo u nejnižších kmitočtů přední stranu. První taková ozvučnice s tzv. akustickým labyrinthem [69] měla zadní prostor skříňně rozdělen přepážkami tak, že vznikl poměrně dlouhý skládaný zvukovod stálého průřezu, který na horním konci navazoval na zadní stranu membrány a na spodním konci ústil ven ze skříňně. Stěny tohoto zvukovodu byly obloženy tlustou vrstvou tlumicího materiálu (obr. 7.5). Je zřejmé, že pro tón, jehož půlvlna se rovná celkové délce zvukovodu, je vyzařování na vnějším konci zvukovodu fázově o 180° zpožděno proti jeho začátku, takže je právě ve fázi s vyzařováním přední strany membrány a sčítá se s ním. Pro ještě nižší kmitočty, u nichž by

fázové posunutí bylo menší, působí tlumič vyložení zvukovodu jako činný odpor, kterým se zadní vlna potlačí.

Zdá se však, že autor této ozvučnice nevěřil příliš své teorii, protože pro jistotu vyvedl zvukovod na spodní stěně skříně, ač k tomu měl dost místa na přední stěně. I když však se po jeho vzoru nespolehneme na úvahy o fázi zadní vlny, zůstává jisté, že složeným zvukovodem se několikanásobně prodlouží dráha mezi zadní a přední stranou membrány, tak jako by ozvučnice byla mnohem větší.



Obr. 7.6. Bass-reflexová ozvučnice.



Obr. 7.7. Průběh elektrické impedance reproduktoru v bass-reflexové ozvučnici.

7.8 BASS-REFLEXOVÁ OZVUČNICE

První ozvučnice, která záměrně využívá vyzářování zadní strany membrány, je tzv. bass-reflex (obr. 7.6) [70]. Je to vzadu uzavřená skřín, která má vpředu mimo otvor pro reproduktor ještě další otvor asi poloviční plochy, který je popř. opatřen nátrubkem. Vzduch v tomto otvoru působí jako hmota mechanického osoičního okruhu, jehož tuhost je tvořena vzduchovým polštářem mezi zadní stranou membrány a mezi vstupem nátrubku. Tento okruh je buzen reproduktorem a při své rezonanci se rozkmitá tak, že vyzářování přídavného otvoru má opačnou fázi než vyzářování zadní strany membrány, a je tedy právě ve fázi s vyzářováním její přední strany, takže se s ním sčítá. Zvolí-li se rezonanční kmitočet f_{ro} mechanického okruhu shodný s rezonančním kmitočtem reproduktoru, působí oba tyto systémy jako okruhy pásmové propusti, což má za následek, že rezonanční vrchol se rozestoupí na dva plošší vrcholy umístěné poněkud pod a nad původní rezonanci (obr. 7.7). Bass-reflexová ozvučnice nezvyšuje proto rezonanci reproduktoru jako uzavřená skřín, nýbrž dovoluje naopak reprodukci ještě poněkud pod rezonančním kmitočtem samotného reproduktoru. Protože je to jedna z nejpoužívanějších ozvučnic, uvedme její výpočet.

Hmota vzduchu v pomocném otvoru průměru D' bez nátrubku je dána vzorcem (6.7), který je však nutno násobit dvěma, pro vzduch před otvorem i za ním, takže

$$m_1 = \frac{8}{3\pi} D' S' \gamma_0$$

Je-li otvor opatřen nátrubkem délky l , je nutno přičíst ještě hmotu vzduchového sloupce v nátrubku

$$m_2 = l S' \gamma_0$$

takže celková hmota vzduchu je

$$m_{vz} = \left(l + \frac{8}{3\pi} D' \right) S' \gamma_0 \quad (7.9)$$

Tuhost prostoru s objemem V_0 a plochou S' je podle (7.6)

$$s = \kappa p_0 \frac{S'^2}{V_0} \quad (7.10)$$

Z mechaniky plynů je známo, že rychlost zvuku

$$c_0 = \sqrt{\frac{\kappa p_0}{\gamma_0}}$$

z čehož vypočtením κp_0 a dosazením do (7.10) dostaneme

$$s = c_0^2 \gamma_0 \frac{S'^2}{V_0}$$

Rezonanční kmitočet této soustavy je proto

$$f_{r0} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{s}{m_{vz}}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c_0^2 \gamma_0 S'^2}{V_0 \left(l + \frac{8}{3\pi} D' \right) S' \gamma_0}}$$

což po úpravě vede k výsledku

$$f_{r0} = \frac{c_0}{2\pi} \sqrt{\frac{S'}{V_0 \left(l + \frac{8}{3\pi} D' \right)}} \quad (7.11)$$

V tomto vzorci znamená D' průměr pomocného otvoru, je-li otvor kruhový, kdežto při obdélném otvoru je to přibližně průměr kruhu, který by měl stejnou plochu S' jako obdélný otvor.

Protože rezonanční kmitočet f_{r0} má souhlasit s rezonancí f_r samotného

reproduktoru, známe při návrhu skříně kmitočet f_{r0} a také plochu S' pomocného otvoru, který má být asi polovinou plochy otvoru pro membránu, i jeho průměr D' . Ve vzorci (7.11) zbývají pak dvě neznámé V_0 a l , z nichž jednu lze proto v jistém rozmezí libovolně zvolit. Je-li k dispozici dostatečně velký prostor skříně V_0 , stačí otvor bez nátrubku, takže ze vzorce (7.11) pro $l = 0$ dostaneme po úpravě

$$V_0 = 3100 \frac{\sqrt{S'}}{f_r^2} \quad [\text{m}^3; \text{m}^2, \text{Hz}] \quad (7.12)$$

Je-li naopak k dispozici jen omezený prostor skříně, menší než podle (7.12), je nutno nahradit nedostatek objemu použitím nátrubku, jehož délka z rovnice (7.11)

$$l = 3000 \frac{S'}{f_r^2 V_0} - 0,96\sqrt{S'} \quad [\text{m}; \text{m}^2, \text{Hz}, \text{m}^3] \quad (7.13)$$

Tento nátrubek však smí být nejvýše tak dlouhý, aby jeho vnitřní konec byl vzdálen aspoň o D' od zadní stěny skříně a zároveň je nutno prostor zabraný nátrubkem odečíst od vnitřního objemu skříně.

Např. pro dřívě uvažovaný reproduktor s vlastní rezonancí u 40 Hz, jehož membrána má plochu $S = 0,062 \text{ m}^2$, takže pomocný otvor má plochu $S' = 0,031 \text{ m}^2$, vypočteme podle (7.12) pro případ bez nátrubku potřebný objem skříně

$$V_0 = 3100 \frac{\sqrt{0,031}}{40^2} = 0,342 \text{ m}^3$$

Je-li k dispozici skříně menší, např. podle dřívějšího příkladu s vnitřním objemem $0,188 \text{ m}^3$, který se zmenší ještě o objem nátrubku $0,004 \text{ m}^3$ na $0,184 \text{ m}^3$, vypočteme potřebnou délku nátrubku podle (7.13)

$$l = 3000 \frac{0,031}{40^2 \cdot 0,184} - 0,96\sqrt{0,031} = 0,145 \text{ m}$$

Protože v uvedeném příkladu byla skříně hluboká 0,4 m, zbývá za koncem nátrubku ještě 0,255 m a jeho délka je tedy přípustná.

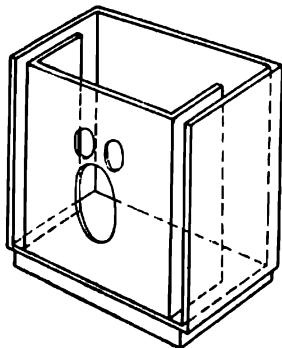
Při navrhování bass-reflexové ozvučnice musíme tedy znát rezonanční kmitočet použitého reproduktoru. Tento kmitočet můžeme snadno změřit tím, že napájíme reproduktor přes střídavý ampérmetr ze zesilovače buzeného tónovým generátorem a odečteme kmitočet, při kterém proud kmitací cívky nápadně poklesne.

7.9 OZVUČNICE ODVOZENÉ Z BASS-REFLEXU

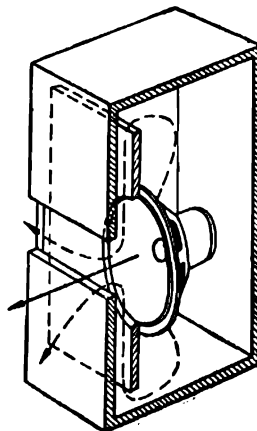
Bass-reflexová ozvučnice má celou řadu úspěšných obměn. Z popisu jej funkce vyplývá, že by její rezonance měly být utlumeny, protože jakkoli rezonanční vrcholy jsou při věrné reprodukci nežádoucí. Rezonanci

vlastního reproduktoru lze utlumit na elektrické straně; zbývá však utlumit také rezonanci samotné ozvučnice. To lze provést např. tím, že se přidavý otvor, o němž jsme prozatím předpokládali, že je kruhový, nebo se od kruhu příliš neliší, provede jako poměrně úzká štěrbinina, jejíž boční stěny působí tlumení zvukové vlny. Příklad takové ozvučnice je na obr. 7.8, kde pomocný otvor je tvořen dvěma štěrbinami po obou stranách.

Jinou obměnou je tzv. ozvučnice *R—J*, [71] která má jen jediný otvor



Obr. 7.8. Bass-reflexová ozvučnice s bočními štěrbinami.



Obr. 7.9. Ozvučnice typu *R—J*.

sloužící jak pro vyzařování přední strany membrány, tak i jako pomocný otvor (obr. 7.9). Montážní deska reproduktoru je umístěna s odstupem několika mm od přední stěny skříně, takže mezi oběma deskami vzniká štěrbinina pro průchod zadní vlny, která je tím tlumena. Vhodnou šířku štěrbininy je nutno zjistit pokusem.

7.10 OZVUČNICE S EXPONENCIÁLNÍM ZVUKOVODEM

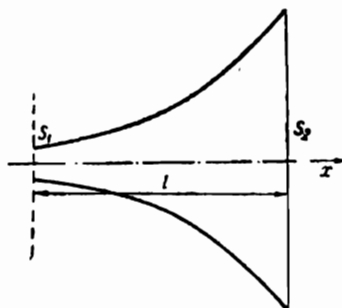
Nakonec uvedme ještě pro úplnost ozvučnice založené na vlastnostech trychtýřových zvukovodů. Ze zkušenosti víme, že připojením trychtýře ke zvukovému zdroji se zvuk zesílí, což je způsobeno tím, že rozšiřující se trychtýř tvoří plynulý přechod mezi malou plochou membrány s jejím malým vyzařovacím odporem a mezi okolním volným vzduchem s vlnovým odporem $c_0\gamma_0$. Nebudeme zde odvozovat matematické zákony tohoto přízůsobení, nýbrž uvedeme jen stručné výsledky.

Nejvýhodnější vlastnosti má trychtýř exponenciální (obr. 7.10), jehož průřez S vzrůstá se vzdáleností x od jeho počátku podle závislosti

$$S = S_1 e^{kx}$$

Zvukovod působí, že již od tzv. kritického kmitočtu f_k má vyzářovací odpor reproduktoru velikost $S_1 c_0 \gamma_0$, které by jinak, při umístění v nekonečně velké stěně, nabyl až od kmitočtu f_1 podle (6.4). Kritický kmitočet f_k je tím nižší, čím pomaleji se zvukovod rozvírá a souvisí s celkovou délkou l zvukovodu a jeho vstupním průřezem hrdla S_1 a výstupním průřezem ústí S_2 podle vztahu

$$f_k = \frac{c_0 \ln \frac{S_2}{S_1}}{4\pi l} = 27,4 \frac{\ln \frac{S_2}{S_1}}{l}$$



Z tohoto vztahu lze při zvoleném kritickém kmitočtu a daných průřezích S_1 S_2 zjistit potřebnou délku zvukovodu

Obr. 7.10. Exponenciální zvukovod.

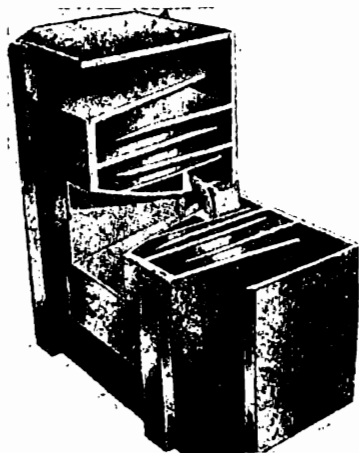
$$l = 27,4 \frac{\ln \frac{S_2}{S_1}}{f_k} \quad [\text{m}; \text{m}^2, \text{Hz}] \quad (7.14)$$

Kmitočty pod f_k zvukovod nepřenáší, takže reproduktor pak vyzářuje jen tak, jako bez zvukovodu.

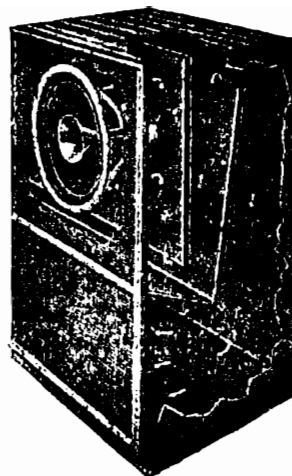
Dále je nutno, aby vnější ústí zvukovodu mělo velikost nejméně

$$S_2 = \frac{c_0^2}{4\pi f_k^2} = \frac{9400}{f_k^2} \quad [\text{m}^2; \text{Hz}] \quad (7.15)$$

jinak by průběh kmitočtové charakteristiky byl značně zvlněn vlivem odrazu způsobeného náhlou změnou vlnového odporu. Z podmínek (7.14), (7.15) vyplývá, že má-li zvukovod přenášet dostatečně nízké kmitočty, vychází jeho délka i ústí neúnosně velké pro domácí účely. Proto se zpravidla používá zvukovodů stočených buď do tvaru hlemýždí ulity, nebo zvukovodů vzniklých z vnitřního prostoru skříňové ozvučnice pomocí přepážek, které rozdělují prostor tak, aby se jeho průřez ve směru šíření zvukové vlny aspoň přibližně exponenciálně zvětšoval. Na obr. 7.11 [72] je takový reproduktor se souose skládaným zvukovodem, kdežto na obr. 7.12 [73], [74] je zvukovod skládaný ve svislém směru. Protože však takto skládané zvukovody přenášejí špatně vyšší kmitočty, je jich v obou pří-



Obr. 7.11. Skříňová ozvučnice se souose skládaným exponenciálním zvukovodem.



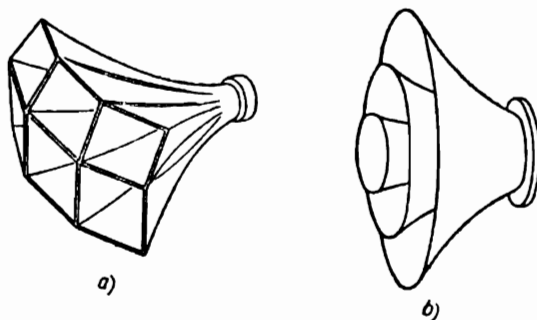
Obr. 7.12. Skříňová ozvučnice s jednostranně skládaným zvukovodem.



Obr. 7.13. Rohová skříň.

kladech použito jen pro nízké kmitočty vyzářované zadní stranou membrány, kdežto vyšší kmitočty jsou vyzářovány u ozvučnice podle obr. 7.12 přímo přední stranou membrány, a u ozvučnice podle obr. 7.11 krátkým rychle se rozevírajícím trychtýřem na přední straně membrány.

Zvukovod lze také vytvořit tím způsobem, že jeho pokračování tvoří přímo stěny v rohu místnosti, do něhož je ozvučnice postavena. To je tzv. rohová skříň (obr. 7.13) [78], která využívá účelně přímo stěn místnosti, avšak má nevýhodu v tom, že musí být umístěna v jejím rohu.



Obr. 7.14. Exponenciální zvukovody výškových reproduktorů: a) fazetový, b) souosý rotačního tvaru.

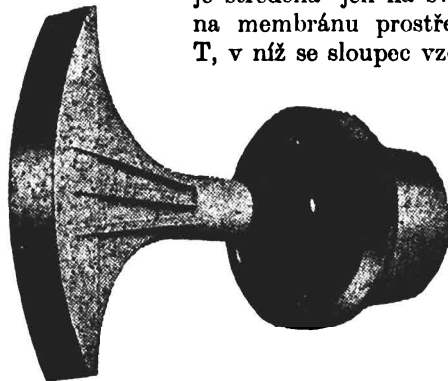
7.11 OZVUČNICE VÝŠKOVÝCH REPRODUKTORŮ

Výškový reproduktor reproduktorových soustav má být co nejbližší hloubkovému, a proto se zpravidla umísťuje s ním do společné skříňe, ač sám vlastně ozvučnici nepotřebuje. Při umístění ve společné skříňové ozvučnici je nutno zamezit, aby rozdíl tlaku, působené hloubkovým reproduktorem, namáhaly membránu výškového reproduktoru; proto výškový reproduktor má být zezadu zakryt tuhým krytem, nebo ještě lépe má mít koš bez děrování, jak je to provedeno u reproduktoru z obr. 6.21. Výškový reproduktor lze ovšem také umístit před ozvučnou desku.

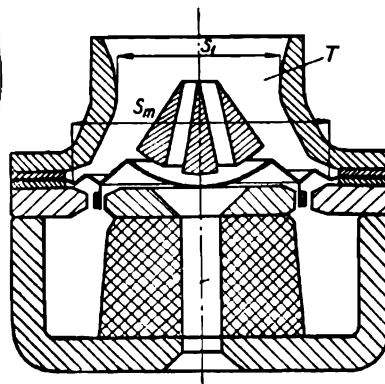
Často se u výškového reproduktoru používá exponenciálního zvukovodu. Protože jde jen o reprodukci vysokých tónů, může mít zvukovod rychlé rozvíření a malé ústí, takže jeho rozměry jsou přijatelné. Je účelné vytvořit tzv. fazetový zvukovod (obr. 7.14a) z několika paralelních, od sebe směřujících trychtýřů, tak aby se zároveň zvuk rozptyloval do širšího úhlu. Zhotovení takového zvukovodu je obtížné, avšak uspokojivého výsledku lze dosáhnout i s jednodušším zvukovodem sestaveným z vytláčených kovových trychtýřů podle obr. 7.14b. Moderní výškové reproduktory bývají opatřeny zvukovodem se šterbinovým ústím podle obr. 7.15, které již samo

má poněkud širší směrovou charakteristiku v rovině kolmé k délce štěrbiny podobně jako reproduktorové sloupy.

Pohonný systém výškových reproduktorů odpovídá v podstatě obvyklému elektrodynamickému reproduktoru, avšak má zpravidla velmi malou membránu tvaru kulového vrchlíku (obr. 7.16), která je středěna jen na svém obvodu. Zvukovod navazuje na membránu prostřednictvím tzv. tlakové komůrky, v níž se sloupec vzduchu zužuje z průřezu odpovída-



Obr. 7.15. Výškový reproduktor se štěrbinovým zvukovodem (Tesla).



Obr. 7.16. Pohonný systém výškového reproduktoru s tlakovou komůrkou.

jšího ploše membrány S_m na menší průřez hrdla S_1 , takže se tím zvětší průtoková rychlost v hrdle. Protože vyzářený výkon je dán dříve uvedeným vztahem

$$N_v = R_v v_1^2 \quad (7.16)$$

kde podle (6.4) je

$$R_v = c_0 \gamma_0 S_1$$

přičemž rychlost v_1 v hrdle je proti rychlosti v_m membrány zvětšena

$$v_1 = v_m \frac{S_m}{S_1}$$

platí po dosazení z těchto rovnic do (7.16) a po úpravě

$$N_v = \frac{S_m}{S_1} c_0 \gamma_0 S_m v_m^2$$

Z výsledku je zřejmé, že vyzařovací odpor se tlakovou komůrkou zvětšil v poměru $\frac{S_m}{S_1}$ proti velikosti $c_0 \gamma_0 S_m$, kterou by měl bez komůrky. Tím lze značně zvětšit účinnost, avšak přílišné zužování hrdla je omezeno jednak tím, že vzduch při velkých rychlostech v hrdle působí jako nelineární zkreslující prvek [75], a dále tím, že jednotlivé části membrány mají pak od úzkého hrdla navzájem různé vzdálenosti, takže mezi jejich působením nastává fázový rozdíl. O odstranění této závady jsme již mluvili ve spojení s obr. 6.18.

7.12 UMÍSTĚNÍ OZVUČNIC

U velkých a složitě členěných prostor jako jsou divadelní sály nebo kostely představuje vhodné umístění reproduktorů obtížný a často jen nedokonale řešitelný problém. Pro obytné místnosti nebo menší sály se však tento problém velmi zjednodušuje, takže stačí dodržet jen několik málo jednoduchých pravidel.

Reproduktory mají být v místnosti umístěny pokud možno tak, aby jejich výšková poloha odpovídala původní poloze zvukového zdroje. Není proto vhodné umísťovat reproduktor v horním rohu místnosti, přestože to v některých návodech nalezneme; toto umístění může vyhovovat jen tam, kde nerozhoduje, zda reprodukce bude budit dojem původního poslechu.

Často se dočteme, že reproduktor nemá být umístěn průčelně proti stěně místnosti, protože odrazem od ní vzniknou stojaté vlny, a že je tedy účelné umístit reproduktory do rohů. To je zcela správné a pokud je k tomu dostatek místa, lze toto umístění doporučit. Při stereofonii to ovšem zabere dva sousední rohy místnosti, a protože jsou několik metrů od sebe, znamená to nutnost poslechu z poměrně větší vzdálenosti, tak aby posluchač slyšel reproduktory pod úhlem 40 až 60°. Již z náčrtku na obr. 3.1 je vidět, že toto rozvržení zabere mnoho místa, takže ho nelze vždy použít.

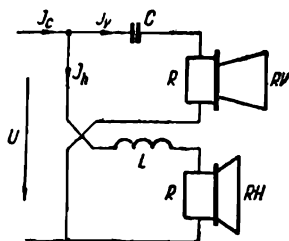
Není-li tedy vyhnutí, lze reproduktory umístit i proti čelní stěně místnosti, avšak protější plocha má být pokud možno rozčleněna kusy nábytku, záclonami nebo jinými předměty z tlumivého materiálu. Není vhodné, aby tato stěna obsahovala větší plochy skla, jako okna, skleněné dveře apod. Reprodukční místnost nemá také sama znatelně prodlužovat dozvuk, a proto má mít vlastní dozvuk jen několik desetin vteřiny. Obvyklé obytné místnosti se záclonami, koberci a nábytkem zpravidla tento požadavek splňují.

8. REPRODUKTOROVÉ VÝHYBKY

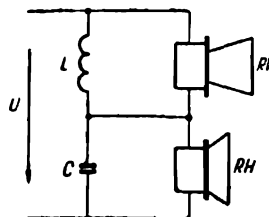
Při použití soustavy různě laděných reproduktorů podle odst. 6.6 je nutno rozdělit výstupní výkon zesilovače tak, aby každý z reproduktorů dostal jen tu část kmitočtového spektra, pro kterou je určen. Kdybychom totiž připojili hloubkový i výškový reproduktor, třeba i se stejnými odpory, přímo ke společnému zesilovači, mnoho bychom tím nezískali, protože např. při paralelním spojení by nízké kmitočty šly také do výškového reproduktoru, kde by působily zkreslení a přetížení vlivem toho, že středění výškového reproduktoru nedovoluje velké rozkmity, které nastávají při hlubokých tónech.

8.1 VÝHYBKY S ÚTLUMEM 6 dB NA OKTÁVU

Proto je nutno při nejmenším oddělit nízké kmitočty od výškového reproduktoru RV předřazeným kondenzátorem C (obr. 8.1). Podobně je účelné oddělit také vysoké kmitočty od hloubkového reproduktoru RH předřazenou indukčností L , jinak by se jejich energie neúčelně mařila na pohyb těžkého hloubkového systému.



Obr. 8.1. Paralelní výhybka 6 dB na oktávu.



Obr. 8.2. Sériová výhybka 6 dB na oktávu.

Obdobně při sériovém spojení reproduktorů (obr. 8.2) je nutno překlenout výškový reproduktor indukčností, která jej spojuje nakrátko pro

hluboké tóny, a hloubkový reproduktor překlenout kondenzátorem, který jej spojuje nakrátko pro vysoké tóny.

Kondenzátor s indukčností tvoří v obou těchto případech elektrickou výhybku, která má za úkol rozdělit kmitočtové spektrum tak, aby jeho hluboké složky až do určitého tzv. dělicího kmitočtu šly do hloubkového reproduktoru a složky nad tímto kmitočtem do výškového reproduktoru a jen složky, ležící v pokud možno krátké hraniční oblasti šly do obou reproduktorů zároveň.

Aby bylo toto rozdělení splněno, je nutno správně dimenzovat indukčnost a kapacitu výhybky; jinak by se mohlo stát, že by část pásma nereprodukoval jeden ani druhý reproduktor, nebo že by naopak v dlouhé části pásma hrály oba reproduktory současně. Podmínky, které je nutno splnit, lze určit následující úvahou, v níž pro jednoduchost považujeme oba reproduktory za činné a navzájem stejné odpory R_z . Proud hloubkového reproduktoru při paralelním řazení (obr. 8.1).

$$I_h = U \frac{1}{R_z + j2\pi fL}$$

což po dosazení za

$$f_h = \frac{R_z}{2\pi L} \quad (8.1)$$

a úpravě je

$$I_h = \frac{U}{R_z} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_h}} \quad (8.2)$$

Při velmi nízkém kmitočtu $f \rightarrow 0$ je proud $I_h = \frac{U}{R_z}$, kdežto při kmitočtu f_h je $I_h = \frac{U}{R_z\sqrt{2}}$, tj. o 3 dB menší, takže výkon je poloviční

a proud je vlivem předřazené indukčnosti zpožděn o 45° za napětím. Nad kmitočtem f_h nastává pokles 6 dB na oktávu. Podobně proud výškového reproduktoru

$$I_v = U \frac{1}{R_z + \frac{1}{j2\pi fC}}$$

což po dosazení za

$$f_v = \frac{1}{2\pi R_z C} \quad (8.3)$$

a úpravě

$$I_v = \frac{U}{R_z} \frac{1}{1 - j \frac{f_v}{f}} \quad (8.4)$$

Při velmi vysokém kmitočtu $f \rightarrow \infty$ je proud $I_v = \frac{U}{R_z}$, kdežto při kmitočtu f_v je $I_v = \frac{U}{R_z \sqrt{2}}$, tj. o 3 dB menší, takže výkon je poloviční a proud vlivem předřazeného kondenzátoru předbíhá o 45° napětí. Pod kmitočtem f_v nastává pokles 6 dB na oktávu.

Celkový proud ze zdroje

$$I_o = I_h + I_v = \frac{U}{R_z} \left(\frac{1}{1 + j \frac{f}{f_h}} + \frac{1}{1 - j \frac{f_v}{f}} \right)$$

Zvolíme-li L a C tak, aby

$$f_h = f_v = f_d \quad (8.5)$$

kde f_d je dělicí kmitočet, dostaneme po převedení na společného jmenovatele

$$I_o = \frac{U}{R_z} \frac{1 - j \frac{f_d}{f} + 1 + j \frac{f}{f_d}}{\left(1 + j \frac{f}{f_d}\right) \left(1 - j \frac{f_d}{f}\right)} = \frac{U}{R_z}$$

takže celkový proud nezávisí na kmitočtu a má stejnou velikost, jako kdyby místo reproduktorové kombinace byl připojen jen odpor R_z jednoho reproduktoru. Takto dimenzovaná výhybka se proto označuje jako výhybka se stálou impedancí a s útlumem 6 dB na oktávu. Z podmínek (8.1) (8.3) (8.5) vyplývají velikosti L a C

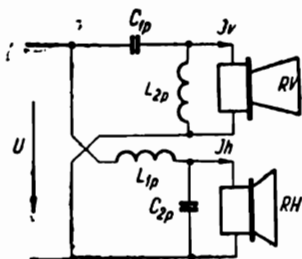
$$L = \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.6)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.7)$$

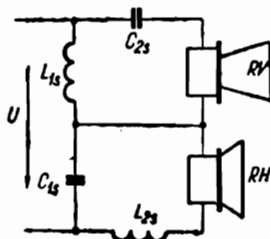
což vyjádřeno slovy znamená, že tyto členy jsou voleny tak, aby při dělicím kmitočtu byla jejich reaktance číselně stejná jako odpor reproduktoru.

Je nutno ještě uvést, že pro dělicí kmitočty vyšší než asi 2 kHz, lze indukčnost vynechat, protože kmitací cívka hloubkového reproduktoru má při těchto kmitočtech již sama dostatečnou indukční reaktanci.

Při sériovém spojení obou reproduktorů podle obr. 8.2 bychom provedli výpočet obdobně, přičemž místo dílčích proudů bychom určovali dílčí napětí. Z podmínky, aby součtové napětí bylo stálé a nezávislé na kmitočtu, bychom došli k témuž výsledku (8.6), (8.7).



Obr. 8.3. Paralelní výhybka 12 dB na oktávu.



Obr. 8.4. Sériová výhybka 12 dB na oktávu.

8.2 VÝHYBKY S ÚTLUMEM 12 dB NA OKTÁVU

Při použití předcházejících výhybek nastává rozdělení proudu, popř. napětí na oba reproduktory podle křivek označených 6 dB na obr. 8.6, z něhož je patrné, že v poměrně širokém okolí dělicího kmitočtu hrají oba reproduktory současně, takže mezi nimi vzniknou interference. Chceme-li, aby se tato oblast zúžila, použijeme výhybek s rychlejším odřezáváním podle obr. 8.3, který platí pro paralelní řazení, nebo podle obr. 8.4, který platí pro řazení sériové. Od výhybek z obr. 8.1, 8.2 se liší tím, že u paralelního řazení přistupují ještě členy L_{2p} a C_{2p} z nichž L_{2p} spojuje nakrátko výškový reproduktor při nízkých kmitočtech a C_{2p} spojuje nakrátko hloubkový reproduktor při vysokých kmitočtech. Při sériovém řazení přistupují členy L_{2s} a C_{2s} , z nichž C_{2s} odděluje nízké kmitočty od výškového reproduktoru a L_{2s} odděluje vysoké kmitočty od hloubkového reproduktoru.

Analyzujeme-li např. paralelní zapojení podle obr. 8.3, shledáme, že hloubkový reproduktor má svůj okruh $L_{1p}C_{2p}$ s rezonančním kmitočtem

$$f_{rh} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{1p}C_{2p}}}$$

a činitelem jakosti

$$Q_h = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{L_{1p}}{C_{2p}}}}$$

a podobně výškový reproduktor má okruh s rezonančním kmitočtem

$$f_{rv} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{2p}C_{1p}}}$$

a s činitelem jakosti

$$Q_v = \sqrt{\frac{R_z}{L_{2p}/C_{1p}}}$$

Proud hloubkového reproduktoru

$$I_h = U \frac{1}{j2\pi f L_{1p} + \frac{R_z}{1 + j2\pi f R_z C_{2p}}} \frac{1}{\frac{R_z}{R_z} + j2\pi f C_{2p}}$$

což po úpravě a dosazení za f_{rh} a Q_h je

$$I_h = \frac{U}{R_z} \frac{1}{1 - \left(\frac{f}{f_{rh}}\right)^2 + \frac{j}{Q_h} \frac{f}{f_{rh}}} \quad (8.8)$$

Také proud výškového reproduktoru je dán obdobným výrazem, který po dosazení za f_{rv} a Q_v má tvar

$$I_v = \frac{U}{R_z} \frac{1}{1 - \left(\frac{f_{rv}}{f}\right)^2 - \frac{j}{Q_v} \frac{f_{rv}}{f}} \quad (8.9)$$

Průběhy proudu hloubkového reproduktoru podle (8.8) pro různé hodnoty činitele jakosti Q_h tvoří soustavu křivek znázorněnou na obr. 8.5. Jak patrně, mají průběhy při $Q_h > 0,71$ rezonanční vrchol, který je ovšem z hlediska věrné reprodukce nežádoucí; nad rezonančním kmitočtem nastává u všech průběhů pokles 12 dB na oktávu. Průběhy proudu výškového reproduktoru podle (8.9) by byly stejné, avšak zrcadlově otočeny podle svislé osy a vztaženy popř. k jinému rezonančnímu kmitočtu f_{rv} , jak naznačeno tečkovaně.

Lze tedy volit různě jednak rezonanční kmitočty f_{rh} , f_{rv} , jednak činitele jakosti Q_h a Q_v . Nejčastěji volíme $f_{rh} = f_{rv} = f_d$ a $Q_h = Q_v = 0,71$. Při této volbě má proud při dělicím kmitočtu poměrnou velikost 0,71, takže výkon každého reproduktoru je poloviční a součtový výkon je tedy stejný jako při velmi nízkém, nebo velmi vysokém kmitočtu. Výpočtem lze dokázat, že celková impedance při této volbě se rovná R_z nezávisle na kmitočtu,

takže i toto zapojení je výhybka se stálou impedancí, ale s útlumem 12 dB na oktávu. Z uvedené volby vyplývá

$$L_{1p} = L_{2p} = 1,41 \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.10)$$

$$C_{1p} = C_{2p} = 0,71 \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.11)$$

tj. obě indukčnosti jsou navzájem stejné a 1,4násobně větší než u výhybky 6 dB, kdežto obě kapacity, které jsou rovněž stejné, jsou 1,4násobně menší než u výhybky 6 dB.

Druhá méně používaná možnost, vyplývající z teorie filtrů, je ta, že volíme rezonanční kmitočty f_{rh} a f_{rv} nestejně, a to o stejný odstup 1,27 pod a nad dělicím kmitočtem f_d a $Q_h = Q_v = 0,785$. Z této volby vyplývá, že

$$L_{1p} = 1,62 \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.12)$$

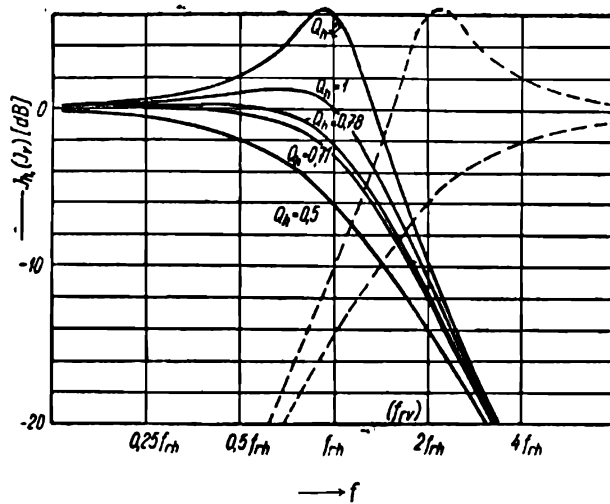
$$L_{2p} = \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.13)$$

$$C_{1p} = 0,62 \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.14)$$

$$C_{2p} = \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.15)$$

V tomto případě není vstupní impedance stálá, nýbrž má u dělicího kmitočtu velikost $1,5 R_z$.

Na obr. 8.6 je znázorněno rozdělení napětí, popř. proudů obou reproduktorů pro výhybku 6 dB, pro výhybku 12 dB se stálou impedancí a pro výhybku 12 dB provedenou jako filtr (F). Z porovnání prvních dvou řešení je zřejmé, že se sice liší rychlostí poklesu za dělicím kmitočtem, avšak shodují se v tom, že součtový výkon obou reproduktorů je při jakémkoli kmitočtu stálý. Na rozdíl od toho odebrá třetí výhybka při dělicím kmitočtu celkem jen dvě třetiny výkonu, kdežto pod a nad dělicím kmitočtem má malé převýšení asi $1/3$ dB. Je tedy do jisté míry méně výhodná než druhá výhybka, která navíc má přednost v tom, že obě indukčnosti i kapacity má navzájem stejné.



Obr. 8.5. Přenos jedné větve paralelní výhybky 12 dB pro různé činitele jakosti.

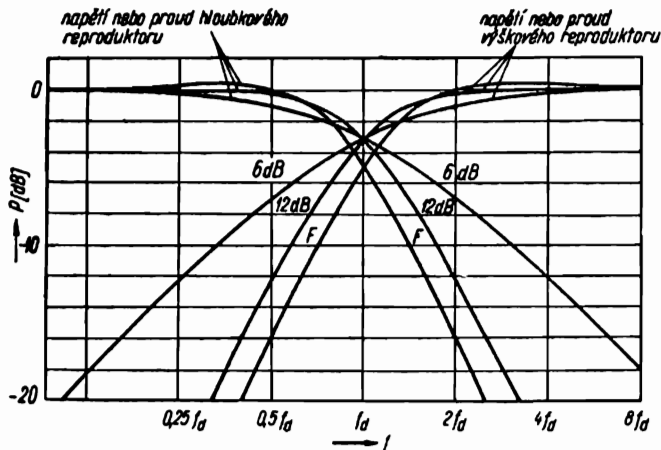
Tabulka VII

Výhybka	Sériový kondenzátor	Sériová indukčnost	Paralelní kondenzátor	Paralelní indukčnost
Paralelní 6 dB, $Z = \text{konst}$	$\frac{1}{2\pi f_d R_z}$	$\frac{R_z}{2\pi f_d}$	—	—
Sériová 6 dB, $Z = \text{konst}$	—	—	$\frac{1}{2\pi f_d R_z}$	$\frac{R_z}{2\pi f_d}$
Paralelní 12 dB, $Z = \text{konst}$	$0,71 \frac{1}{2\pi f_d R_z}$	$1,41 \frac{R_z}{2\pi f_d}$	$0,71 \frac{1}{2\pi f_d R_z}$	$1,41 \frac{R_z}{2\pi f_d}$
Sériová 12 dB, $Z = \text{konst}$	$1,41 \frac{1}{2\pi f_d R_z}$	$0,71 \frac{R_z}{2\pi f_d}$	$1,41 \frac{1}{2\pi f_d R_z}$	$0,71 \frac{R_z}{2\pi f_d}$
Paralelní 12 dB, filtr	$0,62 \frac{1}{2\pi f_d R_z}$	$1,62 \frac{R_z}{2\pi f_d}$	$\frac{1}{2\pi f_d R_z}$	$\frac{R_z}{2\pi f_d}$
Sériová 12 dB, filtr	$\frac{1}{2\pi f_d R_z}$	$\frac{R_z}{2\pi f_d}$	$1,62 \frac{1}{2\pi f_d R_z}$	$0,62 \frac{R_z}{2\pi f_d}$

Obdobně lze vypočítat poměry u sériové výhybky s útlumem 12 dB podle obr. 8.4, čímž bychom pro výhybku se stálou impedancí dostali

$$L_{1s} = L_{2s} = 0,71 \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.16)$$

$$C_{1s} = C_{2s} = 1,41 \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.17)$$



Obr. 8.6. Rozdělení výstupního proudu nebo napětí na oba reproduktory v okolí dělicího kmitočtu.

kdežto pro sériovou výhybku odvozenou z filtru je

$$L_{1s} = 0,62 \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.18)$$

$$L_{2s} = \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.19)$$

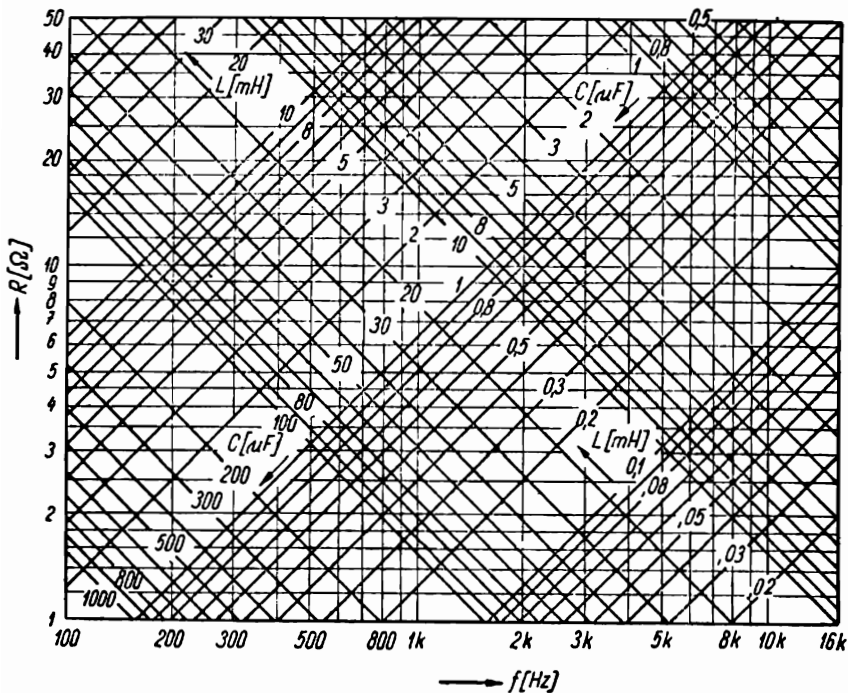
$$C_{1s} = 1,62 \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.20)$$

$$C_{2s} = \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.21)$$

V tab. VII je přehled jednotlivých výhybek a velikostí jejich členů. Místo výpočtu lze velikost členů $C = \frac{1}{2\pi f_d R_z}$ a $L = \frac{R_z}{2\pi f_d}$ určit z nomo-

gramu na obr. 8.7, takže pak stačí jen vynásobit odečtený údaj příslušným činitelem 0,62 až 1,62.

Podobně jako výhybky 12 dB je možno přidáním dalších členů sestrojít i výhybky s útlumem 18 nebo více dB na oktávu. Pro běžné účely je však tak ostré oddělení zbytečné a zhoršovalo by jen reprodukci přechodných jevů, takže se ho zpravidla nepoužívá.



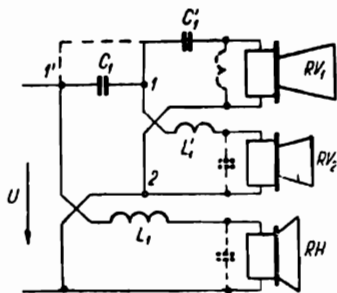
Obr. 8.7. Nomogram k určení kapacity a indukčnosti ze vztahů

$$C = \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad \text{a} \quad L = \frac{R_z}{2\pi f_d}$$

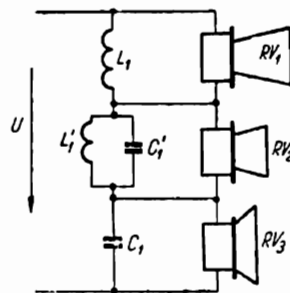
8.3 VÝHYBKY PRO VĚTŠÍ POČET REPRODUKTORŮ

Důležitější je však provedení výhybek pro tři reproduktory. Tyto výhybky lze odvodit z výhybek pro dva reproduktory tím, že místo jednoho, např. výškového reproduktoru zapojíme na příslušné svorky 1—2 dvojici reproduktorů RV_1 , RV_2 , které jsou mezi sebou rozděleny ještě další výhybkou $L'_1 C'_1$. Na obr. 8.8 je paralelní výhybka 6 dB složená z L_1 a C_1 ,

kteřé dělí pásmo např. u 500 Hz. Část nad 500 Hz má výstupní svorky 1—2, k nimž je místo jednoho výškového reproduktoru připojena dvojice reproduktorů RV_1 , RV_2 prostřednictvím další výhybky $L'_1C'_1$ s dělicím kmitočtem např. 3 kHz. Tato dvojice působí na svorkách 1—2 jako stálý odpor R_z , takže poměry v hlavní výhybce se tím nijak neporuší. Zároveň jsou tečkovaně naznačeny členy, které by přibyly u výhybky s útlumem 12 dB.



Obr. 8.8. Paralelní výhybka pro tři reproduktory.



Obr. 8.9. Sériová výhybka pro tři reproduktory.

Poměry by se nijak podstatně nezměnily, ani kdyby reproduktor RV_1 byl svým kondenzátorem C'_1 připojen přímo k hlavnímu přívodu, tj. k bodu I' , jak naznačeno čárkovaně. Podstatné je jen to, aby střední reproduktor RV_2 měl předřazen kondenzátor odřezávající nejnižší část pásma, která má jít do RH . Indukčnost L'_1 , která je podle obr. 8.8 s kondenzátorem v sérii, může zpravidla odpadnout, protože její funkci zastane vlastní indukčnost kmitací cívky.

Obdobně se provede zapojení tří reproduktorů sériovou výhybkou 6 dB podle obr. 8.9, kde reproduktory pro nejvyšší a nejnižší tóny mají opět své paralelní členy L_1 a C_1 a střední reproduktor má paralelní okruh $L'_1C'_1$.

8.4 FÁZOVÁNÍ REPRODUKTORŮ [76]

Ať již použijeme kterékoli z popsaných výhybek, vždy existuje kratší či delší část pásma, kde hrají oba reproduktory současně a v této oblasti je důležité, jak jsou mezi sebou fázovány.

U výhybek 6 dB jsme uvedli, že při dělicím kmitočtu proud jednoho reproduktoru o 45° předbíhá a u druhého se o 45° zpožďuje za vstupním napětím, takže oba proudy mají vzájemný posun 90° .

Pokud by také vnitřní posuny obou reproduktorů, tj. posun mezi převáděným proudem a mezi rychlostí pohybu membrány byly stejné, znamenalo by to, že se jejich membrány pohybují s fázovým rozdílem 90°. Přepóluje-li se jeden reproduktor, změní se fázový rozdíl o 180°, takže bude -90° a na výsledku se tím nic nezmění; proto u výhybky 6 dB na pólování mnoho nezáleží*).

U výhybek 12 dB se stálou impedancí bychom výpočtem shledali, že fázový rozdíl proudů obou reproduktorů při dělicím kmitočtu je 180°. Za předpokladu stejných vnitřních posunů by se tedy membrány pohybovaly navzájem s opačnou fází, takže by se jejich působení odečítalo; kdežto má-li se počítat, je nutno jeden z reproduktorů přepólovat.

Na fázový posun má však vliv také vzájemné umístění obou reproduktorů a právě uvedené výsledky platily jen pro případ, že oba reproduktory jsou stejně daleko od posluchače. Jsou-li však reproduktory umístěny např. souose za sebou, takže výškový je o vzdálenost d blíže, dostihne jeho zvuk posluchače dříve a tím vznikne předávný posun

$$\varphi = \frac{2\pi f_{\text{d}} d}{c_0} \quad [\text{rad}; \text{Hz}, \text{m}, \text{m/s}]$$

kde c_0 je rychlost zvuku 344 m/s.

Další obtíže vznikají tím, že vnitřní posun, o němž jsme zatím předpokládali, že je u obou reproduktorů stejný, je ve skutečnosti u nestejných reproduktorů různý. Proto je nejspolehlivější zkontrolovat správnost fázování zkouškou až po připojení k zesilovači, který je z tónového generátoru buzen kmitočtem, při němž oba reproduktory hrají přibližně stejně hlasitě. Při správném fázování má být poslech v ose obou reproduktorů hlasitější a zvuk má vycházet ze směru obou reproduktorů, kdežto při nesprávném fázování je zvuk slabší a přichází zdánlivě z boku, tak jako by nepocházel z reproduktorů.

8.5 VOLBA DĚLICÍHO KMITOČTU

Zbývá otázka, jak volit dělicí kmitočet. K tomu je několik různých hledisek. Nejprve uvažme, že hlavní důvod, proč vlastně používáme několik reproduktorů je v tom, že hloubkový reproduktor nestačí přenášet nejvyšší kmitočty. Výškový reproduktor má vypomoci v oblasti, kde by hloubkový již sám nestačil, proto smí dělicí kmitočet ležet nejvýše tam, kde začíná pokles charakteristiky hloubkového reproduktoru. Je však

*) Na fázování sice mnoho nezáleží u jedné reproduktorové soustavy, avšak u dvojice reproduktorových soustav určených pro stereofonní poslech podle kap. 10 je důležité, aby stejné fázování mezi hloubkovým a výškovým reproduktorem bylo dodrženo u obou těchto soustav.

účelné, aby ležel níže, např. i pod 1 kHz, protože tím se nejhlasitější zvuky pořadu rozdělí na dva reproduktory, takže se omezí zkreslení intermodulací a kmitočtovou modulací.

Na druhé straně je však nutno pamatovat, že čím níže zvolíme dělicí kmitočet, tím větší podíl výstupního výkonu zesilovače musí výškový reproduktor zpracovat. Maximum energie přenášených pořadů bývá totiž zpravidla v oblasti do 2 kHz, kdežto výše jsou jen méně intenzivní a harmonické složky. Proto jakmile je dělicí kmitočet pod 2 kHz, je nutno dimenzovat výškový reproduktor na skoro stejný výkon jako hloubkový, kdežto při vyšším dělicím kmitočtu stačí výškový reproduktor podstatně menší.

Na volbu dělicího kmitočtu má vliv i počet reproduktorů celé soustavy: při použití tří reproduktorů volí se první dělicí kmitočet poměrně nízkou kolem 1 kHz a druhý značně výše u 5 až 8 kHz.

Konečně rozhoduje i celkové řešení reprodukčního zařízení. Např. u stereofonních zařízení se někdy volí dělicí kmitočet kolem 300 Hz.

8.6 KONDENZÁTORY VÝHYBEK

Potřebné velikosti kondenzátorů vycházejí několik mikrofaraďů až desítek mikrofaraďů, a proto se k tomu hodí nejlépe kondenzátory z metalizovaného papíru, které mají i při této kapacitě ještě přijatelné rozměry. V krajním případě je možno použít i bipolárního elektrolytického kondenzátoru nebo dvou polarizovaných elektrolytických kondenzátorů spojených s opačnou polaritou do série (např. kondenzátor $2 \times 32 \mu\text{F}$ zapojený mezi oběma kladnými přílohy, s výslednou kapacitou $16 \mu\text{F}$). Elektrolytické kondenzátory mají však poměrně velký ztrátový úhel, zejména při vyšších kmitočtech, a proto aspoň předřadný kondenzátor výhybky by neměl být elektrolytický, jinak se v něm ztrácí citelná část příkonu. Mimo to je u elektrolytických kondenzátorů nutno zkontrolovat kapacitu, protože se vyrábějí s velkými tolerancemi.

8.7 VZDUCHOVÉ INDUKČNOSTI VÝHYBEK

Velikost indukčností vychází řádu milihenry. V literatuře najdeme zpravidla, že tyto indukčnosti je nutno provádět jako vzduchové cívky bez železného jádra, protože jinak by vznikalo zkreslení vlivem nelineárních vlastností železa.

Pro indukčnost válcové několikavrstvové cívky s n závitů bez železného jádra platí podle [77] vzorec

$$L = \frac{320a^2n^2}{6a + 9b + 10c} \cdot 10^{-9} \quad [\text{H}; \text{cm}] \quad (8.22)$$

kde význam rozměrů a , b , c vyplývá z obr. 8.10. Největší indukčnost z dané délky vodiče se získá, jsou-li aspoň přibližně splněny podmínky

$$b = c = \frac{2}{3} a$$

Z toho dosazením za b a c do (8.22) dostaneme

$$L = 16,8an^2 \cdot 10^{-9} \quad [\text{H}; \text{cm}] \quad (8.23)$$

Další podmínka vyplyne z požadavku, aby indukčnost měla zvolený přípustný vlastní odpor r , pro který platí

$$r = \frac{\rho \cdot l}{q} \quad [\Omega, \Omega\text{mm}^2/\text{m}, \text{m}, \text{mm}^2] \quad (6.14)$$

kam dosadíme za délku vodiče l

$$l = \frac{2\pi an}{100} \quad [\text{m}; \text{cm}]$$

a za průřez vodiče q , z podmínky, aby se n závitů vešlo do průřezu cívky $\left(\frac{2}{3}a\right)^2$, který je vyplněn s činitelem plnění $k_v \doteq 0,6$

$$q = \frac{4a^2 \cdot 0,6 \cdot 100}{9n} \quad [\text{mm}^2; \text{cm}] \quad (8.24)$$

Obr. 8.10. Hlavní míry několikavrstvové válcové cívky.

takže po dosazení do (6.14) a úpravě

$$r = 42 \frac{n^3}{a} \cdot 10^{-6} \quad (8.24a)$$

a z toho

$$a = \frac{42n^3}{r} \cdot 10^{-6} \quad (8.25)$$

Po dosazení z (8.25) do (8.23)

$$L = 0,706 \frac{n^4}{r} \cdot 10^{-12}$$

a z toho počet závitů potřebný k dosažení indukčnosti L s odporem r

$$n = 1090 \sqrt[4]{Lr} \quad [—; \text{H}, \Omega] \quad (8.26)$$

Dále potřebujeme rozměry šablony pro vinutí, tj. D_1 a b . Z obr. 8.10 vyplývá, že

$$D_1 = \frac{4}{3} a, \quad b = \frac{D_1}{2}$$

Dosazením do rovnice pro D_1 za a z (8.25), kam zároveň dosadíme za n z (8.26), a po úpravě dostaneme

$$D_1 = 66,6 \sqrt{\frac{L}{r}} \quad [\text{cm}; \text{H}, \Omega] \quad (8.27)$$

$$b = 33,3 \sqrt{\frac{L}{r}} \quad [\text{cm}; \text{H}, \Omega] \quad (8.28)$$

Průřez vodiče určíme z (8.24), kam za a dosadíme z (8.25) a za n z (8.26). Po úpravě dostaneme

$$q = \frac{61}{r^2} \sqrt[4]{L^3 r^3} \quad [\text{mm}^2; \text{H}, \Omega] \quad (8.29)$$

Uvedme jako příklad výpočet cívky, která má tvořit indukčnost přemostující výškový reproduktor s odporem kmitací cívky 16Ω u sériové výhybky 6 dB při dělicím kmitočtu $f_d = 800 \text{ Hz}$. Podle tab. VII je potřebná indukčnost

$$L = \frac{16}{6,28 \cdot 800} = 3,2 \text{ mH}$$

Odpor vinutí se snažíme udržet malý, abychom omezili ztráty v cívce a nezhoršili příliš tlumení reproduktoru. Volíme zpravidla $r = (5 \text{ až } 10 \%) R_z$, u vzduchové indukčnosti jsme však vzhledem k přijatelným rozměrům nuceni dovolit nejméně 10% R_z , což je zde $r = 1,6 \Omega$.

Ze vzorce (8.26)

$$n = 1090 \sqrt[4]{0,0032 \cdot 1,6} = 292 \text{ závitů}$$

ze vzorce (8.27)

$$D_1 = 66,6 \sqrt{\frac{0,0032}{1,6}} \doteq 3 \text{ cm}$$

ze vzorce (8.28)

$$b = 33,3 \sqrt{\frac{0,0032}{1,6}} \doteq 1,5 \text{ cm}$$

a ze vzorce (8.29)

$$q = \frac{61}{1,6^2} \sqrt[4]{0,0032^3 \cdot 1,6^3} = 0,46 \text{ mm}^3$$

k čemuž nejbližší normalizovaný drát má \varnothing 0,75 mm. Vnější průměr této cívky $D_2 = 2D_1 = 6$ cm.

8.8 INDUKČNOSTI SE ŽELEZNÝM JÁDREM

Jak vyplývá z uvedeného příkladu, jsou vzduchové indukčnosti pro nižší dělicí kmitočty dosti rozměrné a mají také poměrně velký vlastní odpor; mimoto mají značné vnější pole, takže je nutno umisťovat je až k reproduktorům. Je proto účelné přezkoumat oprávněnost tvrzení o nevhodnosti cívek se železným jádrem.

Cívka se železným jádrem musí splňovat dvě podmínky. Jednak má mít požadovanou indukčnost, pro kterou platí již dříve uvedený vzorec

$$L = \frac{1,26n^2 S_z k_z}{l_{vz} + l_z/\mu_r} \cdot 10^{-8} \quad (5.31)$$

Protože permeabilita běžných plechů se podle magnetické indukce a jaksoti železa mění, což by působilo zkreslení, je nutno opatřit jádro vzduchovou mezerou l_{vz} tak velkou, aby člen l_z/μ_r byl proti ní zanedbatelný. Tím se sice indukčnost cívky proti případu bez mezery zmenší, ale zdaleka ne tolik, jako kdyby cívka byla zcela bez železného jádra.

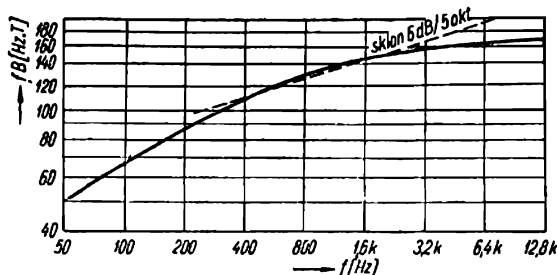
Druhý požadavek, který musí indukčnost splnit, je, že při největším napětí U_L , jež se na ní může vyskytnout, nesmí být překročena přípustná magnetická indukce B jádra, což je známá podmínka, z níž se určuje počet závitů transformátoru

$$U_L = 4,44 S_z k_z n f B \cdot 10^{-4} \quad (8.30)$$

Při 50 Hz se B obvykle volí 1 až 1,4 T, avšak zde, kde jde o kmitočty mnohem vyšší, je nutno indukci příslušně zmenšit. Podrobnějším rozbohem lze dospět k závěru, že mají-li být ztráty v železe při libovolném kmitočtu omezeny na hodnotu, kterou mají při 50 Hz a indukci 1 T, smí mít součin fB (pro běžné plechy s měrnými ztrátami 1,75 W/kg) velikost plynoucí z obr. 8.11. Jak patrně, tento součin nejprve s kmitočtem vzrůstá, ale dále se ustálí na konečné hodnotě 170 a v rozmezí obvykle používaných dělicích kmitočtů 300 až 3000 Hz se zvětšuje s průměrným sklonem 0,2, takže by se zdvojnásobil na každých pět oktáv.

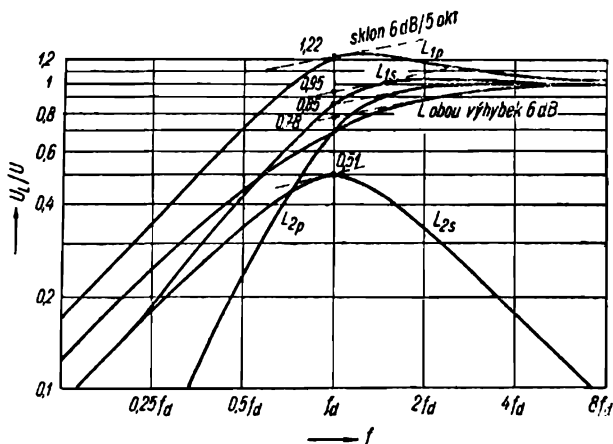
Pro vzorec (8.30) potřebujeme dále znát napětí U_L . Toto napětí tvoří z výstupního napětí zesilovače podíl, jehož velikost se mění s kmitočtem; u cívky L z obr. 8.2 se např. rovná výstupnímu napětí výškového repro-

duktoru a u ostatních indukčností je lze vypočítat ze vztahů platných pro příslušnou výhybku. Průběh tohoto napětí pro jednotlivé indukčnosti výhybek 6 dB a 12 dB je na obr. 8.12.



Obr. 8.11. Přípustná velikost součinu fB u plechů 0,35 mm s měrnou ztrátou 1,75 W/kg.

Výpočet podle vzorce (8.30) by měl být proveden pro nejpříznivější případ, tj. pro kmitočet, při němž je poměr $\frac{U_L}{fB}$ největší, což by však



Obr. 8.12. Průběh napětí na indukčnostech jednotlivých výhybek v okolí dělicího kmitočtu.

vzhledem k proměnnosti všech veličin bylo pracné, a proto použijeme raději následujícího přibližného řešení: K jednotlivým průběhům U_L na obr. 8.12 vedeme tečny rovnoběžné s průměrným sklonem křivky fB

z obr. 8.11, a odečteme pořadnice α průsečíku těchto tečen s f_d . Do vzorce (8.30) dosadíme pak za napětí U_L hodnotu αU . Činitele α pro jednotlivé indukčnosti jsou uvedeny v tab. VIII.

Tabulka VIII

Výhybka	α pro indukčnost	
	sériovou	paralelní
Paralelní i sériová 6 dB	0,78	0,78
Paralelní 12 dB ($Z = \text{konst}$, obr. 8.3)	1,22 (L_{1p})	0,85 (L_{2p})
Sériová 12 dB ($Z = \text{konst}$, obr. 8.4)	0,51 (L_{2s})	0,95 (L_{1s})

Dále potřebujeme znát průřez S_z , popř. vůbec typ použitého jádra, tak, aby se do jeho okénka vešel potřebný počet závitů s přípustným odporem r . Obdobným postupem, jako jsme u vzduchové cívky dostali vzorec (8.24a), dojdeme zde k podmínce (při činiteli plnění $k_v = 0,35$)

$$r = \frac{2,9 \cdot 10^8 n^2}{S_v} \cdot 10^{-4}$$

Dosazením n zjištěného z této rovnice do (8.30) a úpravou dostaneme

$$\alpha U = fB\sqrt{r} k_u \quad (8.31)$$

kde

$$k_u = \frac{18\sqrt{S_v} S_z}{\sqrt{O_s}} \cdot 10^{-2}$$

je rozměrová konstanta daného jádra (platná pro $k_z = 0,9$ a měděné vnitřní), která je uvedena v posledním sloupci tab. IV. a V.

Výpočet začneme tedy tím, že ze známého výstupního napětí U , z činitele α podle tab. VIII, ze součiny fB odečteného z obr. 8.11 pro daný dělicí kmitočet a ze zvoleného přípustného odporu r vypočteme potřebnou velikost konstanty k_u ze vzorce (8.31)

$$k_u = \frac{\alpha U}{fB\sqrt{r}} \quad [—; V, Hz, T, \Omega] \quad (8.32)$$

Z tab. IV nebo V najdeme nejbližší větší velikost jádra, která tomu vyho-

vuje a jeho průřez S_z , a pro toto jádro určíme počet závitů z (8.30), kam za U_L dosadíme αU a za $k_z = 0,9$, takže

$$n = \frac{0,25\alpha U}{fBS_z} \cdot 10^4 \quad [—; V, Hz, T, cm^2] \quad (8.33)$$

Pak ze vzorce (5.31), do něhož dosadíme právě vypočtený počet závitů, určíme potřebnou vzduchovou mezeru

$$l_{vz} = \frac{1,13n^2S_z \cdot 10^{-8}}{L} - \frac{l_z}{\mu_r} \quad (8.34)$$

Nyní zkontrolujeme, zda je vypočtená mezera asi desetkrát větší, než člen l_z/μ_r , tak, aby indukčnost byla dostatečně nezávislá na velikosti permeability. Kdyby tomu tak nebylo, bylo by nutno mezeru i počet závitů zvětšit; zpravidla však výsledek vyhovuje, takže podle něho upravíme vzduchovou mezeru jádra.

Průřez vodiče zjistíme z požadavku, aby n závitů vyplnilo plochu S_v při činiteli plnění k_v , který zde odhadneme $k_v = 0,35$ takže

$$q = \frac{35S_v}{n} \quad [mm^2; cm^2] \quad (8.35)$$

Pro jistotu můžeme ještě nakonec zkontrolovat odpor a zda se vinutí vejde do okénka, čímž je úloha skončena.

Jako příklad vypočteme indukčnost 3,2 mH sériové výhybky 6 dB z dřívějšího příkladu, za předpokladu, že výstupní výkon zesilovače je 17 W, z čehož při účinnosti výstupního transformátoru 85 % zbude na sekundární straně 14,5 W, takže výstupní napětí na zátěži $R_z = 16 \Omega$

$$U = \sqrt{14,5 \cdot 16} = 15,3 \text{ V}$$

Odpor vinutí volíme $r \leq 10 \% R_z$, tj. 1,6 Ω .

Z tab. VIII najdeme pro tuto výhybku $\alpha = 0,78$ a z obr. 8.11 pro $f_d = 800 \text{ Hz}$ odečteme $fB = 130$.

Podle (8.32) je potřebná velikost konstanty

$$k_u = \frac{0,78 \cdot 15,3}{130/1,6} = 7,2 \cdot 10^{-2}$$

Tomu vyhovuje podle tab. IV jádro M12 \times 8, jehož $S_z = 0,96 \text{ cm}^2$. Dosažením do (8.33) určíme

$$n = \frac{0,25 \cdot 0,78 \cdot 15,3 \cdot 10^4}{130 \cdot 0,96} = 239 \text{ závitů}$$

a dále z (8.34), kam dosadíme $l_z = 9,7$ cm (z tab. IV), $\mu_r = 500$, $L = 0,0032$ H

$$l_{vz} = \frac{1,13 \cdot 239^2 \cdot 0,96 \cdot 10^{-8}}{0,0032} - \frac{9,7}{500} \doteq 0,17 \text{ cm}$$

Vypočtená mezera je skoro desetinásobkem člonu $\frac{9,7}{500}$, takže vyhovuje.

Dále určíme průřez vodiče z (8.35), kam z tab. IV dosadíme $S_v = 2,7$ cm²

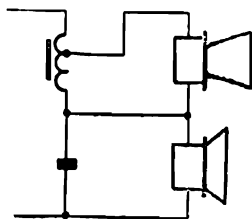
$$q = \frac{35 \cdot 2,7}{239} = 0,39 \text{ mm}^2$$

a z tab. VI k tomu najdeme průměr drátu 0,71 mm, jehož se vejde 148 závitů na 1 cm², takže vypočtených 239 závitů se do cívky vnitřních rozměrů 26×7 mm = 1,82 cm² vejde.

8.9 VÝHYBKY PRO REPRODUKTORY S NESTEJNÝM ODPorem

Dosud jsme předpokládali, že odpory obou reproduktorů jsou stejné. Není-li tomu tak, lze je připojit k různým odbočkám výstupního transformátoru, při čemž stále platí dříve uvedená podmínka, že reaktance členů L a C při dělicím kmitočtu má být rovna odporu příslušného reproduktoru, popř. příslušnému násobku tohoto odporu podle tab. VII.

Zvláště výhodné řešení pro nestejně odpory poskytuje zapojení výhybek podle obr. 8.2 nebo 8.4. Tam použijeme na výstupním transformátoru odbočky volené podle odporu hloubkového reproduktoru a indukčnost připojenou paralelně k výškovému reproduktoru provedeme jako autotransformátor s odbočkou umístěnou tak, aby přizpůsobovala odpor výškového reproduktoru výstupnímu odporu zesilovače, přičemž ovšem je nutno použít indukčnosti se železným jádrem podle předcházejícího odstavce. Je-li např. odpor hloubkového reproduktoru 16 Ω, odpor výškového 5 Ω, připojí se soustava k výstupu 16 Ω hlavního transformátoru a indukčnost se provede s reaktancí 16 Ω mezi krajními vývody a

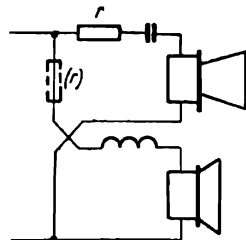


Obr. 8.13. Indukčnost sériové výhybky zapojená jako autotransformátor.

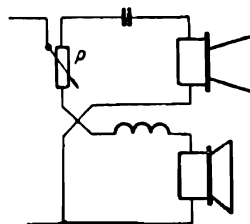
s odbočkou, která ji dělí v poměru $\sqrt{\frac{5}{16}}$, tj. na 56 % závitů (obr. 8.13).

8.10 VYVÁŽENÍ HLASITOSTI HLOUBKOVÉHO A VÝŠKOVÉHO REPRODUKTORU

Hlubkový a výškový reproduktor nemají obecně vzato stejnou účinnost, a proto by po připojení ke společnému zesilovači mohla převažovat hlasitost jednoho či druhého z nich. Aby se to nestalo, je nutno reproduktor s větší účinností přiměřeně zeslabit.

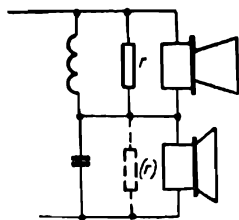


Obr. 8. 14. Vyvážení hlasitostí u paralelní výhybky sériovým odporem.

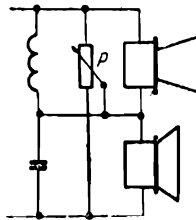


Obr. 8. 15. Vyvážení hlasitostí u paralelní výhybky sériovým potenciometrem.

U paralelní výhybky např. 6 dB se zeslabení provede zapojením předřadného odporu r (obr. 8.14) do větve účinnějšího reproduktoru. Tímto odporem se sice poruší poměry ve výhybce i tlumení reproduktoru, takže správnější by bylo provést zeslabení odporovým článkem L nebo T. Ve



Obr. 8. 16. Vyvážení hlasitostí u sériové výhybky paralelním odporem.



Obr. 8. 17. Vyvážení hlasitostí u sériové výhybky paralelním potenciometrem.

skutečnosti však rozdíly v účinnosti nebývají velké, takže stačí poměrně malý předřadný odpor, který nezpůsobí pozorovatelné zhoršení, např. pokud jde o tlumení reproduktoru. Nevíme-li předem, který reproduktor bude zeslabení potřebovat, nebo má-li být vyvažování plynulé, lze to provést zapojením potenciometru P s celkovým odporem asi R_z do společného přívodu k reproduktorům, podle obr. 8.15.

Obdobně u sériové výhybky lze provést zeslabení přemostěním účinnějšího reproduktoru odporem podle obr. 8.16 nebo přemostěním obou reproduktorů potenciometrem P velikosti asi $5R_z$, podle obr. 8.17.

8.11 VLIV VÝHYBEK NA TLUMENÍ REPRODUKTORŮ

Úvahy o tlumení reproduktoru uvedené v odst. 6.3 vycházely z předpokladu, že v obvodu kmitací cívky není mimo výstupní odpor zesilovače žádná další impedance. To odpovídá skutečnosti tehdy, když reproduktor je připojen k zesilovači přímo, avšak použitím výhybky se mohou poměry zkomplikovat. Vrátilme-li se k jednotlivým zapojením výhybek, zjistíme, že obvod hloubkového reproduktoru je uzavřen přes indukčnost výhybky v zapojení podle obr. 8.1, přes indukčnost a paralelní kondenzátor v zapojení podle obr. 8.3, přes indukčnost s paralelním výškovým reproduktorem a paralelní kondenzátor v zapojení podle obr. 8.2 a přes obě indukčnosti v sérii v zapojení podle obr. 8.4. Při rezonančním kmitočtu hloubkového reproduktoru, který je v rozmezí 30 až 80 Hz, a je tedy asi desetkrát nižší než dělicí kmitočet, je také reaktance tlumivky řádově asi desetkrát menší než odpor kmitací cívky, takže nevětšuje podstatně impedanci v jejím obvodu. Z toho vyplývá, že tlumení hloubkového reproduktoru se v žádném z uvedených zapojení výhybky podstatně nezhorší.

U výškového reproduktoru jsou poměry méně příznivé. V zapojení podle obr. 8.1 je výškový reproduktor připojen přes kondenzátor, jehož reaktance se rovná odporu reproduktoru až při dělicím kmitočtu. Rezonanční kmitočet výškového reproduktoru bývá např. 100 až 300 Hz, tj. podstatně nižší než dělicí kmitočet, a proto při rezonančním kmitočtu je reaktance kondenzátoru několikanásobně větší než odpor kmitací cívky, takže výškový reproduktor není elektromagneticky tlumen.

Totéž platí o zapojení podle obr. 8.4, u něhož je také v obvodu výškového reproduktoru zapojen kondenzátor. V zapojeních podle obr. 8.2 a 8.3 je obvod výškového reproduktoru uzavřen přes indukčnost, která má při rezonančním kmitočtu reaktanci několikanásobně menší než odpor kmitací cívky, takže nezhoršuje příliš tlumení.

Proto jsou z hlediska tlumení výškového reproduktoru výhodnější zapojení podle obr. 8.2 a 8.3, kdežto zapojení podle obr. 8.1 a 8.4 by se mělo používat jen ve spojení s výškovými reproduktory opatřenými zvukovodem, které mají dostatečné tlumení akustické.

9. CELKOVÝ NÁVRH REPRODUKTOROVÉ SOUSTAVY

Předchozí stať o reproduktorech a jejich příslušenství má čtenáři usnadnit pochopení funkce a vývoje těchto členů, a proto je dosti obsáhlá. Při vlastním návrhu reproduktorové soustavy je však situace jednodušší, protože úlohou navrhujícího zpravidla bude jen výběr vhodných reproduktorů z dosažitelných typů a návrh přiměřené ozvučnice a výhybek. Uvedme proto nakonec postup takto zjednodušeného návrhu a několik příkladů.

9.1 VŠEOBECNÉ ZÁSADY

Protože reproduktor, který by sám obsáhl celé kmitočtové pásmo není na trhu, půjde u věrně reprodukcujícího zařízení vždy o soustavu nejméně dvou různých reproduktorů. Pro hloubkový reproduktor přichází v úvahu typ celkového průměru nejméně 250 mm, např. Tesla ARO 711 nebo 814, kdežto výškový reproduktor bude nejčastěji tvořen typem ARV 231, nebo méně často elektrostatickým typem, např. ARZ 220. Protože kmitočtový rozsah výškových reproduktorů začíná zpravidla až nad 6 kHz, kdežto rozsah hloubkových reproduktorů končí pod tímto kmitočtem, bude ve většině případů nutné doplnění třetím reproduktorem pro rozsah mezi asi 2 až 7 kHz, k čemuž stačí téměř každý typ průměru 130 až 200 mm. Kmitočtový rozsah a zatížitelnost zvolených reproduktorů ověříme pomocí tónového generátoru buď sluchem, nebo máme-li možnost, raději měrným mikrofonem a podle výsledku zvolíme dělicí kmitočty.

Z ozvučnic přichází v úvahu buď uzavřená skříňová ozvučnice nebo některá obměna bass-reflexové ozvučnice. Rozměry volíme podle místa, které je k dispozici, zpravidla v mezích 50 až 150 l. Ozvučnice s objemem nad 100 l by sice měly v zásadě dávat lepší výsledky, ale je obtížné utlmit jejich velké stěny tak, aby neuplatňovaly vlastní rezonance. K utlumení se používá obložení vnitřních ploch plstí nebo vatou; také byly navrhovány pomocné absorpční desky uložené s odstupem několika centimetrů rovnoběžně s vnitřními plochami skříně, nebo sestavení ozvučnice ze dvojitých stěn vyplněných uvnitř pískem. Ozvučnice pod 80 l mají menší stěny, takže při masivním provedení stačí vyložení plstí.

Volba mezi uzavřenou skříň a bass-reflexem závisí na hloubkovém reproduktoru a na objemu ozvučnice. Má-li reproduktor rezonanci velmi nízko, např. u 30 Hz, a skříň aspoň 80 l, stačí uzavřená skříň. Je-li však rezonance reproduktoru výše, např. 60 Hz a skříň malého objemu, působil by uzavřený prostor přílišné zvýšení již beztak vysokého rezonančního kmitočtu, takže nezbyvá než opatřit vnitřek skříně komunikací s vnějškem. Tuto komunikaci by sice mohl tvořit např. skládaný exponenciální zvukovod podle obr. 7.12, ale pro jednoduchost volíme obvykle bass-reflexové provedení.

Ať již zvolíme kteroukoli ozvučnici, je záhodno zkontrolovat reprodukci v okolí rezonance a zjistí-li se znatelné převýšení, použít přídavného utlumení, např. obložením zadní strany koše reproduktoru vrstvou vaty. Tím je provedeno kmitočtové vyrovnání v oblasti nejnižších kmitočtů; další vyrovnání, je-li ho třeba, lze provést odpory podle obr. 8.14 až 8.17 tak, aby výsledná kmitočtová charakteristika neměla skoky v okolí dělicích kmitočtů.

U výhybek se obvykle spokojíme s jednodušším druhem 6 dB ná oktávu a použijeme raději sériového řazení, jež je výhodnější po stránce tlumení výškového reproduktoru a dovoluje použít tlumivky jako autotransformátoru pro výškový reproduktor. Vhodné zapojení kombinované výhybky pro tři reproduktory je na obr. 9.2.

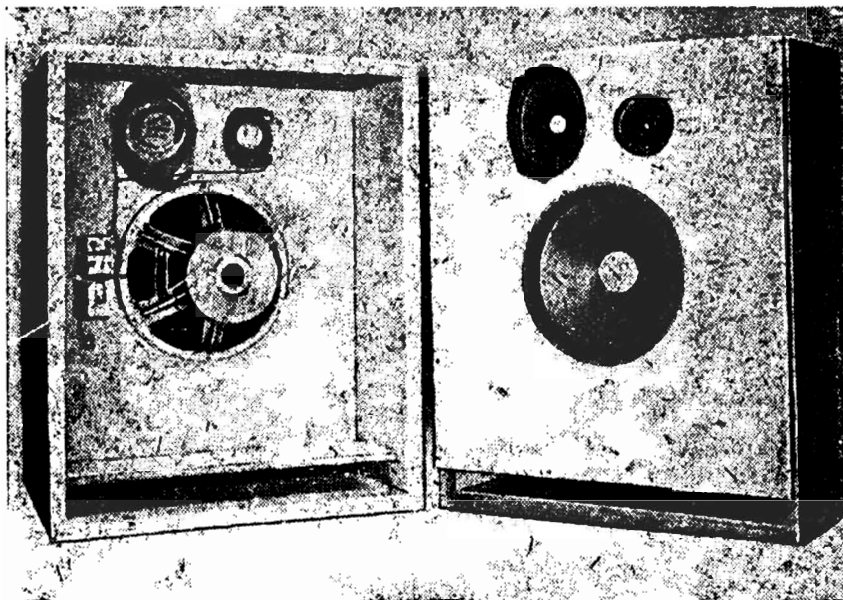
9.2 PŘÍKLADY REPRODUKTORŮ A JEJICH SOUSTAV

Hloubkový reproduktor fy Acoustic Research Co

Tento reproduktor je určen jen pro pásmo do 1 kHz a je typu s „akustickým závěsem“. Vlastní reproduktor má celkový průměr 270 mm a jeho kmitací systém má nezvykle tlustou membránu a značnou hmotu asi 80 g. Okraj membrány je tvořen vlknou z velmi poddajné tkaniny, která dovoluje výchylku řádu 1 cm. Reproduktor je vestavěn v poměrně malé úplně uzavřené ozvučnici vnitřního objemu asi 45 l, která je z větší části vyplněna skelnou vatou. Vlastní rezonance samotného reproduktoru je pod hranicí slyšitelnosti, kdežto po vestavění do ozvučnice je kolem 50 Hz.

Reproduktorová soustava W 3 fy Wharfedale

Tato soustava obsahuje tři reproduktory, z nichž hloubkový je průměru 300 mm a má velmi měkce uložený a poměrně těžký kmitací systém s rezonancí asi 20 Hz. Pro vyšší kmitočty jsou určeny další dva reproduktory průměru 130 a 90 mm, jež jsou připojeny přes výhybku s dělicími kmitočty 1 kHz a 5 kHz a opatřeny samostatnými potenciometry pro řízení hlasitosti. Skříň je rozdělena přepážkou na dvě části, z nichž menší,



Obr. 9.1. Reproduktorové soustavy ke stereofonnímu zesilovači z obr. 5.58. (Levá ozvučnice má na fotografii odstraněnou zadní stěnu a vatové vyložení.)

vzadu otevřená horní část obsahuje oba výškové reproduktory, kdežto dolní vzadu uzavřená část objemu asi 50 l obsahuje jen hloubkový reproduktor. Tato část je vyložena tlustou vrstvou syntetické vaty a s vnějškem spojena trubkovým zvukovodem $\varnothing 50 \times 180$ mm, který vyúsťuje vpředu pod hloubkovým reproduktorem. Vlastní rezonance takto vzniklého bass-reflexu je kolem 70 Hz a je vyložení skříně a úzkým zvukovodem utlumená tak, že přenos u 70 Hz je stejný, jako u 1 kHz, kdežto ke 40 Hz postupně asi o 5 dB klesá.

Reproduktorová soustava ke stereofonnímu zesilovači (podle obr. 5.58)

Tato soustava se skládá ze dvou stejných jednotek (obr. 9.1), z nichž každá má vlastní skříň obsahující hloubkový reproduktor průměru 320 mm, střední ciliptický reproduktor 200×150 mm a výškový reproduktor ARV 231. Reproduktoři jsou spolu spojeni výhybkou podle obr. 9.2 s dělicími kmitočty 1 kHz a 7,5 kHz. Indukčnost výhybky má jádro $M12 \times 12$ mm z křemíkatých plechů se vzduchovou mezerou 1 mm a tvoří zároveň převodní autotransformátor z impedance 5 Ω na 10 Ω pro výškový

Volba mezi uzavřenou skříň a bass-reflexem závisí na hloubkovém reproduktoru a na objemu ozvučnice. Má-li reproduktor rezonanci velmi nízko, např. u 30 Hz, a skříň aspoň 80 l, stačí uzavřená skříň. Je-li však rezonance reproduktoru výše, např. 60 Hz a skříň malého objemu, působil by uzavřený prostor přílišné zvýšení již beztak vysokého rezonančního kmitočtu, takže nezbyvá než opatřit vnitřek skříňné komunikací s vnějškem. Tuto komunikací by sice mohl tvořit např. skládaný exponenciální zvukovod podle obr. 7.12, ale pro jednoduchost volíme obvykle bass-reflexové provedení.

Ať již zvolíme kteroukoli ozvučnici, je záhodno zkontrolovat reprodukci v okolí rezonance a zjistit-li se znatelné převýšení, použít přidavného utlumení, např. obložení zadní strany koše reproduktoru vrstvou vaty. Tím je provedeno kmitočtové vyrovnání v oblasti nejnižších kmitočtů; další vyrovnání, je-li ho třeba, lze provést odpory podle obr. 8.14 až 8.17 tak, aby výsledná kmitočtová charakteristika neměla skoky v okolí dělicích kmitočtů.

U výhybek se obvykle spokojíme s jednodušším druhem 6 dB ná oktávu a použijeme raději sériového řazení, jež je výhodnější po stránce tlumení výškového reproduktoru a dovoluje použít tlumivky jako autotransformátoru pro výškový reproduktor. Vhodné zapojení kombinované výhybky pro tři reproduktory je na obr. 9.2.

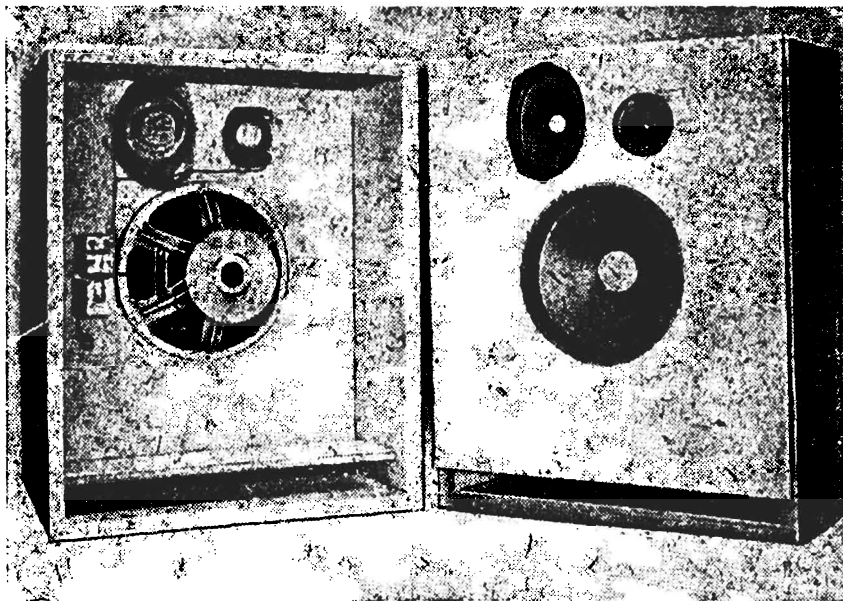
9.2 PŘÍKLADY REPRODUKTORŮ A JEJICH SOUSTAV

Hloubkový reproduktor fy Acoustic Research Co

Tento reproduktor je určen jen pro pásmo do 1 kHz a je typu s „akustickým závěsem“. Vlastní reproduktor má celkový průměr 270 mm a jeho kmitací systém má nezvykle tlustou membránu a značnou hmotu asi 80 g. Okraj membrány je tvořen vlnkou z velmi poddajné tkaniny, která dovoluje výchylku řádu 1 cm. Reproduktor je vestavěn v poměrně malé úplně uzavřené ozvučnici vnitřního objemu asi 45 l, která je z větší části vyplněna skelnou vatou. Vlastní rezonance samotného reproduktoru je pod hranicí slyšitelnosti, kdežto po vestavění do ozvučnice je kolem 50 Hz.

Reproduktorová soustava W 3 fy Wharfedale

Tato soustava obsahuje tři reproduktory, z nichž hloubkový je průměru 300 mm a má velmi měkce uložený a poměrně těžký kmitací systém s rezonancí asi 20 Hz. Pro vyšší kmitočty jsou určeny další dva reproduktory průměru 130 a 90 mm, jež jsou připojeny přes výhybku s dělicími kmitočty 1 kHz a 5 kHz a opatřeny samostatnými potenciometry pro řízení hlasitosti. Skříň je rozdělena přepážkou na dvě části, z nichž menší,



Obr. 9.1. Reproduktorové soustavy ke stereofonnímu zesilovači z obr. 5.58. (Levá ozvučnice má na fotografii odstraněnou zadní stěnu a vatové vyložení.)

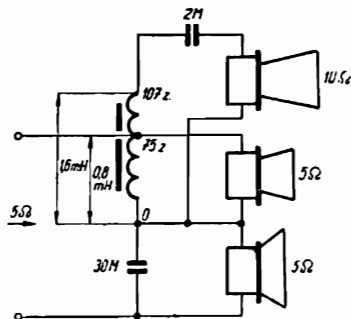
vzadu otevřená horní část obsahuje oba výškové reproduktory, kdežto dolní vzadu uzavřená část objemu asi 50 l obsahuje jen hloubkový reproduktor. Tato část je vyložena tlustou vrstvou syntetické vaty a s vnějším spojena trubkovým zvukovodem $\varnothing 50 \times 180$ mm, který vyúsťuje vpředu pod hloubkovým reproduktorem. Vlastní rezonance takto vzniklého bass-reflexu je kolem 70 Hz a je vyložení skříně a úzkým zvukovodem utlumená tak, že přenes u 70 Hz je stejný, jako u 1 kHz, kdežto ke 40 Hz postupně asi o 5 dB klesá.

Reproduktorová soustava ke stereofonnímu zesilovači (podle obr. 5.58)

Tato soustava se skládá ze dvou stejných jednotek (obr. 9.1), z nichž každá má vlastní skřín obsahující hloubkový reproduktor průměru 320 mm, střední ciliptický reproduktor 200×150 mm a výškový reproduktor ARV 231. Reprodukory jsou spolu spojeny výhybkou podle obr. 9.2 s dělicími kmitočty 1 kHz a 7,5 kHz. Indukčnost výhybky má jádro M12 \times 12 mm z křemíkatých plechů se vzduchovou mezerou 1 mm a tvoří zároveň převodní autotransformátor z impedance 5 Ω na 10 Ω pro výškový

reproduktor. Její vinutí má 107 závitů s odbočkou na 75. závitu, z drátu $\varnothing 1 \text{ mm}$.

Ozvučnice mají objem 95 l a jsou uvnitř vyloženy vrstvou vaty. Aby poměrně velká zadní stěna nerezonovala, je složena ze dvou překližek tloušťky po 5 mm, mezi nimiž je 15 mm široká mezera, vyplněná jemným pískem. Oba výškové reproduktory jsou zadlabány šikmo do přední desky



Obr. 9.2. Zapojení výhybky pro reproduktorovou soustavu z obr. 9.1.

tak, aby jejich osy směřovaly k posluchači; otvory v koši eliptického reproduktoru jsou přitom ucpány vložkami z korkové desky. Přední stěna je kratší než skříň a je na své dolní hraně opatřena kolmo připevněným okrajovým prknem, jež spolu se dnem skříně tvoří šterbinový nátrubek bass-reflexu, šířky 40 mm a hloubky 190 mm. Vlastní rezonance bass-reflexu i hloubkových reproduktorů je u 45 Hz. Ozvučnice jsou určeny k zasunutí do spodní části větší knihovny, a proto nejsou na povrchu dýchovány.

Bylo také zkoušeno nahradit hloubkový a střední reproduktor soustavou šesti stejných paralelně spojených eliptických reproduktorů $200 \times 150 \text{ mm}$. Dosažené výsledky byly od 80 Hz celkem stejné jako s předchozí soustavou, jen pod tímto kmitočtem byly horší.

10. STEREOFONIE

10.1 VŠEOBECNÉ POJMY

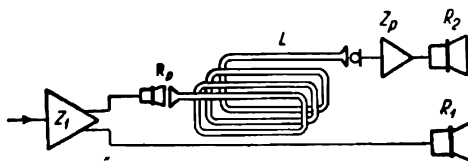
I kdybychom dosáhli reprodukce zcela dokonalé co do tvarové a kmitočtové věrnosti, přece jen se bude výsledek lišit od přímého poslechu. Tento rozdíl je z velké části způsoben tím, že v koncertní síni slyšíme zvuk přicházet z různých míst orchestru, kdežto při reprodukci vychází zvuk jen z jediného malého místa o průměru membrány reproduktoru. Proto lze i jinak dokonalou reprodukci přirovnat k poslechu otvorem ve zdi koncertní místnosti a vzniklý nepřirozený dojem se označuje jako poslech „dírou ve zdi“.

10.1.1 Pseudostereofonie

K odstranění této závady byla navržena řada úprav, z nichž nejjednodušší používá několika reproduktorů rozložených po místnosti a popř. odvrácených od posluchače tak, aby slyšel spíše zvuk odražený a rozptýlený stěnami místnosti. To je tzv. difúzní nepřímé ozvučení, při němž zvuk vychází sice z větší plochy, ale přesto se příliš nepodobá přímému poslechu, protože neposkytuje možnost rozeznat, kde jsou jednotlivé nástroje umístěny.

Jiná úprava, označovaná jako „prostorový zvuk“ („Raumklang“) a používaná hlavně u rozhlasových přístrojů, má mimo hlavní, vpřed vyzařující reproduktor ještě menší přídavné reproduktory umístěné na bočních skříních. Zvuk z těchto reproduktorů dochází k posluchači až po několika odrazech od stěn místnosti, takže přichází s časovým zpožděním a také z jiných směrů než zvuk hlavního reproduktoru a přispívá tak ke zvětšení plošného rozsahu zvukového zdroje.

Konečně v poslední době se začíná používat zařízení pro umělý dozvuk. Při tom se signál z hlavního zesilovače



Obr. 10.1. Získání umělého dozvuku.

Z_1 přivádí jednak do hlavního reproduktoru R_1 (obr. 10.1), jednak současně do pomocného reproduktoru R_p , který vysílá zvuk do umělého akustického vedení vytvořeného z několika desítek metrů dlouhé kovové trubky L , která je pro úsporu místa stočena do šroubovice. Na druhém konci trubky je mikrofon, kterým se došlý zvuk snímá a po zesílení pomocným zesilovačem Z_p reprodukuje dalším reproduktorem R_2 . Tím vzniká přídavný zvuk, který má proti hlavnímu časové zpoždění, což působí, jako by místnost měla zvětšený dozvuk. Zvukové efekty, kterých lze takto dosáhnout, jsou sice zajímavé a snad někdy i příjemné, ale nemají co činit s věrnou reprodukcí, jejímž cílem je přiblížit se co nejvíce originálu, aniž by se přidávalo cokoli, co v originále nebylo.

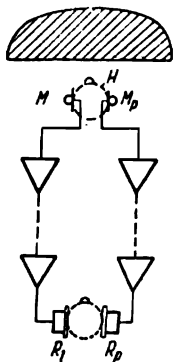
10.1.2 Kódovaná stereofonie

Uvedená zařízení odstraňují sice dojem „díry ve zdi“, ale nedovolují určit polohu zdroje zvuku ani jeho případný pohyb. Je zřejmé, že toho nelze dosáhnout žádnou úpravou na reprodukční straně, protože informace o směru zvuku není v obvyklém signálu obsažena, a bylo by tedy nejprve nutno doplnit ji na vysílací straně zařízení. První pokusy tohoto druhu prováděné v divadlech a u filmu s tzv. „kódovanou stereofonií“ proto měly mimo vlastní zvukový záznam ještě pomocný řídicí signál, kterým se na reprodukční straně, jež byla opatřena dvěma zesilovači a reproduktory, zesiloval podle potřeby zvuk v pravém nebo levém reproduktoru. Tím bylo umožněno slyšet určitý zvuk zprava či zleva nebo poznat i jeho případný pohyb, takže bylo možno vyvolat např. dojem jedoucího vlaku. Směrový dojem lze však tímto způsobem získat jen pro jeden, v daném okamžiku nejsilnější zdroj zvuku, takže nelze např. dosáhnout poslechu jednoho nástroje zleva a současně druhého zprava.

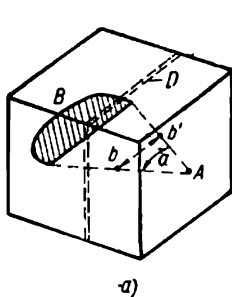
10.1.3 Dvoukanálová stereofonie

Pravého stereofonního dojmu lze dosáhnout napodobením poslechu oběma ušima podle obr. 10.2. Snímání se provádělo dvěma mikrofony M_1 , M_p , které byly umístěny po obou stranách napodobené hlavy H v místech, kde by posluchač měl uši. Oba signály se odděleně zesilovaly a přenášely dvěma cestami, na jejichž druhém konci se opět odděleně zesilovaly a reprodukovaly. Každý posluchač byl přitom vybaven sluchátky R_1 , R_p , z nichž levé bylo připojeno ke kanálu levého mikrofonu a pravé ke kanálu pravého mikrofonu. Takto získaný dojem odpovídal velmi dobře skutečnému prostorovému rozložení zvukových zdrojů, až na to, že při otočení hlavy slyšel posluchač zdroj stále proti sobě, jako by se pohyboval s ním. Mimoto ovšem poslech sluchátky byl také nepohodlný.

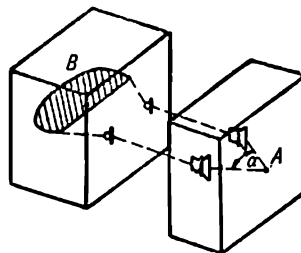
Nynější provedení stereofonie je proto založeno na odlišné úvaze (obr. 10.3a). Posluchač naslouchající v místě A orchestru B slyší při přímém poslechu jednotlivé nástroje pod vodorovným úhlem α . Na výsledku se nic nezmění, aspoň pokud jde o rozdělení nástrojů ve vodorovné rovině, představíme-li si místnost přepaženu neprůzvučnou dvojitou stěnou D, která je v rozsahu b — b' na straně přilehlé ke zdroji opatřena řadou mikro-



Obr. 10.2. Stereofonní přenos při poslechu sluchátky.



a)



b)

Obr. 10.3. Stereofonní přenos při poslechu z reproduktorů.

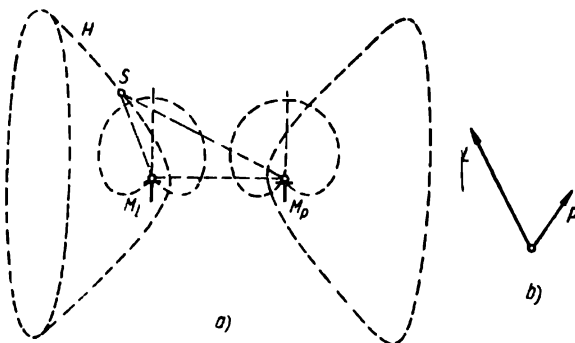
fonů a na straně obrácené k posluchači řadou příslušných reproduktorů. Je zřejmé, že obě části dvojitě stěny lze od sebe prostorově nebo i časově oddělit podle obr. 10.3b, pokud ovšem zachováme spojovací cesty mezi mikrofony a příslušnými reproduktory. S ohledem na úsporu těchto cest lze místo řady mikrofonů a reproduktorů použít jen dvou mikrofonů a reproduktorů; přitom úhel α , ve kterém posluchač tyto dva reproduktory slyší, má odpovídat dobrému místu v koncertním sále, z něhož posluchač slyší orchestr pod úhlem 40 až 60°. Z tohoto požadavku vyplývá potřebná vzdálenost obou reproduktorů, která má být podle velikosti reprodukcí místnosti dva až čtyři metry.

Je ovšem nutno uvést, že ani toto provedení stejně jako ostatní není skutečně stereofonní, tj. prostorové, protože rozlišuje jen směr vpravo — vlevo ve vodorovném příčném směru a nikoli prostorově, tj. také nahore — dole a vpředu — vzadu.

10.1.4 Stereofonie fázová a intenzitní

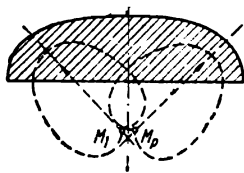
Podrobnějším rozбором vjemů, které vyvolá nějaký zdroj při přímém poslechu v uších posluchače, popř. rozбором signálů, jež tento zdroj vyvolá v obou mikrofonech, zjistíme, že se liší, obecně vzato, co do velikosti

a fáze: v případě nakresleném na obr. 10.4a je zdroj S blíže mikrofonu M_1 než M_p a mimoto je pro mikrofon M_1 téměř v ose jeho směrové charakteristiky, takže signál L z tohoto mikrofonu je silnější. K mikrofonu M_1 dochází zvuk také kratší cestou, takže signál L fázově předbíhá proti signálu P z mikrofonu M_p (obr. 10.4b).



Obr. 10.4. a) Snímání zvuku dvěma snímači, b) vzájemná velikost a fáze signálů obou snímačů.

Při přenosu lze přihlížet buď k oběma těmto rozdílům a přenášet tedy oba signály lišící se co do fáze i velikosti, což je tzv. stereofonie fázová, při níž je nutno snímat zvuk dvěma mikrofony, jež jsou od sebe 2 až 4 m vzdáleny. Existuje však také tzv. stereofonie intenzitní, která fázový rozdíl nerespektuje a přenáší oba signály lišící se jen co do velikosti, ale stejné co do fáze.



Obr. 10.5. Umístění mikrofonů při intenzitní stereofonii systému XY.

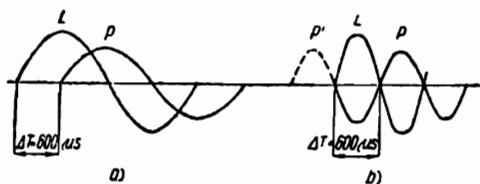
V tom případě se snímání děje dvěma směrovými mikrofony M_1 , M_p , které jsou umístěny téměř ve stejném místě uprostřed scény (obr. 10.5) a jsou namířeny svými směrovými charakteristikami vlevo a vpravo, takže snímají stranou ležící zdroj sice různě silně, ale vlivem stejných vzdáleností se stejnou fází. (Tento systém se také označuje zkratkou XY.)

Oba tyto systémy mají své přednosti a není dosud s konečnou platností rozhodnuto, který je výhodnější; zdá se však, že fázová stereofonie je dokonalejší.

10.1.5 Činitele stereofonního slyšení

K plnému pochopení stereofonního slyšení však nestačí jen vysvětlení na základě fázového a intenzitního rozdílu. Tyto rozdíly totiž nevysvětlují,

proč určitý zvuk, který vyvolá např. v levém mikrofону silnější a předbíhající signál, nebo který by při přímém poslechu vyvolal silnější a fázově předbíhající vjem v levém uchu, umísťujeme právě vlevo vpředu a ne např. vlevo vzadu, či třeba vlevo na stropě. Všechny tyto případy by totiž co do rozdílů intenzit a fází vedly ke stejnému výsledku a lze dokonce zjistit, že i zdroj ležící kdekoli na levé větvi hyperboloidu H (obr. 10.4a) mají-



Obr. 10.6. Průběh vjemů obou uší posluchače: a) při kmitočtu 400 Hz, b) při kmitočtu 800 Hz.



Obr. 10.7. Průběh vjemů obou uší posluchače při zá- kmitovém ději.

cího ohniska v místech mikrofónů nebo uší posluchače by vyvolal stejný fázový rozdíl. Jestliže tedy přesto dovedeme správně rozeznat, zda je zdroj vpředu, nahoře či vzadu, musí existovat ještě jiné činitele kromě fázového a intenzitního rozdílu.

Jedním z těchto činitelů je při přímém poslechu směrová charakteristika ucha, na niž má vliv tvar ušních boltců a vzájemné zaclonění obou uší lebkou. Dalším činitelem je akustika místnosti, která má vliv na nepřímý zvuk odražený od stěn a na poměr mezi tímto zvukem a zvukem došlým ze zdroje přímo.

Další slabinou vysvětlení založeného na fázovém rozdílu je to, že s ním lze vystačit jen pro omezený rozsah kmitočtů, jak vyplývá z této úvahy, týkající se přímého poslechu:

Průměrná vzdálenost obou uší posluchače je asi 20 cm, takže zcela bočně, např. vlevo ležící zdroj vyvolá v nich vjemy lišící se časově (při rychlosti zvuku 340 m/s) o $\frac{0,20}{340} \doteq 600 \mu\text{s}$. Při nízkém kmitočtu, např.

100 Hz, jehož jedna perioda T trvá 10 000 μs , působí zpoždění 600 μs jen malý rozdíl fází obou signálů o 0,06 periody, tj. o 22°; proto nejsou hluboké tóny až asi do 300 Hz, aspoň pokud jde o fázi, pro stereofonní vjem důležité. U vyšších kmitočtů, např. 400 Hz, jehož perioda trvá 2500 μs , znamená zpoždění 600 μs již fázový rozdíl asi o čtvrt periody, popř. o 90°, takže vjemy obou uší (obr. 10.6a) se již podstatně liší, z čehož vyplývá, že v této oblasti je rozdíl fází významnou složkou stereofonního vnímání. Při ještě vyšším kmitočtu 800 Hz dosáhne však fázový rozdíl 180° (podle obr. 10.6b), takže při ustáleném tónu, který trval i před uvažovaným

okamžikem, již nelze rozhodnout, zda je vjem v pravém uchu o 180° zpožděn, či zda naopak je vjem levého ucha o 180° zpožděn proti předcházející vlně vjemu pravého ucha. Proto by posluchač jen podle samotného fázového rozdílu nepoznal, z které strany zvuk přichází a mohl by dokonce umisťovat zdroj vpravo.

Naštěstí obsahují přenášené zvuky vždy dostatek přechodných jevů, které se neopakují, takže nemůže docházet k záměně porovnávaných vln. Např. při přenosu krátkého doznívajícího nárazu podle obr. 10.7 lze vždy jednoznačně určit, který z obou průběhů je pozdější.

Z uvedeného rozboru vyplývá, že při stereofonním slyšení je důležitá řada činitelů, jež se vzájemně doplňují a že tedy je nutno, aby při přenosu byly zachovány všechny tyto činitele a ne jen některý z nich. Jestliže např. při intenzitní stereofonii posluchač sedící uprostřed obou reproduktorů slyší zvuk z levého reproduktoru hlasitěji, ale jinak soufázově a se současným nástupem přechodných jevů jako z pravého reproduktoru, je podle intenzity veden k tomu, aby lokalizoval zdroj vlevo, ale podle fáze k tomu, aby jej lokalizoval doprostřed. Tím vzniká nepřirozený matoucí dojem, který není pravou stereofonií, přesto, že podle hlasitosti jsou směry vlevo a vpravo zachovány.

Ještě zřejmější rozpor nastane, jestliže při jinak vyhovující, např. fázové stereofonii přepólujeme jeden reproduktor; tím vznikne zcela zkreslené prostorový obraz původního zvuku, u něhož však přesto správnost směru vlevo — vpravo zůstane nedotčena.

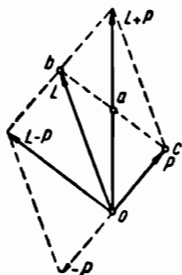
Vzájemná souhra všech činitelů rozhoduje při stereofonii více než jen rozlišení směru vlevo — vpravo: existují např. gramofonové desky, u nichž posluchač sice zřetelně rozezná, že některý nástroj slyší zprava a jiný zleva, ale přesto nemá pocit přirozeného poslechu, kdežto jiné desky, u nichž rozdíl vlevo — vpravo není tak zřejmý, budí přesto v posluchači dojem, že sedí před nebo spíše mezi rozesazenými hudebníky a slyší jejich nástroje kolem sebe.

10.1.6 Stereofonie kombinovanými signály

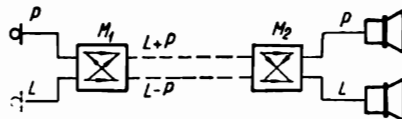
Pro stereofonní přenos podle obr. 10.3 je vždy zapotřebí aspoň dvou stejných kanálů, které přenášejí dva navzájem rovnocenné signály. Celé zařízení, tj. vysílací strana, přenosové cesty i reprodukční strana je proto dvakrát dražší než obyčejné monofonní zařízení a mimoto má ještě další nevýhodu. Při zavádění stereofonie je totiž důležité, aby těchto zařízení, ať již jde o rozhlas či gramofonové desky, bylo možno použít také ve spojení s dosavadními monofonními přístroji. Při rozhlasu to znamená, že požadujeme, aby monofonním přijímačem bylo možno monofonně poslouchat stereofonní rozhlas a naopak, aby stereofonním přijímačem bylo

možno monofonně poslouchat monofonní rozhlas. U gramofonových desek to znamená, že monofonní přenoskou má být možno monofonně snímat stereofonní desky a naopak stereofonní přenoskou snímat i monofonní desky. Tento požadavek se označuje jako slučitelnost (kompatibilita).

Kdybychom v předchozím případě vysílali, přenášeli nebo zaznamenávali signály obou mikrofonů, pak by monofonní reprodukční zařízení mohlo snímat jen jeden z těchto signálů. Posлуhač by proto slyšel snímek buď jen levého, nebo jen pravého mikrofonu, tak jako by seděl po některé



Obr. 10.8. Kombinované signály $(L + P)$ a $(L - P)$ sinusových průběhů.



Obr. 10.9. Skupinové schéma přenosu kombinovanými signály.

straně sálu, avšak nikdy by neslyšel zvuk jako z prostředního sedadla, takže přenos by požadavku slučitelnosti nevyhovoval. Proto se v některých případech oba signály před dalším zpracováním ještě smčšují (maticují) v maticovém obvodu.

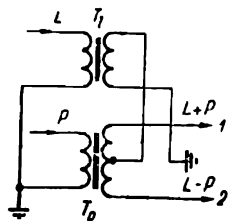
Mísením se ze signálů L a P levého a pravého mikrofonu vytvoří jednak součtový signál $L + P$ (obr. 10.8), který je dvojnásobným průměrným signálem odpovídajícím mikrofonu umístěnému uprostřed. Dále se vytvoří rozdílový signál $L - P$, který obsahuje směrovou informaci: kdyby byl zdroj uprostřed, byl by tento signál nulový.

Stejně složky oa obou signálů, spadající do směru součtového signálu, budeme dále nazývat soufázové složky, kdežto stejné, ale v opačných směrech působící složky ab , ac označíme jako protifázové. (Vektorový diagram z obr. 10.8 platí sice jen pro sinusový signál, avšak lze snadno nahlédnout, že kombinování signálů na součet a rozdíl i rozklad na soufázové a protifázové složky je možný i u jakýchkoli obecných průběhů.)

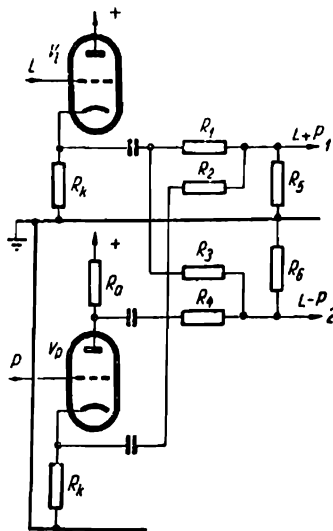
Místo původních signálů L a P se pak přenášejí nebo zaznamenávají kombinované signály $(L + P)$ a $(L - P)$ podle skupinového schématu na obr. 10.9. Na přijímací straně se tyto signály dalším maticovým obvodem M_2 přemění nazpět na původní signály L a P , které se pak reprodukují. Přenos kombinovanými signály má řadu výhod. Jednak nevyžaduje dvě stejně kvalitní spojovací cesty, nýbrž plně kvalitní cesta je nutná jen pro součtový signál, který nese většinu obsahu a rozhoduje o kvalitě výsledku;

pro rozdílový signál obvykle stačí cesta s menší výkonovou kapacitou, s užším kmitočtovým rozsahem a popř. i s menším rozsahem dynamickým. Dále se tím dosáhne slučitelnosti, jak je zřejmé z toho, že monofonní zařízení připojené ke kanálu $(L + P)$ bude reprodukovat průměr ze signálů L a P . Lze ostatně snadno nahlédnout, že systém $(L + P)/(L - P)$ zahrnuje v sobě i monofonní přenos jako zvláštní případ, u něhož složka $(L - P)$ je trvale nulová.

Na obr. 10.10 je příklad maticového obvodu, kterým lze ze signálů L a P vytvořit součet a rozdíl nebo naopak ze součtu $(L + P)$ a rozdílu

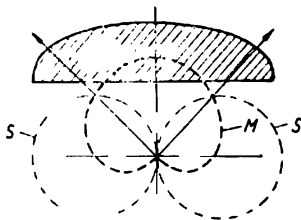


Obr. 10.10. Maticový obvod se dvěma transformátory.



Obr. 10.11. Maticový obvod se dvěma elektronikami.

$(L - P)$ získat původní signály. Transformátor T_p má na sekundárním vinutí dvě stejné sekce opačné polarity, k jejichž středu je připojeno sekundární vinutí transformátoru T_1 . Tím je dosaženo toho, že svorka 1 má signál $(L + P)$ a svorka 2 signál $(L - P)$.



Obr. 10.12. Získání kombinovaných signálů dvěma různými mikrofony při intenzitní stereofonii systému MS.

Na obr. 10.11 je častěji používané elektronické provedení maticového obvodu [79]. Elektronka V_p pracuje jako stupeň s rozdělnou zátěží, který má na katodě signál P a na anodě signál $-P$. Elektronka V_1 pracuje jako katodový sledovač a má proto na katodě signál L . Tyto signály se sčítají pasívními členy R_1 až R_6 , takže na výstupu 1 je signál $(L + P)$ a na výstupu 2 signál $(L - P)$.

Místo elektrickými obvody se kombinované signály získávají často již na akustické nebo mechanické straně zařízení. Např. pro snímání

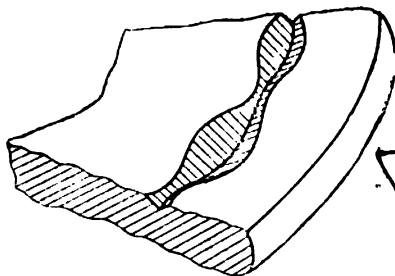
intenzitní stereofonie se místo dvou stejných mikrofonů znázorněných na obr. 10.5 používá u tzv. systému MS (Mitte-Seiten) dvou různých mikrofonů, z nichž jeden má charakteristiku M tvaru kardioidy a je namířen na střed scény (obr. 10.12), takže již přímo snímá signál $(L + P)$, a druhý s charakteristikou S tvaru osmičky je otočen na bok, takže snímá složku $(L - P)$. Podobně i drážka stereofonní gramofonové desky, kterou se budeme zabývat v odst. 10.2, pracuje jako mechanická matice, která ze signálů L a P skloněných pod úhly $\pm 45^\circ$ tvoří vodorovný signál $(L + P)$ a svislý signál $(L - P)$.

10.2 STEREOFONNÍ GRAMOFONOVÁ DESKA

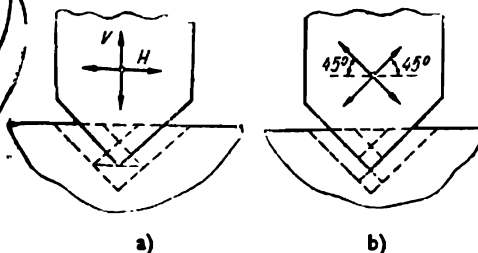
U prvních pokusných stereofonních desek byly záznamy obou signálů vedle sebe na téže desce, která nesla od svého vnějšího okraje až do poloviny použitelné šířky jeden záznam a odtud až po vnitřní obvod druhý záznam. Záznam se snímal dvěma vedle sebe umístěnými přenoskami, které ovšem bylo nutno správně nasadit do odpovídajících drážek. Nevýhodou tohoto způsobu bylo jednak zmenšení užitečné plochy záznamu na polovinu, jednak obtížné nasazování dvou přenosek současně. Proto tyto pokusy nevedly k prakticky použitelným výsledkům.

10.2.1 Záznam V/L

Upotřebitelné stereofonní desky vznikly teprve kombinováním hloubkového a bočního záznamu, k němuž bylo využito okolnosti, že jedna a táž drážka může současně nést dva signály. Jak známo, je obvyklý, tzv. Ber-



Obr. 10.13. Hloubkový záznam gramofonové desky.



Obr. 10.14. Pohyb záznamového nože: a) u systému V/L, b) u systému $45^\circ/45^\circ$.

linerův záznam desek proveden bočním zvlněním drážky (obr. 2.8), která přitom zachovává stálou hloubku. Zvukové snímky Edisonova fonografu byly však provedeny hloubkovým záznamem, při němž drážka zachovává

svůj směr, ale periodicky mění svou hloubku (obr. 10.13). Oba tyto způsoby záznamu lze kombinovat tak, že drážka je zvlněna současně bočně i hloubkově a obsahuje pak dva signály, z nichž jeden je nesen jejím bočním a druhým jejím hloubkovým zvlněním. Záznamová i snímací přenoska musí být ovšem opatřena kombinovanými systémy se dvěma pohybovými ústrojími, z nichž jedno působí, popř. snímá vodorovný pohyb H hrotu (obr. 10.14a) a druhé jeho svislý pohyb V . Tímto způsobem tzv. vertikálně laterálním systémem („V/L“) byly nahrávány desky koncertu Teldec.

10.2.2 Z á z n a m $45^\circ/45^\circ$

Systém V/L nebyl však zcela bez závad. Jeho hlavní nevýhodou je to, že oba záznamy nejsou zcela rovnocenné: boční je výhodnější při záznamu, protože odebrá stále stejně silnou třiskou, i při snímání, protože vede hrot z obou stran; má proto menší zkreslení a větší trvanlivost než hloubkový záznam. Proto u dnešních stereofonních desek, tzv. systému Westrex [80], byly směry záznamu pootočeny tak, že oba svírají s rovinou desky 45° (obr. 10.14b).

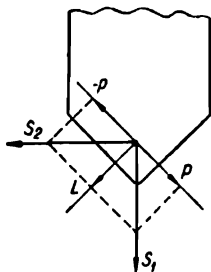
Záznam systému $45^\circ/45^\circ$ má řadu předností. Protože se u něho signály L a P zaznamenávají do navzájem stejných boků drážky, jsou oba záznamy rovnocenné co do jakosti i opotřebení. Další výhody vyplývají z následující úvahy:

Představme si, že jde o záznam zvuku, jehož zdroj leží náhodou právě uprostřed obou mikrofonů, takže oba signály jsou navzájem stejné, bez rozdílové složky. Pak je možno pólovat oba hnací systémy záznamové hlavy tak, že působí výchylky směrem šipek L a P (obr. 10.15), které se vektorově sčítají, takže výsledný pohyb hrotu má směr S_1 . Ten je v tomto případě svislý, což znamená, že při tomto pólování by součtový signál byl zaznamenán hloubkově. Stejnou úvahou provedenou pro rozdílovou složku signálů bychom shledali, že rozdílový signál by byl zaznamenán bočně. Toto pólování by však bylo neúčelné, jednak proto, že důležitější součtový signál by byl zaznamenán podřadnějším hloubkovým způsobem, jednak proto, že záznam by nebyl slučitelný: při přehrávání monofonní přenoskou by dával jen rozdílový signál.

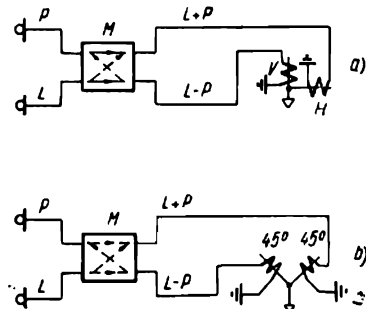
Proto se pro záznam používá pólování, u něhož je jeden pohybový systém komutován, takže působí pohyb ve směru $-P$. Výslednice S_2 pohybů L a $-P$ je pak vodorovná, takže součtová složka obou signálů je zaznamenána bočně a rozdílová hloubkově. Pak je významnější součtová složka zaznamenána jakostnějším způsobem a zároveň je deska slučitelná; při snímání monofonní přenoskou reagující na boční pohyb poskytuje součtový signál. Je nutno uvést, že tato slučitelnost není zcela ideální, protože dno drážky je zvlněno rozdílovou složkou hloubkově a nemá-li

hrot monofonní snímačí přenosky dostatečnou svislou poddajnost, je záznam brzy zničen.

Z uvedeného výkladu je zřejmé, že zcela stejného výsledku jako při záznamu pravého a levého signálu pod sklonem $\pm 45^\circ$ se dosáhne, jestliže se nejprve z obou signálů vytvoří maticovým obvodem součtový a rozdílový signál a ty se zaznamenají tak, že součet ($L + P$) moduluje drážku



Obr. 10.15. Vzájemné pólování obou pohybů záznamové nože u systému $45^\circ/45^\circ$



Obr. 10.16. Záměnnost systému $45^\circ/45^\circ$ a V/L: a) záznam $45^\circ/45^\circ$ provedený záznamovou hlavou V/L, b) záznam V/L provedený záznamovou hlavou $45^\circ/45^\circ$.

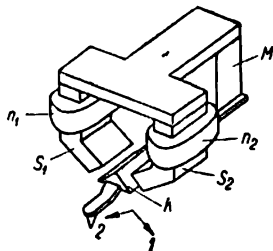
bočně a rozdíl ($L - P$) ji moduluje hloubkově (obr. 10.16a). Proto se můžeme na stereofonní desky systému Westrex dívat jako na záznam, u něhož jsou signály L a P nahrány pod úhlem $\pm 45^\circ$, nebo jako na záznam, u něhož je součet ($L + P$) získaný maticovým obvodem M nahrán bočně a rozdíl ($L - P$) hloubkově. Obdobně také záznam V/L je možno považovat za systém, u něhož jsou signály ($L + P$) a ($L - P$) zaznamenány pod úhly 45° do obou boků drážky (obr. 10.16b). Díky této záměnnosti lze jakékoli zařízení, určené pro záznam nebo reprodukci systému V/L, přizpůsobit maticovým obvodem tak, aby bylo použitelné pro systém $45^\circ/45^\circ$ nebo naopak.

Kombinovaný záznam ve dvou směrech existuje již poměrně dlouho. V r. 1931 byl Blumleinem v Anglii přihlášen k patentové ochraně [82] záznam ve dvou směrech a v r. 1936 byl Kellerem a Rafusem v USA přihlášen i systém V/L [83]. V následujících letech však válečné události znemožnily jejich využití, ke kterému došlo až mnohem později.

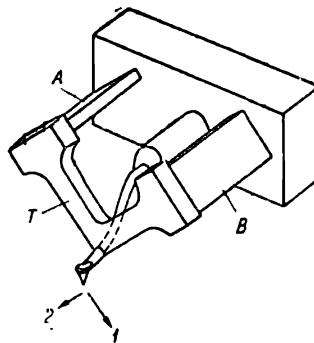
10.2.3 Přenosky pro záznam $45^\circ/45^\circ$

Protože směry pohybu obou záznamů svírají navzájem úhel 90° , lze poměrně snadno zkonstruovat záznamové i reprodukční hlavy se dvěma systémy, které se navzájem, aspoň v principu, neovlivňují.

Typická elektromagnetická záznamová, popř. snímací přenoska tohoto systému je znázorněna schematicky na obr. 10.17. Permanentní magnet M uzavírá svůj tok přes kotvičku K a dále jednak sloupkem S_1 , jednak sloupkem S_2 . Přivádí-li se signál do cívky n_1 umístěné na sloupku S_1 , pohybuje se kotvička ve směru šipky 1 , takže se zvlí pravý bok drážky, kdežto



Obr. 10.17. Vnitřní systém stereofonní elektromagnetické přenosky.



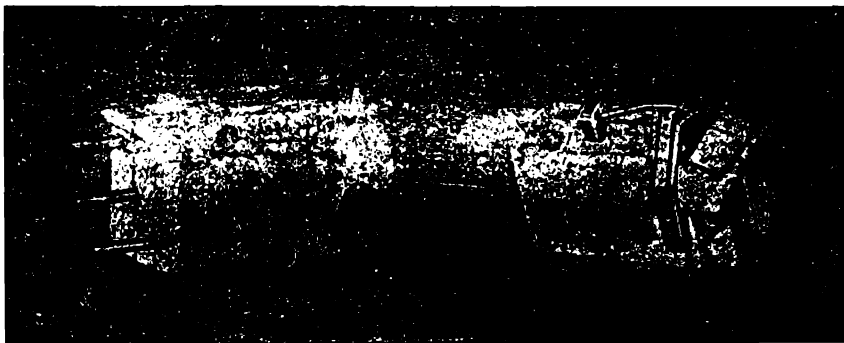
Obr. 10.18. Vnitřní systém stereofonní piezoelektrické přenosky.

levý bok zůstane v klidové poloze; naopak při zavedení signálu do cívky n_2 na sloupku S_2 se zvlí jen levý bok drážky. Každá z obou cívek pohybuje tedy hrotem ve směru kolmém ke směru pohybu druhé cívky, takže neruší její působení.

Slouží-li přenoska k snímání, mění se při pohybu hrotu ve směru šipky 1 mezera mezi kotvičkou a sloupkem S_1 , takže se mění magnetický tok v této větvi a indukuje se napětí v cívce n_1 , kdežto mezera v obvodu druhého sloupku zůstává stejná, takže cívka n_2 je bez signálu. Podobně při pohybu hrotu ve směru šipky 2 se indukuje signál jen v cívce n_2 . Každá cívka snímá tedy jen signál ze svého směru a při dodržení úhlu boků drážky 90° nereaguje na signál protějšího kanálu. Prakticky dosažitelný odstup přeslechu, tj. poměr signálu ze žádoucího směru k signálu z nežádoucího směru se udává 15 až 25 dB.

Na obr. 10.18 je schematicky znázorněn systém a na obr. 10.19 je provedení piezoelektrických stereofonních přenosek. Chvějka je spojena třmenem T s konci dvou piezoelektrických ohybových prvků A a B . Při snímání záznamu směrem šipky 1 , tj. z pravého boku drážky, se ohýbá prvek A , takže dává signál, kdežto prvek B se jen nepatrně zkrucuje, takže je bez signálu. Při snímání záznamu z levého boku drážky se úlohy obou prvků navzájem zamění, takže signál dává jen prvek B .

Zbývá ještě dodat, že kterákoli přenoska pro záznam $45^\circ/45^\circ$ je slušitelná, tj. použitelná i pro snímání monofonních desek. Oba systémy mají



Obr. 10.19. Piezoelektrické stereofonní přenosky.

však přitom být spojeny paralelně, čímž se odstraní snímání svislé složky chvění talíře a snímání svislého pohybu hrotu působeného svíráním drážky.

Výhodné vlastnosti systému $45^\circ/45^\circ$ způsobily, že byl mezinárodně normalizován [81] a zaveden po celém světě. Je také normalizováno rozdělení jeho záznamů, a to tak, že signál levého mikrofonu je zaznamenán do vnitřního, tj. ke středu desky bližšího boku drážky a signál pravého mikrofonu do vnějšího, od středu vzdálenějšího boku. Také československé stereofonní desky jsou nahrány systémem $45^\circ/45^\circ$.

10.2.4 Jiné systémy záznamu

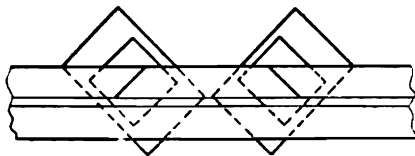
Pro úplnost této kapitoly je třeba uvést, že byly navrhovány ještě jiné systémy záznamu. Tak systém CBS [84] používal v podstatě záznamu $45^\circ/45^\circ$ provedeného podle schématu na obr. 10.16a, ale navrhoval omezení dynamického rozsahu rozdílové složky kompresním zesilovačem. Tím mělo být dosaženo zmenšení potřebné rozteče drážek a lepší slučitelnosti.

Další systém [85] se obešel zcela bez svislé složky záznamu. Obvyklým bočním způsobem byla zaznamenávána složka $(L + P)$, k níž byla přičtena ještě složka stálé velikosti s pomocným nosným kmitočtem 25 kHz, který byl modulován rozdílem $(L - P)$. Celý systém byl úplnou obdobou stereofonního rozhlasu s pomocnou nosnou, který bude popsán v odst. 10.4.3 a také jeho reprodukční část odpovídala doplňku rozhlasového přístroje tohoto systému podle obr. 10.25.

Desky tohoto systému byly sice úspěšně předváděny, ale přesto se nerozšířily. Po technické stránce je však tento systém zajímavý již proto, že prokázal možnost zaznamenat a reprodukovat pomocí gramofonové desky i kmitočty nad 25 kHz.

10.3 STEREOFONNÍ MAGNETOFON

Na rozdíl od gramofonových desek neuplatnila se u magnetofonu žádná z možností kombinovaného záznamu. Existuje sice návrh dvojího záznamu do téže stopy pomocí hlav s navzájem o 90° zkříženými šterbinami

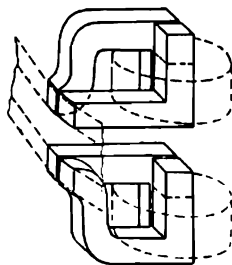


Obr. 10.20. Dvoukanálový magnetofonový záznam se šterbinami zkříženými o 90° .

(obr. 10.20), avšak v praxi se tento návrh neuplatnil a všechny používané systémy zaznamenávají oba kanály do dvou oddělených stop. Kupodivu se mnoho nevěžilo ani kombinování na součtový a rozdílový signál, nýbrž většinou se zaznamenávají přímo signály L a P , takže stereofonní magnetofonový záznam pak není slučitelný.

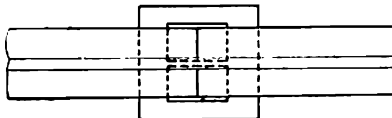
10.3.1 Dvoustopý záznam

Dnes se používá dvou způsobů. Při prvním se levý a pravý kanál zaznamenávají vedle sebe, každý do jedné stopy dvoustopého pásku. Starší magnetofony k tomu používaly dvou nezávislých jednostopých hlav, které ovšem nelze umístit až na sebe, takže jeden ze záznamů byl proti druhému poněkud posunut. To však působilo obtíže při případném nastavení nebo sestřihu pásku, a proto novější provedení používají již dvojitých stereofonních hlav, které mají oba systémy umístěny v jediném tělese nad sebou



Obr. 10.21. Uspořádání systémů dvoustopé hlavy (Grundig).

sestřihu pásku, a proto novější provedení používají již dvojitých stereofonních hlav, které mají oba systémy umístěny v jediném tělese nad sebou



Obr. 10.22. Dvoustopý magnetofonový záznam dvoustopou hlavou.

[86] (obr. 10.21). Takto pořízený záznam (obr. 10.22) by bylo možno snímat i monofonně jednou hlavou dvojnásobné šířky, takže by mohl být považován za slučitelný, kdyby se ovšem hlavy s dvojnásobnou šířkou vyráběly.

10.3.2 Čtyřstopý záznam

Využitím zpětné stopy pro záznam jednoho ze stereofonních signálů se však o polovinu zkracuje doba záznamu, který se na pásek dané délky vejde. Proto se u novějšího způsobu provádí tzv. čtyřstopý záznam (obr. 10.23). Pásek obvyklé šířky 6,25 mm má zde čtyři vedle sebe ležící stopy šířky asi po 1 mm, z nichž vždy první a třetí slouží pro stereofonní záznam v jednom směru a druhá se čtvrtou, jež po záměně cívek tvoří opět první a třetí stopu, slouží pro záznam dalšího programu ve zpětném směru.



Obr. 10.23. Čtyřstopý magnetofonový záznam.

Při čtyřstopém záznamu se sice dosáhne stejné doby reprodukce jako u monofonního magnetofonu, avšak jednotlivé stopy mají jen necelou polovinu původní šířky, takže dávají podstatně slabší signál a k dosažení dostatečného odstupu od šumu vyžadují velmi jakostní pásek. Mimoto je nutno, aby pásek byl co nejpřesněji veden ve směru své šířky, tak aby se jeho stopy kryly s póly hlavy, jinak by již beztak úzký záznam byl ještě neúplně snímán.

10.4 STEREOFONNÍ ROZHLAS [104]

10.4.1 Systém dvou vysílačů

Podobně jako u prvních stereofonních desek začínaly i pokusy se stereofonním rozhlasem tím, že se dvěma nezávislými cestami přenášely signály pravého a levého mikrofonu. Dnes existuje rozhlas s amplitudovou modulací (am), rozhlas s kmitočtovou modulací (fm), dále zvukový doprovod televize (tv) a konečně v některých státech ještě rozhlas po drátě, takže pro přenos obou signálů lze použít nejrůznějších kombinací těchto možností. Již v r. 1950 bylo v cizině zkoušeno stereofonní vysílání dvěma vysílači am a v dalších letech se konaly pokusy s přenosem am/fm, fm/tv a am/tv [87]. Pro předvádění širší veřejnosti je patrně nejvhodnější kombinace am/tv, protože mnoho posluchačů má rozhlasový přístroj i televizor, takže si mohou bez jakýchkoli výloh tento systém vyzkoušet.

Stereofonní rozhlas dvěma vysílači je sice vhodný pro předvádění a propagaci stereofonie, avšak pro trvalý provoz se nehodí, protože vyžaduje investiční a provozní náklady pro dva vysílače, dále dva přijímače u každého posluchače a mimoto zabírá dva přenosové kanály. Vysílání dvěma vysílači není ani sluchitelné, jak je patrné z toho, že posluchač vybavený

monofonním přijímačem by slyšel jen jednostranný zvuk z pravého nebo z levého mikrofónu. Proto se dnes uplatňují jen systémy používající několikanásobného přenosu („Multiplex“), u něhož je jediný vysílač modulován současně oběma signály.

10.4.2 Systém s přidavnou modulací amplitudově modulované nosné vlny

Pro rozhlas am byl navržen systém, při němž se nosná vlna moduluje jednak amplitudově signálem $(L + P)$ a mimoto se táž vlna moduluje ještě kmitočtově signálem $(L - P)$, který však byl nejprve omezen na rozsah 300 až 3000 Hz. Tím vznikají obvyklá dvě postranní pásma nesoucí signál $(L + P)$, která se i s nosnou vlnou kmitočtově posouvají v rytmu signálu $(L - P)$. Protože kmitočtová modulace má jen malý zdvih, bude monofonní přijímač, naladěný na střední kmitočet nosné, reprodukovat signál $(L + P)$ tak, jakoby kmitočtová modulace neexistovala, takže systém je slušitelný. Pro stereofonní reprodukci je zapotřebí dvou stejných přijímačů, z nichž jeden se naladí poněkud nad a druhý poněkud pod střední kmitočet nosné, takže každý pracuje na jiném boku své rezonanční křivky. Následkem toho přijímají oba přístroje jednak amplitudově modulovaný signál $(L + P)$, jednak pracují jako Travisovy kmitočtové demodulátory dávající signál $(L - P)$ u jednoho a $-(L - P)$ u druhého přístroje. Proto je na výstupu prvního přístroje celkem $(L + P) + (L - P)$, tj. jen signál L , a u druhého $(L + P) - (L - P)$, tj. signál P . Místo dvou přístrojů lze ovšem použít i jediného speciálního přijímače pracujícího na stejném principu.

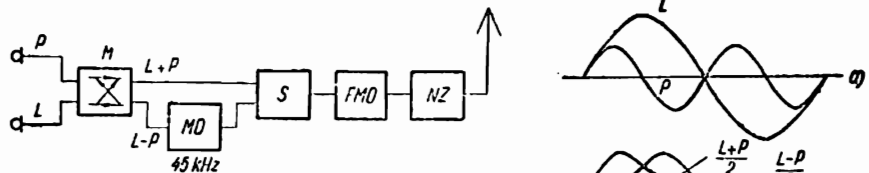
Jiné obměny navrhuji nahrazení přidavné kmitočtové modulace fázovou modulací a jinak se navzájem mnoho neliší.

10.4.3 Systém s pomocným nosným kmitočtem

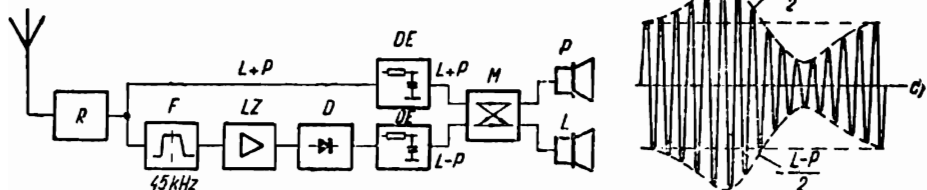
Používání am pro věrnou reprodukci je však dnes již na ústupu, a proto mají význam jen systémy stereofonního rozhlasu založené na fm. Jeden z prvních, systém Crosby [88], je skupinově znázorněn na obr. 10.24.

Signály L a P se nejprve smísí v maticovém obvodu M na součtový signál $(L + P)$ a rozdílový $(L - P)$. Složkou $(L - P)$ se moduluje pomocný nosný kmitočet 45 kHz pomocného oscilátoru MO. Získaný kmitočtově modulovaný signál se v obvodu S smísí se signálem $(L + P)$ a tímto výsledným signálem se teprve moduluje kmitočet hlavního oscilátoru FMO, který se pak po obvyklém znásobení a zesílení výkonovým stupněm NZ vysílá. Přijímač má až po kmitočtový demodulátor obvyklé provedení a dává na výstupu demodulátoru signál $(L + P)$ a mimoto ještě kmitočtově

modulovanou pomocnou nosnou. Je-li přijímač monofonní, reprodukuje jen signál $(L + P)$, protože pomocný kmitočet je nad hranicí slyšitelnosti a je mimoto ještě potlačen členem pro deefázi; systém je tedy slučitelný. Pro stereofonní poslech je nutný doplněk (obr. 10.25), který se připojuje za demodulátor přijímače R a obsahuje pásmovou propust F připojenou před členem pro deefázi DE a propouštějící jen pomocnou nosnou s jejími



Obr. 10.24. Skupinové schéma stereofonního vysílače systému s kmitočtově modulovanou pomocnou nosnou.



Obr. 10.25. Skupinové schéma stereofonního přijímače systému s kmitočtově modulovanou pomocnou nosnou.

Obr. 10.26. Modulační průběhy u systémů s amplitudově modulovanou pomocnou nosnou: a) signály L a P , b) kombinované signály, c) pomocná nosná amplitudově modulovaná signálem $\frac{L-P}{2}$, d) součet průběhů c) a $\frac{L+P}{2}$.

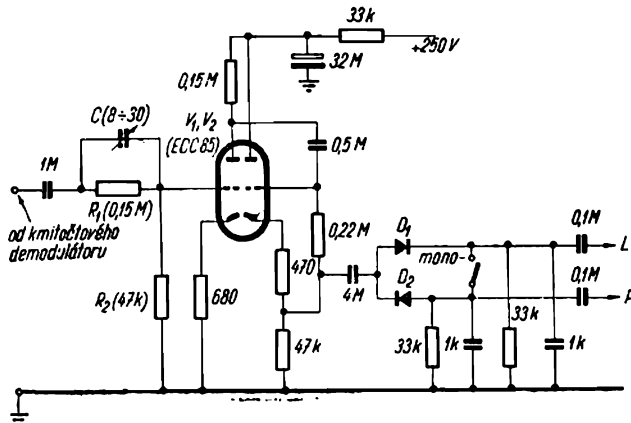
modulačními pásmy, dále omezovací zesilovač LZ, za nímž následuje pomocný kmitočtový demodulátor D, dávající na výstupu signál $(L - P)$. Výstupy hlavního a pomocného demodulátoru se po průchodu členy pro deefázi DE smísí v maticovém obvodu M na signály L a P .

V původním řešení Crosbyho se pomocná nosná modulovala kmitočtově, jak bylo právě popsáno. Některé novější obměny však navrhují modulovat pomocnou nosnou amplitudově a popř. potlačit její nosnou složku, čímž dosahují zúžení výsledného kmitočtového pásma a lepšího využití kmitočtového zdvihu.

Při použití amplitudově modulované pomocné nosné by bylo možno řešit přídavnou část přijímače podle skupinového schématu z obr. 10.25,

v němž by se jen kmitočtový demodulátor nahradil amplitudovým a vynechala omezovací část zesilovače [89]. První přijímače byly skutečně zapojovány tímto způsobem, avšak brzy se zjistilo, že amplitudová modulace pomocné nosné dovoluje velmi podstatné zjednodušení přídatné části.

K objasnění je na obr. 10.26a znázorněn příklad, v němž pro snazší rozlišení byly signály L a P zvoleny s navzájem různými kmitočty. Sou-



Obr. 10.27. Zapojení doplňku přijímače systému s amplitudově modulovanou pomocnou nosnou.

čtový signál (v polovičním měřítku) je na obr. 10.26b znázorněn průběhem $\frac{L+P}{2}$, rozdílový průběhem $\frac{L-P}{2}$. Na výstupu kmitočtového demodulátoru přijímače je nf signál obsahující složku $\frac{L+P}{2}$ a mimoto pomocnou nosnou s kmitočtem např. 30 kHz. Kdyby byl rozdílový signál nulový, měla by pomocná nosná stálou amplitudu, takže horní i dolní obálka nf signálu by měla průběh $\frac{L+P}{2}$; ve skutečnosti je však pomocná nosná modulována signálem $\frac{L-P}{2}$, takže sama vyhlíží podle obr. 10.26c a její horní obálka má proto průběh $\frac{L-P}{2}$ a dolní obálka vzhledem k souměrnosti průběh $-\frac{L-P}{2}$. Výsledný signál na výstupu kmitočtového demodulátoru, který je znázorněn na obr. 10.26d, má proto horní obálku průběhu $\frac{L+P}{2} + \frac{L-P}{2} = L$, kdežto dolní obálka má průběh

$\frac{L+P}{2} - \frac{L-P}{2} = P$. Je to tedy nezvyklým nesouměrným způsobem

modulovaná nosná vlna, která má na svých kladných půlvlnách namodulován jeden signál a na záporných půlvlnách druhý signál.

K oddělení obou těchto signálů stačí v doplňku přijímače dvě opačně pólované diody D_1 , D_2 podle obr. 10.27 [90], [91], kde dioda D_1 demoduluje obálku kladné části a dioda D_2 obálku záporné části pomocné nosné vlny. Signály L a P vznikají na zatěžovacích členech $33 \text{ k}\Omega - 1 \text{ nF}$, v nichž kondenzátory 1 nF odstraňují složku 30 kHz a současně působí deefází obou signálů. K výstupu kmitočtového demodulátoru je tato část připojena prostřednictvím dvojité triody V_1 , V_2 , jejíž první systém pracuje jako zesilovací a oddělovací stupeň a druhý systém jako impedance transformátor.

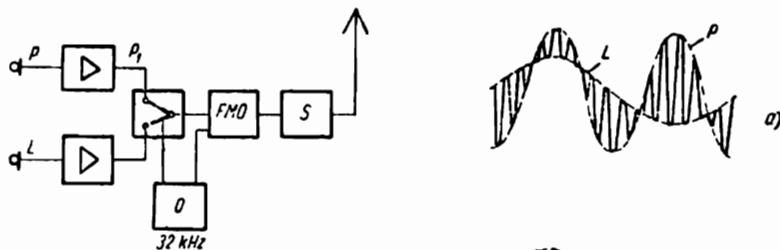
Pro správnou činnost zařízení je nutno, aby přenos součtové složky $(L+P)$ měl stejnou velikost jako přenos modulační $(L-P)$ pomocné nosné, jinak by nastával přeslech mezi oběma kanály. Aby bylo vždy možno tuto podmínku splnit, je na vstupu zesilovací elektronky článek $R_1 R_2 C$, který kmitočty do 15 kHz zeslabuje v poměru $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$, ale vyšší kmitočty propouští bez zeslabení. Nastavením proměnného kondenzátoru C lze proto podle potřeby zdůraznit složku s pomocným kmitočtem proti součtovému signálu, a tím přeslech mezi kanály potlačit.

10.4.4 Systém s časovým multiplexem

Jiný systém stereofonního rozhlasu je založen na rychlém střídání obou kanálů. Z impulsové modulační je známo, že k přenosu jakéhokoli signálu není třeba přenášet plynule jeho celý průběh, nýbrž že stačí přenášet jen krátké „vzorky“ tohoto signálu, které je nutno odebrat aspoň dvakrát za jednu periodu nejvyššího přenášeného kmitočtu. V mezerách mezi těmito vzorky lze pak stejným způsobem přenášet další signál, takže jediným vysílačem je možno přenášet dva nebo i více signálů.

Skupinové schéma vysílače pracujícího tímto způsobem je na obr. 10.28 [92], [93]. P_1 je elektronický přepínač pracující jako vzorkovací obvod, který je řízen generátorem O pomocného kmitočtu 32 kHz tak, že vždy na necelou polovinu své periody otevře cestu střídavě levému nebo pravému signálu. Na výstupu vzorkovacího obvodu je proto kombinovaný signál průběhu podle obr. 10.29a, který se přivádí k modulátoru FMO, jímž se kmitočtově moduluje vysílač S . Z řídicího oscilátoru O se současně odebírá malá část jeho napětí do modulátoru, tak aby výsledná modulace obsahovala kromě vlastního signálu také jistý podíl řídicího kmitočtu, který je na přijímací straně nutný k synchronizaci opětného rozdělení na dva původní kanály.

Na přijímací straně (obr. 10.30) je přijímač R, který má až po výstup z demodulátoru obvyklé provedení. Signál je před členem pro deomfázi odbočen k filtru F, propouštějícímu jen řídicí kmitočet 32 kHz, který po průchodu filtrem ovládá prostřednictvím obvodu G elektronický přepínač P₂, který pak synchronně s přepínačem P₁ rozděluje výstup demodu-



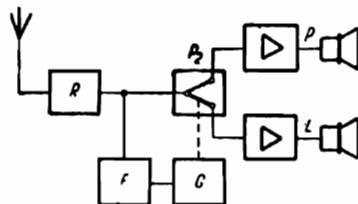
Obr. 10.28. Skupinové schéma vyslače systému s časovým multiplexem.

Obr. 10.29. Průběh modulačního signálu při časovém multiplexu: a) s protínajícími se obálkami, b) s obálkami rozdělenými stejnosměrnou superpozicí.

látoru zpět na kanály P a L, jež po odfiltrování řídicího kmitočtu a zesílení napájejí oba reproduktory.

Obvod G může být tvořen buď jen selektivním zesilovačem, který na výstupu dává dostatečné napětí k ovládní elektronického rozdělovače, nebo to může být multivibrátor synchronizovaný kmitočtem 32 kHz.

Také tento systém je slučitelný, protože monofonní přijímač nevybavený synchronním rozdělovačem dostává za svým demodulátorem střídající se úseky signálu z levého a pravého kanálu, takže reprodukuje jakýsi průměr z obou signálů.



Obr. 10.30. Skupinové schéma přijímače systému s časovým multiplexem.

Jak patrně z porovnání obr. 10.29a a 10.26d, není mezi modulačními signály systému s pomocnou nosnou a s časovým multiplexem velký rozdíl. Oba tyto signály mají pomocný kmitočet, jehož půlky jsou střídavě modulovány signálem levého a pravého mikrofonu; podstatný rozdíl je jen v tom, že u systému s pomocnou nosnou je signálem např. levého mikro-

fonu modulována vždy kladná půlvlna pomocné nosné, kdežto u časového multiplexu vždy např. lichá půlvlna, jež přitom může mít kladnou nebo zápornou polaritu. První systém je pro konstrukci přijímače výhodnější, protože k rozlišení obou signálů mu stačí dvě opačně pólované diody bez zvláštního synchronního rozdělovače.

Aby se této jednoduchosti dosáhlo i u časového multiplexu, byl v poslední době navržen systém [94], u něhož se ve vysílači k signálům L a P před přivedením k vzorkovacímu obvodu přičte kladné a záporné pomocné stejnosměrné napětí tak velké, aby se modulační obálky nosného kmitočtu roztoustily od sebe. Pak má výsledný modulační signál průběh podle obr. 10.29b, tj. prakticky stejný jako u systému s amplitudově modulovanou pomocnou nosnou podle obr. 10.26d, takže na přijímací straně stačí k rozdělení dvě opačně pólované diody. Přijímač je proto velmi jednoduchý a lze ho zároveň použít i pro systém s pomocnou nosnou.

Na závěr je nutno uvést, že na rozdíl od stereofonních desek, u nichž bylo již provedeno světové sjednocení na jediném systému, nebylo u rozhlasu dosud dosaženo dohody. Popisované systémy představují jen několik typických ukázek existujících způsobů, jichž je dnes již velmi mnoho. Bylo by proto ještě předčasné odhadovat, který systém nakonec zvítězí; zdá se však, že největší naději na úspěch má buď systém s amplitudově modulovanou pomocnou nosnou, nebo časový multiplex.*)

10.5 DVOJITÉ ZESILOVAČE PRO STEREOFONNÍ REPRODUKCI

U plně hodnotných zařízení se oba kanály stereofonního signálu zesilují odděleně dvěma samostatnými stejnými zesilovači a reprodukují dvěma nebo i třemi reproduktorovými soustavami. Proto je k tomu zapotřebí dvou stejných zařízení podle kteréhokoli z příkladů popsaných v odst. 4.7 a 5.9, z nichž každé ovšem stačí dimenzovat jen na poloviční výkon. Oba tyto zesilovače mají mít společné ovládání, tak aby nebylo nutno nařizovat regulační knoflíky každého kanálu zvlášť.

10.5.1 Regulace hlasitosti

Především je nutno spojit regulátory hlasitosti obou zesilovačů tak, aby byla ve všech polohách dodržena navzájem stejná hlasitost. To vyžaduje tandemový regulátor, jehož obě části nemají mít větší rozchod než asi

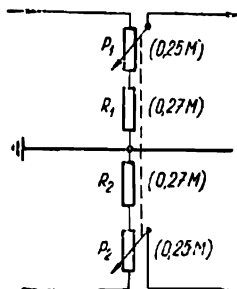
*) Mezitím byl již v USA normalizován systém GE/Zenith [95], což je přenos s pomocnou nosnou 38 kHz, která je amplitudově modulována rozdílem $L - P$, přičemž nosný kmitočet 38 kHz je na výstupu modulátoru potlačen a nahrazen polovičním kmitočtem 19 kHz. Tím se zlepší využití vysílače, avšak v přijímači je nutno 19 kHz před pomocnou detekcí opět zdvojnásobit.

2 dB. To je však obtížný problém, protože běžné logaritmické potenciometry nejsou vyráběny tak přesně, aby tento souběh zaručovaly. Nejpřesněji lze souběhu dosáhnout u stupňových děličů podle obr. 4.56, 4.60, jenže provedení tandemového děliče s větším počtem stupňů je poměrně nákladné a pracné.

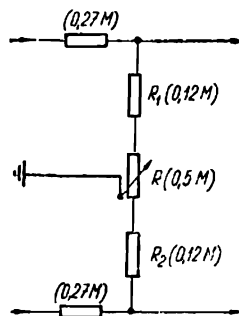
Proto nepřijatelnější kompromis je použít tandemového lineárního potenciometru s větším počtem odboček, k nimž jsou připojeny příčné odpory nebo členy RC podle obr. 4.61. Tím lze dosáhnout přibližně logaritmické regulace i fyziologického průběhu a zároveň, protože průběhy lineárních potenciometrů spolu vzájemně poměrně lépe souhlasí, i vyhovujícího souběhu. Potíž je jen v tom, že prozatím nejsou potenciometry s dvěma nebo více odbočkami na trhu; jsou však již zahrnuty v normě [26] a lze proto doufat, že se budou i vyrábět.

10.5.2 Vyvážení kanálů („balance“)

Ani při dobrém souběhu regulátorů hlasitosti nelze spoléhat, že by reprodukce obou kanálů byla navzájem vyvážená. Příčina nesouměrnosti může být v samotném signálu, např. v nestejném záznamu obou signálů stereofonní desky, dále v nestejných nebo nestejně opotřebovaných elektronkách a jiných součástech zesilovače, popř. i v reproduktorech nebo ozvučnicích a jejich umístění. Proto je nutno upravit zesilovač tak, aby bylo možno oba kanály navzájem vyvážit na stejnou hlasitost. Jsou-li obě po-



Obr. 10.31. Vyvažování kanálů tandemovýmými potenciometry.



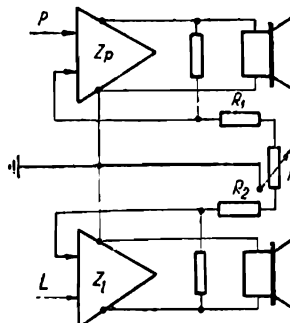
Obr. 10.32. Vyvažování kanálů společným potenciometrem.

loviny zařízení jinak stejné, stačí vyvažování jen v poměrně úzkých mezích, např. ± 6 dB; jde-li však o dva nestejně zesilovače, např. o zesilovač dodatečně doplňovaný druhou odlišnou větví, je nutné vyvažování v mezích podstatně širších.

Vyvažování se provádí různými způsoby. Na obr. 10.31 je zapojení se dvěma potenciometry P_1 , P_2 , jež jsou vázány tak, že při zvyšování polohy jednoho běžce se současně snižuje poloha druhého; odpory R_1 , R_2 přitom omezují rozsah vyvažování. Na obr. 10.32 je častěji používané zapojení s jediným lineárním potenciometrem R , který spolu s odpory R_1 , R_2 má stejnou funkci. Další zapojení je na obr. 10.33 [97]; zde se potenciometrem R ovlivňují větve záporné vazby obou zesilovačů tak, že současně se zvětšováním vazby jedné větve se zmenšuje vazba větve druhé.

V odst. 4.6.3 bylo již uvedeno, že zesilovač vybavený fyziologickým regulátorem má mít ještě potenciometr k nařízení zisku. Aby tím nepřibyl ještě třetí potenciometr, je účelné upravit funkci regulátoru zisku tak, aby současně mohl sloužit k vyvažování. To lze provést např. tím, že se pro tyto funkce použije dvojitého potenciometru se dvěma nezávislými knoflíky, mezi nimiž je třetí pružná vložka, která normálně působí unášením obou knoflíků zároveň, ale při přidržení jednoho knoflíku dovoluje nezávislé nařízení druhého.

Je třeba poznamenat, že vyvážení kanálů se má provádět jen při reprodukci monofonního pořadu. Při stereofonním poslechu není vyvažování dobře možné, protože je právě účelem stereofonie, aby střídavě převažoval zvuk z jedné či druhé strany, takže žádným vyvažováním nelze dosáhnout trvalé rovnováhy.



Obr. 10.33. Vyvažování kanálů potenciometrem ve zpětnovazebních větvích.

10.5.3 Kmitočtové korektory

Společné ovládání kmitočtových korektorů je obtížný problém. U ply-nule regulovatelných korektorů je již dost obtížné nalézt potenciometr s vhodným průběhem odporu; tím obtížnější je najít tandemový potenciometr vyhovujícího průběhu a souběhu. Proto lze doporučit buď dvojitě potenciometry se dvěma souosými samostatnými knoflíky, jež jsou spojeny třetí spojkou podobně, jak to bylo uvedeno při vyvažování, nebo tandemové stupňové regulátory, podle některého z příkladů popsaných v odst. 4.3.

10.5.4 Přepínání funkce

Protože stereofonní desky jsou dosud vzácností a stereofonní rozhlas není u nás prozatím zaveden, musí být zařízení upraveno tak, aby dovo-lovalo snadné přepnutí na monofonní reprodukci téhož signálu oběma kanály

paralelně. Při reprodukci gramofonu by sice paralelní spojování vstupů nebylo nezbytně nutné, protože stereofonní přenoska poskytuje z monofonní desky již sama dva shodné signály; paralelní spojení vstupů má však i zde výhodu spočívající v tom, že se zamezí snímání hloubkového pohybu, vzniklého svíráním drážky a chvěním talíře. Paralelní spojení nemusí být ovšem provedeno hned na vstupu, nýbrž může být až kdekoli dále; má však být provedeno ještě před místem vyvažování kanálů, tak aby tato funkce zůstala i při monofonní reprodukci.

Dále má mít zařízení možnost reverzování obou kanálů, tj. přepojení levého zdroje k pravému kanálu zesilovače a naopak, a mimoto má umožňovat komutaci přívodů jednoho reproduktoru. Obě tato přepínání by vlastně při správném připojení zdrojů a vyzkoušení polarit měla být zbytečná, ale nelze se vždy spolehnout na dodržení správného umístění záznamů a jejich polarit, např. u amatérských magnetofonových nahrávek, a proto je účelné, aby zesilovač tato přepnutí umožňoval. Chceme-li ušetřit zvláštní přepínač, stačí vyvést výstupy k slaboproudým dvoupólovým zásuvkám a přepojovat reproduktory zástrčkami.

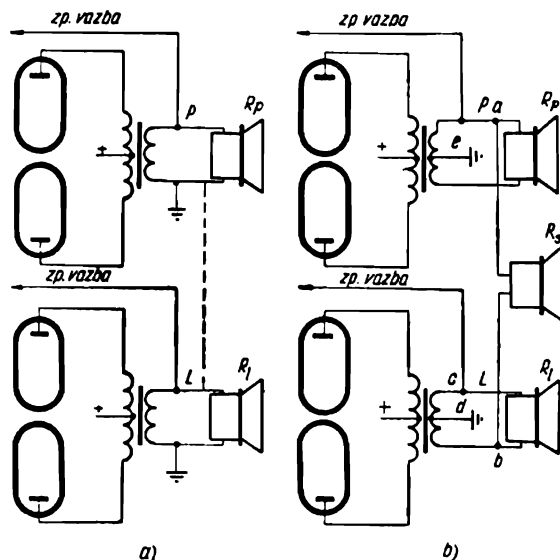
10.5.5 Třetí kanál

Je pochopitelné, že stereofonní jev by byl dokonalejší při přenosu více než dvěma kanály. Další, např. třetí kanál, by však působil přílišné obtíže, a proto se tříkanálového přenosu nepoužívá. Lze však vytvořit třetí kanál uměle až na reprodukční straně tím, že se ze signálů L a P vytvoří jakýsi průměrný signál a ten se reprodukuje třetím reproduktorem umístěným uprostřed obou krajních. Tím se umožní vzdálit krajní reproduktory dále od sebe, aniž by vznikl dojem „díry uprostřed“^{*)}, který jinak při nepřiměřené vzdálenosti reproduktorů nastává.

Získání průměrného signálu $\frac{L + P}{2}$ je jednoduché, pokud jde jen o signál napěťový, takže k tomu stačí odporový dělič zařazený mezi vodiči nesoucími signály L a P . Je-li však nutno provést mísení až na výstupu, působí to určité obtíže. Součtový signál by bylo možno získat sériovým spojením sekundárních vinutí pomocí spoje čárkovaného na obr. 10.34a. To však nelze provést, protože obě sekundární vinutí jsou jedním koncem uzemněna, takže naznačeným spojením by vznikalo na spodním výstupu spojení nakrátko. Také nelze přemístit uzemnění sekundárního vinutí P na druhou stranu, protože z té je obvykle zavedena záporná zpětná vazba, jež by se současným přemístěním na druhý konec změnila v kladnou.

^{*)} Tomuto dojmu se také výstižně říká „ping-pong efekt“ podle toho, že posluchač slyší zvuk přicházet střídavě zleva a zprava, ale nikdy ne z prostředku.

Proto lze získat součtový signál jediné použitím transformátorů se souměrnými sekundárními vinutími a uzemněnými středy podle obr. 10.34b [98], [99]. Třetí reproduktor je pak připojen mezi krajní vodiče (nebo mezi oba vnitřní vodiče na signál $-\frac{L+P}{2}$) a v jeho obvodu působí napětí



Obr. 10.34. Získání součtového signálu z výstupních transformátorů: a) sériovým spojením sekundárních vinutí, jež nelze provést při použití zpětné vazby, b) sériovým spojením polovin obou souměrných sekundárních vinutí.

spodní poloviny sekundárního vinutí L a horní poloviny sekundárního vinutí P, jež jsou spojena do série přes uzemněné středy, takže třetí reproduktor dostává požadovaný signál $\frac{L+P}{2}$. Přitom je v jeho obvodu zařazen stejný celkový počet závitů jako u obou reproduktorů krajních, takže všechny reproduktory mohou mít stejný odpor.

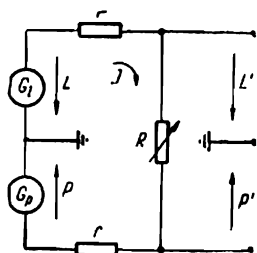
Třetí reproduktor má být opatřen regulátorem, který umožní jeho zeslabení nebo vyřazení. Ideální by byl regulátor typu „T“, avšak bez pozorovatelného zhoršení lze použít i drátového potenciometru asi s dvojnásobným odporem, než mají reproduktory (viz obr. 10.38).

Připojením třetího reproduktoru vzniká mezi oběma kanály přeslech, jak patrně z toho, že např. reproduktor R_1 dostává část signálu P přes

třetí reproduktor cestou $a-b-c-d-e$. Protože však každý z krajních reproduktorů je přemostěn nepatrným výstupním odporem svého zesilovače, je tento přeslech zanedbatelný.

10.5.6 Regulace stereofonního účinku

Třetí reproduktor je jakýmsi akustickým prostředkem, jímž lze stereofonní účinek zmenšovat, jstliže má zvuk přicházející z boků převahu nad zvukem přicházejícím z prostředku. Jiné takové prostředky jsou rázu elektrického.



Obr. 10.35. Regulace stereofonního účinku přemostujícím odporem.

Na obr. 10.35 [96] je naznačeno spojení, jež lze provést na vstupu zesilovače nebo na vstupu některých jeho dalších stupňů. Vodiče nesoucí signály L a P jsou přemostěny regulovatelným odporem R . Je-li výstupní odpor předcházejícího zdroje r , platí zřejmě pro napěťový signál L' horního výstupu

$$L' = L - rI$$

kde

$$I = \frac{L - P}{2r + R}$$

takže po dosazení za I a úpravě dostáváme

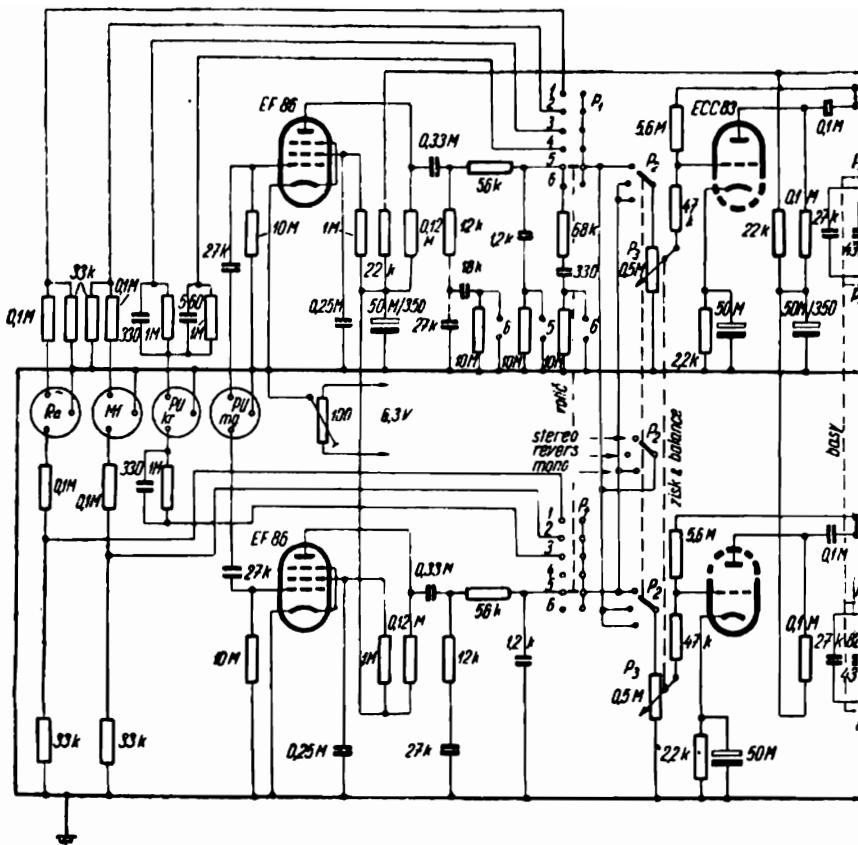
$$L' = L \frac{R}{2r + R} + (L + P) \frac{r}{2r + R}$$

a obdobně také

$$P' = P \frac{R}{2r + R} + (L + P) \frac{r}{2r + R}$$

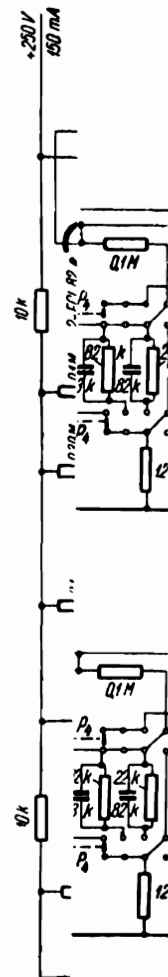
Jak patrně z výsledku, zmenšily se připojením přemostujícího odporu R podíly signálů L a P na obou výstupech a místo toho se na nich objevila část součtového signálu $(L + P)$, takže zmenšováním odporu R lze stereofonní účinek regulovat od plné velikosti až po monofonní reprodukci.

Tímto zapojením je možno stereofonní účinek jen zmenšovat. Obvodem podle obr. 10.36 [100] lze však tento účinek i zvětšovat, což má podobný výsledek, jako kdyby se zvětšovala vzdálenost snímacích mikrofonů. Elektronky V_1 , V_2 spolu se čtyřmi odpory $0,1 \text{ M}\Omega$ na svých výstupech tvoří maticový obvod, kterým se na svorce a získá součtový a na svorce b rozdílový signál. Část součtového signálu z odbočky děliče $220 \text{ k}\Omega$ — $270 \text{ k}\Omega$ se vede na mřížku další elektronky V_3 a část rozdílového signálu regulovatelná potenciometrem ρ se vede na mřížku elektronky V_4 . Elektronky V_3 , V_4 spo-



Obr. 10.38. Standar

Údaje výstupních transformátorů: Jádru M 23 × 40, překládané, primární vinutí 2 × 1 po 60 závitů drátu Cu \varnothing 0,9 mm s odbočkami uprostřed. Uspořád



dní stereo
1300 závit
láni vinut

Řídicí část každé poloviny je osazena elektronkou ECC83, mezi jejímiž dvěma systémy je zapojen říditelný korektor typu podle obr. 4.26. Mezi anodami prvních elektronek obou kanálů je vypínatelný regulátor stereofonního účinku $2\text{ M}\Omega$, podle odst. 10.5.6. Na vstupu je přepínač P dovolující reverzování kanálů nebo jejich paralelní spojení při monofonní reprodukci, za nímž následuje fyziologicky kompenzovaný tandemový regulátor hlasitosti $2 \times 0,2\text{ M}\Omega$. Před mřížkou prvního i druhého stupně jsou zařazeny členy RC ($330\text{ k}\Omega$, 56 pF a $220\text{ k}\Omega$, 100 pF), které spolu se zpětnými vazbami přes odpory $10\text{ M}\Omega$ opravují pokles vysokých kmitočtů, který by vznikal vlivem vstupní kapacity těchto elektronek. Za druhým triodovým systémem je tandemový potenciometr $2 \times 1\text{ M}\Omega$, jehož obě části jsou zapojeny proti sobě a slouží k vyvažování kanálů.

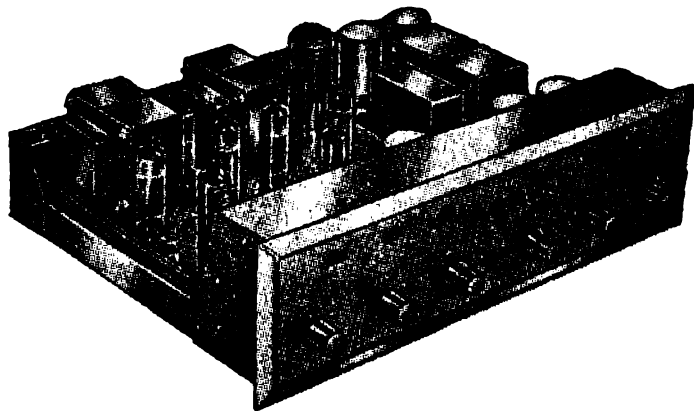
Výstupní výkon zesilovače je $2 \times 8\text{ W}$, při potřebném vstupním signálu $2 \times 76\text{ mV}$, takže k buzení stačí piezoelektrická přenoska nebo ladicí část rozhlasového přístroje.

Na obr. 10.38 je složitější zesilovač, jehož výkonové části se shodují se zesilovačem podle obr. 5.57. Na vstupu každé poloviny řídicí části je elektronka EF86, jež je určena jen pro elektromagnetickou přenosku a při piezoelektrické přenosce může odpadnout. Zapojení elektronky EF86 a také korekční členy v jejím anodovém obvodu i volič pořadu P se shodují se zapojením z obr. 4.71. Protože piezoelektrické přenosky jsou částečně korigovány již ve svém systému, je při přepnutí voliče do polohy 3 pro dlouhohrající desky mono nebo stereo zapojen na vstupu krystalové přenosky jen přídatný korekční člen $1\text{ M}\Omega$, 330 pF , který zdůrazňuje asi o 10 dB kmitočty nad 500 Hz . Standardní desky nejsou nikdy stereofonní, a proto je příslušná poloha 4 spodní části voliče nezapojena a je nutno spojit přepínačem P_2 obě poloviny zesilovače paralelně. Proto není také zapojena spodní poloha 6 odpovídající standardním deskám a elektromagnetické přenosce a u spodní elektronky EF86 jsou vynechány korekce pro standardní desky.

Za voličem P_1 je zařazen přepínač P_2 pro reverzování nebo paralelní spojení kanálů při monofonní reprodukci. Následující dvojitý potenciometr P_3 je opatřen dvěma knoflíky spojenými třetí spojkou; jeho obě části jsou zapojeny proti sobě, takže při současném otáčení obou knoflíků působí jako vyvažovací regulátor, který však při přidržení druhé poloviny knoflíku dovoluje individuální nařízení zisku každého kanálu. Následující první systém triody ECC83 má z anody odporem $5,6\text{ M}\Omega$ zavedenou zpětnou vazbu, která zmenšuje zesílení, a tím i pokles vysokých kmitočtů působený vstupní kapacitou. V anodovém obvodu je stupňový kmitočtový korektor typu podle obr. 4.30, který však má pro jednoduchost jen tři stupně pro zdůraznění a dva stupně pro potlačení hlubokých tónů, což umožňuje vystačit v každém kanálu jen s jednou dvanáctikontaktovou deskou přepínače. Obdobně také výšková část korektoru má jen 6 poloh, z nichž dvě jsou pro zdůraznění a tři pro potlačení vysokých tónů. Za korektorem následuje

fyziologicky kompenzovaný regulátor hlasitosti P_6 , zapojený podle obr. 4.65b, který se doporučuje nahradit tandemovým potenciometrem se dvěma odbočkami, jakmile budou tyto potenciometry v prodeji.

Na výstupu je přepínač P_7 pro komutování polaritu jednoho z reproduktorů a dále drátový potenciometr P_8 pro regulování přidavného tře-



Obr. 10.39. Provedení dvoukanalového zesilovače (Scott).

tího reproduktoru. Řídicí i výkonové části zesilovače jsou uspořádány v jednom celku (patrném z obr. 5.58), který je napájen ze síťové části umístěné odděleně na dně skříňe gramofonu.

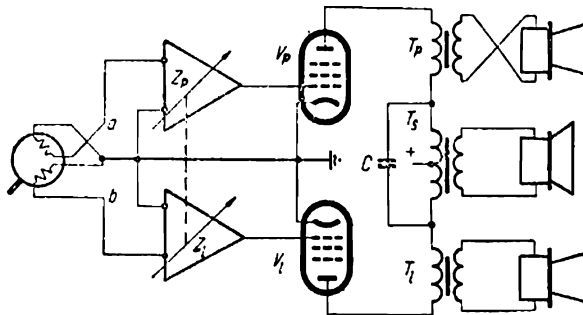
Na obr. 10.39 je profesionální zesilovač podobného provedení.

10.6 ÚSPORNÉ ZESILOVAČE PRO STEREOFONNÍ REPRODUKCI

10.6.1 Zesilovač s dvojčinným zesílením nízkých kmitočetů

Používáním dvou stejných zesilovačů s dvojčinnými konci a dvou či tří reproduktorových soustav podle předcházejícího odstavce se cena zařízení i spotřeba proudu zdvojnásobí, a proto je snaha nějak tato zařízení zjednodušit. Kdybychom však provedli každý zesilovač jen s jednočinným koncem, tak aby zařízení mělo jen dvě koncové elektronky, získali bychom stereofonii na úkor všech ostatních výhod dvojčinných zesilovačů. Poněkud lepší kompromis je na obr. 10.40 [101]. Zde je jeden systém stereofonní přenosky přepólován, takže vývody a , b mají pro soufázový signál opačnou polaritu.

Z_1 , Z_p jsou dva předzesilovače s potřebnými regulátory hlasitosti a zabarvení a V_1 , V_p jsou koncové elektronky, z nichž každá má svůj výstupní transformátor T_1 , T_p a reproduktor pro pravý a levý kanál. Protože jeden systém přenosky je přepólován, musí být přepólován i jeden z obou bočních reproduktorů. Mimoto je ke koncovým elektronkám připojen ještě další reproduktor přes společný výstupní transformátor T_s , který je pře-



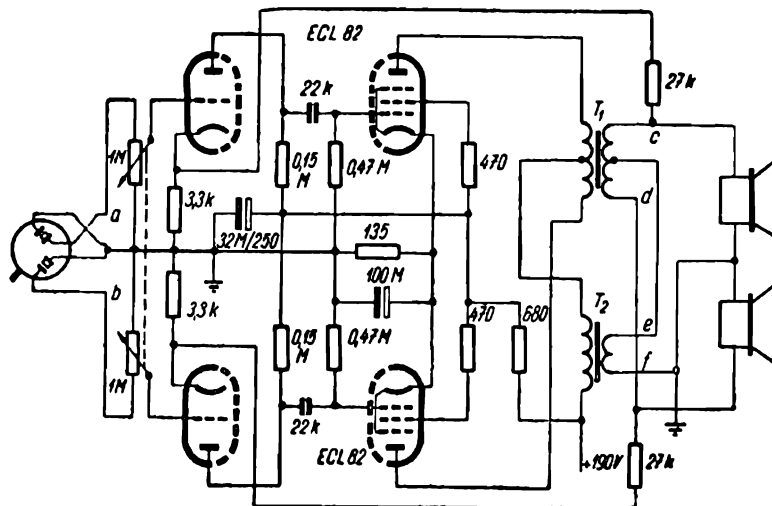
Obr. 10.40. Zesilovač s dvojjčinným zesílením nízkých kmitočetů.

klenut kondenzátorem C . Velikost tohoto kondenzátoru a primární indukčnosti transformátorů T_1 , T_p jsou dimenzovány tak, aby tvořily výhybku, která do společného reproduktoru propouští jen kmitočty pod 300 Hz, kdežto vyšší kmitočty vede do bočních reproduktorů. Tím je dosaženo, že aspoň pro soufázovou složku nízkých kmitočetů, jež nejsou pro stereofonii důležité, takže mohou vycházet ze společného reproduktoru, pracují obě koncové elektronky dvojjčinně, kdežto pro vyšší kmitočty pracuje zesilovač jako dva oddělené jednočinné stupně. Ovšem i toto zařízení je jen kompromisem, jak je vidět z toho, že složky zkreslení nižších tónů se sice ruší, pokud jde o střední reproduktor, ale reprodukují se oběma reproduktory bočními.

10.6.2 Zesilovač s dvojjčinným zesílením součtového signálu

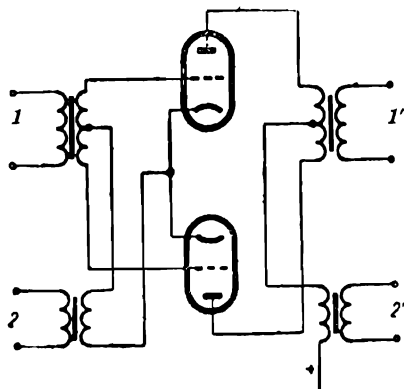
Mnohem úspěšnější je zapojení podle obr. 10.41 [102]. Jeho činnost pochopíme z rozboru funkce souměrného zesilovače podle obr. 10.42. Přivádí-li se signál na vstup 1 , pracují obě elektronky jako dvojjčinný zesilovač, který dává výstup na svorkách $1'$, kdežto svorky $2'$ jsou bez signálu. Přiveďe-li se však signál na vstup 2 , pracují obě elektronky paralelně a dávají výstup na svorkách $2'$, kdežto svorky $1'$ jsou bez signálu.

Proto takový zesilovač může současně přenášet dva signály a pokud je vše souměrné a elektronky pracují v přímé části charakteristik, nebudou se oba signály navzájem ovlivňovat.



Obr. 10.41. Zesilovač s dvojitým zesílením součtového signálu.

V zapojení podle obr. 10.41 je jedna strana přenosky přepólována, takže body *a*, *b* mají pro soufázovou složku signálu opačnou polaritu a celý zesilovač pracuje tedy pro tuto složku dvojitě a dává výstup ($L + P$) na svorkách *c*, *d*. Pro protifázovou složku mají body *a*, *b* následkem přepólování



navzájem stejnou polaritu, takže tuto složku zesilují obě poloviny zesilovače paralelně a její výstup ($L - P$) je na svorkách *e*, *f*. Předpokládáme přitom, že zesílení pro obě složky je stejné, což vyžaduje, aby zesilovač neměl v katódách protějších elektronek

Obr. 10.42. Princip současného zesílení dvou signálů souměrným zesilovačem.

společné nepřemostěné odpory, které by zmenšovaly zesílení paralelně zesilované složky signálu.

Výstupní transformátory T_1 a T_2 jsou zapojeny tak, že tvoří maticový obvod podle obr. 10.10, a proto dávají na svorkách $c-f$ a $d-f$ signály L a P . Přitom součtový signál $(L + P)$, který klade větší nároky na jakost, je zesilován dvojnásobně, tj. kvalitněji, kdežto méně náročný rozdílový signál $(L - P)$ je zesilován paralelně. Výstupní transformátor T_2 může mít menší primární indukčnost a celé zapojení stačí dimenzovat pro vyšší dolní mezní kmitočet paralelně zesilované složky, čímž se reprodukce nezhorší, protože hluboké tóny přenáší součtový kanál a v rozdílovém kanálu být nemusí, protože nejsou pro stereofonní účinek příliš důležité. Tím se zároveň do značné míry odstraní reprodukce hluku působeného chvěním gramofonového talíře.

Určitou nevýhodou zesilovače je jen to, že má pracovat pokud možno ve třídě A, protože ve třídě B by trpěl přenos paralelně zesilované složky.

10.7 REPRODUKTOROVÉ SOUSTAVY PRO STEREOFONNÍ REPRODUKCI

10.7.1 Soustava se samostatnými reproduktory pro každý kanál

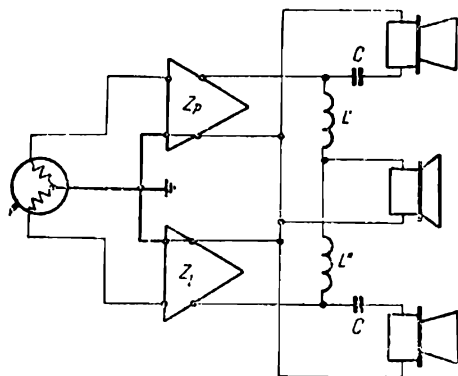
Obvykle se používá dvou stejných reproduktorových soustav, z nichž každá je pro celé kmitočtové pásmo a jež jsou přitom umístěny tak, aby je posluchač slyšel v úhlu 40 až 60°. Jak již bylo uvedeno, doporučuje se někdy dokonce třetí reproduktor umístěný uprostřed obou postranních, které pak mohou být ještě dále od sebe.

Dva či tři širokopásmové reproduktory jsou však poměrně nákladné zařízení a zabírají také mnoho místa. Musí být vestavěny buď v oddělených skříních, umístěných v potřebné vzdálenosti od sebe, nebo ve společné skříni dlouhé aspoň 2 až 3 m, což představuje neúnosně velký kus nábytku pro obytnou místnost. Proto se podobně jako u zesilovačů uplatňují snahy reproduktorovou soustavu zjednodušit.

10.7.2 Soustava se společným hloubkovým reproduktorem

V souvislosti s obr. 10.40 byla již naznačena jedna z možností takového zjednodušení. Kmitočty pod 300 Hz mají malý směrový účinek, takže není nutno, aby vycházely ze dvou reproduktorů; kmitočty nad 300 Hz, které musí vycházet ze dvou míst, však nepotřebují velkou ozvučnici. Je proto možno umístit uprostřed jednu velkou ozvučnici s hloubkovým reproduk-

torem, který je opatřen výhybkou propouštějící kmitočty pod 300 Hz a je připojen k zesilovači tak, aby reprodukoval součtový signál ($L + P$). Po stranách se umístí po jednom reproduktoru v malé ozvučnici pro kmitočty nad 300 Hz, které jsou připojeny k pravému a levému kanálu.

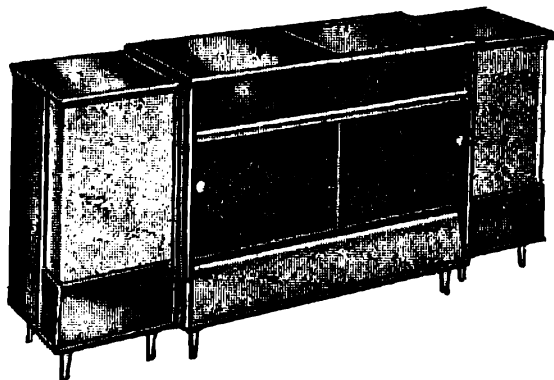


Obr. 10.43. Připojení společného hloubkového reproduktoru k výstupu dvou oddělených zesilovačů.

takže pro soufázovou složku a pro nízké kmitočty pracují paralelně, kdežto jinak jsou reaktance tlumivky odděleny.

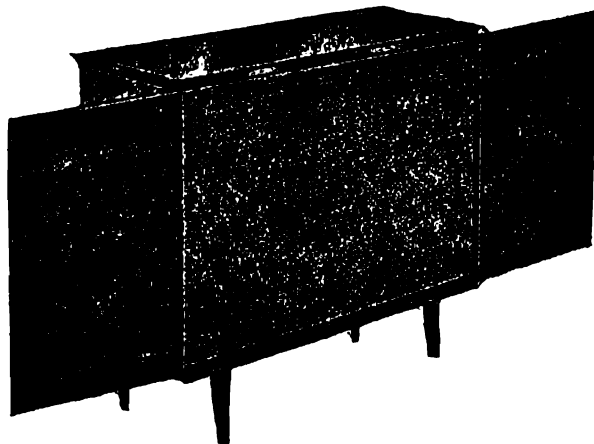
Zapojení výstupu, které umožní toto připojení reproduktorů k úspornému zesilovači, je na obr. 10.40. Při použití dvou oddělených zesilovačů pro kanál L a P lze reproduktory zapojit způsobem podle obr. 10.43 [103]. Postranní reproduktory jsou připojeny ke svým výstupům přes výhybky tvořené kondenzátory C , které k nim propouštějí jen kmitočty nad 300 Hz. Společný hloubkový reproduktor je připojen k oběma výstupům, které jsou spojeny pomocí tlumivky se středním vývodem $L'-L''$,

10.7.3 Ozvučnice pro soustavy se společným hloubkovým reproduktorem



Obr. 10.44. Stereofonní hudební skříň (Heath Co).

Použitím společného hloubkového reproduktoru se sice zmenší náklad na reproduktory, avšak i nadále je nutno umístit postranní reproduktory několik metrů od sebe, což vyžaduje buď oddělené skřínky, nebo velmi dlouhou společnou skříň (obr. 10.44). Tuto nevýhodu do jisté míry odstraňuje uspořádání podle obr. 10.45. Oba postranní reproduktory jsou vestavěny do bočních stěn společné skříně, která má v čelní stěně společný hloub-



Obr. 10.45. Stereofonní reproduktorová soustava se sklápěcími clonami bočních reproduktorů (University).

kový reproduktor. Skříň sice nemá potřebnou délku, ale zvětšeného odstupu bočních reproduktorů je dosaženo tím, že po stranách skříně jsou naklápěcí odrazné desky, kterými jsou boční reproduktory zacloněny, takže zvuk z nich dochází k posluchači až po odrazu od stěn místnosti, které ovšem musí mít dostatečnou odrazivost. Je však nutno upozornit, že dosažená úspora místa je jen zdánlivá, skříň je sice kratší, avšak vyžaduje dostatek volného místa kolem svých stěn.

Předpokládejme, že jsme šťastně sestavili celé reprodukční zařízení a uvedli je do chodu, takže všechny jeho členy správně pracují. Je to zárukou, že reprodukce bude vždy skutečně věrná?

V jednom směru to skutečně zárukou je: jsou-li pracovní body elektronek vhodně nastaveny a zpětné vazby správně zapojeny, je tvarové zkreslení u nepřebuzeného zesilovače nepatrné a nezávisí na případné neodborné obsluze. V jiných ohledech však jakost reprodukce závisí na obsluze, a to dokonce mnohem více než u obyčejného rozhlasového přístroje. Tam lze v nejhorším případě jen špatně naladit vysílač a popř. příliš zaclonit clonu, přičemž následky těchto chyb jsou vlivem malého výkonu přístroje omezeny jen na nejbližší okolí a neobtěžují sousedy. U reprodukčního zařízení má však špatná obsluha mnohem obtížnější následky. Zařízení má sice rovný kmitočtový průběh v rozsahu např. 20 až 50 000 Hz, ale zároveň je opatřeno regulátory, které dovolují porušit tento průběh třeba o desítky decibelů. Takovými záludnými regulátory jsou nejen kmitočtové korektory a clony, nýbrž i fyziologický regulátor hlasitosti, který při nevhodném nařízení přídatné regulace zisku může způsobit přehnané zdůraznění hlubokých tónů. Také další, méně běžné regulace jako expanze, automatické clony nebo korekce stereofonního účinku mohou při nesprávném nastavení způsobit více škody než užitku. Přitom hlavní obtíž je v tom, že všechny tyto regulace sice správné nařízení dovolují, ale neposkytují vodítko jak poznat, kdy je správného nařízení dosaženo. Ani měřením kmitočtové charakteristiky nelze zjistit víc než např. neutrální polohy korektorů, kdežto jejich potřebné nařízení závisí na vlastnostech reprodukováného signálu, takže posluchač je odkázán jen na svůj sluch. Přitom skoro každý nový majitel věrně reprodukovatelného zařízení, který dosud krajní kmitočty u svého přijímače postrádal, je zpočátku náchylný k tomu, aby tyto kmitočty přehnaně zdůrazňoval, což působí nepřírozenou a unavující reprodukcí.

Druhou choulostivou stránkou zařízení je jeho výkon, který je často až desetkrát větší než u běžného přístroje. Tento výkon, není určen k dosažení trvale zvětšené hlasitosti, nýbrž má sloužit jako rezerva potřebná k nekreslené reprodukci dynamických rozdílů. Je-li maximální výkon zařízení

např. 30 W a dynamický rozsah pořadu 50 dB, tj. ± 25 dB od střední úrovně, znamená to, že i při nařízení největší hlasitosti má být střední úroveň 320krát nižší než 30 W, tj. asi 100 mW, a nejnižší úroveň dokonce 100 000krát nižší, tj. 0,3 mW. To jsou poměrně malé hodnoty, které by nikoho neobtěžovaly; bohužel však rezerva zesílení umožňuje nařídit střední úroveň třeba na 1 W a rušit pak hlučnou a v hlasitějších pásážíh zkreslenou reprodukcí široké okolí.

Proto je nutno, aby si nový majitel zvykal na obsluhu svého zařízení velmi opatrně, nezneužíval kmitočtových korekcí ani rezervy výkonu a postupně se seznamoval s účinky jednotlivých ovládacích knoflíků. Pro konstrukci z toho vyplývá, že kmitočtové korektory mají mít zřetelně vyznačenou neutrální polohu a raději jen menší počet přehledně označených stupňů. Záludnější regulátory jako přídavné ovládání zisku, expanze nebo stereofonie je lépe umístit pod odklápěcí víčko nebo opatřit jen zářezy pro nařízení šroubovákem tak, aby s nimi laik nemohl manipulovat.

Z toho všeho vyplývá, že věrné zařízení sice věrnou reprodukci dovoluje, ale nezaručuje; dosažený výsledek závisí na dovednosti obsluhujícího, a to tím více, čím větší počet různých regulací zařízení obsahuje. Proto je k dosažení věrné reprodukce zapotřebí souhry dvou činitelů: zařízení, které věrnou reprodukci umožňuje, a posluchače, který těchto možností dovede rozumně využívat.

LITERATURA

- [1] *Fletcher—Munson*: Loudness, Its Definition, Measurement and Calculation. Journal Ac. Soc. Am. (1933) čís. 2, str. 82.
- [2] Norma ČSN 367431: Nepřenosné nf zesilovače síťové.
- [3] Norma ČSN 367435: Vestavné a stavebnicové nf zesilovače síťové.
- [4] Norma ČSN 367090: Měření rozhlasových přijímačů AM.
- [5] *Rózycki*: Urządzenia Hi-Fi. Warszawa 1959.
- [6] *Zuzánek—Deutsch*: Československé miniaturní elektronky. Praha 1960.
- [7] Recommendations for Lateral-cut Commercial and Transcription Disc Recordings. Publication IEC No 98.
- [8] Norma ČSN 368412: Gramofonové desky s úzkou drážkou.
- [9] *Mišátský*: Gramofonová technika. Praha 1958.
- [10] Norma ČSN 368411: Gramofonové desky se širokou drážkou.
- [11] Recommendations for Magnetic Tape Recording & Reproducing Systems. Publication IEC No 94.
- [12] Norma ČSN 368436: Charakteristické veličiny magnetofonového záznamu zvuku.
- [13] *Pacák*: Příspěvek k řešení útvarů s jednou reaktancí. Slaboproudý obzor (1961) čís. 6, str. 334.
- [14] *Smetana*: Korektory pro plynulou změnu kmitočtové charakteristiky. Sdělovací technika (1954) čís. 10, str. 305.
- [15] *Vojšvilo*: Usilitěli nízké frekvence na elektronných lampách. Moskva (1959).
- [16] *Barber*: Flexible Tone Control Circuit. Audio (1953) čís. 9, str. 29.
- [17] *Barhydt*: A Feedback Tone Control Circuit. Audio (1956) čís. 8, str. 18.
- [18] *Lukeš*: Korekční zesilovač pro přenosku. Radioamatér (1938) str. 222.
- [19] *Williamson*: High-Quality Amplifier. Wireless World (1949) čís. 8, 10, 11, 12.
- [20] *Pacák*: Návrh a stavba zesilovače s hodnotným přednesem. Elektronik (1950) čís. 12, str. 286.
- [21] *Smith*: Semiconductor Variable Capacitor. R. & TV. News (1958) čís. 12, str. 46.
- [22] *Dolanský*: Electronically Controlled Audio Filters. Proc. IRE (1955), čís. 11, str. 1580.
- [23] *Pacák*: Zesilovač se samočinnou tónovou clonou. Elektronik (1949) čís. 2, str. 34.
- [24] *Miller Jr.*: Noise Suppressor for Audio Circuits. Patent USA č. 2, 589723.
- [25] *Turner*: A Continuously Variable Loudness Control. Audio (1949) čís. 10, str. 17.
- [26] Norma ČSN 358181: Vrstvové potenciometry.
- [27] *Šipovskij*: Vysokokačestvennyje usilitěli nízké frekvence. Moskva (1952).
- [28] *Stratiev*: Visokokačestveno vazproizveždane na zvuka. Sofia (1960).
- [29] *Crowhurst*: Design Your Own Preamp. R. Electronics (1960) čís. 5, str. 61.
- [30] *Porto*: Custom Preamp for Your Hi-Fi System. R. Electronics (1958) čís. 7, str. 32.

- [31] *Saslaw*: Audio Designers' Handbook. Audio (1960) čís. 1, str. 25.
- [32] *Bonč—Brujevič*: Použití elektroněk v experimentální fyzice. Praha SNTL 1959.
- [33] *Scoyoc—Warnke*: A D-C Amplifier with Cross-Coupled Input. Electronics (1950) čís. 2, str. 105.
- [34] *Sah*: Quasi Transients in Class B AF Push-Pull Amplifiers. Proc. IRE (1936) čís. 11, str. 1522.
- [35] *Bode*: Relations between Attenuation and Phase in Feedback Amplifier Design. B.S.T.J. 1940, July, str. 421.
- [36] *Bartels*: Grundlagen der Verstärkertechnik, str. 211. Hirzel, Leipzig 1942.
- [37] *F.*: Die Pentoden-Endstufe mit Gegenkopplung über das Schirmgitter. Funk-Technik (1956) čís. 11, str. 329.
- [38] *Mc Proud*: Amplifiers and Preamplifiers. Audio Engineering (1955) čís. 1, str. 23.
- [39] Norma ČSN ESČ 186-1949: Tvary plechů pro jádra transformátorů.
- [40] *Svozil*: Výpočet napájecích transformátorů na jádrech C. Sdělovací technika (1959) čís. 8, str. 284.
- [41] *Inserát fy Siemens-Halske*. Funk-Technik (1959) čís. 15.
- [42] Norma ČSN 347325: Měděné emailované dráty se syntetickým lakem.
- [43] *Lee*: Electronic Transformers and Circuits John Wiley & Sons, NY 1947.
- [44] *Tapio Matti Kõykkä*: Push-pull förstärkare. Finský patent č. 27332.
- [45] *Janda*: Nové výkonové zesilovače 10 a 20 W. Sdělovací technika (1957) čís. 6, str. 169.
- [46] *Boleslav*: Paralelní dvojjinné výkonové zesilovače. Sdělovací technika (1957) čís. 8, str. 227.
- [47] *Diefenbach*: 15-Watt-Mischverstärker mit PPP-Endstufe. Funk-Technik (1957) čís. 22, str. 756.
- [48] *Peterson—Sinclair*: A Single-Ended Push-Pull Audio Amplifier. Proc. IRE (1952) čís. 1.
- [49] *Chai-Yeh*: Analysis of a Single-Ended Push-Pull Audio Amplifier. Proc. IRE (1953) čís. 6, str. 743.
- [50] *Miranda*: NF-Verstärker mit direkt gekoppeltem Lautsprecher. Philips Tech. Rundschau (1957—1958) čís. 1, str. 1.
- [51] *Futterman*: Ultra-Stable OTL Hi-Fi Amplifier. Electronics World (1959) čís. 5, str. 69.
- [52] *Schmidt*: Ein neuer Dynamikexpander. Funk-Technik (1957) čís. 15, str. 511.
- [53] *Franke*: Schaltungsanordnung zur wahlweisen Dynamikerweiterung oder Verminderung. Západoněm. vykl. spis. č. 1053034.
- [54] *Pikerozil*: Usilitěl i akustičeskij agregat. Radio (1959) čís. 8, str. 51.
- [55] *Latzel*: Ein absolut symmetrischer Hi-Fi Gegentaktverstärker. Funkschau (1957) čís. 3, str. 65.
- [56] *Olson*: Elements of Acoustical Engineering. Van Nostrand Co, NY 1949.
- [57] *Merhaut*: Základy konstrukční elektroakustiky. Teela 1951.
- [58] *Beers—Belar*: Frequency-Modulation Distortion in Loudspeakers. Proc. IRE (1943) čís. 4, str. 132.
- [59] *Haitjema—Kopinga—Porte*: Messungen an Lautsprechern. Philips Tech. Rundschau (1960—61) čís. 1, str. 23.
- [60] *Vilchur*: Loudspeaker Damping. Audio (1957) čís. 10, str. 24.
- [61] *Salava*: Vliv vnitřního odporu zesilovače na činnost reproduktoru. Sdělovací technika (1960) čís. 7, str. 245.
- [62] *Augspurger*: The Ring Radiator. R. Electronics (1958) čís. 12, str. 43.
- [63] *Harrison*: Coupled Loudspeakers. Audio Engineering (1953) čís. 5, str. 21.
- [64] *Mahler*: Hi-Fi Performance from Small Speakers. Audio (1959) čís. 12, str. 22.
- [65] *Walker*: Wide Range Electrostatic Loudspeakers. Wireless World (1955), čís. 5, 6, 8.

- [66] Koch: Lautsprechereinbau in Wände. Funk-Technik (1956) čís. 6, str. 166.
- [67] Willchur: Another Look at Acoustic Suspension. Audio (1960) čís. 1, str. 24.
- [68] Boleslav: Nová řešení přímo vyzářujících reproduktorových systémů. Sdělovací technika (1956) čís. 1.
- [69] Olney: Method of Eliminating Cavity Resonance. Journal Ac. Soc. Am. (1936) čís. 2, str. 104.
- [70] Thuras: Sound Translating Device. Patent USA č. 1, 869.178.
- [71] Joseph—Robbins: The R-J Speaker Enclosure. Audio Engineering (1951) čís. 12, str. 17.
- [72] Olson—Massa: A Compound Horn Loudspeaker. Journal Ac. Soc. Am. (1936) čís. 1, str. 48.
- [73] Olson—Hackley: Combination Horn and Direct Radiator Loudspeaker. Proc. IRE (1936) čís. 12, str. 1557.
- [74] Slaymaker: An Integrated Line of Hi-Fi Equipment. Audio Engineering (1952) čís. 7, str. 26.
- [75] Rocard: Création d'harmoniques dans les haut-parleurs à pavillon. Bulletin de la S.F.R. (1933) čís. 2, str. 28.
- [76] Boegli: Interference Effects with Crossover Networks. Audio (1956) čís. 11, str. 15.
- [77] Terman: Radio Engineers' Handbook. Mc Graw-Hill Co, NY 1943, str. 62.
- [78] Gagnon: Custom Built Corner Horn Enclosures. Audio (1958) čís. 2, str. 20.
- [79] Hepper: Anordnung zur Summen- und Differenzbildung zweier Tonfrequenzspannungen. Západoněmecký patent č. 1,061.827.
- [80] Davis—Frayns: The Westrex Stereodisc System. Proc. IRE (1958) čís. 10, str. 1686.
- [81] Recommendations for Stereophonic Commercial Disc Records. Publication IEC No 98-1.
- [82] Blumlein: Sound Transmission, Sound Recording and Sound Reproducing Systems. Patent GB č. 394.325.
- [83] Keller—Rafuse: Sound Recording and Sound Reproducing System. Patent USA č. 2,114.471.
- [84] Goldmark—Bauer—Bachman: The Compatible Stereo Record. Audio (1958) čís. 5, str. 26.
- [85] Minter: Stereo Disc Recording Methods. R. & TV News (1958) čís. 4, str. 66.
- [86] Christian: Einspur- und Mehrspur-Kombiköpfe. Funkschau (1959) čís. 9, str. 205.
- [87] Tetzner: Sterophonie über Rundfunksender. Funkschau (1959) čís. 1, str. 7.
- [88] Crosby: Multiplex communication System. Patent USA č. 2,851.532.
- [89] Herbaut: Stéréophonie par multiplex sur émetteur FM unique. Toute la Radio (1959) str. 169.
- [90] Konovič: Stereofoničeskoje radioveščanije. Radio (1960) čís. 4, str. 26.
- [91] Stumpers—Schutta: Stereophonische Übertragung von Rundfunksendungen mit FM-modulierten Signalen und AM-moduliertem Hilfsträger. Elektronische Rundschau (1959) čís. 12, str. 445.
- [92] Janus: Das PAM-Verfahren in der Rundfunk-Stereophonie. Elektronische Rundschau (1959) čís. 12, str. 447.
- [93] Browne: A System of Stereophonic Broadcasting. Electronic Engineering (1960) čís. 4, str. 238.
- [94] Frank—Ratsch: Das HMD-System. Elektronische Rundschau (1960) čís. 11, str. 463.
- [95] Crowhurst: Clear Road for FM Stereo. R. Electronics (1961) čís. 7, str. 26.
- [96] Burstein: Stereo Amplifier Controls and What They Do. Electronics World (1959) čís. 8, str. 55.
- [97] Moorigat—Pick: Zweikanal NF Verstärker mit Pegelbalanzierung. Západoněm. vykl. spis č. 1,071.135.

- [98] *Shottensfeld—Standt*: The Stereo-Plus System. Audio (1959) čís. 10, str. 23.
- [99] *Kramer*: Stereo Amplifier for 3-Channel Sound. R-Electronics (1959) čís. 12, str. 35.
- [100] *Stark*: A Continuously Variable Stereo Dimension Control. Audio (1959) čís. 7, str. 22.
- [101] *Franko*: Lautsprecheranlage zur wahlweisen Wiedergabe von zweikanaligen oder einkanaligen Darbietungen. Západoněm. vykl. spis. č. 1,071.762.
- [102] *Crowhurst*: Single PP Stage for Both Stereo Channels. Electronics World (1959) čís. 1, str. 48.
- [103] *Jessner—Sauerbrey*: Stereophonietruhe mit Lautsprecher und Weiche. Západoněm. vykl. spis č. 1,076,183.
- [104] *Lukáš*: Systémy stereofonního rozhlasu. Sdělovací technika (1962) čís. 2, str. 46.

Inž. Jaroslav Lukeš

VĚRNÝ ZVUK

DT 621.395.623

681.8

Vydalo Státní nakladatelství technické literatury, n. p., Spálená 51, Praha 1, ve společném vydání se Slovenským vydavateľstvom technickej literatúry v Bratislave v listopadu 1962 jako svou 4270. publikaci v řadě elektrotechnické literatury — Redakce elektrotechnické literatury — Odpovědný redaktor inž. Vladimír Kotěšovec — Obálku a vazbu navrhl Miroslav Milde — Technická redakce Ludvík Charvát — Výtisk Knihtisk 4, n. p., Sámova 12, Praha 10 — 328 stran, 269 obrázků, 8 tabulek — Typové číslo L26-B2-IV-41/5468 — Vydání první — Náklad 14 215 výtisků — 21,02 AA, 2190 VA — D-07*20366

301-05-38

Cena vázaného výtisku 19,10 Kčs

63/III-5-B2

Publikace je určena pro pracovníky v nízkofrekvenční elektrotechnice, radioamatéry a všechny zájemce o věrnou reprodukci zvuku

04-551-62 19,10 Kčs
