

**VĚRNÝ  
ZVUK**

**JAROSLAV LUKEŠ**

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 Šulc

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 nejméněji. 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 reprodukováné 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 reprodukováné 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 odbyván jen občasnými časopi-seckými 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 dílčích 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  $\omega$ , 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*

# OBSAH

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 <i>RC</i> . . . . .	51
4.3.1 Jednoduché články <i>RC</i> . . . . .	52
4.3.2 Obecný sériový článek <i>RC</i> . . . . .	57
4.3.3 Paralelně řazené články <i>RC</i> . . . . .	65
4.3.4 Jiné články <i>RC</i> . . . . .	67
4.3.5 Říditelné korektory . . . . .	68
4.3.6 Zpětnovazební články <i>RC</i> . . . . .	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 článek <i>RC</i> . . . . .	96
4.5.2	Sériový okruh <i>LC</i> . . . . .	96
4.5.3	Dvojitý článek <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 (obraceč 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	Stabilitnost 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 dvoji 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	Souosé (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	Úspěšné zesilovače pro stereofonní reprodukci . . . . .	314
10.6.1	Zesilovače s dvojitým zesílením nízkých kmitočtů . . . . .	314
10.6.2	Zesilovače s dvojitým 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

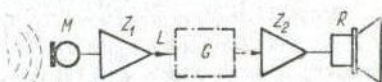
# 1. VŠEOBECNÉ POŽADAVKY NA VĚRNOST REPRODUKCE

## 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 mikrofonem  $M$  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. gramfonová 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.

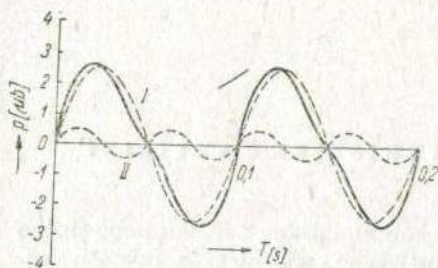
Během tohoto pochodu jsou však přenášeny kmity, které budeme dále nazývat signál, různě deformovány, takže výsledný reprodukováný zvuk není zcela přesným obrazem zvuku původního. Proto při úvahách o věrné reprodukci musíme nejprve analyzovat vlastnosti přenášeného signálu a z nich vyvodit požadavky kladené 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



Obr. 1.2. Periodicky se opakující průběh akustického tlaku.

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 znázorněném 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 pravouhlých 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.

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.

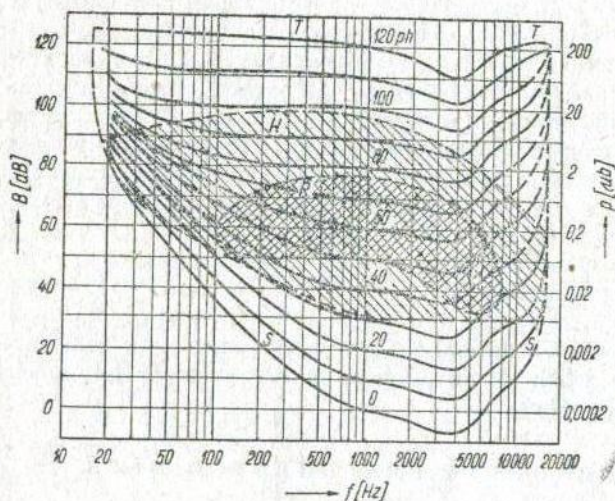
Protože akustický tlak je veličina střídavá, rozeznáváme u něho efektivní hodnotu a popř. i hodnotu okamžitou a maximální. Podobně jako kmitočet může i akustický tlak mít jakoukoli velikost od nuly do nekonečna, avšak opět stačí uvažovat jen rozsah, který lze obsáhnout sluchem. Při příliš malém tlaku 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  $\pm 5$  dB zcela běžné.

## 1.3 REPRODUKCE PŘECHODNÝCH DĚJŮ

Některé přenosové členy zařízení, např. výstupní transformátor nebo výhybky, 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  $\pm 3$  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 nejpestřejší 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.

Početní 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 nepříznivě 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 vysílač 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 brúčení 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 rozdíl 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 zplošťuje 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 přeslechly u rozhlasu, povrchovým šumem gramofonových desek nebo základním šumem magnetofonového záznamu. Mimoto se zde uplatňuje šum elektronek a odporů zesilovače, síťové bručení 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 bručení 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 nezbyvá než odříznout vyšší kmitočty tónovou clonou, což jde ovšem na úkor kmitočtového rozsahu a jakosti reprodukce. Tato otázka bude probrána 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-

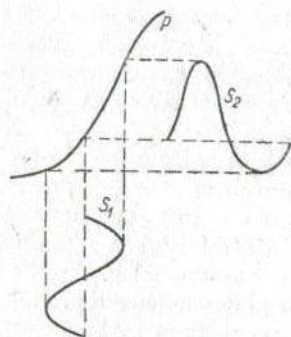
---

\*) 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.

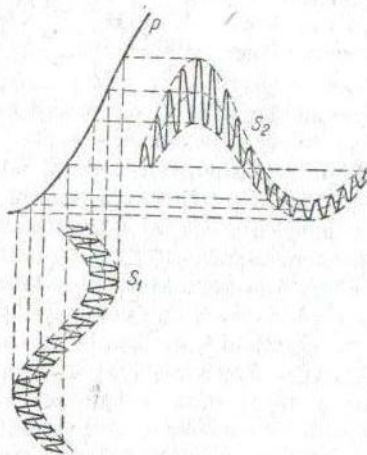


nálu vstupnímu, nýbrž tato závislost, tzv. přenosová charakteristika ( $P$ , obr. 1.4) je do jisté míry nelineární. Proto je tvar výstupního signálu  $S_2$  poněkud jiný než u vstupního signálu  $S_1$  a vzniká tedy tzv. tvarové (nelineární) zkreslení.

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 činitel harmonického zkreslení

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

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 současně 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

$$K_{im} = 100 \frac{\sqrt{(U_{5100} + U_{4000})^2 + (U_{5200} + U_{4800})^2 + \dots}}{U_{5000}} \quad [\% ; V]$$

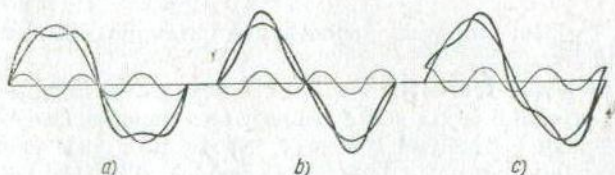
v němž indexy při  $U$  znamenají kmitočty jednotlivých složek.

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 přízpůsobení 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.

### 1.3 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 umožňují 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 přidavný 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 dotýčný 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.

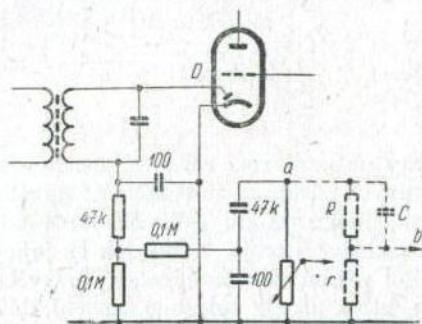
Údaj výstupního napětí jednotlivých zdrojů je ovšem velmi problematický, protože signály mohou mít dynamický rozsah 30 až 60 dB, takže jejich napětí kolísá v poměru až 1 : 1000. Protože však zesilovač musí být s to zpracovat i největší vyskytující se signál, budeme uvádět napětí maximálního signálu, 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)

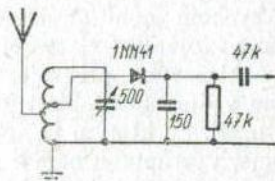
Nejběžnějším reprodukováným signálem je pořad zachycený rozhlasovým přístrojem pro am. K tomu lze použít napětí ze sekundárního vinutí výstupního transformátoru přijímače, které má řádovou velikost 1 V a bývá obvykle vyvedeno ke zdílkám pro přídatný reproduktor, takže je dostupné bez zásahu do přístroje. 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 $\Omega$  i více, a poměrně nízké napětí řádu 100 mV, je nutno provést vyvedení tak, aby vývod neshbíral indukovaný hluk a nezatěžoval nepřipustně svou kapacitou zdroj signálu. Vývod z bodu *a* se provádí stíněným souosým kablíkem a má být co nej-

kratší; tam kde rozhlasový přijímač je vzdálen od zesilovače, takže vývod je dlouhý, lze použít vyvedení z uzlu  $b$  odporového děliče  $R - r$  (obr. 2.1), jehož odpor  $R$  je např.  $0,5 \text{ M}\Omega$  a odpor  $r$  je desetkrát až padesátkrát menší, tj.  $50$  až  $10 \text{ k}\Omega$ . Děličem se sice zmenší výstupní napětí asi na  $3 \text{ mV}$ , což

však příliš nevádí, protože zesilovač má dostatečné zesílení; zato se zmenší výstupní odpor na velikost odpovídající přibližně odporu  $r$ , takže snese připojení



Obr. 2.1. Vyvedení diodového výstupu ze superhetového přijímače.



Obr. 2.2. Diodový detektor.

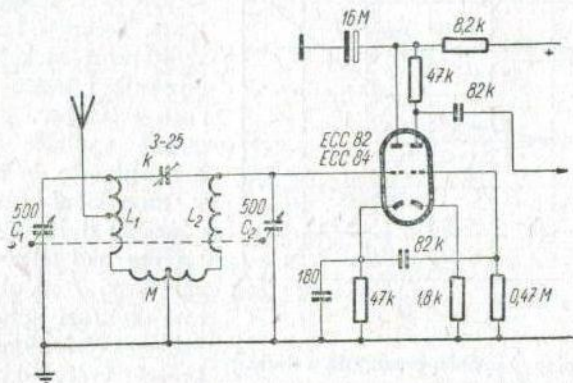
vývodu s větší kapacitou. Je-li tato kapacita ještě příliš velká, lze dělič kmitočtově vyrovnat kondenzátorem  $C$  s kapacitou v poměru  $r/R$  menší než kapacita vývodu.

Kmitočtový rozsah signálu z rozhlasového přístroje pro am bývá obvykle omezen na  $3$  až  $4 \text{ kHz}$  vlivem selektivnosti přístroje, která musí stačit k oddělení vysílačů kmitočtově odlehklých o  $9 \text{ kHz}$ . Pokud jde o příjem vzdálených vysílačů, nelze proti tomu nic dělat; většinou se však přijímá jen silný blízký vysílač, pro který není selektivnost nutná, takže by kmitočtové omezení mohlo odpadnout. Pro tento účel je výhodnější sestavit jednoduchý přijímač, složený jen z málo selektivního ladičského okruhu a z detektoru (obr. 2.2). Je účelné připojit k tomuto přijímači aspoň krátkou vnější a co nejvýše umístěnou anténu, která podstatně zvětší odstup signálu od místních poruch. Používání předcházejících vf nebo mf stupňů není zde žádoucí, protože zvýšená citlivost by při malé selektivnosti vedla jen k rušení místního příjmu jinými vysílači.

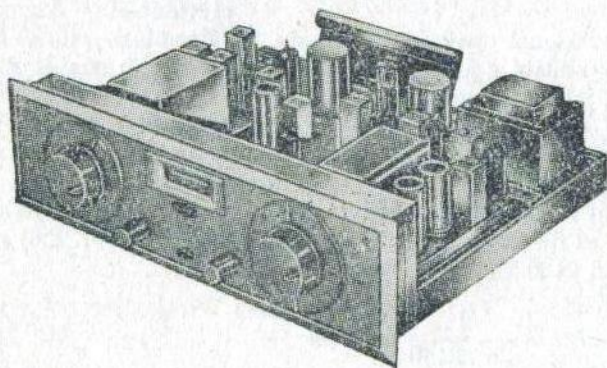
Z elektronkových přístrojů se často doporučuje tzv. katodový detektor (obr. 2.3) [5], což je elektronka pracující ve spodním ohybu přenosové charakteristiky podobně jako anodový detektor, avšak s vazebním odporem v katodě, takže má co do malého zkreslení a výstupního odporu příznivé vlastnosti katodového sledovače. Zbývající systém dvojitě triody pracuje např. jako nf zesilovací stupeň. Na obr. 2.3 je vstupní pásmová propust se dvěma ladičskými okruhy  $L_1C_1$ ,  $L_2C_2$ , které jsou vázány jednak

paralelní kapacitou  $k$ , jednak společnou indukčností  $M$ , jimiž je propouštěné pásmo nastaveno na stejnou šířku u obou krajů středovlnného pásma.

Náročnější přístroje (obr. 2.4) bývají superhetového typu s přepínatelnou šířkou pásma mf stupňů, což dovoluje příjem místního vysílače s malou selektivností nebo dálkový příjem s větší selektivností.



Obr. 2.3. Katodový detektor.

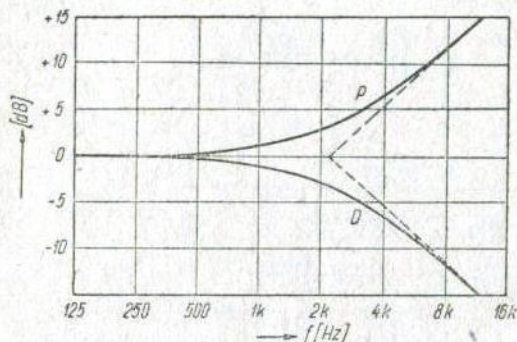


Obr. 2.4. Ladicí část pro am a fm (Scott).

## 2.2 ROZHLASOVÝ PŘIJÍMAČ PRO KMITOČTOVOU MODULACI (fm)

Výhodnější než amplitudově modulovaný rozhlas je pro věrnou reprodukci rozhlas na velmi krátkých vlnách s kmitočtovou modulací („frekvenční“ modulace, fm). Pásmo vkv není vysílače tak přeplněno jako střední vlny a mimoto mají tyto vysílače jen malý dosah, takže zde neexistují

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



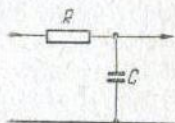
Obr. 2.5. Kmitočtový průběh preemfáze a deemfáze při fm.

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



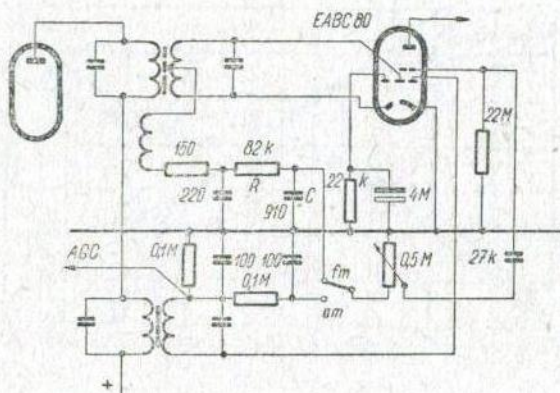
Obr. 2.6. Korekční člunek RC pro deemfázi.

\*) 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 obdobným jako na obr. 2.1.



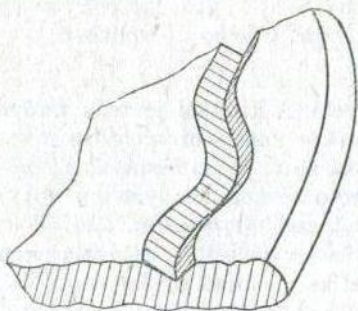
Obr. 2.7. Kombinovaná detekční část pro am a fm.

### 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.

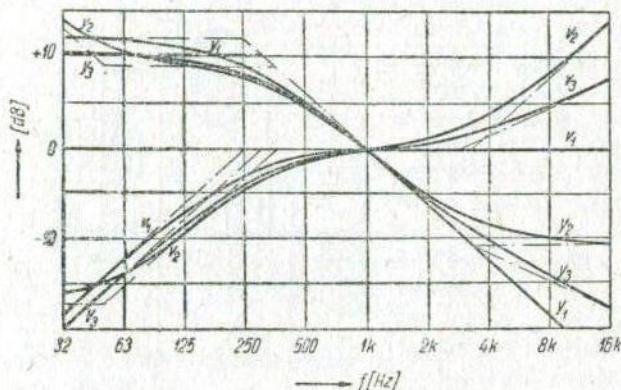
#### *Záznamové charakteristiky gramofonových desek*

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.

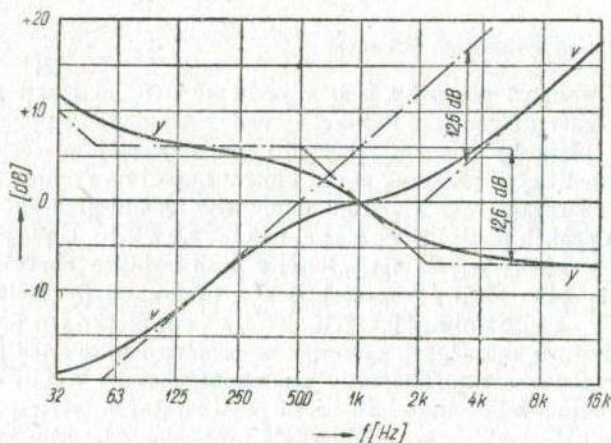
Při snímání elektromagnetickou přenoskou nerozhoduje však o indukovaném napětí výchylka, nýbrž rychlost příčného kmitavého pohybu hrotu, a proto je nutno seznámit se také s průběhem rychlosti tohoto pohybu. U sinusového pohybu s kmitočtem  $f$  a s výchylkou  $y$  platí, že jeho rychlost  $v$  je co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

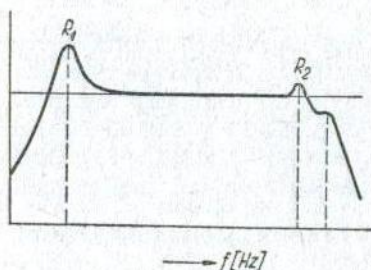
Tím ovšem vzniká problém, jak navrhnout korekci pro standardní desky, aby vyhovovala v co největším počtu případů. Protože v poslední době standardní desky ztrácejí význam, má jejich korekce smysl hlavně

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 spoolehnome 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



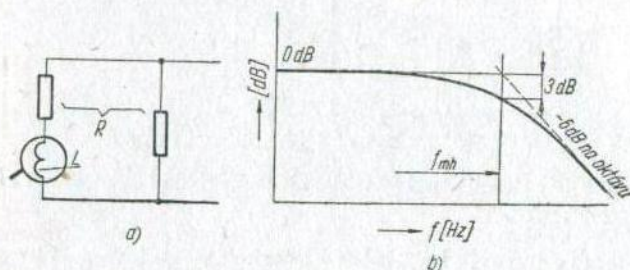
Obr. 2.11. Rezonance raménka ( $R_1$ ) a rezonance chvějky ( $R_2$ ) u přenosky.

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. Rezonanční 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 opotře-

bení desek, je nutno, aby ležela co nejnižze, 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.

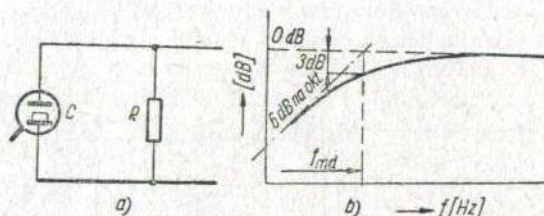
piezoelektrických přenosek. Spojení mezi hrotem a mezi účinnou částí chvějky nebo krystalem není totiž nikdy ideálně tuhé, nýbrž působí jako poněkud pružný člen, který při dostatečně vysokém kmitočtu projevuje vlastní rezonanci a nad tímto kmitočtem již pohyb nepřenáší; proto je charakteristika přenosky 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  $\frac{1}{2\pi f_{md}C}$

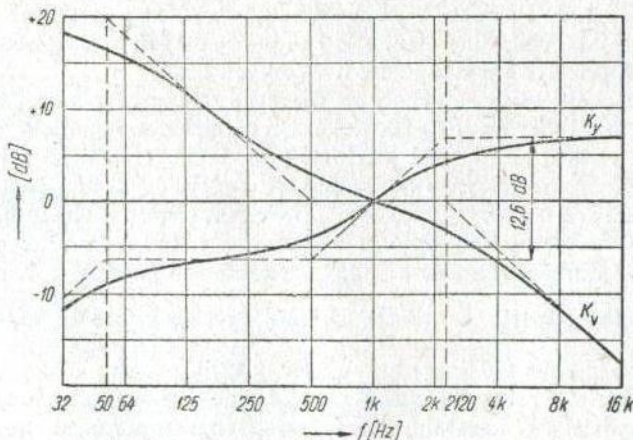
krystalu rovna vstupnímu odporu, nastane opět pokles o 3 dB a u ještě nižších kmitočtů další pokles sklonem 6 dB na oktávu (obr. 2.13b).

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 kmitočet.

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 elektro-magnetickou 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 přenosek jen řádu 10 mV i méně, kdežto u starších



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

elektromagnetických přenosek bylo i několik desetin voltu; u piezoelektrických přenosek 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.

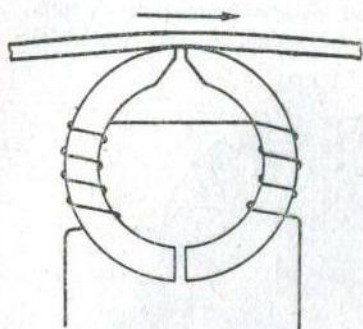
Na obr. 2.15 je typické provedení vestavného gramofonu, který odpovídá požadavkům věrné reprodukce.

## 2.4 MAGNETOFON

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

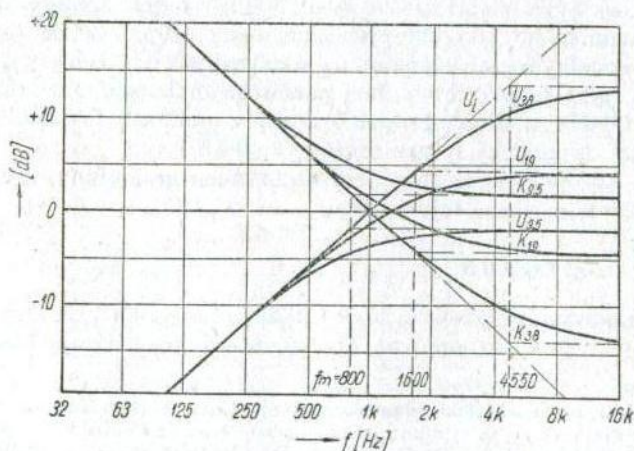
\*) Moderní piezoelektrické přenosky bývají často korigovány mechanickými prostředky přímo ve svém systému, takže již nepotřebují elektrické korekce. Proto je lepší změřit nejprve charakteristiku použité přenosky a teprve podle výsledku uvažovat o případných korekcích.

délném směru (obr. 2.16) a snímá se podobnou elektromagnetickou snímací 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 postačitelou 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 snímací hlava.

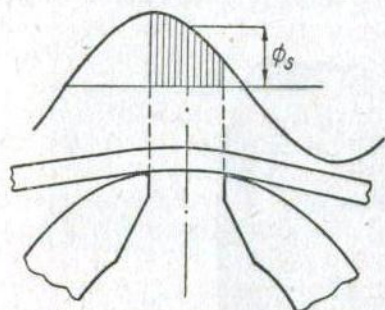
Předpokládejme, že záznam sinusového signálu je proveden tak, aby pásek byl při všech kmitočtech magnetizován stejnou intenzitou, takže bude mít sinusový průběh magnetizace, s jednotlivými magnetickými póly střídavé polarity. Při snímání tohoto záznamu zvolenou rychlostí vyvolají zmagnetizovaná místa ve snímací hlavě tím větší napětí, čím rychleji následují jejich póly za sebou, tj. čím vyšší je zaznamenaný kmitočet. Uvažujeme-li tedy ideální snímací hlavu, neuplatňující žádné vedlejší vlivy, bude její reprodukční charakteristika probíhat podle přímky  $U_1$  (obr. 2.17) stoupající s kmitočtem o 6 dB na oktávu.



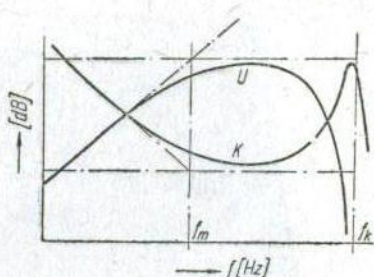
Obr. 2.17. Charakteristiky ideální snímací hlavy při různé rychlosti pásku.



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 snímání 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  $\Phi_s$  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 snímán 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 štěrbina 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



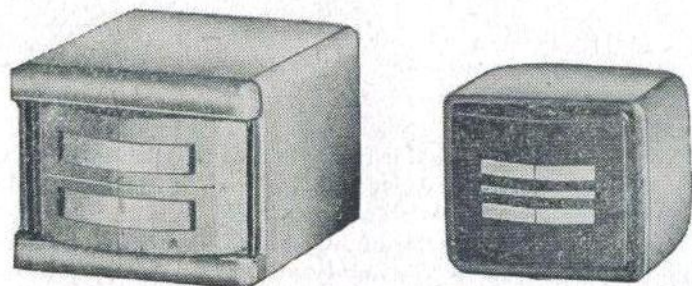
Obr. 2.20. Magnetofon Sonet (Tesla).

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 reprodukčních 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 nejvýhodnější 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.

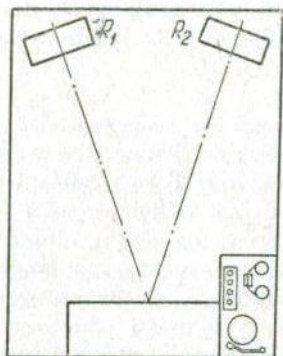
Toto řešení má však i své nedostatky. Při vestavění do společné skříně lze dosti obtížně izolovat akusticky gramofon tak, aby se na něj nepřenášelo chvění reproduktoru a nevznikla tak akustická zpětná vazba, popř. i mikrofoničnost elektronek či ladicího kondenzátoru rozhlasového přístroje. Tyto součásti bylo proto nutno uložit na tlumící 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.

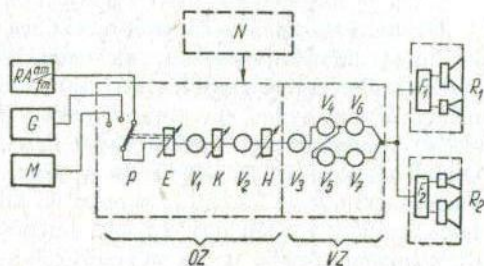
Pro stereofonii se konstrukce se společnou skříní dobře nehodí. Reprodukční stereofonního zařízení musí být od sebe několik metrů vzdáleny, takže je nelze vestavět do společné skříně, pokud ovšem nemá být 2 až 3 m široká. Je proto nutno použít aspoň dvou oddělených skříní s reproduktory, z nichž jedna 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 oepjatých. 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 sprážen 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 zesilovačho stupně k signálnímu napětí na vstupu tohoto stupně označujeme jako činitel napětového 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  $\beta$ .

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 desetinasobné 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 elektronkového stupně nebo přenos nějakého čtyřpólu při 50 Hz je desetkrát větší (nebo o 20 dB větší) než při 1 kHz.



## 4.2 ZESILOVACÍ ELEKTRONKOVÉ STUPNĚ

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 fideletního korektoru. Požadované kmitočty lze totiž jednotlivými korektory zdůraznit jen tím, že se ostatní část pásma přiměřeně zeslabí tak, aby požadované úseky pásma proti ní patričně 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 zařízení 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 říditelného 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.

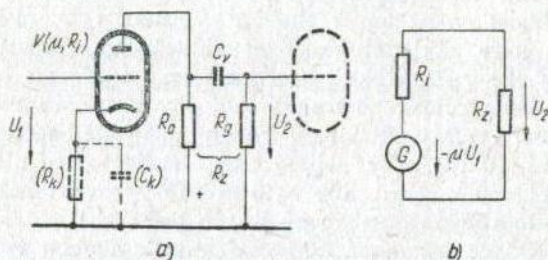
### 4.2.1 Zesílení elektronky s uzemněnou katodou

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  $\mu$  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)

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

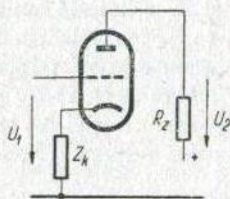
Zatěžovací odpor bývá zpravidla malý v porovnání s vnitřním odporem  $R_i$  pentody, takže jej ve jmenovateli můžeme zanedbat a vzorec pro zesílení pentody se tím zjednoduší na tvar

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

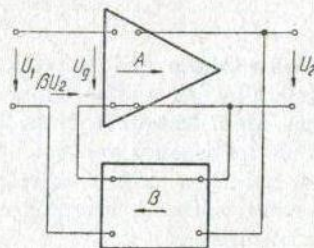
Podle vzorců (4.6) a (4.8) bychom mohli usuzovat, že volbou dosti velkého zatěžovacího odporu lze zesílení triody vystupňovat až na velikost  $-\mu$ , popř. u pentody neomezeně zvětšit. Ve skutečnosti se však zvětšováním zatěžovacího odporu zmenšuje stejnosměrné anodové napětí, takže pracovní bod elektronky 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)  $\mu$  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, uvedme 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 napětový přenos  $\beta$ , 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  $R_z/\mu$ , 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)

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

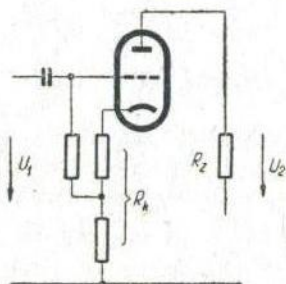
\*) Na rozdíl od obr. 4.3 jde zde o zpětnou vazbu proudovou, jejíž vlastnosti budou probrány v odst. 5.4. Pro výpočet zesílení lze však přesto použít výraz (4.11).

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

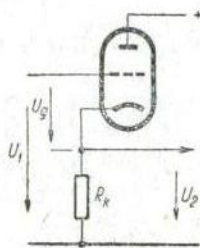
$$A_z = \frac{-174}{1 + 0,001 \cdot 2200} = -55$$

tj. asi na třetinu původní velikosti.

Chceme-li zesílení zmenšit ještě více, než odpovídá nepřemostěnému předpětíovému 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

$$A = \frac{U_2}{U_g} = \frac{\mu R_k}{R_i + R_k}$$

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  $\beta U_2$  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.

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

Výstupní odpor triody se tedy katodovým odporem značně zvětší, kdežto u pentody, jejichž vnitřní odpor byl již stejně mnohem větší než  $R_z$ , zůstane výstupní odpor téměř nezměněn, tj.  $R_z$ .

Výstupní odpor katodového sledovače zjistíme nejnázne jako poměr jeho výstupního napětí ve stavu nezátíženém 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

$$I_{2k} = \frac{\mu U_1}{R_i}$$

a podle toho je

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

a po úpravě

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

Pro elektronku s velkým  $\mu$  lze 1 proti  $\mu$  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 odpozem  $1/S$ . 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

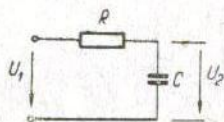
V řídicím zesilovači a v nf technice vůbec se často setkáváme se čtyřpóly složenými z kapacit a odporů, tzv. články RC. Někdy jsou jejich prvky tvořeny vazebními členy mezi jednotlivými elektronkami nebo přímo parametry elektronek, jako vnitřním odpozem nebo kapacitou. Jindy jsou

články  $RC$  vloženy záměrně do vazebních kombinací, aby tím vznikly korektory („vyrovnače“), 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 převratná hodnota má proto rozměr  $1/s$  a představuje jakýsi úhlový kmitočet  $\omega_{mh} = 1/RC$  nebo kmitočet  $\nu$  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

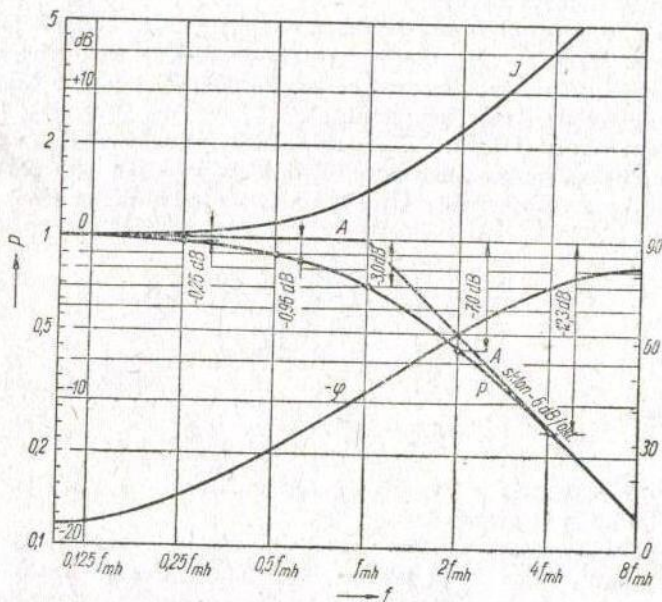
$$P = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_{mh}}} \quad (4.23)$$



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 logaritmicím měřítku, kde na vodorovné ose vynášíme kmitočet 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 člunku 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  $\varphi$  na obr. 4.7, z níž je vidět, že při mezním kmitočtu je zpoždění  $45^\circ$ .

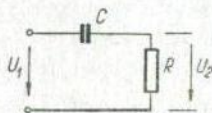
Člunek tohoto druhu je i bez úmyslného zásahu v každém zesilovacím stupni, přičemž odpor  $R$  je tvořen výstupním odporem předcházejícího zdroje nebo stupně a kondenzátor  $C$  je tvořen vstupní kapacitou následující elektronky, spojů a součástí proti zemi. Proto je nutno při návrhu dbát toho, aby celkový útlum působený všemi těmito články nepřestoupil přípustnou mez. Jsou-li tedy v řídicím 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 člunku 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 článek 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 jednoduchost 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 logaritmickém 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  $B-B$ .

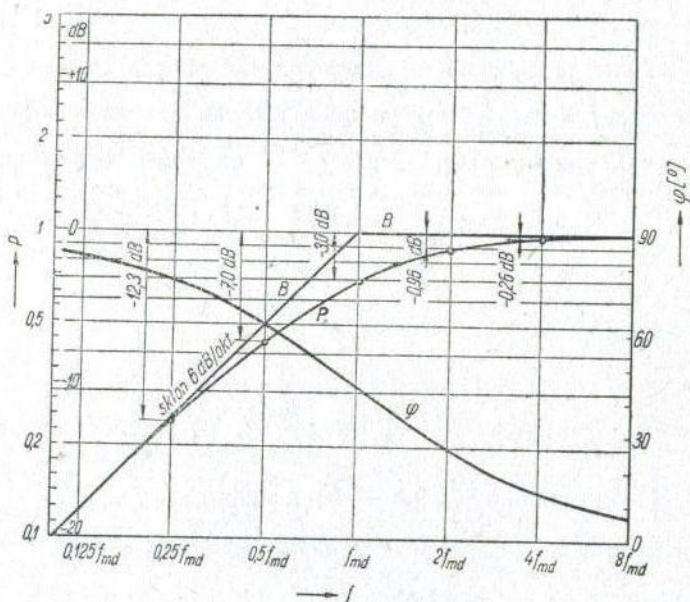
Fázový úhel činitele přenosu zjistíme podobně jako v předchozím příkladě úpravou rovnice (4.26)

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

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  $\varphi$  na obr. 4.9. Při mezním kmitočtu je fázový posun  $45^\circ$ .



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

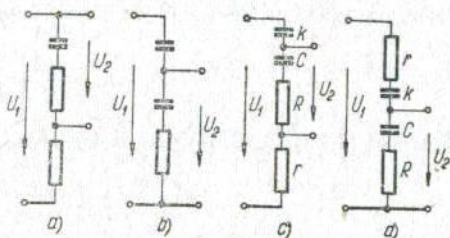
Podobně jako v předchozím příkladu je i těchto článků v každém zesilovači větší počet; jsou všude tam, kde jsou dva stupně odděleny vazebním kondenzátorem. Mimoto, jak probereme dále, tvoří i každý člen  $RC$  v katodě nebo ve stínici mřížce článek podobného charakteru. Požadujeme-li tedy, aby např. 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

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

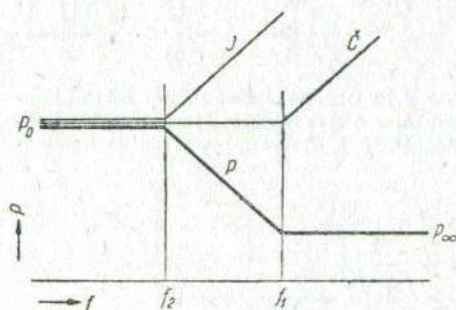
$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R+r) \frac{Ck}{C+k}} \quad (4.31)$$

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

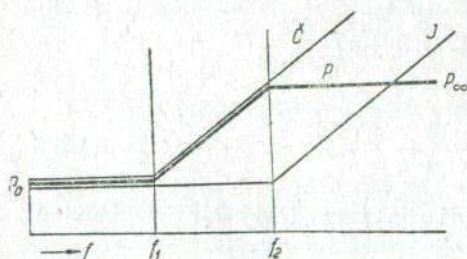
$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R+r)(C \& k)} \quad (4.32)$$

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

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



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



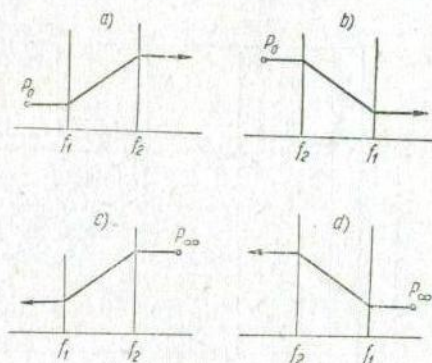
Obr. 4.12. Zjednodušená kmitočtová charakteristika obecného článku  $RC$  zdůrazňujícího vyšší kmitočty.

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 vyšší kmitočty zdůrazňuje, nebo 4.13b, kde obvod vyšší 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.

který opět přepíšeme zjednodušeně

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

kde

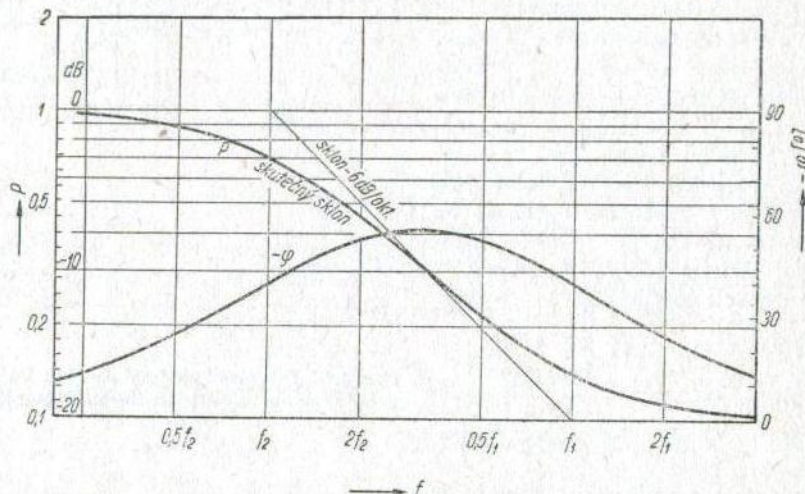
$$P_\infty = \frac{R}{R+r} \quad (4.35)$$

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  $P_\infty$ , 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 článku 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  $\varphi$  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

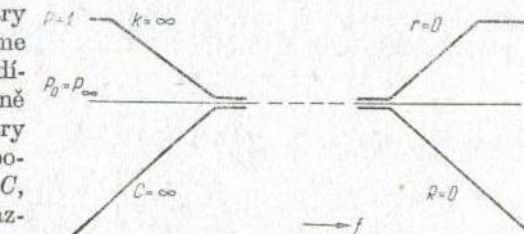
$$\operatorname{tg} \varphi_{\max} = \frac{f_2 - f_1}{2\sqrt{f_2 f_1}} \quad (4.38)$$



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  $90^\circ$  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 elektronikou 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

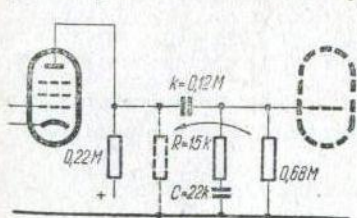


Obr. 4.15. Kmitočtové charakteristiky při spojení některého člunu obecného sériového člunku nakrátko.

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

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 uveďme 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 elektroniky EF86 ( $R_1 > 3 \text{ M}\Omega$ ), která

má vazební odpor  $R_a = 0,22 \text{ M}\Omega$ ,  $k$  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  $R_a$ , 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 desetinasobného 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

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

Dosazením 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)

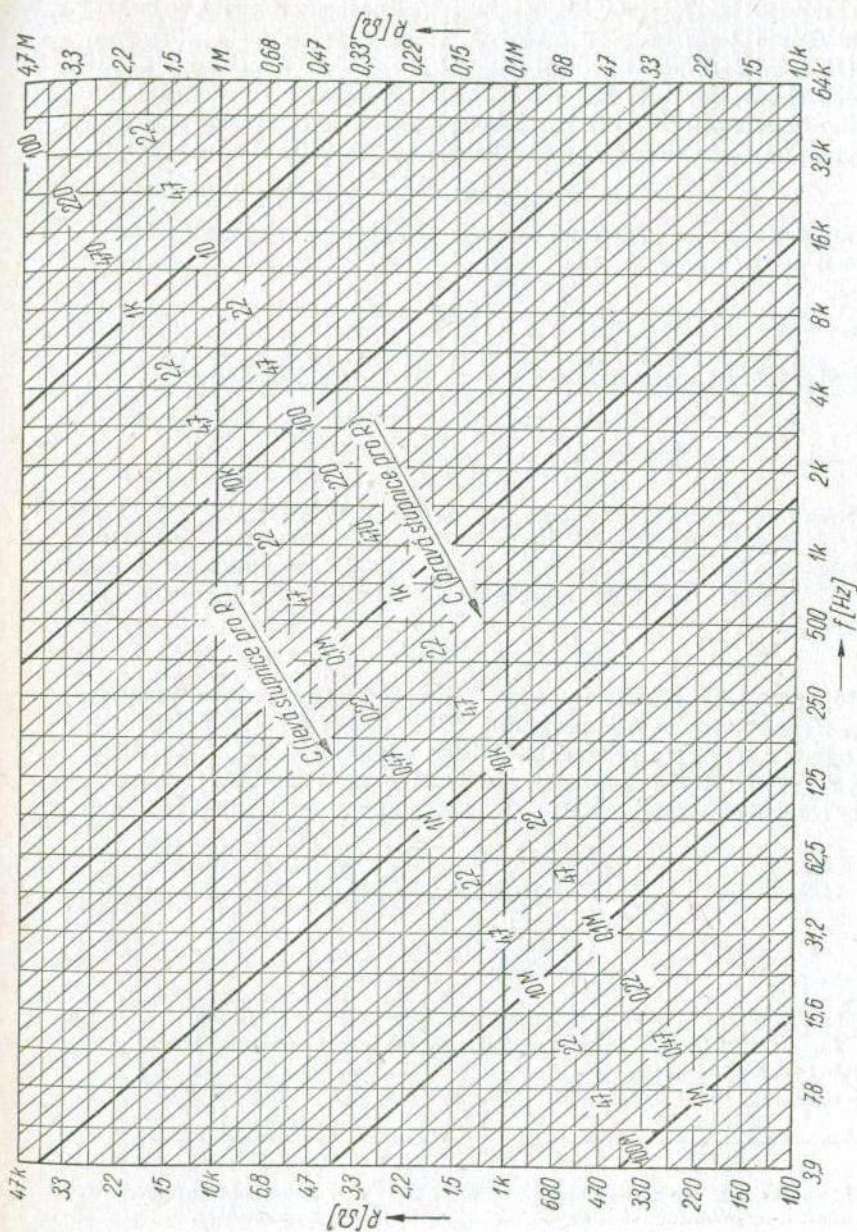
$$C = \frac{1}{2\pi f_1 R} = \frac{1}{6,28 \cdot 500 \cdot 15\,000} \doteq 0,022 \text{ }\mu\text{F}$$

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 $\Omega$ ), jejíž anodový odpor  $R_a = 0,22$  M $\Omega$ . Mřížkový odpor následující elektronky  $0,68$  M $\Omega$  považujeme přibližně, při zanedbání oddělovacího kondenzátoru  $k$ , za paralelně připojený k  $R_a$ , takže počítáme s výstupním odporem složeným z paralelních  $80$  k $\Omega$ ,  $220$  k $\Omega$  a  $0,68$  M $\Omega$ , 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

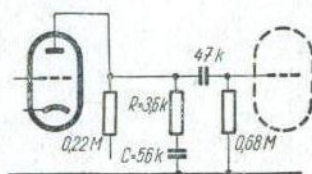
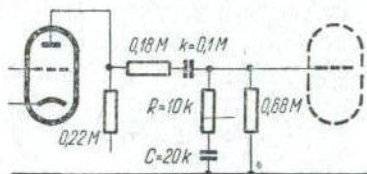
$$k = 5C \doteq 0,33 \text{ }\mu\text{F}$$

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 $\Omega$ , (obr. 4.18), čímž se  $r$  zvětší (včetně paralelního  $0,68$  M $\Omega$ ) na  $177$  k $\Omega$ , 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

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

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 anodové 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 složených zlomků má tvar

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

kde označíme opět

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

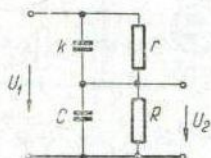
tj. přenos při velmi nízkém kmitočtu vlivem samotného odporového děliče  $R - r$ , a dále

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

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

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  $P_\infty$  při velmi vysokém kmitočtu

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

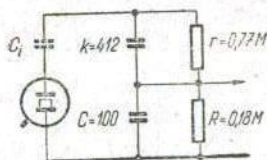
jehož dosazením do (4.41) dostaneme po úpravě již známý výsledek

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

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 $\Omega$ ; jinak jí nepotřebujeme dbát.  $C$  je vstupní kapacita elektronky ECC83, která je v daném případě 100 pF. Dále známe odpor  $R$ ,



Obr. 4.21. Vyrovnávací pro piezoelektrickou přenosku.

který je tvořen potenciometrem 0,22 M $\Omega$  a paralelním mřížkovým odporem 1 M $\Omega$ , takže  $R = 180$  k $\Omega$ . 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

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

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

a pak z (4.43) zjistíme

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

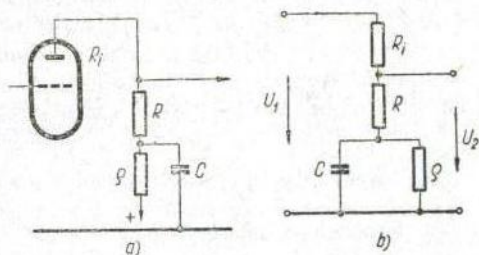
### 4.3.4 Jiné články RC

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  $P_0$ ,  $P_\infty$ ,  $f_1$ ,  $f_2$  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  $P_\infty$  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  $P_\infty$  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  $P_0$ ,  $P_\infty$  nulový, např.  $P_0 = 0$ , má přenos článku tvar (4.26) násobený činitelem  $P_\infty$ , 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.

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

kdežto při velmi vysokém kmitočtu je přenos

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

$P_0$  i  $P_{\infty}$  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  $\varrho$  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  $\varrho$  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 zdoluhavý 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

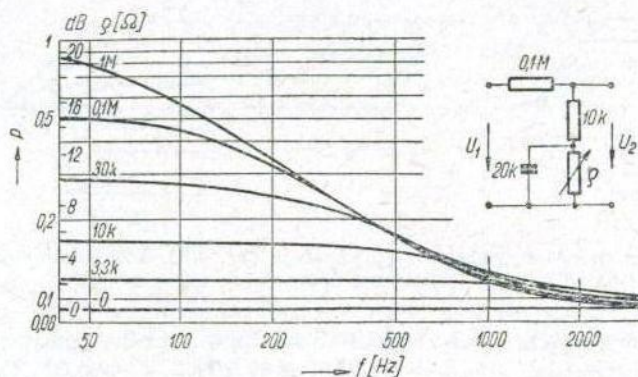
#### *Všeobecné požadavky*

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 hvězdy 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 kmitočtů 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-



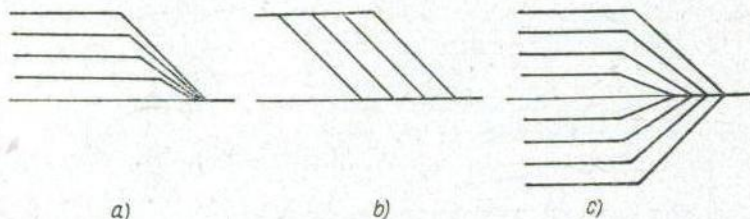
Obr. 4.23. Vyrovnávač s říditelnou velikostí zdůraznění a jeho kmitočtové charakteristiky.

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 skříně.

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 říditelnému zdůraznění. Protože se regulací nemá měnit úroveň středních a vyšších kmitočtů, musí zůstat odpor  $R$  a  $R_1$  beze změny,

takže lze regulovat buď odporem  $\rho$  nebo kondenzátorem  $C$ . Zmenšujeme-li odpor  $\rho$  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  $\rho$  a  $R$ , která se při zmenšování  $\rho$  příliš nemění vlivem toho, že

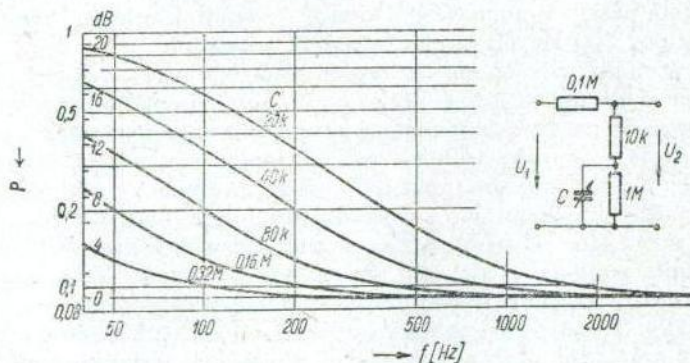


Obr. 4.24. Zjednodušené průběhy vyrovnávače z obr. 4.23, 4.25 a kombinace obou těchto způsobů.

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

Druhou možností je ponechat odpor  $\rho$  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 říditelným 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 kmitočtů.

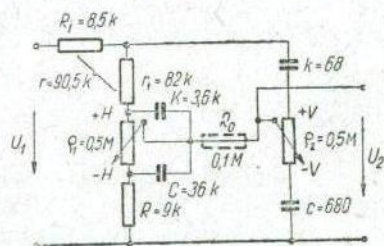
Porovnejme nyní, jak odpovídají používané korektory vytčeným požadavkům.

### Plynule říditelný korektor

Na obr. 4.26 je zapojení nejčastěji používaného plynule říditelného korektoru [14]. Levá část je obvod pro zdůraznění nebo potlačení hlubokých kmitočtů, 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 kmitočtů 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  $e_1$  má být opět nejméně třikrát až desetkrát větší než  $r_1$ , jinak by se omezilo dosažitelné zdůraznění hlubokých tónů. Zároveň však tvoří potenciometr  $e_1$  součást mřížkového odporu následující elektronky, a proto nemá být větší než asi 5 M $\Omega$ . Podle toho

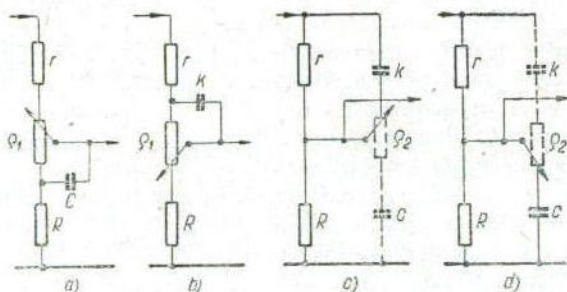
$$5 \text{ M}\Omega > e_1 > (15 \div 100)R_i \quad (4.51)$$

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  $e_1$  začíná zdůraznění nízkých kmitočtů (obr. 4.27a); výpočtem stejně zapojeného obvodu z obr. 4.22 jsme zjistili, že tento kmitočet je

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R \& e_1)C} \quad (4.48)$$



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

$$C = \frac{318}{R \& e_1} \quad [\mu\text{F}; \Omega] \quad (4.53)$$

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

lilí 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  $e_2$  pro řízení výšek mívá stejnou velikost jako  $e_1$ . 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  $e_2$  obvod podle obr. 4.27c, v němž reaktance větve  $e_2 - c$  je proti  $R$  velká, takže tuto větev lze zanedbat. Pro takto zjednodušený obvod platí, že kmitočet  $f_1'$  počátku zdůraznění výšek je

$$f_1' = \frac{1}{2\pi rk} \quad (4.55)$$

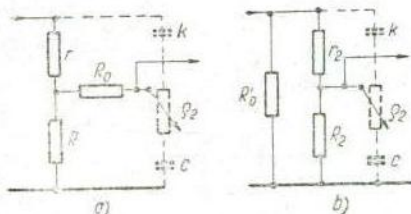
Protože zdůraznění výšek má začínat asi u  $f_1' = 2 \text{ kHz}$ , dostaneme po dosazení

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

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)

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

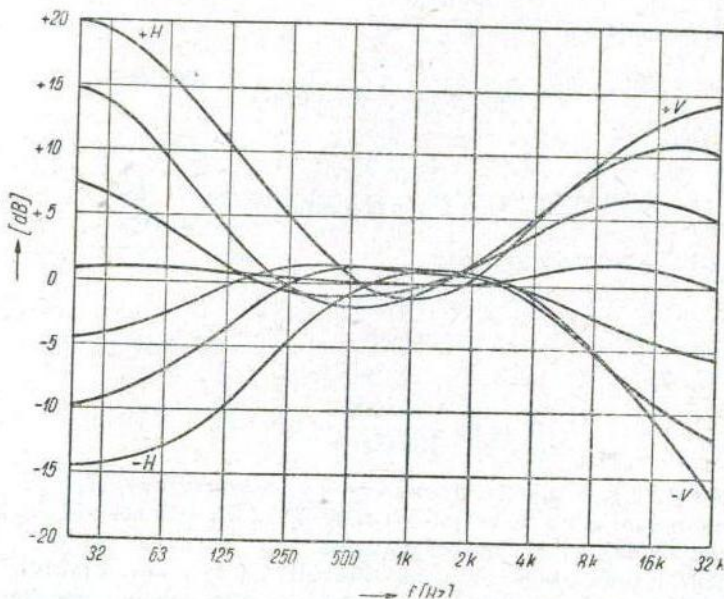
Na obr. 4.29 jsou znázorněny naměřené charakteristiky  $+H$ ,  $-H$ ,  $+V$ ,  $-V$  tohoto korektoru v krajních polohách běžeč potenciometrů, které celkem odpovídají výtčeným požadavkům.

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.

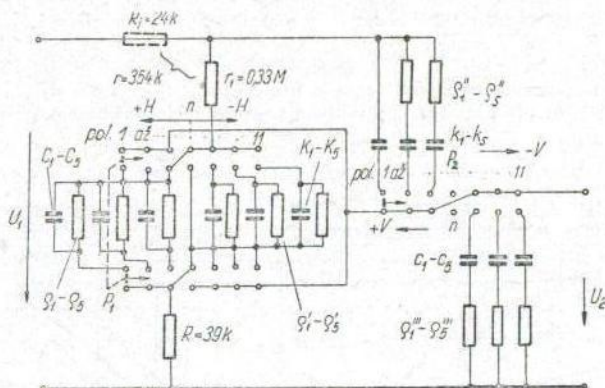


u 60 % svého úhlového rozsahu  $1/10$  svého odporu, takže poměr odporů od běžce k oběma krajům bude 1 : 9, což právě odpovídá-obvyklému poměru impedancí dolní a horní větve korektoru.

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 nestejnými 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-

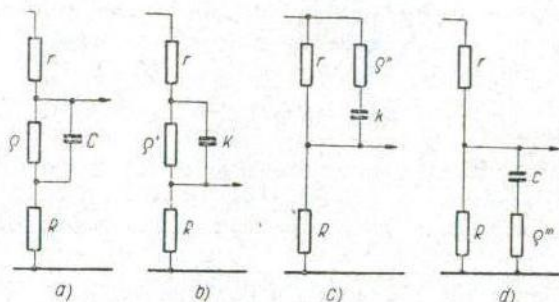


Obr. 4.30. Stupňový korektor pro zdůraznění nebo potlačení hlubokých a vysokých tónů. Pro přehlednost je zakresleno jen 7 polon přepínačů  $P_1$ ,  $P_2$  místo jedenácti.

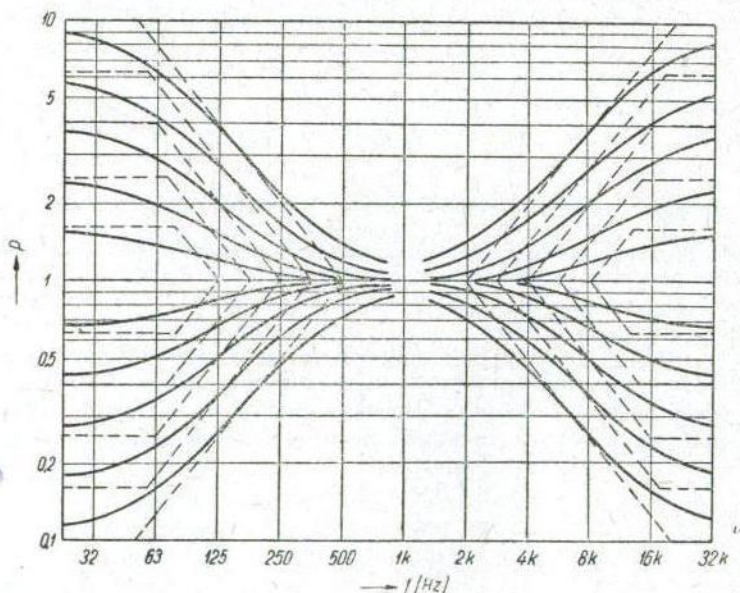
pínač a obsahuje poněkud více součástí, ale zato má řadu výhod: kromě výhodnějšího průběhu má přesně definovanou neutrální polohu, jednu vyzkoušené nařízení je vždy opětovatelné a zejména lze snadno dosáhnout souběhu dvou takových korektorů u stereofonních zařízení, kdežto na souběh potenciometrů není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

Na obr. 4.30 je zapojení takového korektoru, který je složen z deseti obvodů pro zdůraznění nebo potlačení nízkých kmitočtů, přepínatelných dvojitém 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 kmitočtů 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 $\varrho, \varrho'$	Paralelní kondenzátor ( $C$ nebo $K$ )
Zdůraznění nízkých kmitočetů	1	+20	500	3,9 M $\Omega$	8200 pF
	2	+16	360	560 k $\Omega$	12000 pF
	3	+12	250	196 k $\Omega$	19500 pF
↑ Neutrální poloha	4	+ 8	180	78 k $\Omega$	33000 pF
	5	+ 4	125	28 k $\Omega$	77000 pF
	6	0	—	—	—
↓ Potlačení nízkých kmitočetů	7	— 4	125	230 k $\Omega$	8700 pF
	8	— 8	180	580 k $\Omega$	3900 pF
	9	—12	250	1,2 M $\Omega$	2200 pF
	10	—16	360	2,1 M $\Omega$	1350 pF
	11	—20	500	3,9 M $\Omega$	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 hloubkové části se obrátíme k výškové části korektoru, přičemž z hloubkové části se uplatňuje jen odporový dělič  $r - R$ , kdežto články  $\varrho - C$ ,  $\varrho' - K$  působí při vysokých kmitočetech 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 $P_2$	Zdůraz- nění dB	Zdůraznění nebo potla- čení od [kHz]	Odpory $\varrho'', \varrho'''$	Sériový kondenzátor ( $c$ nebo $k$ )
Zdůraznění vy- sokých kmitočetů	1	+20	2	0	230 pF
	2	+16	2,8	25 k $\Omega$	150 pF
	3	+12	4	70 k $\Omega$	95 pF
↑ Neutrální poloha	4	+ 8	5,6	180 k $\Omega$	54 pF
	5	+ 4	8	500 k $\Omega$	24 pF
	6	0	—	—	—
↓ Potlačení vyso- kých kmitočetů	7	— 4	8	60 k $\Omega$	210 pF
	8	— 8	5,6	24 k $\Omega$	435 pF
	9	—12	4	12 k $\Omega$	840 pF
	10	—16	2,8	6,8 k $\Omega$	1350 pF
	11	—20	2	3,9 k $\Omega$	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 závislostí záporné zpětné vazby. Podobně jako články RC v zesilovací větvi jsou i zpětnovazební články RC někdy zařazeny neúmyslně jako nutná 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). Pro zesílení elektronky s impedancí  $Z_k$  v katodě jsme v odst. 4.2.2 odvodili vzorec

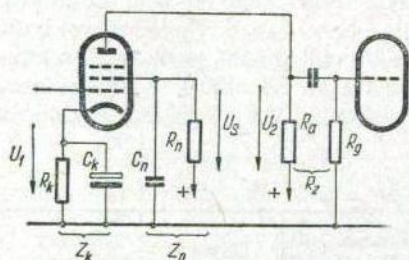
$$A_z = \frac{-\mu R_z}{R_i + R_z + Z_k(\mu + 1)} \quad (4.12)$$

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

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



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

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 zesílení, 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 zesílení 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 zesílení 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  $\mu$ , takže výraz pro  $f_2$  je přibližně

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

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  $\mu_s$  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  $\mu_s$  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 zesílení 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  $\mu_s$ 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 zesílení 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 zesílení zmenšené vlivem záporné vazby ve stínící mřížce

$$A_2 = \frac{U_2}{U_1} = A \frac{R_s}{R_s + Z_n} \quad (4.68)$$

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

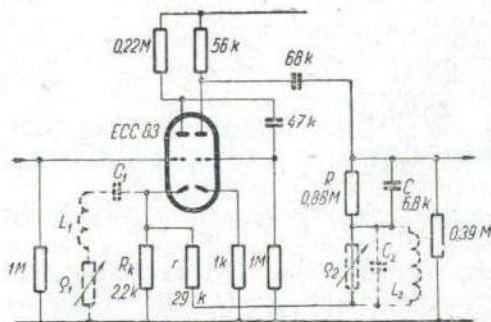
$$|A_z| \doteq \frac{1}{F(f)}$$

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 článek, 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.

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



Obr. 4.34. Zpětnovazební vyrovnávač pro magnetofon.

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  $\beta$ , takže

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

Dále je při výpočtu  $\beta$  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  $\rho_2$  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  $A_\infty$  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 navrhne 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 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  $r$

$$R = R'_k \left[ \frac{A_0(A+1) - A}{A - A_0} - \frac{A_\infty(A+1) - A}{A - A_\infty} \right]$$

$$= 1185 \left( \frac{400 \cdot 836 - 835}{835 - 400} - \frac{25 \cdot 836 - 835}{835 - 25} \right) = 880 \text{ k}\Omega$$

Konečně z (4.75)

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

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  $L_1 C_1$  tlumený nařiditelným sériovým odporem  $\rho_1$ , nebo do série se zpětnovazební větvi by se zařadil paralelní rezonanční okruh  $L_2 C_2$  tlumený nařiditelným paralelním odporem  $\rho_2$  (naznačeno čárkovaně na obr. 4.34).

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

### 4.3.7 Paralelní zpětná vazba

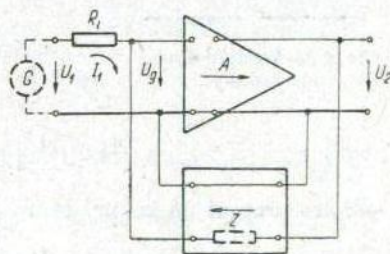
Častěji než zpětné vazby zavedené do série se zdrojem podle obr. 4.3 se používá vazby zavedené přes impedanci  $Z$  paralelně ke vstupu, který je uzavřen přes vnitřní odpor  $R_i$  zdroje  $G$ , podle obr. 4.35. Pro toto zapojení platí vztahy

$$U_2 = A U_g \quad (4.79)$$

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

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 napětový přenos čtyřpólu složeného z podélné zpětno-vazební impedance  $Z$  a z příčného odporu  $R_i$  zdroje, takže jej podle předchozího označíme  $\beta$ , 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

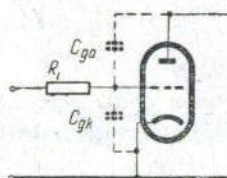
$$A_z \doteq 1 - \frac{1}{\beta} \quad (4.84)$$

#### 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

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



takže

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

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

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_{ga}(1 - A)} \quad (4.86)$$

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

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_{ga}(1 + |A|)} \quad (4.87)$$

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

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 [C_{gk} + C_{ga}(1 + |A|)]} \quad (4.88)$$

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

$$R_1 = \frac{1}{6,28 \cdot 30\,000 \cdot 120 \cdot 10^{-12}} = 44 \text{ k}\Omega$$

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

#### *Zpětnovazební vyrovnávač pro elektromagnetickou přenosku*

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

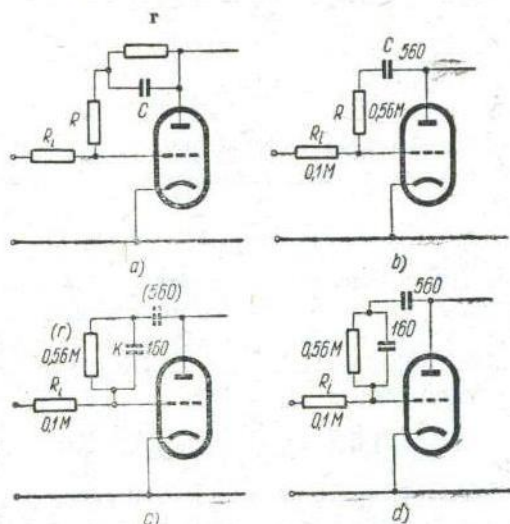
$$Z = R + \frac{r}{1 + j2\pi frC} \quad (4.90)$$

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 kmitočtů, 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 kmitočtů 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 k $\Omega$ , takže její zesílení  $A = -50$ ; přenoska je připojena přes odpor  $R_i = 0,1$  M $\Omega$ . Nechceme

přítom ztrácet zpětnou vazbou na zesílení 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 vytčeného 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 patrné z toho, že sériové spojení obou má kapacitu  $C$  &  $K = 112 \text{ pF}$ , opravíme vzniklou chybu tím, že zvětšíme  $K$  asi na  $160 \text{ pF}$ .

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  $1 \text{ V}$ , jinak vzniká nebezpečí, že v celkovém zkreslení zesilovačeho 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.

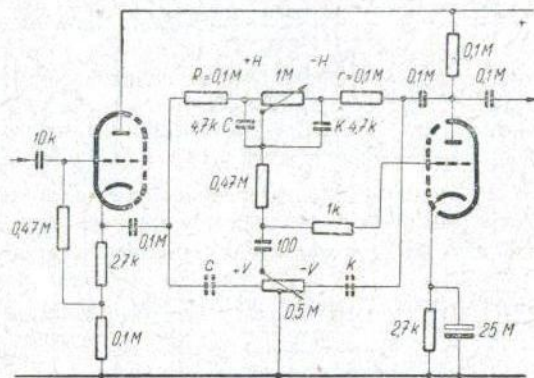
Je proto účelnější opatřit poslední elektronku předzesilovače zápornou zpětnou vazbou a zapojit regulační korektor do její zpětnovazební větve. Pak se sice dosahuje zdůraznění krajních kmitočtů také na úkor středních kmitočtů, ale ty se zeslabí hned v okruhu zpětné vazby, takže nikde nena-



budou úrovně, která by mohla vést ke zkreslení. Přitom přebytek zesílení uprostřed pásma, který se při zařazení korektoru do zesilovací větve neúžitečně ztrácel, 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-

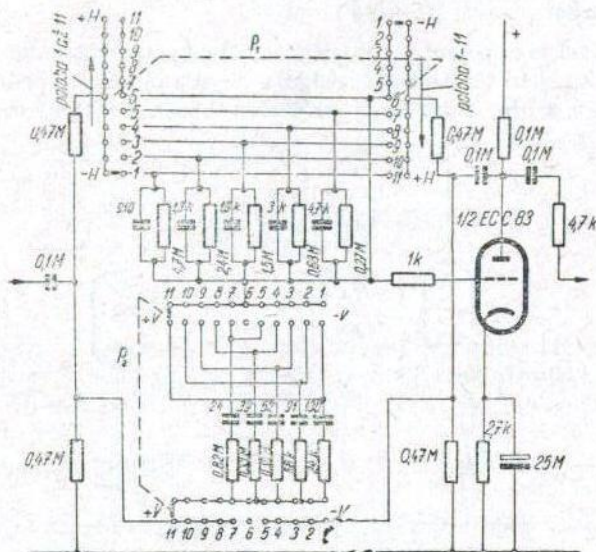


Obr. 4.38. Zpětnovazební plynule říditelný korektor.

zební větvi. Podstatná změna je však v tom, že korekční člunek 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 vyvedení 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 křížování průběhů v dílčích polohách potenciometrů, má tytéž 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.

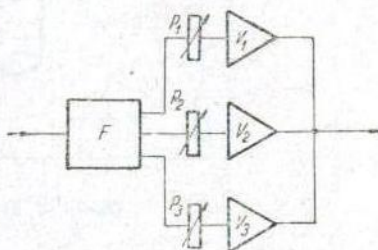
raznění krajních kmitočtů o  $\pm 20$  dB v deseti stejných stupních. Při odlišných požadavcích by se výpočet provedl obdobně jako u korektoru z obr. 4.30. Také kmitočtové charakteristiky jsou velmi podobné charakteristikám z obr. 4.30, zejména v tom, že se navzájem nekřížují a nemají zvlňný průběh v 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. Těmito obvody se však dnes raději vyhýbáme, protože potřebné velké indukčnosti zachycují síťové brnění a jsou rozměrnější a nákladnější než kondenzátory, s nimiž přitom lze dosáhnout rovnocenných výsledků. Existují také několikačlankové 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 zbytečné dále se tímto druhem korektorů zabývat.



Obr. 4.40. Skupinové schéma tří-pásmového korektoru.

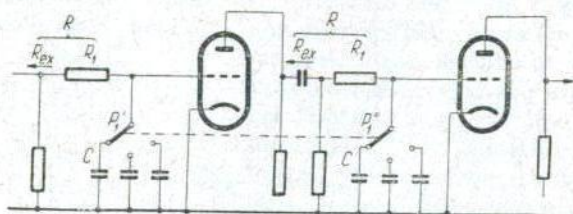
#### 4.5 TÓNOVÉ CLONY

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 nezeslabeně 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  $6n$  dB na oktávu. Toho lze nejjednodušše dosáhnout tak, že

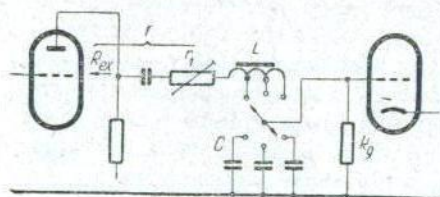


Obr. 4.41. Dvojnásobný článek RC.

např. u dvou následujících stupňů zařadíme po jednom článu 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 přidavného odporu  $r_1$ , jednak paralelním mřížkovým svodem  $R_g$  nebo regulátorem hlasitosti následující elektronky. Abychom zjistili přenos tohoto obvodu, zanedbáme pro jednodušost paralelní odpor, takže pak platí



Obr. 4.42. Tónová clona LC.

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

což po dosazení za

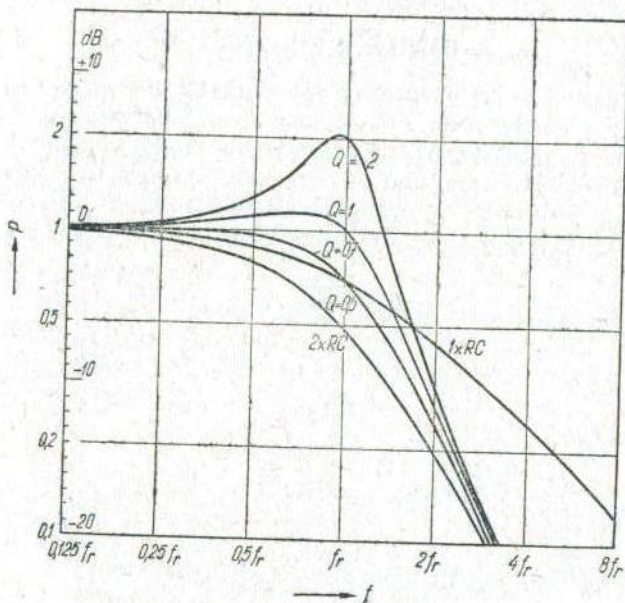
$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{r} \quad (4.95)$$

a dále za

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

a po úpravě se zjednoduší na tvar

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



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 oktavu, 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

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

Mřížkový svod následující elektronky předpokládáme buď značně velký, nebo zapojený před okruhem  $LC$  tak, aby nepůsobil přidavné 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

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

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

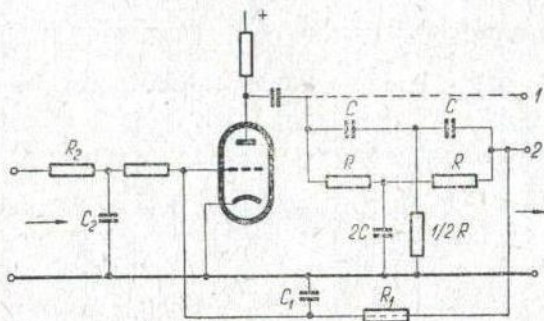
a činitel jakosti podle (4.95) je nařiditelný v mezích

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

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

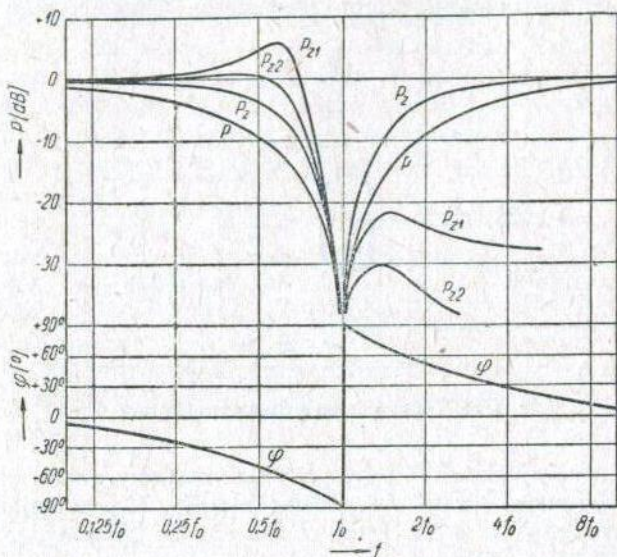
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.100)$$

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  $\varphi$  na obr. 4.45: v dostatečné vzdálenosti od  $f_0$  je nepatrný, ale pod  $f_0$  nabývá velikosti až  $-90^\circ$  a při  $f_0$  přeskočí náhle na  $+90^\circ$ . Celý článek pracuje jako zádrž pro kmitočet vyvážení a jeho okolí, které je dosti široké: útlum 3 dB nastává již u kmitočtů 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 vyražena, 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.

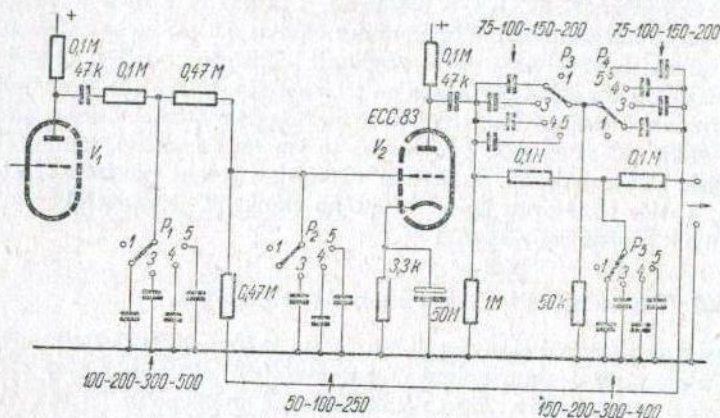
než vstupní napětí, nýbrž je proti němu posunuto o  $\pm 90^\circ$ , takže záporná vazba působí méně. Průběh  $P_z$  je tím selektivnější, čím větší bylo původní zesílení elektronky před zavedením zpětné vazby.

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 změny hlavně fázové poměry: pod  $f_0$ , kde se zpoždění členu  $R_1C_1$  přičítá ke zpoždění dvojitého článku T, vznikne zpoždění větší než  $90^\circ$ , 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  $90^\circ$ , má nyní opačnou fázi než vstupní napětí a vazba působí jako záporná. Proto se průběh výstupního napětí změnil 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-

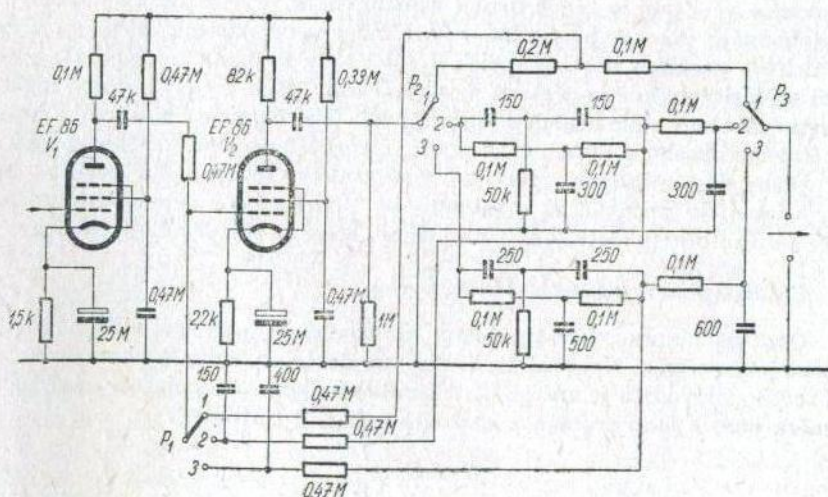


vykle se ještě upravuje dalším článkem  $R_2C_2$ , který se zařadí buď před zpětnovazební stupeň, nebo za něj, čímž se výsledek změní podle křivky  $P_{v2}$ . U tohoto výsledného průběhu lze dosáhnout poklesu 40 i více dB na oktavu, přičemž v nejnepříznivějším místě zůstává útlum 20 až 30 dB.

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 pětifázovým 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 začlenění zpravidla vůbec zapotřebí, kdežto naopak u starých desek je nutno začlenit velmi značně. Dokonce však ani u téhož druhu signálu, např. u téže 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 opotřebované desky a obsahu doprovodných rušivých zvuků. Takové trvalé obsluhování clony by však bylo nepohodlné a mimoto by přízpůsobení nebylo dostatečně rychlé. Proto byly sestrojeny různé clony, které se přízpůsobují samočinně.

##### *Elektricky říditelné prvky tónových clon*

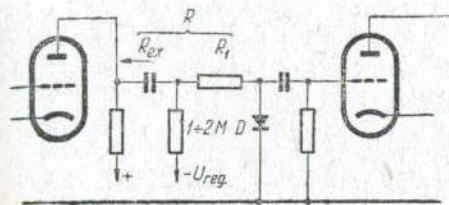
Uvažme nejprve, které veličiny korekčních článků lze snadno měnit elektrickou cestou. Nejsnáze lze realizovat elektricky říditelný kondenzátor. Z teorie polovodičů je známo, že křemíková dioda předepjatá v závěrném směru působí jako proměnná kapacita velikosti (přibližně)

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

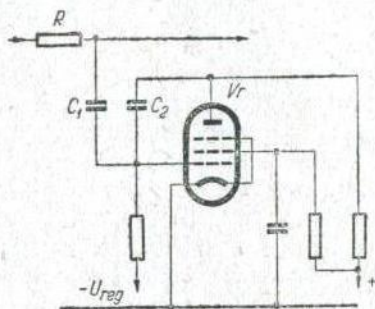
kde  $C_0$  je kapacita diody při napětí 1 V a  $U$  je stejnosměrné napětí na

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 elektroniky, který je založen na využití Millerova jevu, tzv. reaktanční elektroniky.



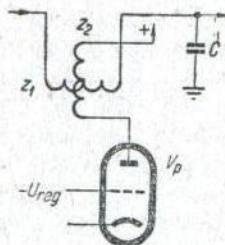
Obr. 4.48. Článek  $RC$  s polovodičovou diodou řízenou předpětím.



Obr. 4.49. Článek  $RC$  s kapacitou řízenou pomocí reaktanční elektroniky  $V_r$ .

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 přídavným kondenzátorem  $C_2$ , kdežto kondenzátor  $C_1$  slouží jen k stejnosměrnému oddělení a má kapacitu zpravidla několik tisíc pikofaradů.

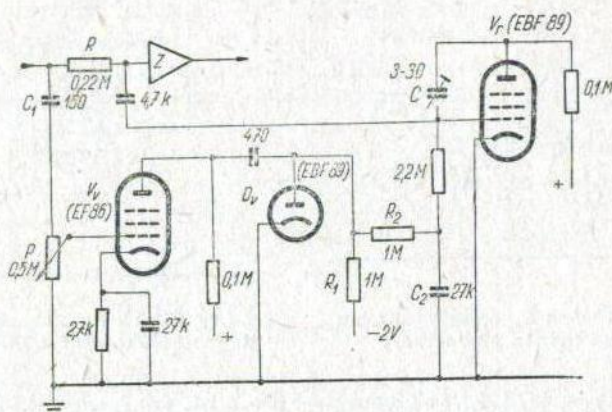
Také indukčnost cívky lze elektricky regulovat tím, že pomocným proudem sytíme její feromagnetické jádro. Vhodné zapojení je na obr. 4.50. Změnou předpětí  $U_{reg}$  se mění anodový proud pomocné elektronky  $V_p$ , který prochází budičím vinutím  $z_2$ . Tím se mění permeabilita jádra a indukčnost 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  $V_r$ .



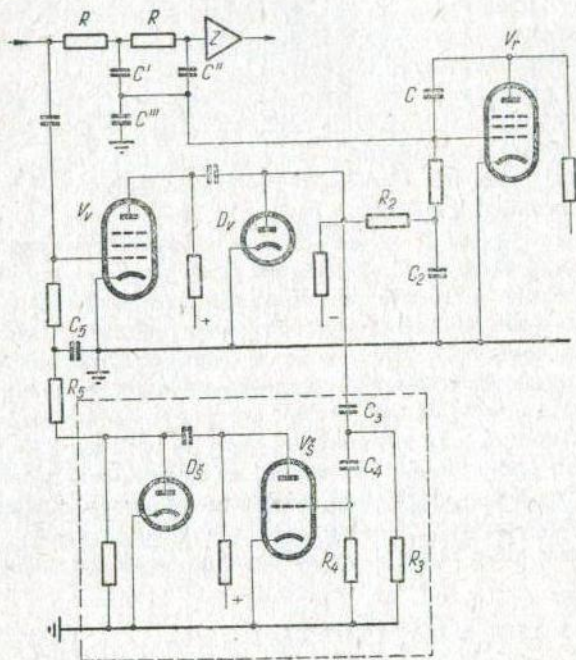
Obr. 4.51. Jednoduchá automatická clona.

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. Odclouje 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 začlouněny, 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  $V_s D_s$ , 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  $V_8$ , pak se usměrní diodou  $D_8$  a po odfiltrování střídavých složek filtrem  $R_5C_5$  se vede jako záporné předpětí k elektronce  $V_7$ . 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. Filtř  $R-C''-C'''-C''''$  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 deciblovém 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  $\rho$  (obr. 4.53) má výstupní odpor, který závisí na nastavení běžce, a lze snadno zjistit, že je největší v poloze,

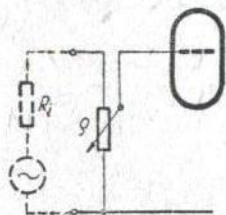
kdy je běžec v polovině celkového odporu ( $R_i + \rho$ ). Pak je výstupní odpor tvořen oběma dílčími odpory  $\frac{R_i + \rho}{2}$  spojenými paralelně, takže má

velikost  $\frac{R_i + \rho}{4}$ , 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 $\Omega$  (vnitřní odpor elektronky 80 k $\Omega$  a paralelní vazební odpor 100 k $\Omega$ ), přičemž vstupní odpor pro druhou polovinu nemá podle výsledku odst. 4.3.7 přestoupit 44 k $\Omega$ , smí potenciometr mít odpor

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

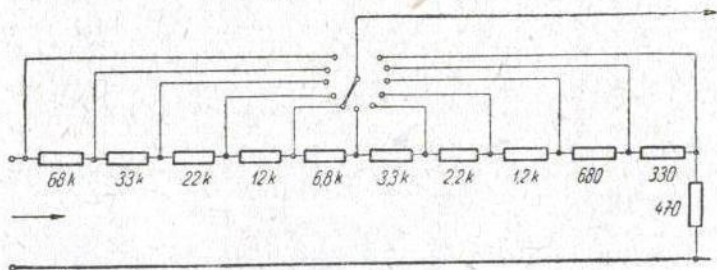
Potenciometr s větším odporem by byl přípustný, kdyby se omezila vstupní kapacita následujícího systému např. tím, že by katodový odpor nebyl přemostěn kondenzátorem, nebo tím, že by se místo triody použilo pentody.



Obr. 4.53. Zapojení potenciometru v obvodu mížky 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



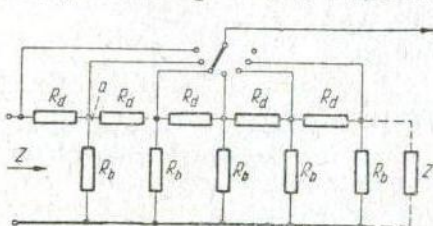
Obr. 4.54. Stupňový dělič.

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 zřejmé

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

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

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

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



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

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

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

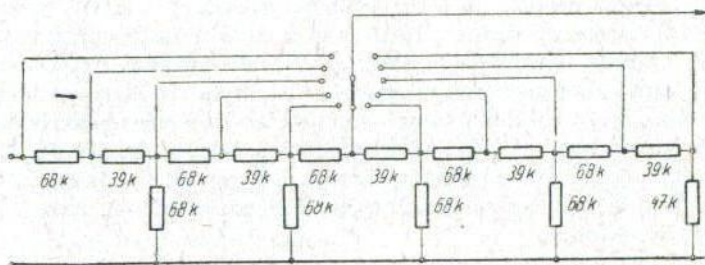
Požadujeme-li např.  $Z = 150 \text{ k}\Omega$  a  $P_s = 0,56$ , bude

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

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

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 stupeň 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

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

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

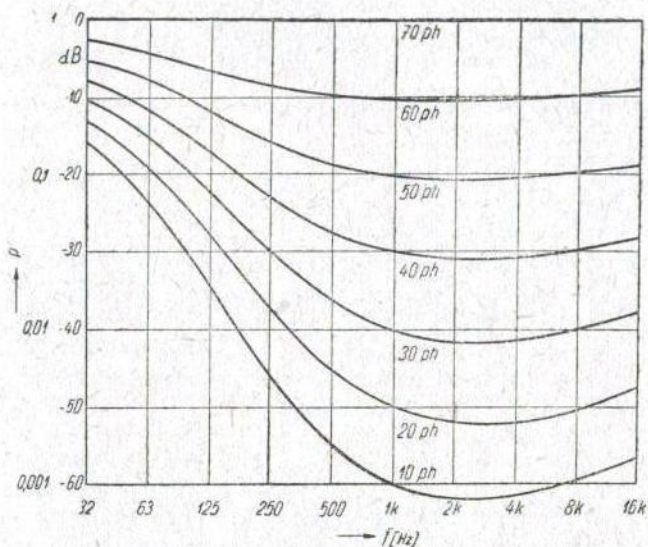
Celý dělič po zaokrouhlení na nejbližší normalizované hodnoty je na obr. 4.56. Jak patrně, má jen o 4 odpory více než dělič z obr. 4.54.

### 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 zvlhlné, ale tato nestejnoměrnost nevadí, 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 pocítovali, 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.

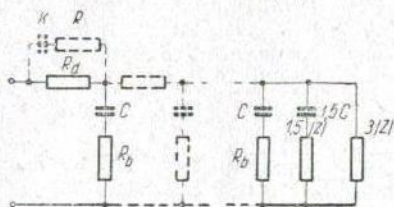
Tyto korekce jsou nutné jen u nízkých kmitočtů, kdežto průběhy u vysokých kmitočtů se navzájem liší jen velmi málo, takže rozdílly můžeme buď vůbec zanedbat, nebo respektovat jen malým zdůrazněním nejvyšších kmitočtů, celkem asi o 6 dB při zmenšení hlasitosti o 40 až 50 ph.



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

### Kompenzovaný stupňový dělič

Aby místo kmitočtové 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.

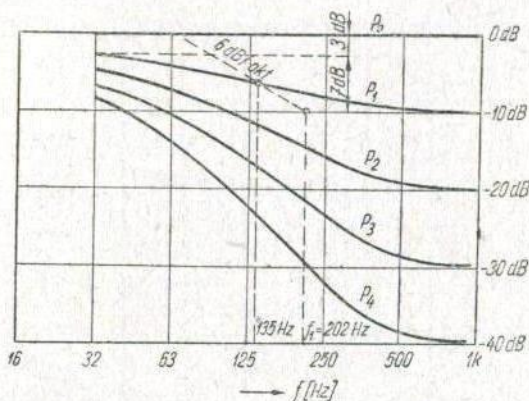
přenos prvního článku děliče průběh  $P_1$  (obr. 4.59) a další stupně budou mít průběhy dvakrát, třikrát atd. níže podle křivek  $P_2, P_3$  atd. Podobně jako na obr. 4.56 stačí ovšem i zde zapojit příčné větve vždy jen na každém 2. až 3. stupni.

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

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

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



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

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

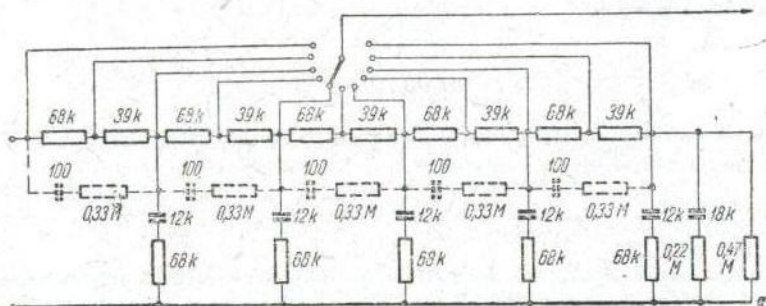
$$C = \frac{1}{6,28 \cdot 202 R_b} \quad [F; \Omega]$$

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 $\Omega$ .

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  $R_bC$  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 kondenzátorem  $K$  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  $P_a = 0,36$ . Z rovnice (4.103), (4.104) vyplývá

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

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

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

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

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

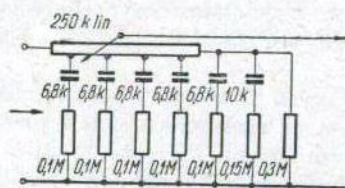
který zaokrouhlíme na normalizovanou hodnotu  $330 \text{ k}\Omega$ . Do série s odporem  $R$  se zapojí kondenzátor  $K$  zvolený tak, aby měl při  $5000 \text{ Hz}$  impedanci také  $330 \text{ k}\Omega$ , tj.

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

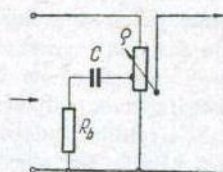
Celkové zapojení děliče z obr. 4.56 upraveného pro fyziologickou kompenzaci je na obr. 4.60.

### 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.

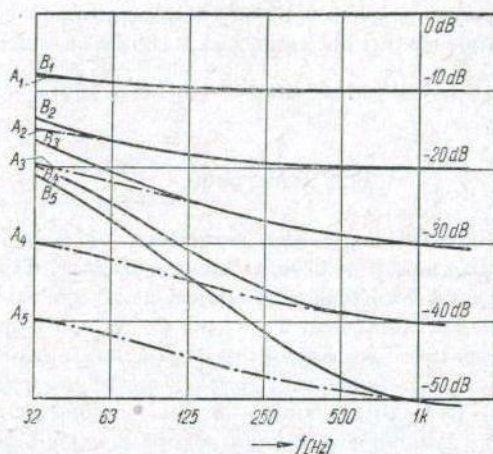


Obr. 4.62. Fyziologicky kompenzovaný potenciometr s jednou odbočkou.

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

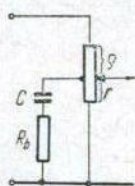
Není ovšem nutno, aby odbočky byly právě čtyři, stačí i menší počet. Krajní případ takového uskrovnění je známý potenciometr s jedinou odbočkou (obr. 4.62), která bývá zpravidla umístěna v  $1/10$  až  $1/3$  celkového odporu. Protože je zde jen jediný článek  $RC$ , je celkové zdůraznění hlubokých tónů omezeno a sklon je menší než  $6 \text{ dB}$  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  $10 \text{ dB}$ : průběhy pro  $0$  až  $-30 \text{ dB}$

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-

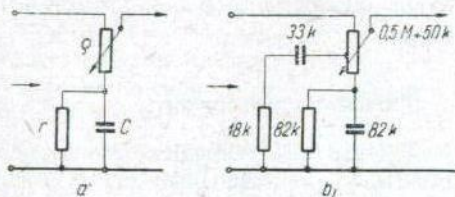


Obr. 4.63. Kmitočtové charakteristiky potenciometru z obr. 4.62 v porovnání s charakteristikami potenciometru z obr. 4.65b.

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 u 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 $\Omega$ . Protože tam však je 50 k $\Omega$ , je nutno připojit k odbočce odpor 5,6 k $\Omega$ , který paralelně s 50 k $\Omega$  dává 5 k $\Omega$ . Do série s odporem 5,6 k $\Omega$  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  $\varrho$  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 poměrně 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  $-20 \text{ dB}$  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.

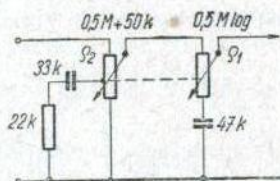
### *Tandemový potenciometr*

Existují také fyziologické regulátory založené na zapojení podle obr. 4.65a, u nichž je předřazen ještě přídavný potenciometr  $\varrho_2$  (obr. 4.66), který je na společném hřídeli s hlavním potenciometrem  $\varrho_1$ . Přídavný potenciometr může být lineární a slouží vlastně hlavně k tomu, aby rozestřel jednotlivé průběhy od sebe. Zvětšení sklonu lze dosáhnout tím, že se přídavný po-

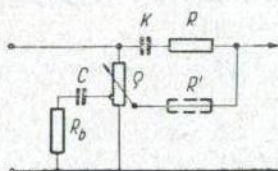


tenciometr opatří odbočkou s článkem  $RC$ , který působí přidavně zdůraznění hloubek. Toto řešení sice má vyhovující elektrické vlastnosti, ale je poměrně složité a neúnosné zvláště u stereofonních zařízení, kde by vyžadovalo čtyřnásobný tandemový potenciometr.

Kompensace 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 fyziologický 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 pohnou 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 bručení ze střídavého žhavení. Taková je např. zahraniční dvojitá trioda typu 7025. Podobná je i elektronka ECC83, jež však má větší mikrofoničnost i bručení, 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.

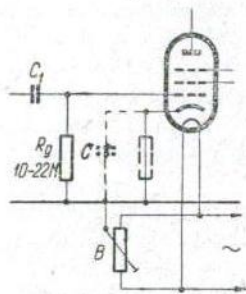
Triody mají menší zisk než pentody, přibližně téhož řádu jako základní útlum kmitočtových korektorů. Proto v zesilovači s triodami, mezi nimiž jsou zařazeny jednotlivé korekční články, zůstává po několik stupňů přibližně stejná úroveň signálu, což má příznivý vliv na zkreslení a na rozptylové vazby v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

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 bručení 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 kndenzátorem, 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 bručením (obr. 4.68). Je samozřejmé,

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.



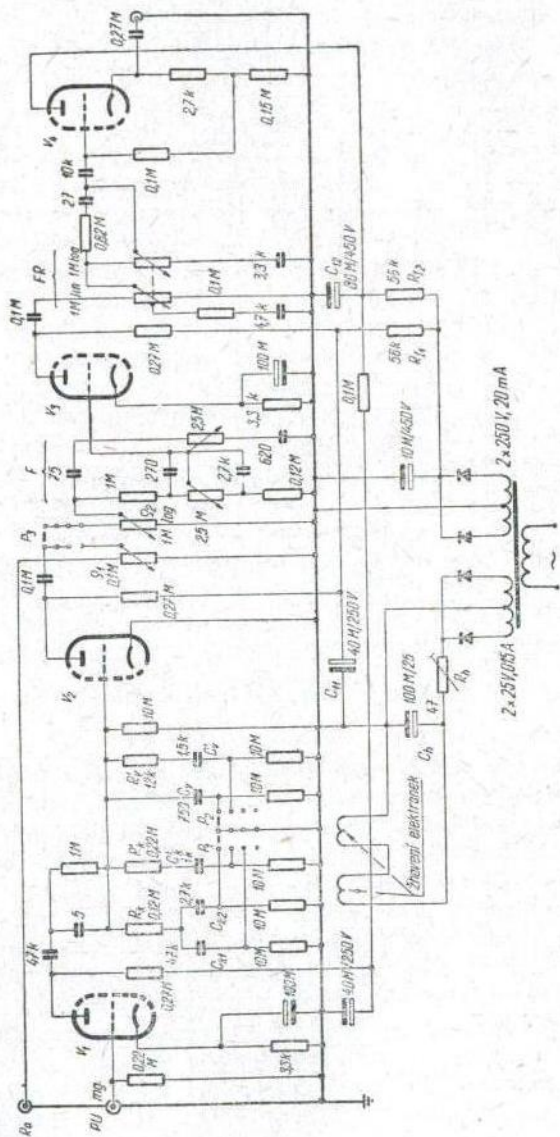
Obr. 4.68. Opatření proti bruceň u vstupní elektronky.

Protože však i kondenzátor, např. 100  $\mu\text{F}$ , má pro 50 Hz impedanci ještě asi 30  $\Omega$ , 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 odbruchovače, 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 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.

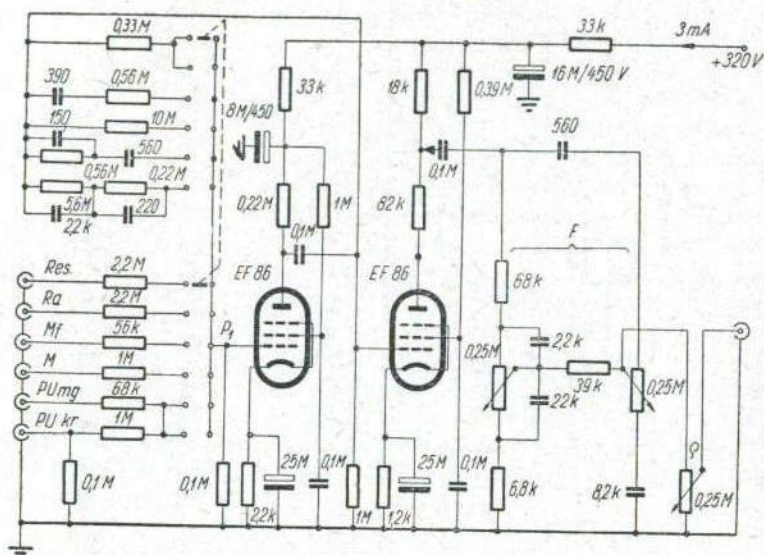
### 4.7.3 Příklady řídicích zesilovačů

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 příklady kondenzátorů  $C_{k1}$ ,  $C_{k2}$ ,  $C_k$ ,  $C_v$ ,  $C'_v$  jsou připojeny přes odpory 10 M $\Omega$  k zemi, takže mají stejnosměrný potenciál země, čímž je odstraněno praskání při přepínání. Další elektronkový



Ol.r. 4.69. Řídicí 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  $\varrho_1$ . Přepínač  $P_3$  je mechanicky vázán s dvojitým přepínačem  $P_1$ ,  $P_2$  korekčních článků. Pak následuje společný regulátor zisku  $\varrho_2$  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 zdrojů jsou odporové děliče složené z podélných odporů 2,2 M $\Omega$  až 1 M $\Omega$  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  $38 \text{ cm/s}$ , 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  $\rho$ .

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 zkruslení 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  $7 \text{ mV}$  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  $500 \text{ Hz}$  a u standardních desek se přidavným kondenzátorem  $18 \text{ nF}$  posunuje kmitočet jeho působení ke  $300 \text{ Hz}$ . Další člen  $56 \text{ k}\Omega - 1,2 \text{ nF}$  působí potlačení kmitočtů nad  $2120 \text{ Hz}$  u dlouhohrajících desek, kdežto pro standardní desky je provedeno potlačení polovičním sklonem u kmitočtů nad  $3 \text{ kHz}$  kondenzátorem  $330 \text{ pF}$  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  $70 \text{ mV}$ .

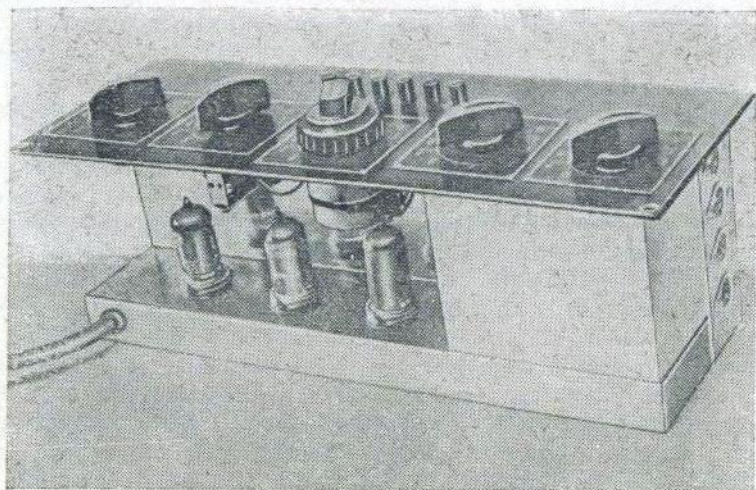
Na vstupu krystalové přenosky je člen  $1,5 \text{ M}\Omega - 220 \text{ pF}$  působící zdůraznění mezi  $500$  a  $2120 \text{ Hz}$  při dlouhohrajících deskách. Při standardních deskách je tento člen nahrazen členem  $4,7 \text{ M}\Omega - 120 \text{ pF}$ , který zdůrazňuje rozsah nad  $300 \text{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





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 prepínačem  $P_1$  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 elektroniky 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 prepínatelný 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 elektroniky závisí na její zpětné vazbě a mění se nařízením korektoru, je za elektronikou zařazen přidavný říditelný odpor  $25 \text{ k}\Omega$ , který je několikanásobně větší než výstupní odpor elektroniky, 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 plechů se vzduchovou mezerou 0,5 mm. Vinutí je z drátu  $\varnothing 0,18$  Cu, emailovaného a lkrát opředěného hedvábím a má celkem 1470 závitů s odbočkami (5, 4, 3, 2) na 670., 815., 990. a 1210. závitu, 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  $e_3 = 0,5$  M $\Omega$ . 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 EFS6 má své vlastní žhavicí vinutí a odbručovač, a mimoto má přímo uzemněnou katodu a předpětí z mřížkového odporu, aby se co nejvíce omezilo bručení 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  $e_2$ , pod jehož knoflíkem je souose knoflík potenciometru  $e_1$ , který je zajištěn třecí podložkou proti nahodilému otočení. Vpravo jsou knoflíky korektoru hloubek a výšek, vlevo přepínač tónové clony a potenciometr  $e_3$  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 vybudení 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

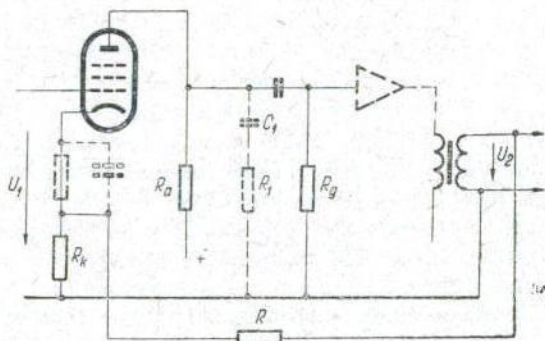
Vstupní elektronka je obvyklý odporově vázaný zesilovací stupeň (obr. 5.1), který má na katodový odpor  $R_k$  nebo jen na jeho část zavedenu zápornou zpětnou vazbu z výstupu zesilovače. Katodový odpor, popř. jeho část nepřemostěná kondenzátorem, která slouží k zavedení celkové zpětné vazby z výstupu, 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 vybudení stačí již  $1/5$  až  $1/20$  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 člunek  $RC$ , 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 člunek, 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 zkusíme-li např. upravit pracovní bod první elektronky výkonového zesilovače, změní se tím i pracovní bod invertoru. Hlavním nedostatkem přímé vazby je však to, že nutí nastavit pracovní body obou elektronek nepřilíš vhodným způsobem. Každá elektronka s odporovou vazbou pracuje totiž s nejmenším zkreslením

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 nejprímější. 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 přídatný 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 dvojitinného stupně je zapotřebí dvou signálních napětí stejné velikosti, ale opačné polarity. Protože zdroje signálu i příslušné předzesilovačí 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 velké zkreslení výstupní napětí několik desítek voltů tak, aby mohl vybudit i koncový stupeň opatřený místní zápornou vazbou.

Nejjednodušším takovým invertorem by byl zesilovačí stupeň s  $n_f$  transformátorem, jehož sekundární vinutí je rozděleno na dvě poloviny. Obtíž je však v tom, že na  $n_f$  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 přídatný 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  $\varphi$  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

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 Inverter s automatickou symetrizací

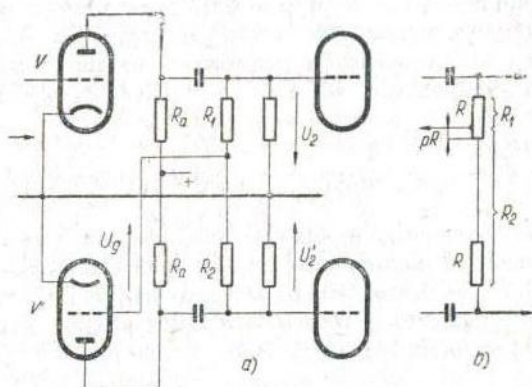
Nutnost nařizování potenciometru a závislost na vlastnostech elektronky lze odstranit jednoduchou úpravou zapojení podle obr. 5.3a [31]. Toto zapojení se liší od obr. 5.2 tím, že k získání budicího napětí pro elektronku  $V'$  používá přídavného děliče  $R_1-R_2$ , jehož uzel je připojen k mřížce  $V'$ . 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.

Předpokládejme 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 elektroněk, 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 změnám 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

$$|A| = 2 \frac{\mu R_a}{R_i + (\mu + 2)R_a} \quad (5.5)$$

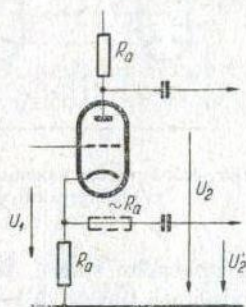
Při použití elektronky s velkým zesilovacím činitelem jsou ostatní členy zanedbatelné proti  $\mu$ , takže přibližně platí

$$|A| \doteq 2$$

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 přídatné 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 přídatného 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 vybudení 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 elektronkou, jak bylo již uvedeno v odst. 5.1.

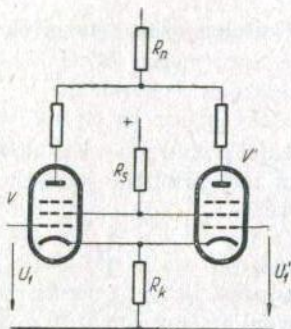


Obr. 5.4. Invertor s rozdělenou zátěží.

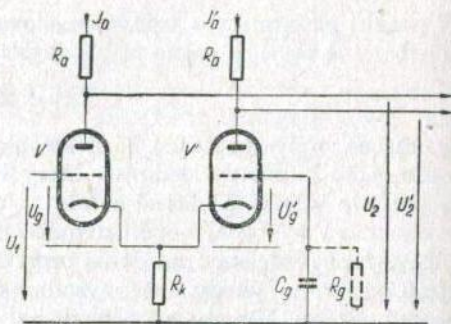
#### 5.2.4 Invertory s proudovou vazbou

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 několikamřížkových 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 zesílení

$$|A| = \frac{U_2 - U'_2}{U_1} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} \frac{R_i + R_a + 2R_k(\mu + 1)}{R_i + R_a + 2R_k(\mu + 1)} = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a} \quad (5.6)$$

Jak patrně, zesílení 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

$$\frac{U'_2}{U_2} = - \frac{R_k(\mu + 1)}{R_i + R_a + R_k(\mu + 1)} \quad (5.7)$$

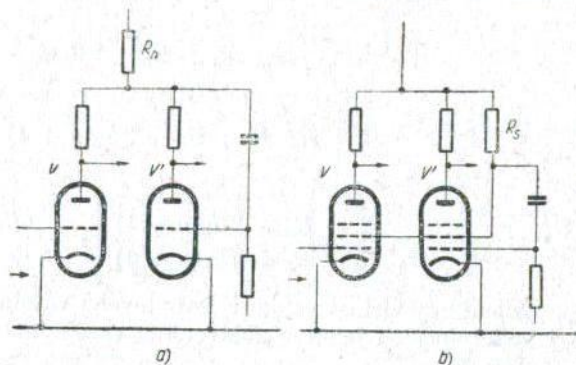
Má-li být tento výraz co nejbližší  $-1$ , je nutno, aby člen  $R_k(\mu + 1)$  byl mnohem větší než  $(R_i + R_a)$ . U elektronky s velkým zesilovacím činitelem to lze snadno splnit, např. u ECC83 ( $\mu = 100$ ,  $R_i = 70 \text{ k}\Omega$ ) je při  $R_a = 100 \text{ k}\Omega$  k dosažení poměrné souměrnosti 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  $R_n$  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.

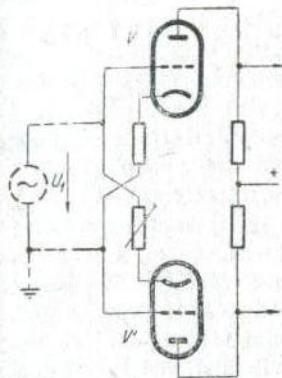
kteří se nevyrobějí po dvou ve společné baňce; mimoto zapojení udržuje vlastně souměrnost proudů stínících mřížek a nikoli proudů anodových, takže souměrnost výstupních napětí závisí na tom, jak dalece je u obou elektrodek dodržen poměr mezi anodovým a stínícím proudem.

Závěrem lze říci, že obě tato zapojení jsou méně výhodná než invertor vázaný společným odporem v katodovém obvodu.

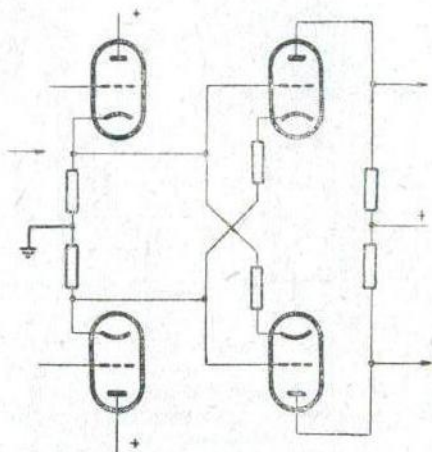
### 5.2.5 Invertor s křížovou vazbou (33)

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 elektrodek 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.

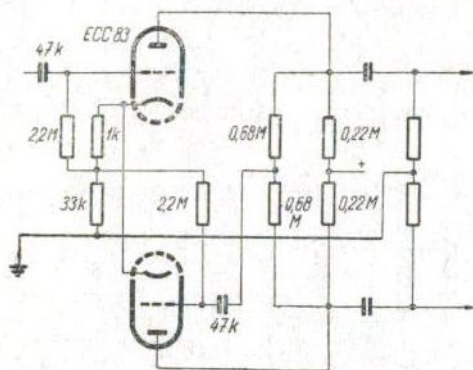
Jak patrně, potřebují invertory s křížovou vazbou nejméně o jeden elektronkový systém více, a jsou proto celkem méně výhodné než některá předcházející zapojení.

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, zbývají 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 přidavnou 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.



Obr. 5.10. Invertor s automatickou symetrizací a s přidavnou symetrizací katodovým odporem.

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

Dělič pro připojení mřížky elektronky V' může pak být připojen přímo k anodám podle obr. 5.10.

### 5.3 KONCOVÝ STUPEŇ

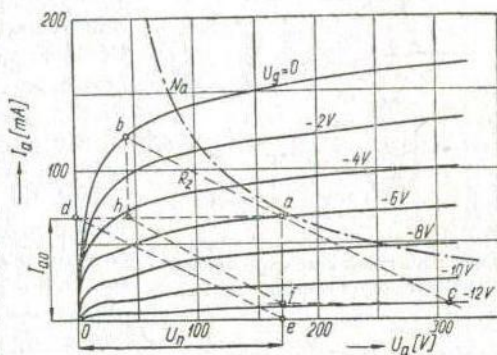
Koncový stupeň může být buď jednočinný, nebo dvojitý a osazen buď triodami, nebo pentodami. Ještě asi před deseti lety se považovaly triody za vhodnější pro jakostní reprodukci a tvrdilo se, že mají menší zkreslení a výhodnější vlastnosti než pentody. Od té doby se však rozšířilo používání místní zpětné vazby (viz odst. 5.4.4) v koncovém stupni, což dovoluje upravit vlast-

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 půlvlně  $\overline{ah}$ , ve druhé  $\overline{fc}$  a rozkmit  $I_m$  výstupního proudu je  $\overline{bh}$ , popř.  $\overline{af}$ . Zanedbáme-li okolnost, že rozkmity nejsou v obou půlvlnách 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 nesaší 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 nezkreslený, protože kladná půlvlna 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.



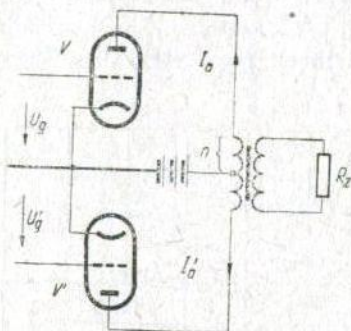
Obr. 5.11. Pracovní podmínky jednočinného koncového stupně s pentodou.

### 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). Půlplna 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 půlplně je naopak na mřížce V' signál kladný a na mřížce V záporný, takže tentokrát V zabíhá do oblasti malých anodových proudů. Obě půlplny 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 dvojčinného stupně.

nosměrné 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 elektronky je doprovázeno současným stejným zmenšením okamžitého napětí  $u'_a$  druhé elektronky, tj.

$$u_a = -u'_a \quad (5.8)$$

Výsledné ampérvávity od jedné elektronky při  $n$  závitěch na každé polovině primárního vinutí jsou  $ni_a$  a od druhé elektronky  $-ni'_a$ , takže výsledek je stejný, jako kdyby jednou polovinou primárního vinutí procházel proud

$$i_v = i_a - i'_a \quad (5.9)$$

Takto spřažené 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 elektronky 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 elektronky V. Uvažme nejprve poměry bez signálu na mříž-





Z obr. 5.13 je patrné, že charakteristika pro  $u_s = 0$  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  $u_s = +10$  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 přímku pro zatěžovací odpor  $R_{aa}$  zapojený od anody k anodě, jejíž sklon vzhledem k přepočtení na celé primární vinutí je

$$\frac{U_n}{I_s} = \frac{1}{4} R_{aa}$$

Délka  $i\hbar$  značí rozkmit výstupního napětí  $U_m$  na polovině primárního vinutí a délka  $d\hbar$  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 přímka směřuje do ohybu obou krajních charakteristik. Úseky na této přímce mezi jednotlivými společnými charakteristikami nejsou sice zcela stejné, takže zkreslení se úplně neodstranilo, 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 přímky 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 přímky.

### 5.3.3 Třídy zesilovačů

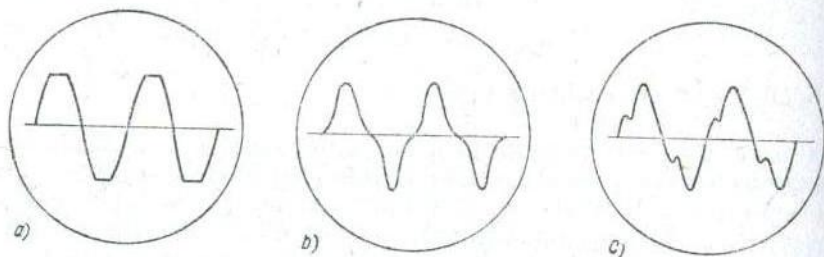
V uvedeném příkladu jsme zjistili, že při signálu  $\pm 5$  V pracovaly obě elektronky současně, ale při větším signálu  $\pm 10$  V pracovala vždy jen jedna z nich, kdežto druhá byla zcela uzavřena. Z toho vyplývá, že nastavením velkých klidových proudů elektronek lze dosáhnout, aby stále pracovaly 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 nezátěženy 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 zesilovacího 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 zesilovací 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 dvojčinného stupně

U dvojčinného 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 dvojčinného stupně: a) odřezáním vrcholků signálu, b) navázáním charakteristik, c) zubové zkreslení.

vrcholků výstupního signálu (obr. 5.14a). Dvojčinným zapojením se však navzájem vyruší aspoň sudé harmonické složky vzniklého zkreslení a mimoto odpadá i zkreslení stejnosměrnou magnetizací výstupního transformátoru, což oboje znamená značné zlepšení proti jednočinnému stupni.

Na druhé straně však mohou ve dvojčinném 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 proudcích, nebo nejsou-li ohyby charakteristik obou elektronek stejné. Pak jsou společně charakteristiky ve střední části příliš stěsnány k sobě, popř. i pokřiveny 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 koncevého stupně

Jednotlivé třídy koncevéch zesilovacích stupňů se chovají odlišně, pokud jde o stejnosměrné napájení anod a stínících mřížek. U stupně třídy A je zvětšení anodového proudu v kladné půlvlně signálu jen o málo větší než zmenšení v záporné půlvlně, 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.

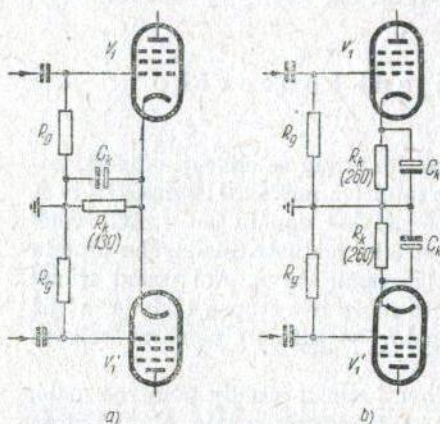
Další obtíž nastává, je-li pro stínící mřížky koncevéch elektronek předepsáno nižší napětí než pro anody. Napětí pro stínící mřížku nelze získat z vyššího napětí jen srážecím odporem, protože úbytek na tomto odporu by se při zatížení velmi měnil; proto je nutno napětí stínících mřížek stabilizovat např. doutnavkami. Hospodárnější je získat toto napětí ze samostatného menšího usměrňovače, který napájí současně předcházející stupeň, kdežto anody koncevého 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 nevadí. 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 kryt elektrolytický kondenzátor na výstupu filtru, který ovšem má mít co největší kapacitu.

### 5.3.6 Předpětí elektronek koncového 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 přívodu elektronky, jako tzv. automatické předpětí. Velikost automatického 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.



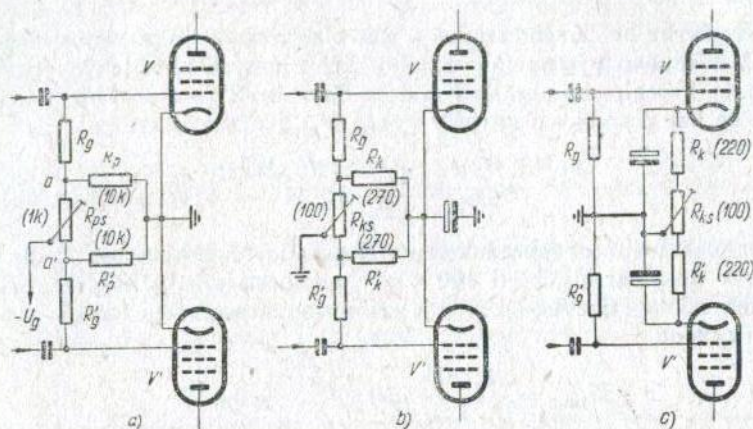
Obr. 5.15. Automatické předpětí dvojitě nastupného stupně: a) společným katodovým odporem, b) individuálními katodovými odpory.

Opod pro automatické předpětí dvojitě nastupného 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 každou elektronku zvlášť, takže se u nestejných elektronek omezí rozdíly 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 přemostovací 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-

nek na stejnou velikost. Přitom není příliš důležité, aby byly nařízeny 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 elektrony. 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

$$N_{\max} = \frac{4V}{\eta T} \cdot 10^{\frac{H-120}{10}} \quad [W; m^3, \%, s, ph]$$

kde  $\eta$  značí účinnost reproduktoru a  $H$  požadovanou hlasitost. Podle toho např. k dosažení hlasitosti 100 ph v místnosti s krychlovým obsahem 200 m<sup>3</sup> a dobou dozvuku 1,25 s je při reproduktoru s účinností 1 % zapotřebí výkonu

$$N_{\max} = \frac{4 \cdot 200}{1 \cdot 1,25} \cdot 10^{\frac{100-120}{10}} = 6,4 W$$

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 dvojnásobným 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 dvoukanálového 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 jednonanálového 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 jednonanálová zařízení při dnešním rozvoji stereofonie nemají již mnoho vyhlídek.

Výstupní výkon závisí 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 konceových 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 zabýváme 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  $\beta$  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  $\beta U_2$  opačnou polaritu než  $U_1$  tak, aby zmenšovalo vstupní napětí, a proto činitel zpětné vazby  $\beta A$  musí být záporný. Můžeme tedy pro případ záporné vazby rovnici (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 přídavné 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)

$$U_g = U_1 + \beta U_2 \quad (5.13)$$

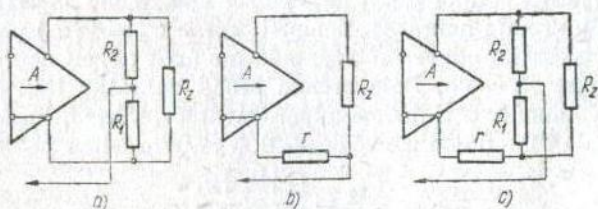
dostaneme dosazením do (5.12) a po úpravě

$$U_2 = U_1 \frac{A}{1 + |\beta A|} + U_h \frac{1}{1 + |\beta A|} + U_r \frac{1}{1 + |\beta A|} \quad (5.14)$$

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  $\beta U_2$  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 napětové zpětné vazbě, b) při proudové zpětné vazbě, c) při kombinované zpětné vazbě.

Nazpět vedené napětí  $\beta U_2$  lze získat tím, že se výstupní napětí rozdělí odporovým děličem (obr. 5.17a), jehož dělič 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 napětovou. 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

$$R_{ex} = \frac{U_{20}}{I_{2k}} = \frac{[F(R_z)]_{R_z = \infty}}{\left[ \frac{F(R_z)}{R_z} \right]_{R_z = 0}} \quad (5.16)$$

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  $\frac{R_{ex} + R_z}{R_z}$  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

$$r = \frac{R_{ex}}{A_0} \quad (5.19)$$

je čítel 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, brúčení 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  $\beta$  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 zesilovačho 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  $180^\circ$  a záporná vazba se tím změní v kladnou. Činitel přenosu celé smyčky  $\beta A$  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  $180^\circ$ . 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  $90^\circ$ , 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  $180^\circ$ , 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  $180^\circ$  již posun  $60^\circ$  v každém stupni, při němž přenos každého článu 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  $\beta A$  pod jednotku,

je nutno, aby  $\beta A$  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  $180^\circ$ , 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  $180^\circ$ .

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  $90^\circ$ . Nad 50 kHz se začnou uplatňovat i oba další články, avšak zesílení již zatím vlivem prvního článu 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 podílel na zmenšování zesílení dříve, než by mohl celkový posun dostoupit 180°.

Stejného výsledku lze dosáhnout použitím přidavných 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

$$f_2 = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_{\text{ex}})C_1}$$

kde  $R_{\text{ex}}$  je výstupní odpor předchozí 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  $R_1C_1$  zesílení v poměru  $\frac{R_1}{R_1 + R_{\text{ex}}}$  a přitom odstraní svůj vlastní posun dříve, než se začnou uplatňovat ostatní články, takže nepřispívá k celkovému posunu.

Až potud by vše bylo příznivé; obtížnější je tento článek navrhnout. Mezní kmitočty jednotlivých mřížkových obvodů s triodami bývá poměrně nízký, např. mezi elektronkou s výstupním odporem 40 k $\Omega$  a následující triodou se vstupní kapacitou 60 pF je

$$f_{\text{mh}} = \frac{1}{6,28 \cdot 40\,000 \cdot 60 \cdot 10^{-12}} = 66 \text{ kHz}$$

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.

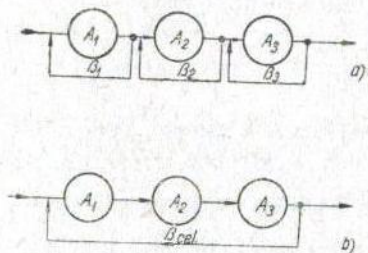
Uvedené úvahy se týkaly jen horního konce přenášeného kmitočtového pásma, ač ovšem totéž platí i na jeho dolním konci. Tam však obvykle nevznikají obtíže, protože katodové členy RC a popř. napájecí členy RC stínících mřížek působí zesílení se zpětným fázovým posunem podobně jako článek z obr. 5.1.

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 obepínat 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 systémy elektroniky 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:



Obr. 5.18. Zpětná vazba: a) místní, b) celková.

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.

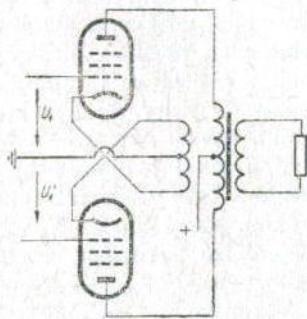
3. První stupeň překleneme zpětnou vazbou, která zmenší jeho zesílení 25krát, kdežto druhý stupeň necháme pracovat s plným zesílením. První stupeň je buzen jen na výstupní napětí 1 V, takže by nezkresloval ani bez zpětné vazby; zato zkreslení druhého stupně zůstane v plné velikosti.

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.

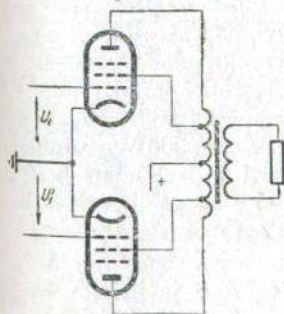
Celkové zesílení i výstupní napětí je tedy ve všech těchto případech stejné, ale zkreslení se bude velmi lišit. Nejmenší zkreslení bude v případě 1, tj. při použití celkové zpětné vazby. V případě 2 bude sice druhý stupeň korigován stejně jako v případě 1, ale zvýší se tím nároky na první stupeň, který korigován není a bude tudíž zkreslovat. Příklad 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 vybuzeny. Konečně případ 3 je prakticky nepoužitelný, protože ve druhém stupni, který potřebuje korekci nejnútnejši, 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 budičím napětím 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.



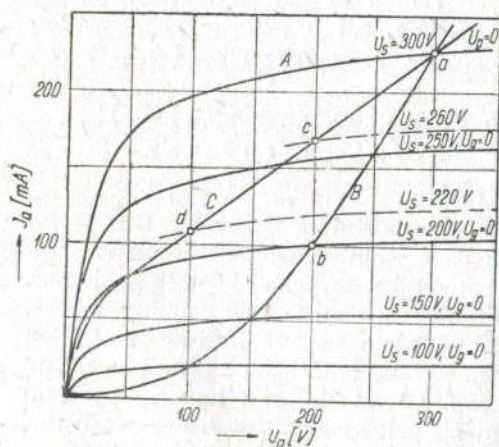
Obr. 5.20. Místní zpětná vazba na stínící mřížky elektronek koncového stupně („Ultralinearní zapojení“).

### 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 seček 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 budičím 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 stínící 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 stínící 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 elektroněk jako pentody — což by odpovídalo připojení stínících mřížek do středu výstupního transformátoru, tj. u 0 % závitů, a mezi jejich zapojením jako triody, čemuž by odpovídalo připojení stínících 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 stínící 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 stínící mřížky. Při pevném napětí stínící mřížky, např. 300 V, platí charakteristika A. Zapojíme-li elektronku jako triodu, bude mít stínící mřížka vždy stejné napětí jako anoda, takže např. pro 300 V na anodě i stínící mřížce platí bod a, pro 200 V na anodě i stínící 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 stínící mřížka připojena

k odbočce výstupního transformátoru mající podíl  $p$  z okamžitého výstupního napětí  $u_2$ , takže okamžité napětí stínící mřížky

$$u_s = U_n + pu_2$$

kde  $U_n$  je napájecí napětí. Okamžité napětí anody je přitom

$$u_a = U_n + u_2$$

Dosažením za  $u_2$  z druhé rovnice do první dostaneme

$$u_s = (1 - p)U_n + pu_a$$

Je-li tedy např. odbočka u 40 % závitů primárního vinutí, tj.  $p = 0,4$  a  $U_n = 300$  V, bude podle toho

$$u_s = 180 + 0,4 u_a$$

takže např. při okamžitém napětí anody  $u_a = 300$  V je  $u_s = 300$  V, což určuje bod  $a$ , podobně při  $u_a = 200$  V je  $u_s = 260$  V, což určuje bod  $c$ , při  $u_a = 100$  V je  $u_s = 220$  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 budicí napětí na první mřížce je však bez ohledu na polohu odbočky stejně jako u pentody.

U budicího 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  $\Omega$ ) na katodu vstupní elektronky ECC83 ( $\mu = 100$ ,  $R_i = 80$  k $\Omega$ ,  $R_z = 100$  k $\Omega$ ), jejíž katodový odpor je 1,5 k $\Omega$ . 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 $\Omega$ , nýbrž 1,5 k $\Omega$  & 21,2 k $\Omega$ , tj. asi 1,4 k $\Omega$ . 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 $\Omega$ , 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 vazbu nic nezískali, protože vlivem přídavného fázového posunu mezi primárním a sekundárním napětím by vznikala nestabilita zesilovače, takže by stejně bylo nutno tuto zpětnou vazbu na horním konci pásma omezit.

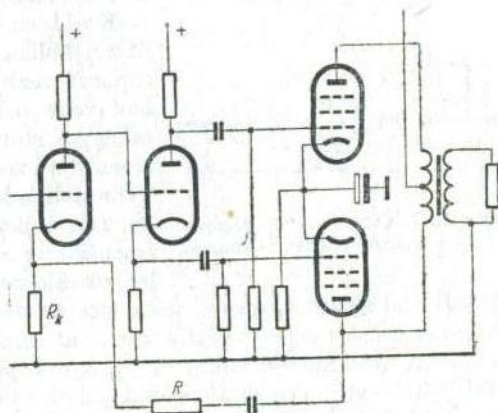
Je proto účelnější vyvést zpětnou vazbu z primárního vinutí výstupního transformátoru (obr. 5.22), takže v ní není zahrnut fázový posun způsobený rozptylem a zesilovač je stabilnější a snese větší stupeň zpětné vazby. I tato vazba zmenšuje výstupní odpor zesilovače a opravuje jeho kmitočtový průběh u 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.

Je nutno připomenout, že v části zesilovače obehnané 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 napětí 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 ovládnání 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

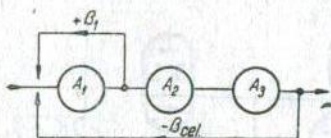


Obr. 5.22. Zpětná vazba z primární strany výstupního transformátoru.

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  $-\beta_{cel}U_2$  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.

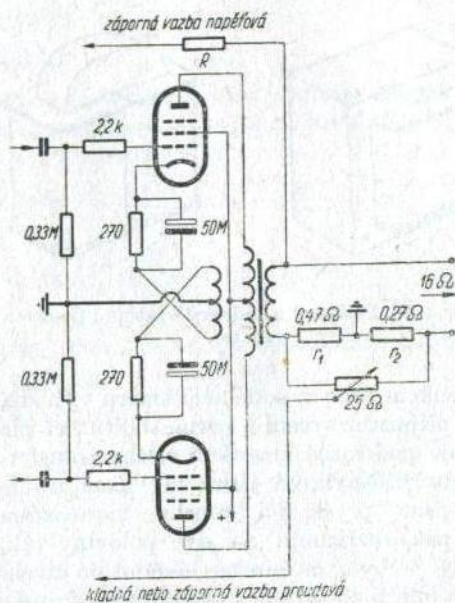
Ke krajnímu případu kladné vazby dospějeme touto úvahou: V odst. 5.4.1 jsme poznali, že zesílení zesilovače se zápornou vazbou je jen málo závislé na původním zesílení  $A$ . I když bylo původní zesílení značně velké, má výsledné zesílení velikost  $\frac{1}{\beta}$  a dalším sebevětším zvětšováním původního 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 sestrojít nemůžeme, avšak stejného výsledku lze dosáhnout tím, že v některém jeho stupni zavedeme místní kladnou vazbu  $\beta_1$  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 probírána 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.



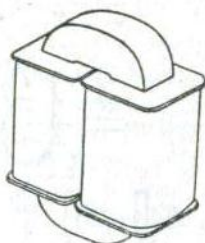
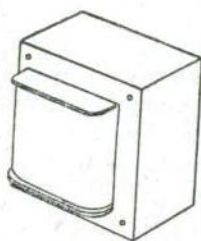
Obr. 5.24. Získání zpětnovazebního napětí pro kladnou nebo zápornou proudovou zpětnou vazbu.

## 5.5 VÝSTUPNÍ TRANSFORMÁTOR

Úkolem výstupního transformátoru dvojitinného 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



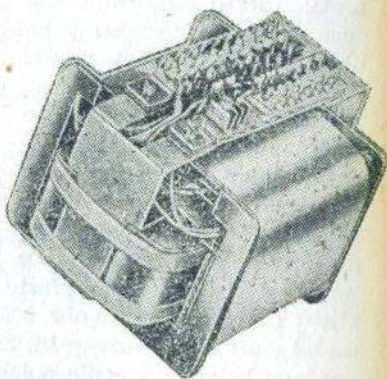
Obr. 5.25. Plášťový a jádrový výstupní transformátor.

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.

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 páska vystříženého ve směru válcování a mají ná-



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

$$S_z S_v = \frac{k_1 N_{\max}}{2,22 f_p B \sigma k_z k_v} \cdot 10^2 \quad [\text{cm}^2, \text{cm}^2; \text{W Hz, T, A/mm}^2] \quad (5.22)$$

kde  $S_z$  je hrubý průřez železného jádra,

$S_v$  hrubá plocha okénka jádra,

$k_1$  činitel, 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 koncového stupně,

$f_p$  nejnižší pracovní kmitočet,

$B$  přípustná magnetická indukce jádra (1 až 1,3 T\*), popř. až 1,7 T u jader "C",

$\sigma$  hustota proudu ve vinutí, která se volí z ohledů na dosažení malých ztrát poměrně malá, kolem 1,5 A/mm<sup>2</sup>,

$k_z$  činitel plnění železa (0,85 až 0,9),

$k_v$  činitel 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.

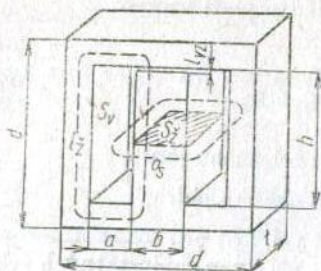
Ze známých údajů na pravé straně vzorce vypočteme potřebný součin  $S_z S_v$  a z tab. IV až V k tomu nalezneme odpovídající typ jádra. Z tabulky nalezneme také průřez železa  $S_z$ .

Počet primárních závitů (od anody k anodě) je určen vzorcem

$$n_1 = \frac{\sqrt{N_{\max} R_{aa}}}{4,44 f_p S_z k_z B} \cdot 10^4 \quad [—; \text{W, } \Omega, \text{Hz, cm}^2, \text{T}] \quad (5.23)$$

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>	$S_Z S_V$	$S_Z$	$S_V$	$l_Z$	$l_{VZ}$		$o_s$	$k_u^*$	
	mm					cm <sup>4</sup>	cm <sup>2</sup>	cm <sup>2</sup>	cm	cm		cm	· 10 <sup>-2</sup>	
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 10	0,64 0,91	0,49 0,7	1,30	6,4	0	0,03		4,84 5,44	4,5 6,1
M12	12	42	9	30	8 12 16 20	2,59 3,89 5,18 6,48	0,96 1,44 1,92 2,4	2,70	9,7	0	0,05	0,1	6,82 7,62 8,42 9,22	10,8 15,3 19,3 23,1
M17	17	55	10,5	38	16 20 25	10,85 13,60 17,0	2,72 3,4 4,25	3,99	12,4	0	0,05	0,1	9,9 10,7 11,7	30,8 37,2 44,4
M20	20	65	12,5	45	20 25 32	22,5 28,15 36,0	4 5 6,4	5,63	14,6	0	0,05	0,1	11,9 12,9 14,3	
M23	23	74	14	51	25 32 40	41,0 52,5 65,7	5,75 7,36 9,2	7,14	16,6	0	0,05	0,1	14,0 15,4 17,0	0,2

\*) viz odst. 8.8

Tabulka IV. Pokračování

Typ plechů	<i>b</i>	<i>d</i>	<i>a</i>	<i>h</i>	<i>t</i>	$S_z S_\psi$	$S_z$	$S_\psi$	$l_z$	$l_{vz}$		$o_s$	$k_u^*$
	mm					cm <sup>4</sup>	cm <sup>2</sup>	cm <sup>2</sup>	cm	cm		cm	$\cdot 10^{-2}$
M 29	29	85	13,5	56	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  $\sigma$  má primární nebo sekundární vinutí vlastní odpor  $r_1, r_2$ , který tvoří  $m$  % z  $R_{aa}$ , popř.  $R_z$ , při čemž platí

$$m = \frac{k_2 \rho \sigma \cdot 10^4}{4,44 f_p \sqrt{S_z k_z B}} \quad [ \% ; \Omega \text{ mm}^2/\text{m}, \text{A}/\text{mm}^2, \text{Hz}, \text{cm}^2, \text{T}] \quad (5.24)$$

kde  $\rho$  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 draze získaného výstupního výkonu; jinak je lépe zvolit menší hustotu proudu  $\sigma$ .

Počet sekundárních závitů opravený na vlastní odpory vinutí určíme ze vzorce

$$\underline{n_2} = \left(1 + \frac{m}{100}\right) n_1 \sqrt{\frac{R_z}{R_{aa}}} \quad [ - ; \% , \Omega , \Omega ] \quad (5.25)$$

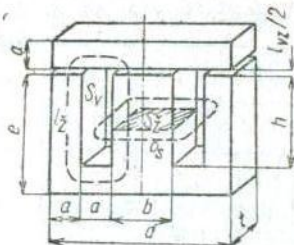
Průřez drátu primárního vinutí je

$$\underline{q_1} = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{N_{\max}}{R_{aa}}} \quad [\text{mm}^2 ; \text{A}/\text{mm}^2, \text{W}, \Omega] \quad (5.26)$$

a k tomu nalezneme z tabulky VI [42] nejbližší normalizovaný průměr drátu.

Podobně průřez drátu sekundárního vinutí je

$$\underline{q_2} = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{N_{\max}}{R_z}} \quad [\text{mm}^2 ; \text{A}/\text{mm}^2, \text{W}, \Omega] \quad (5.27)$$



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 <sup>2</sup>	cm <sup>2</sup>		cm		· 10 <sup>-1</sup>		
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					5,6	6,5
						12,5	0,94	1,25					6,1	7,8
						16	1,2	1,6					6,8	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					6,9	11,3
						16	2,37	1,92					7,6	13,9
						20	2,96	2,4					8,4	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					8,9	21,3
						20	6,15	3,2					9,7	25,4
						25	7,7	4,0					10,7	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					11,2	36,9
						25	15,0	5,0					12,2	44,2
						32	19,2	6,4					13,6	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					15,3	
						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>	$S_{\Sigma}S_V$	$S_{\Sigma}$	$S_V$	$l_{\Sigma}$	$\sigma_s$	$k_u^*)$
	mm						cm <sup>4</sup>	cm <sup>2</sup>		cm		· 10 <sup>-2</sup>
EI 40	40	120	20	60	80	32	154,0	12,8	12,0	22,3	20,7	
						<del>40</del>	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

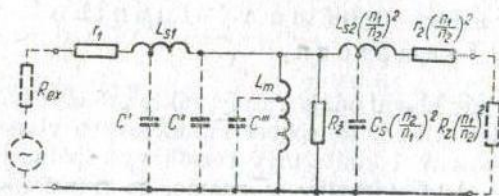
Tím jsou všechny hlavní údaje určeny, takže pro běžné účely je výpočet skončen. Provedme však ještě rozbor kmitočtových vlastností, abychom vysvětlili, na čem závisí kmitočtový rozsah výstupního transformátoru.

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 emailované měděné dráty

Jmenovitý průměr	Průměr včetně izolace a mezer	Průřez drátu	Jmenovitý průměr	Průměr včetně izolace a mezer	Průřez drátu	Jmenovitý průměr	Průměr včetně izolace a mezer	Průřez drátu
mm	mm	mm <sup>2</sup>	mm	mm	mm <sup>2</sup>	mm	mm	mm <sup>2</sup>
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,  $L_{s2} \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$  je rozptylová indukčnost sekundárního vinutí  $L_{s2}$  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



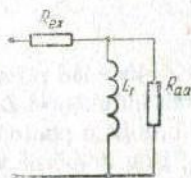
je rozložena po primárním i sekundárním vinutí a je představována kondenzátory  $C'$  až  $C_s$ . Dále má transformátor ztráty v železe představované odporem  $R_z$ , který při výpočtu obvykle neuvažujeme.

### 5.5.3 Kontrola dolního konce pásma

Při nízkých kmitočtech je zanedbatelná reaktance rozptylových indukčností a admitance 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 konceových 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  $P_\infty$ . 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  $P_\infty$  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,  $\mu_r$  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 prostřížené místo magnetického obvodu.

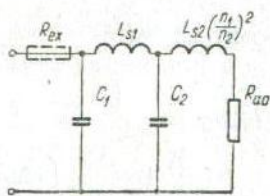
Ze zjištěného odporu  $R_p$  a indukčnosti  $L_1$  určíme dolní mezní kmitočet  $f_{md}$  podle (5.29) a zkontrolujeme, zda je dostatečně nízko pod nejnižším pracovním kmitočtem  $f_p$ . Přenos při kmitočtu  $f_p$  zjistíme pak dosazením do vzorce (5.30)

$$|P| = P_\infty \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{md}}{f_p}\right)^2}} \quad (5.32)$$

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 stále 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  $\beta A$  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 ultralinearní 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

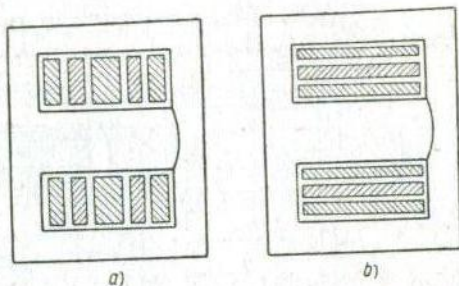
je nutno nejprve aspoň předběžně toto uspořádání navrhnout. Rozptylová indukčnost je tím menší, čím těsnější je vazba mezi primárním a sekundárním vinutím, tj. čím více zasahují obě vinutí mezi sebe. Nejlépe by proto bylo, kdyby obě vinutí byla vinuta bifilárně, tj. dvěma dráty vedenými paralelně, avšak 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 příklady střední sekce jsou přepólovány, aby vinutí pokračovalo stále ve stejném smyslu. Mezi každými dvěma sekcemi primárního vinutí je jedna ze dvou sekcí sekundárního vinutí.

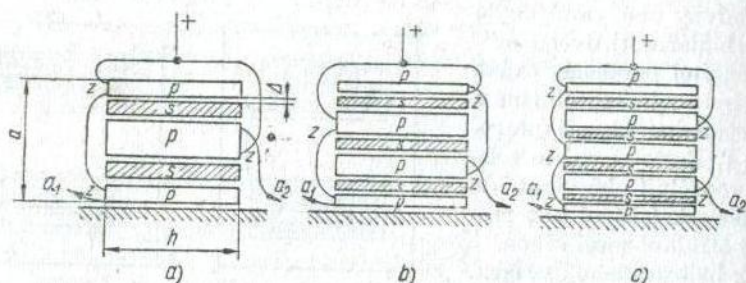
Na obr. 5.31c je obdobné vinutí, které však má dvě krajní a tři vnitřní sekce primárního vinutí a mezi nimi čtyři sekce sekundárního vinutí, takže vinutí je vícekrát prostřídáno. Podobně by bylo možno pokračovat



Obr. 5.30. Dělení cívek na sekce: a) deskové, b) válcové.

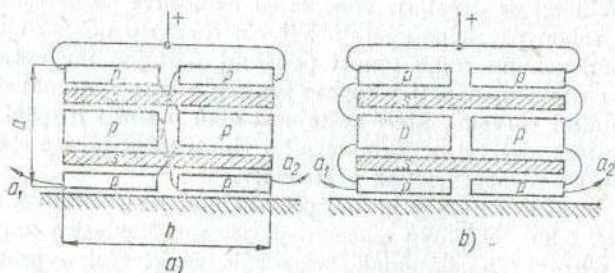
s dělením i dále, čímž by se rozptylová indukčnost zmenšovala, avšak vinutí a spojování sekcí by se komplikovalo a vzrůstala by kapacita mezi primárním a sekundárním vinutím.

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 prostrídány z levé části do pravé a naopak (obr. 5.32a). Potíže zde však působí přecházení

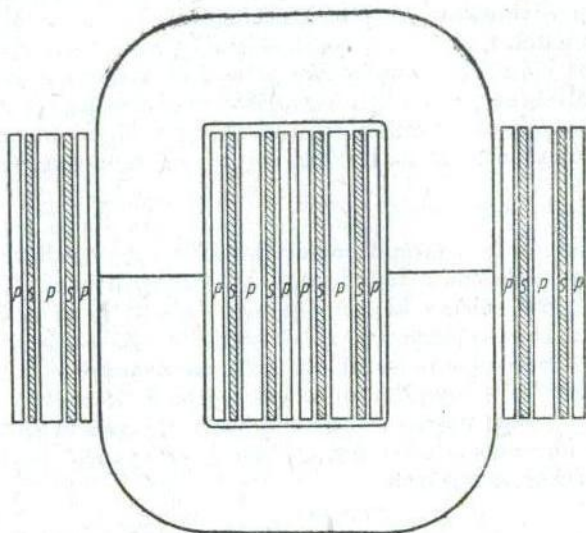


Obr. 5.32. Rozdělení na souměrné sekce: a) vinuté stejným směrem, b) vinuté opačným směrem.

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 zkrřížení 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 indukčností mezi primárním a sekundárním vinutím, vztaženou na primární stranu, tj.

$$L_s = L_{s1} + L_{s2} \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2$$

lze zjistit ze vzorce [43]

$$L_s = 0,42n_1^2 \frac{o_s}{n^2 h} (2n\Delta + a) \cdot 10^{-8} \quad [\text{H}; \text{cm}, \text{cm}, \text{cm}] \quad (5.33)$$

kde  $o_s$  je střední obvod závitu,

$h$  axiální délka vinutí, tj. přibližně vnitřní délka okénka,

$n$  počet vložek oddělujících primární vinutí od sekundárního,

$\Delta$  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. zvětšování 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

$$C_v = \frac{8850h\epsilon_r}{t} \cdot 10^{-4} \quad [\text{pF; cm, cm, cm}] \quad (5.34)$$

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  $\epsilon_r$  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

$$C = 0,33C_v \quad [\text{pF; pF}] \quad (5.35)$$

Obdobně pro vinutí s počtem  $v$  vrstev je výsledná kapacita

$$C = \frac{1,33}{v} \left(1 - \frac{1}{v}\right) C_v \quad [\text{pF; pF}] \quad (5.36)$$

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  $\kappa$  charakteristické impe-

dance  $\sqrt{\frac{L_s}{C_2}}$  k zatěžovacím odporu  $R_{aa}$ . Při poměrně velkém  $\kappa$ , tj. při zatížení malým odporem jsou obě poloviny indukčnosti  $L_s^*$  spojeny téměř paralelně, takže výsledná indukčnost je  $L_s/4$  a vzniklý průběh má rezonanční kmitočet ( $f_r$  na obr. 5.34)

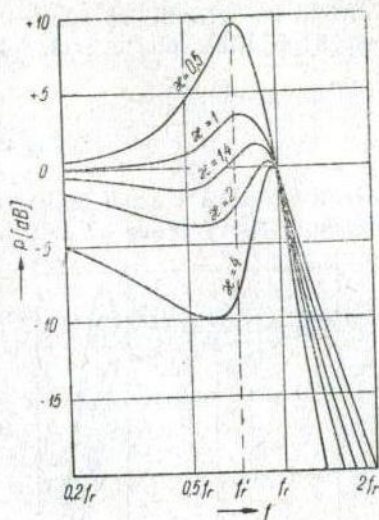
$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_2 \frac{L_s}{4}}} = \frac{1}{\pi \sqrt{C_2 L_s}} \quad [\text{Hz}; \text{F}, \text{H}] \quad (5.37)$$

Při malém  $\kappa$ , tj. při velké zátěži je obvod tvořen jen levou polovinou indukčnosti a kapacitou  $C_2$ , takže jeho rezonanční kmitočet je nižší

$$f'_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_2 \frac{L_s}{2}}} = \frac{0,71}{\pi \sqrt{C_2 L_s}} = 0,71 f_r \quad (5.38)$$

a průběh má dosti vysoké maximum (křivka  $\kappa = 0,5$  na obr. 5.34). Rozborem

\*) Indukčnosti  $L_{s1}$  a  $L_{s2}$   $\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$  vycházejí přibližně stejně, tj.  $\frac{L_s}{2}$ .



Obr. 5.34. Průběhy přenosu na horním konci pásma při různém zatížení.

obvodu lze odvodit, že poměrně nejméně zvlněný průběh nastane, je-li aspoň přibližně splněna podmínka

$$\kappa = \frac{\sqrt{\frac{L_s}{C_2}}}{R_{aa}} = 1,4 \quad [H, F, \Omega] \quad (5.39)$$

Zároveň vzniká v okolí kmitočtů  $f_r$ ,  $f_r'$  mezi primárním a sekundárním napětím fázový posun až  $180^\circ$ , což by zcela znemožnilo činnost celkové

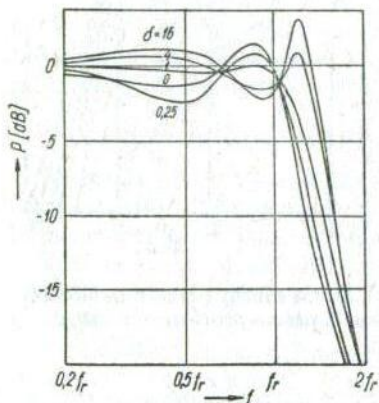
zpětné vazby, kterou proto je nutno omezit, aby při těchto kmitočtech již nepůsobila.

Zkoumejme ještě, jaký vliv má výstupní odpor koncového stupně, jestliže není, jak jsme předpokládali, zanedbatelný, nýbrž má velikost

$$R_{ex} = \delta R_{aa}$$

kde  $\delta$  může být asi 0,25 u triod až asi 10 u pentod. Poněkud zdlouhavějším rozbořem bychom zjistili, že při dodržení podmínky (5.39), která zůstává i pak v platnosti, mají kmitočtové průběhy pro různé hodnoty  $\delta$  tvar podle obr. 5.35. Jak patrně, je průběh nejplošší v případě, že

$$\delta = 1 \dots \text{ tj. pro } R_{ex} = R_{aa} \quad (5.40)$$



Obr. 5.35. Průběhy přenosu na horním konci pásma při různém odporu zdroje.

kdežto průběhy pro jiné hodnoty  $\delta$  jsou mírně zvlněny v rozmezí asi  $\pm 3$  dB.

Dosavadní nepřehledné výsledky lze shrnout takto: Kmitočtový rozsah výstupního transformátoru u horního konce pásma sahá přibližně až k rezonančnímu kmitočtu, který je určen rozptylovou indukčností a vlastní kapacitou vinutí. Má-li probíhat stejnoměrně, je nutno aspoň přibližně splnit podmínku (5.39). Ještě ploššího průběhu se dosáhne, je-li zároveň splněna také podmínka (5.40), tj. jestliže výstupní odpor zesilovače je např. místní zpětnou vazbou zmenšen tak, aby se rovnal odporu zátěže. V tomto případě je přenos téměř stálý až do kmitočtu  $f_r$  a pak strmě klesá.

Čím jemněji vinutí rozdělíme, tím více se omezí rozptylová indukčnost a tím více vzroste vlastní kapacita vlivem kapacit sekcí primárního vinutí proti uzemněnému sekundárnímu vinutí, takže také výraz  $\sqrt{\frac{L_s}{C_2}}$  je tím menší, čím více má transformátor sekcí. Má-li se tedy dosáhnout příznivého



průběhu, nelze dělení na sekce provést libovolně, nýbrž tak, aby poměr  $\sqrt{\frac{L_s}{C_2}}$  odpovídal aspoň přibližně podmínce (5.39).

Výpočet transformátoru skončíme tím, že zkontrolujeme, zda se všechny sekce vinutí i s proklady vejdou do okénka jádra.

### 5.5.5 Příklad výpočtu výstupního transformátoru

Má být navržen výstupní transformátor pro dvě elektronky EL84 pracující ve třídě AB a dodávající při zatížení odporem  $R_{aa} = 8 \text{ k}\Omega$  výkon 17 W. Nejnižší pracovní kmitočet  $f_p = 30 \text{ Hz}$ , odpor zátěže  $R_z = 4$  nebo  $16 \Omega$ ; výstupní odpor zesilovače mezi oběma anodami je zápornou zpětnou vazbou zmenšen při nízkých a středních kmitočtech na  $400 \Omega$ , kdežto při nejvyšších kmitočtech je zmenšen jen místní zpětnou vazbou na  $8000 \Omega$ . Volíme  $B = 1,3 \text{ T}$ ,  $\sigma = 1,5 \text{ A/mm}^2$  a odhadneme  $k_z = 0,9$ ,  $k_v = 0,25$ ,  $k_1 = 1$ .

Potřebnou velikost jádra určíme podle (5.22)

$$S_z S_v = \frac{1 \cdot 17 \cdot 10^2}{2,22 \cdot 30 \cdot 1,3 \cdot 1,5 \cdot 0,9 \cdot 0,25} = 63 \text{ cm}^4$$

Z tab. IV k tomu najdeme odpovídající typ jádra M23 s tloušťkou svazku 40 mm, jehož  $S_z S_v = 65,7 \text{ cm}^4$  a  $S_z = 9,2 \text{ cm}^2$ . Počet primárních závitů podle (5.23)

$$n_1 = \frac{\sqrt{17 \cdot 8000} \cdot 10^4}{4,44 \cdot 30 \cdot 9,2 \cdot 0,9 \cdot 1,3} \doteq 2 \times 1300 \text{ závitů}$$

Poměrný odpor jednotlivých vinutí z měděného drátu podle (5.24)

$$m = \frac{6 \cdot 0,0178 \cdot 1,5 \cdot 10^4}{4,44 \cdot 30 \cdot \sqrt{9,2} \cdot 0,9 \cdot 1,3} \doteq 3,6 \%$$

Počet sekundárních závitů pro odpor zátěže  $4 \Omega$  podle (5.25)

$$n_2 = \left(1 + \frac{3,6}{100}\right) \cdot 2600 \sqrt{\frac{4}{8000}} \doteq 60 \text{ závitů}$$

Vinutí bude uspořádáno podle obr. 5.31c, takže bude mít celkem čtyři sekce sekundárního vinutí po 60 závitech, které pro odpor zátěže  $4 \Omega$  budou spojeny paralelně a pro  $16 \Omega$  dvě v sérii po dvou paralelních větvích.

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*

$$\text{Odpor } R_p = 8000 \times 400 = 380 \Omega$$

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
	11,12 mm

tloušťka vinutí celkem 11,12 mm

Do cívky hluboké 12 mm se tedy při pečlivém provedení vinutí vejde.

Rozptylová indukčnost podle (5.33)

$$L_s = 0,42 \cdot 2600^2 \frac{17}{8^2 \cdot 4,5} (2 \cdot 8 \cdot 0,04 + 1,11) \cdot 10^{-8} = 0,003 \text{ H}$$

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  $t = 0,06 \text{ cm}$

$$C = \frac{885 \cdot 17 \cdot 4,5 \cdot 3}{0,06} \cdot 10^{-4} \doteq 340 \text{ pF}$$

Kapacita mezi spodní sekcí primárního vinutí a jádrem podle (5.34) pro  $t = 0,15 \text{ cm}$

$$C = \frac{885 \cdot 17 \cdot 4,5 \cdot 3}{0,15} \cdot 10^{-4} \doteq 135 \text{ pF}$$

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 <sup>2</sup> · 500	... 94,0 pF
2 sekce s poměrným napětím 0,125	po 670 pF	... 2 · 0,125 <sup>2</sup> · 670	... 21,0 pF
1 kapacita s poměrným napětím 0,5	135 pF	... 1 · 0,5 <sup>2</sup> · 135	... 34,0 pF
2 kapacity s poměrným napětím 0,375	po 340 pF	... 2 · 0,375 <sup>2</sup> · 340	... 96,0 pF
2 kapacity s poměrným napětím 0,125	po 340 pF	... 2 · 0,125 <sup>2</sup> · 340	... 10,5 pF
2 kapacity s poměrným napětím 0,25	po 340 pF	... 2 · 0,25 <sup>2</sup> · 340	... 42,5 pF
1 kapacita s poměrným napětím 0,5	340 pF	... 1 · 0,5 <sup>2</sup> · 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  $L_s$ , takže rezonanční kmitočet podle (5.37)

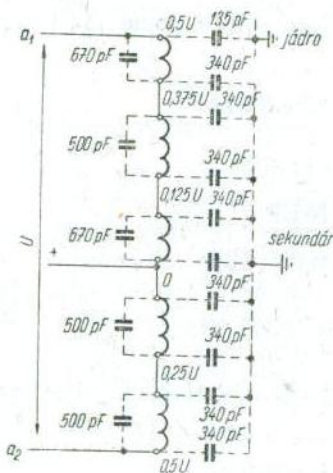
$$f_r = \frac{1}{3,14\sqrt{260 \cdot 10^{-12} \cdot 0,003}} \doteq 360 \text{ kHz}$$

a charakteristická impedance

$$\sqrt{\frac{L_s}{C_2}} = \sqrt{\frac{0,003}{260 \cdot 10^{-12}}} \doteq 3400 \Omega$$

kdežto podle (5.39) by měla být

$$1,4 \cdot 8000 = 11\,200 \Omega$$



Obr. 5.36. Rozdělení vlastních kapacit výstupního transformátoru.

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  $L_s \doteq 0,01 \text{ H}$ ,  $C \doteq 296 \text{ pF}$ , z čehož  $C_2 \doteq 200 \text{ pF}$ , takže

pak

$$f_r = \frac{1}{3,14\sqrt{200 \cdot 10^{-12} \cdot 0,01}} = 225 \text{ kHz}$$

a impedance

$$\sqrt{\frac{L_s}{C_2}} = \sqrt{\frac{0,01}{200 \cdot 10^{-12}}} \doteq 7100 \Omega$$

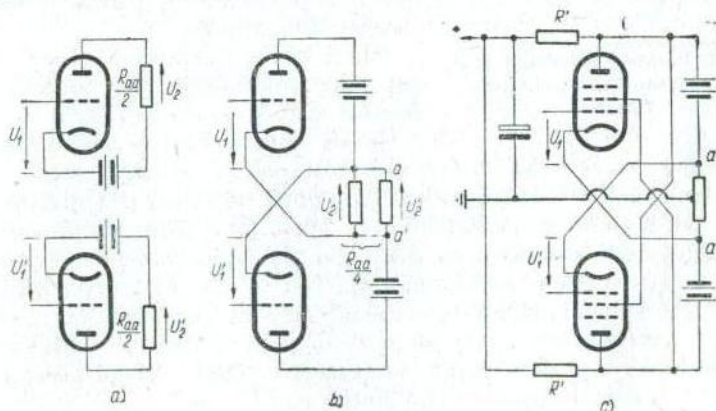
což je již blíže požadované hodnotě. Jak je vidět z tohoto příkladu, není jemné rozdělení vinutí vždy výhodné; na druhé straně je však nutno uvážit, že v druhém případě je větší rozptyl mezi oběma polovinami primárního vinutí.

## 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 dovoloval zjednodušení nebo raději úplné odstranění výstupního transformátoru. K takovým obvodům dojdeme následujícím postupem.

### 5.6.1 Souměrné paralelní dvojčinné stupně

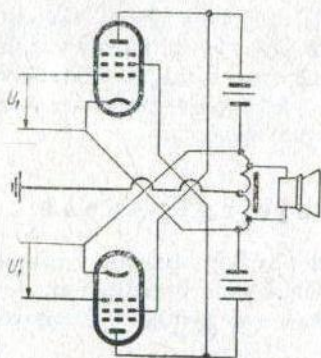
Na obr. 5.37a je schematicky znázorněn obvyklý dvojčinný stupeň, u něhož však jsou pro názornost kresleny odděleně nulové vodiče i anodové napájení obou elektronek. Každá z elektronek má přitom v anodovém



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. Následkem sou-



Obr. 5.38. Paralelní dvojitý stupeň s výstupním autotransfornátorem.

měrnosti 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 autotransfornátor, má menší převod a nevadí 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 stínicí mřížku každé elektronky z bodu, který má stejnosměrné napětí stejné jako její anoda, ale signální

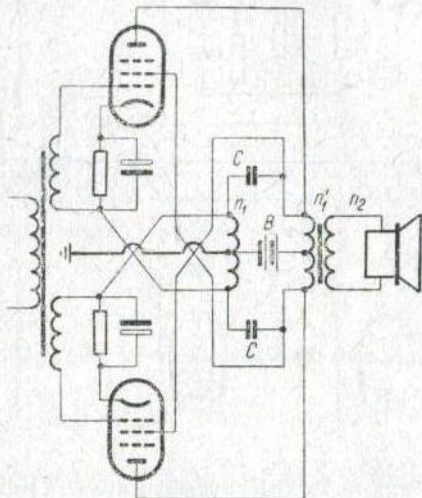
napětí stejné jako její katoda. Takovým bodem je vždy — jak patrně z obr. 5.37c — anoda protějšší elektronky.

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 stejnoohledných 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.

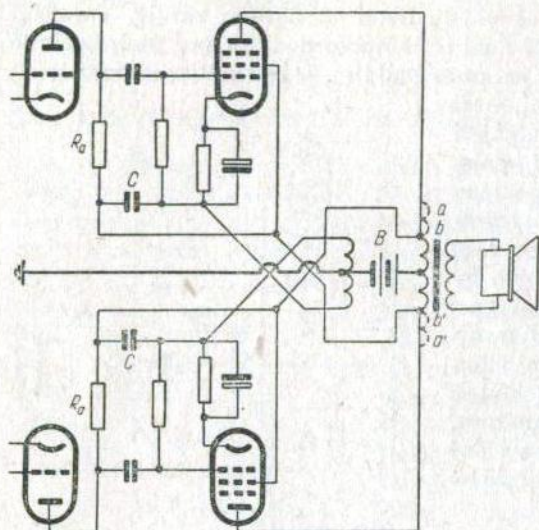
Bylo by možno budít koncové elektronky proti zemi, takže by v koncovém stupni vznikla záporná zpětná vazba polovičním výstupním napětím. To by sice bylo příznivé pro vlastnosti koncového stupně, ale kladlo by to neúnosné požadavky na budiče, které by musily dodávat napětí o polovinu výstupního napětí vyšší, než je nutno k vlastnímu buzení. Druhá možnost je budít 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  $R_a$  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 předpokládáme nejprve buzení proti zemi (obr. 5.41). Zesílení prvního



Obr. 5.40. Paralelní dvojčinný 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  $V_1$

$$\mu_1 U_1 - I_1(R_a + R_{i1} + pR_z) + I_2 p R_z = 0$$

a pro anodový obvod elektronky  $V_2$

$$- I_1 \mu_2 R_a - I_2(R_{i2} + R_z) + I_1 p R_z = 0$$

Řešením těchto rovnic vypočteme  $I_2$  a z toho

$$U_2 = - I_2 R_z = U_1 \frac{\mu_1 R_z (\mu_2 R_a - p R_z)}{(R_{i1} + R_a)(R_{i2} + R_z) + p R_z [\mu_2 R_a + R_{i2} + (1 - p) R_z]}$$

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

$$U_2 \doteq U_1 \frac{\mu_1 R_a \mu_2 R_z}{(R_{i1} + R_a)(R_{i2} + R_z) + p R_z \mu_2 R_a} \quad (5.42)$$

Uvážíme-li, že

$$A_1 = - \frac{\mu_1 R_a}{R_{i1} + R_a}$$



je zesílení 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 zesílení druhého stupně, kdyby měl celou zátěž v anodě, můžeme rovnici (5.42) přepsat do tvaru

$$A_z = \frac{U_2}{U_1} = A_1 \frac{A_2}{1 - p \frac{R_a}{R_{i1} + R_a} A_1}$$

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 zesílení 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  $\frac{R_a}{R_{i1} + R_a}$ .

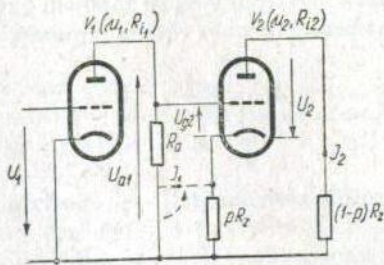
Tím, že jsme odpor  $R_a$  připojili pro signál na katodu koncové elektronky, se tedy zmenšila záporná zpětná vazba v koncovém stupni. To však není jediný problém, protože šlo hlavně o to, jak dalece se přepojením odporu  $R_a$  zmenší nároky kladené na budicí stupeň.

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 $\Omega$  by procházel signální proud  $75$  V/ $160\,000 = 470$   $\mu$ 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 $\Omega$

$$|A_{2z}| = \frac{32,5}{1 + 0,5 \frac{160\,000 \cdot 32,5}{80\,000 + 160\,000}} = 2,75$$

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 $\Omega$

a její výstupní signální proud bude tedy jen  $75$  V/ $2\,550\,000 = 29,5$   $\mu$ A. Nehrozí tedy zkreslení anodovým proudem, ale je nutno kontrolovat,

zda nevznikne zkršení mřížkovým proudem. Na mřížce elektronky  $V_1$  je totiž dosti velký signál

$$U_1 = \frac{U_2}{A_1 A_{2z}} = \frac{140}{2,75 A_1}$$

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

$$\beta = 0,5 \frac{160\,000}{2\,600\,000 + 160\,000} = 0,029$$

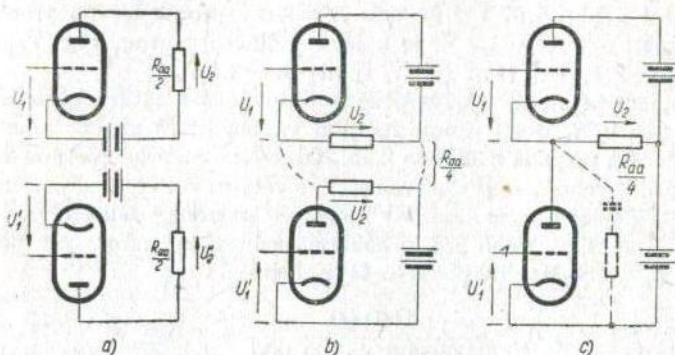
Podobného výsledku, ovšem při menším zesílení  $A_1$ , lze dosáhnout i s triodou, u které není katodový odpor přemostěn kondenzátorem.

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.

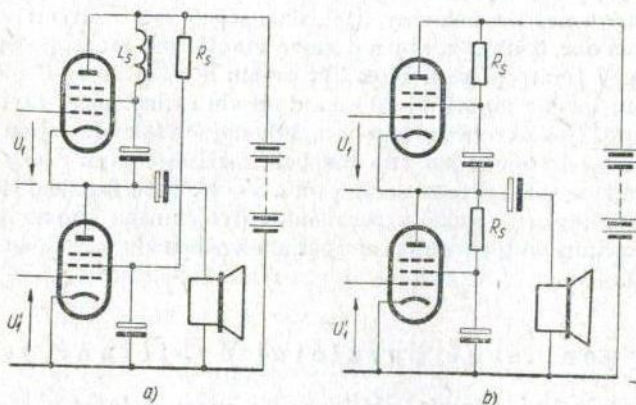
## 5.6.2 Nesouměrné paralelní dvojčinné stupně

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 složka 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.



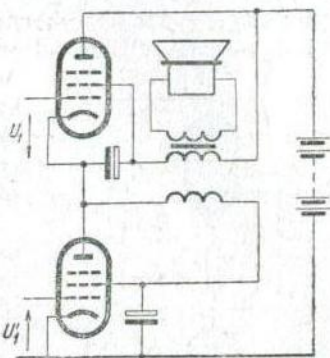
Obr. 5.43. Nesouměrný paralelní dvojčinný stupeň s pentodami: a) napájení stínících mřížek odporem a tlumivkou, b) napájení stínících mřížek dvěma odpory.

Podobně jako při souměrném paralelním stupni vznikají i zde další problémy. Katoda horní elektronky má stejnosměrné i signální napětí proti zemi, takže je nutno volit elektronku, která toto napětí snese, a použít

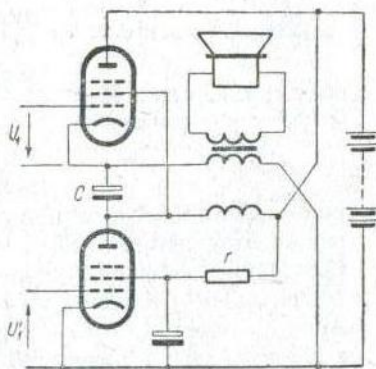
ne příliš vysokého celkového napětí. Stínící mřížku pentod je u spodní elektronky možno napájet buď ze střední odbočky zdroje — pokud zdroj odbočku má — nebo z plného napětí přes odpor  $R_s$  (obr. 5.43a) přemostěný kondenzátorem. Stínící mřížku horní elektronky je možno napájet z plného napětí přes 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 odpor, který však nesmí být příliš malý, protože pro signál působí paralelně k zátěži, ani příliš velký, aby nesnížil napětí stínící mřížky. Při zátěži 800  $\Omega$ , obvyklé u elektronek EL86, je vhodná velikost tohoto odporu 5 až 6 k $\Omega$ . Vzhledem k souměrnosti je pak účelné napájet i stínící 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 stínících mřížek předcházejícími způsoby procházel anodou spodní elektronky součet anodového a stínícího proudu horní elektronky. Dále se tím zajistí stejnost stínících 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 dvojitinného 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 stínících mřížek, takže odpadnou problémy s tím spojené. Oběma polovinami procházejí v opačných směrech jen proudy



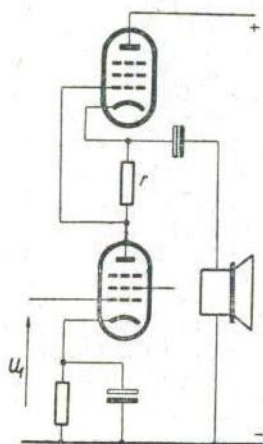
Obr. 5.44. Výstupní transformátor v přívodech stínících mřížek.



Obr. 5.45. Výstupní transformátor v katodovém a anodovém přívodu.

stínících mřížek, takže v nich vzniká nepatrný stejnosměrný úbytek a stejnosměrná magnetizace od obou polovin se navzájem ruší.

Použitím výstupního transformátoru podle obr. 5.45 odpadá zároveň nutnost dvojnásobného napájecího napětí. Obě poloviny primárního vinutí jsou spojeny paralelně kondenzátorem  $C$ , takže nezáleží na rozptylu mezi nimi; zároveň je tím odstraněn i problém napájení stínících mřížek, které



Obr. 5.46. Buzení horní elektronky z výstupu spodní elektronky.

se připojí vždy k vývodu primárního vinutí, který nemá signální napětí proti příslušné katodě. Protože horní stínící mřížka má napětí zmenšené o úbytek v odporu vinutí, má i spodní stínící mřížka napětí snížené odporem  $r$ .

Další problém se týká buzení obou elektronek, které je ztíženo tím, že horní má katodu na plném výstupním napětí a musí být buzena proti této katodě, kdežto spodní elektronka se budí proti zemi. Nechceme-li použít vstupního transformátoru, lze postupovat podle obr. 5.46. Zde je předcházejícím stupněm buzena jen spodní elektronka, kdežto horní je buzena napětím, které vzniká na odporu  $r$  zařazeném do anodového obvodu spodní elektronky. Je-li dynamická strmost této elektronky  $S'$ , vzniká na odporu průchodem anodového signálního proudu napětí

$$U'_1 = -U_1 S' r$$

Při velikosti  $r = 1/S'$  je  $U'_1 = -U_1$ , takže horní elektronka je pak buzena stejným signálem jako spodní. Zároveň vzniká na odporu i potřebné předpětí pro horní elektronku. Nevýhodou však je, že horní elektronka je buzena signálem již zkresleným spodní elektronkou; proto lze zapojení použít jen ve třídě A.

Dokonalejší je buzení invertorem s rozdělenou zátěží podle obr. 5.47. Anodový odpor  $R_a$  invertoru nemůže však být spojen obvyklým způsobem s kladným pólem zdroje, nýbrž je nutno připojit odpor ke katodě horní elektronky tak, aby napětí na něm bylo vpojeno skutečně mezi její mřížku a katodu. S podobným obvodem jsme se již setkali v odst. 5.6.1, a proto použijeme výsledků tam odvozených. Podle nich vzniká tímto zapojením záporná vazba s činitelem

$$\beta = p \frac{R_a}{R'_{11} + R_a}$$

Celá zátěž horní koncové elektronky je v katodě, takže  $p = 1$  a efektivní

vnitřní odpor budicí elektronky je mnohonásobně zvětšen tím, že v její katodě je druhý odpor  $R_a$ , takže platí

$$R'_{i1} = R_{i1} + (\mu + 1)R_a \doteq \mu_1 R_a$$

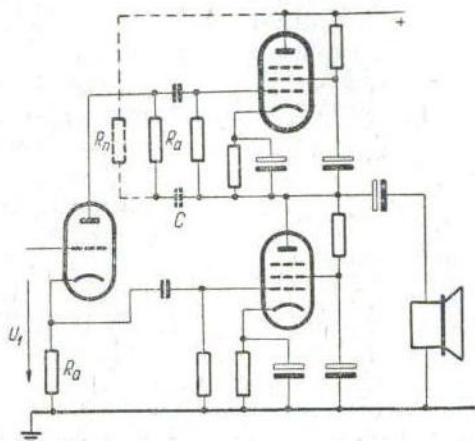
a proto

$$\beta \doteq \frac{1}{\mu_1}$$

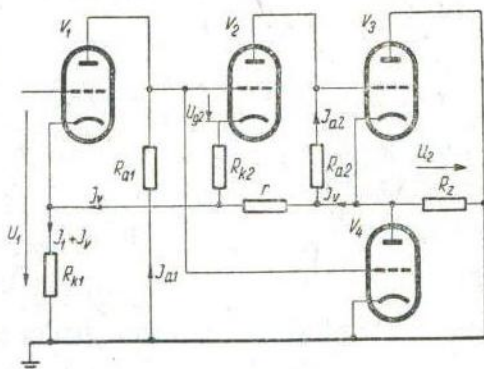
Zpětná vazba je tedy nepatrná, má-li elektronka invertoru velký zesilovací činitel.

Nevýhodou zapojení podle obr. 5.47 je to, že anodové napětí pro invertor se odebrává 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 zkrusoval. 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 probírán 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 elektronce s velkým zesilovačím činitelem je druhý zlomek zanedbatelně malý a v prvním zlomku lze zanedbat členy  $2R_i$  a  $R_{a2}$  v čitateli a jednotku proti  $\mu$ . 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 elektronky  $V_1$ , kdežto horní je buzena tímž signálem po zesílení elektronkou  $V_2$ . Pro souměrnost je nutno, aby obě budící 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 elektronky  $V_2$  (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  $U_2$  a působil by proto závislost zesílení elektronky  $V_2$  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 vypočíst

$$\frac{I_{a1}}{I_{a2}} = - \frac{(\mu + 1)R_{k2} + R_i + R_{a2} + r}{\mu(R_{a1} + R_{k1})} \quad (5.54)$$

Pro souměrnost buzení koncových elektronek je nutno, aby

$$I_{a2}R_{a2} = - I_{a1}R_{a1}$$

takže

$$R_{a2} = -R_{a1} \frac{I_{a1}}{I_{a2}} \quad (5.55)$$

Po dosazení z rovnice (5.54) za  $\frac{I_{a1}}{I_{a2}}$  do (5.55) a úpravě dostáváme podmínku pro  $R_{a2}$

$$R_{a2} = R_{a1} \frac{(\mu + 1)R_{k2} + R_i + r}{(\mu + 1)R_{k1} + \mu R_{k1}} \quad (5.56)$$

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 dvojčinném stupni při  $300 \text{ V}$  napájecího napětí je výstupní výkon dvojice elektronek  $7,5 \text{ W}$  při zátěži  $800 \Omega$ . 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

$$R'_{k1} = 1000 \ \& \ \frac{60\,000 + 150\,000}{101} \doteq 680 \Omega$$

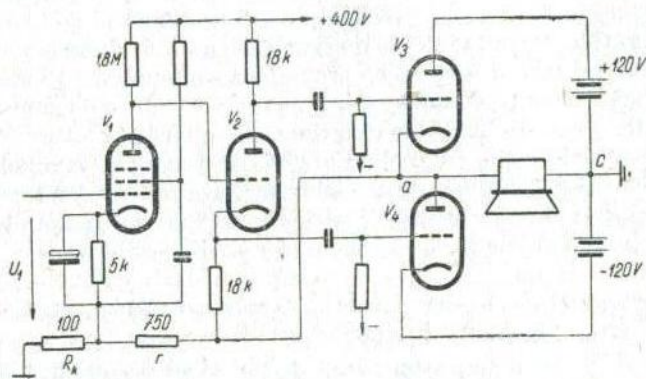
takže podle (5.46)

$$A_z = \frac{680 + 100\,000}{680} \doteq 148$$

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]. Vazební odpor v anodě invertoru  $V_2$  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 Delonově 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 dvojitým 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 nevyrobějí, takže by bylo nutno amatérsky převinovat kmitací cívkou.

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 elektrony. 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 přílišné rozdíly

\*) Na obr. 5.49 nejsou pro přehlednost napájecí usměrňovače nakresleny.

hlasitosti vyrovnávají regulátorem zesílení v modulačním nebo záznamovém zesilovači. Existují však také tzv. kompresní zesilovače, které tuto funkci vykonávají automaticky.

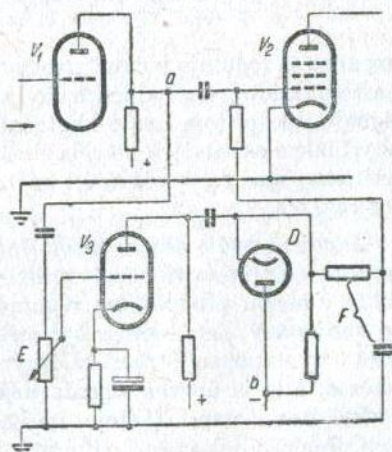
Přílišným omezením dynamického rozsahu se však porušuje původní charakter přenášené hudby a zmenšuje její citové působení. Proto je v některých případech účelné použít na reprodukční straně tzv. expanzního zesilovače, který při malém signálu zesiluje poměrně málo, kdežto při větším signálu automaticky své zesílení 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 zesílení vždy jen o tolik, o kolik bylo na vysílací straně zmenšeno. Ve skutečnosti však neznáme, podle jaké závislosti bylo zesílení 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 nejvýše přípustná hodnota se podle zkušenosti uvádí 10 dB, tj. asi trojnásobné zvětšení napětového zesílení. I této expanze je však nutno používat s ohledem na reprodukovaný 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.

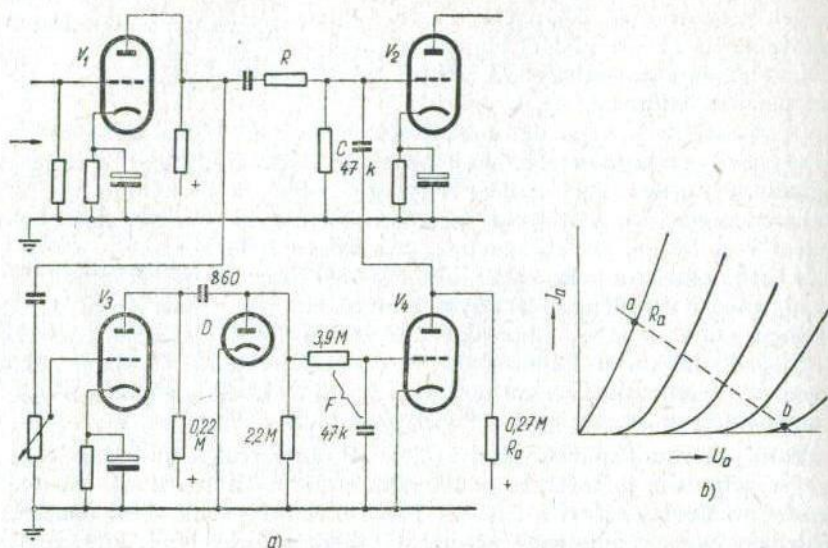
### 5.7.2 Zapojení expanzních zesilovačů

Vlastní provedení expanzních zesilovačů se vyvíjí již dlouhou dobu. První zapojení používala zesilovačích 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 zesilovači elektrone  $V_3$ , na jejímž výstupu se usměrňuje diodou *D* a oddělí



Obr. 5.50. Expanzní zesilovač í 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

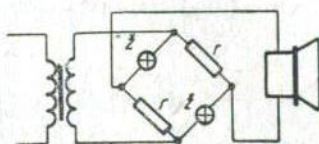
co nejvyšší. Zpravidla se volí kompromis a expanze se provádí v posledním stupni řídicího zesilovače.

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 rázů však zůstává i zde. Aby se tato závada omezila a zároveň přizpůsobila činnost expanderu požadavku fyziologické regulace, je anodový obvod elektronky  $V_4$  spojen s mřížkou  $V_2$  přes poměrně malý kondenzátor  $C$ , který zmenšuje přenos stejnosměrných rázů i působení expanze při hlubokých tónech.

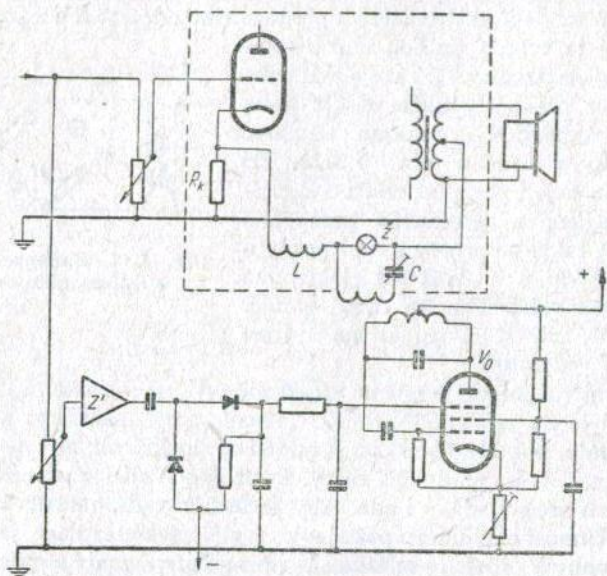
Výhodnější řešení než elektronky umožňují nelineární odpory jako termistory nebo žárovky. Nejjednodušší takové řešení expanderu je na obr. 5.52, kde je reproduktor k výstupu celého zesilovače připojen přes můstek, mající ve dvou protilehlých větvích žárovky  $ž$  a ve zbývajících větvích stálé odpory  $r$ . 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 nevhodné 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  $ž$ . Tato žárovka je žhavena 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 expanderu 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 vyžhavení 24 V, takže 3 V je znatelně neohřeje. Bylo také zkušeno nahradit je jedinou telefonní



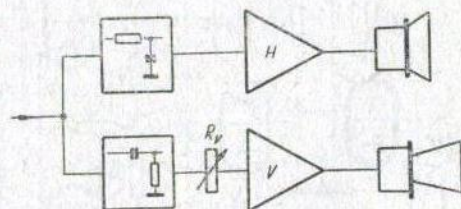
žárovkou s kovovým vláknem pro 24 V, 0,05 A, avšak jednotlivé žárovky jsou výhodnější, protože jejich vlákna mají celkem 12 držáků odvádějících teplo, takže časová konstanta expanze je u nich menší než u telefonní žárovky se dvěma držáky vlákna. Snadno lze také zapojení přizpůsobit pro nahrazení žárovky 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  $R_p$ , 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 zesilovače,



Obr. 5.54. Skupinové schéma dvoupásmového zesilovače.

reprodukoval výškový reproduktor převážně jen vysoké kmitočty vzniklé harmonickým a intermodulačním zkreslením, takže reprodukce, která při

samotném hlubkovém reproduktoru byla ještě přijatelná, se připojením výškového reproduktoru jen zhoršila. Když se však zesilovaly nižší a vysoké kmitočty odděleně v samostatných částech dvoupásmového zesilovače, nemohlo dojít k tak velkému intermodulačnímu zkreslení a do výškového reproduktoru dospěly pak jen vysoké kmitočty obsažené v původním signálu, takže reprodukce se zlepšila.

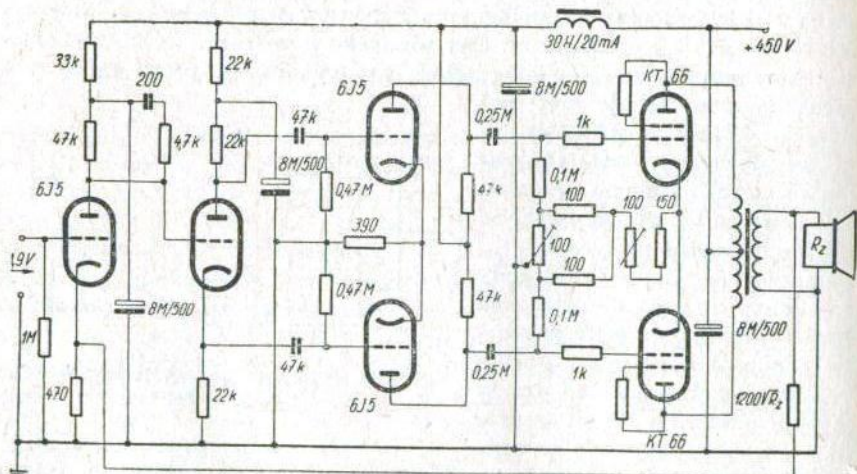
Z toho však vyplývá, že dnes, kdy dovedeme omezit tvarové zkreslení zápornou zpětnou vazbou na zlomky procenta, je rozdělování do samostatných zesilovačů bezúčelné. Je nevýhodné nejen vzhledem k většímu počtu elektronek, nýbrž i jako prostředek k regulaci výšek, protože nesprávným nastavením výškového potenciometru může vzniknout stupňovitý průběh kmitočtové charakteristiky, zcela odlišný od průběhů, které podle odst. 4.3 považujeme za účelné.

Proto lze dnes považovat několikapásmové zesilovače za přežitky, o němž se zmiňujeme jen pro úplnost.

## 5.9 PŘÍKLADY VÝKONOVÝCH ZESILOVAČŮ

### 5.9.1 Williamsonův zesilovač

Na konci této kapitoly uvedme několik typických příkladů výkonových zesilovačů. Na obr. 5.55 [19] je zapojení proslulého Williamsonova zesilovače z r. 1948, který je předchůdcem dnešních zesilovačů pro věrnou re-



Obr. 5.55. Williamsonův zesilovač.



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 popsaným 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 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 větvi 68 k $\Omega$  — 1,6 k $\Omega$  zavedena celková záporná vazba 10 dB, která celý zesilovač stabilizuje a určuje jeho zesílení. V původním pramenu [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 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.

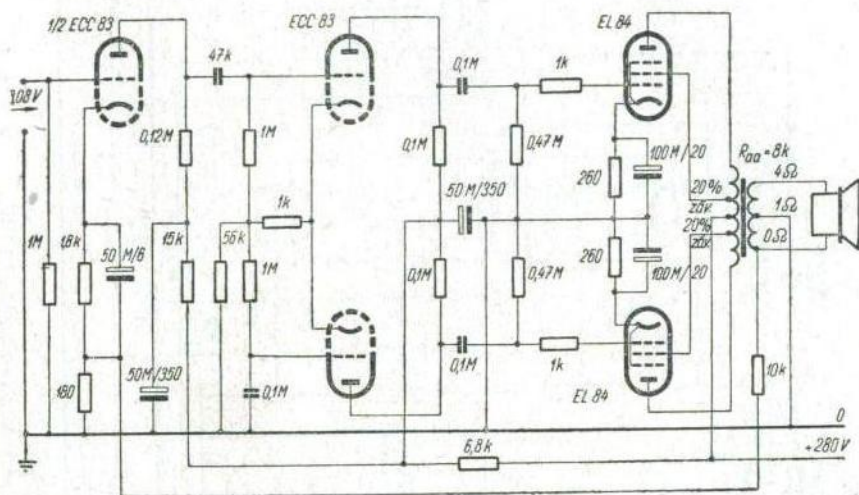
Za zmínku ještě stojí, že první elektronka je anodově napájena jen úbytkem na katodovém odporu invertoru, na němž je asi 70 V. Z ohledů na minimální počet součástí je předpětí druhé triody získáno spádem na mřížkovém odporu, což je poněkud v rozporu se zásadami věrné reprodukce. Nic však nebrání vyvést předpětí z odbočky na katodovém odporu podle obr. 4.4.

### 5.9.3 Standardní zesilovač

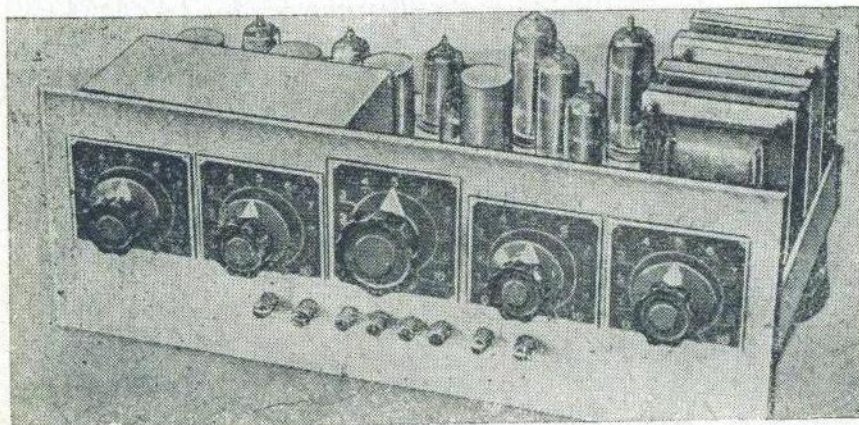
Nejběžnějším osazením dnešních výkonových zesilovačů jsou dvě elektronky EL84, k nimž přistupuje dvojitá trioda ECC83 invertoru a vstupní elektronka, trioda nebo pentoda.

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-

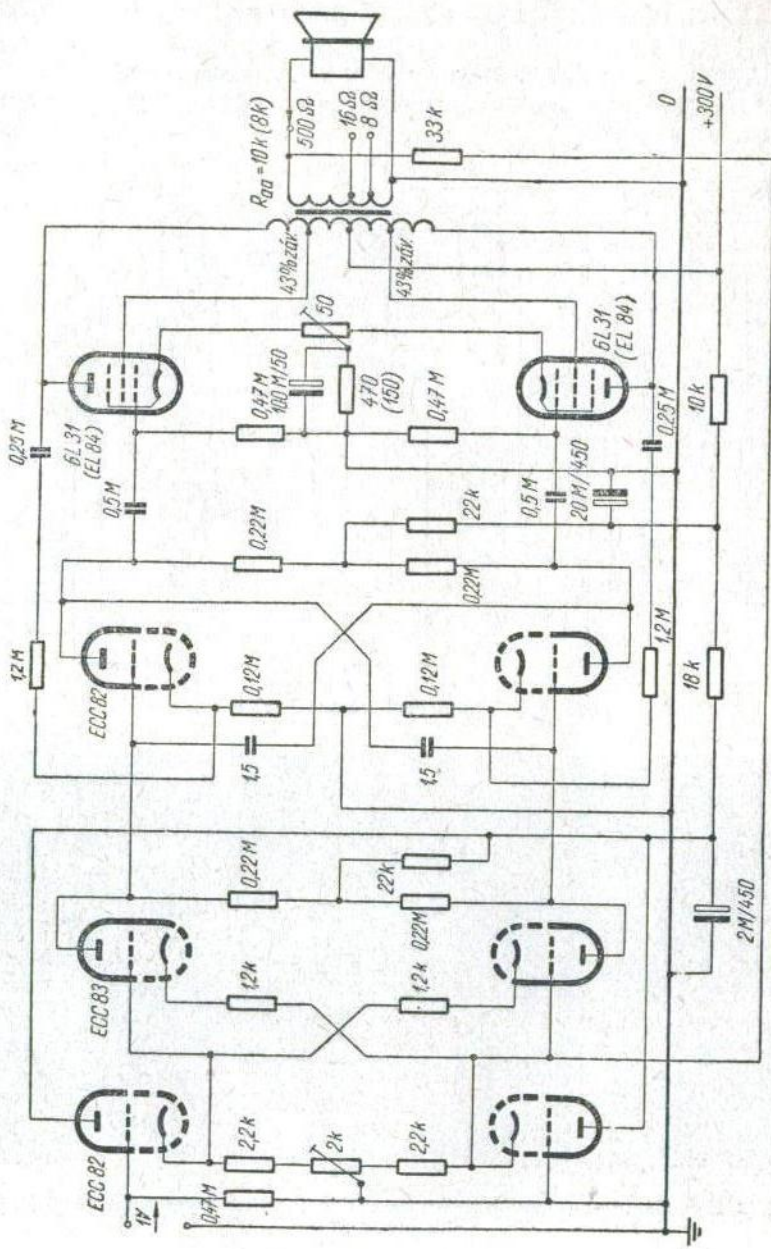
ního transformátoru na část katodového odporu vstupní elektronky, přičemž zbývající část  $1,8\text{ k}\Omega$  katodového odporu je přemostěna kondenzátorem  $50\ \mu\text{F}$ . Přesto, že je použito místní vazby v koncovém stupni i obvyklé celkové záporné vazby, je zesílení poměrně značné, takže k plnému vybuzení stačí  $0,08\text{ V}$  na vstupu.



Obr. 5.57. Standardní zesilovač (13 W).



Obr. 5.58. Provedení stereofonního zesilovače se dvěma výkonovými částmi zapojenými podle obr. 5.57.



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 dvojité 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 $\Omega$  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  $2 \times 25$  W (6L50) se 380 V na anodě a s pevným předpětím. Mají místní zápornou vazbu na katody z vinutí  $n_k$ , které má  $\frac{1}{6}$  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  $\Omega$ . Zbývající společný katodový odpor 3,9 k $\Omega$  a také společný odpor 0,1 M $\Omega$  v obvodu stínících mřížek slouží k zajištění souměrnosti buzení. Kondenzátory 2  $\mu$ 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 brzdicí mřížce amplitudově modulován usměrněným signálním napětím, které dostává přes svorku b z elektronky  $V_3$  a diod  $D_1, D_2$  řídicí části. Brzdicí 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 brzdicí mřížky zmenšuje, takže oscilační napětí vzrůstá. Oscilační

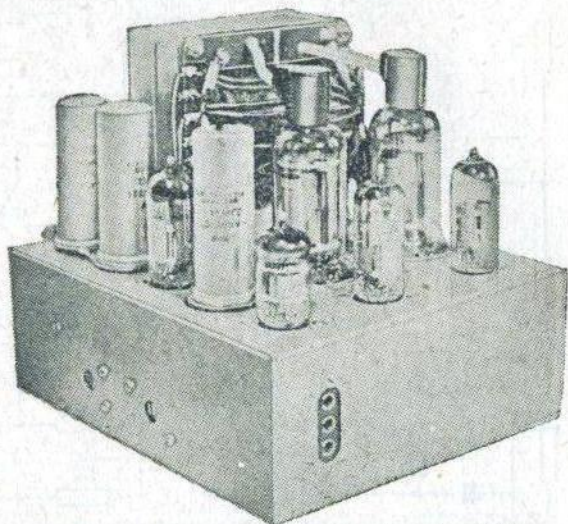




okruh je vázán s cívkou  $L_v$ , z níž se přes nastavitelný kondenzátor 200 pF odebírá žhavení žárovek  $\dot{z}_1$  až  $\dot{z}_6$ .

Při uvádění do chodu je nutno nejprve obvyklým způsobem vyzkoušet činnost zesilovače bez expanze, tj. např. s vyňatou oscilační elektronkou. Pak se při potenciometru  $\varrho_3$  (obr. 4.71) nařízeném na nejmenší odpor vyzkouší činnost oscilátoru, který se potenciometrem  $P_k$  nařídí tak, aby měl

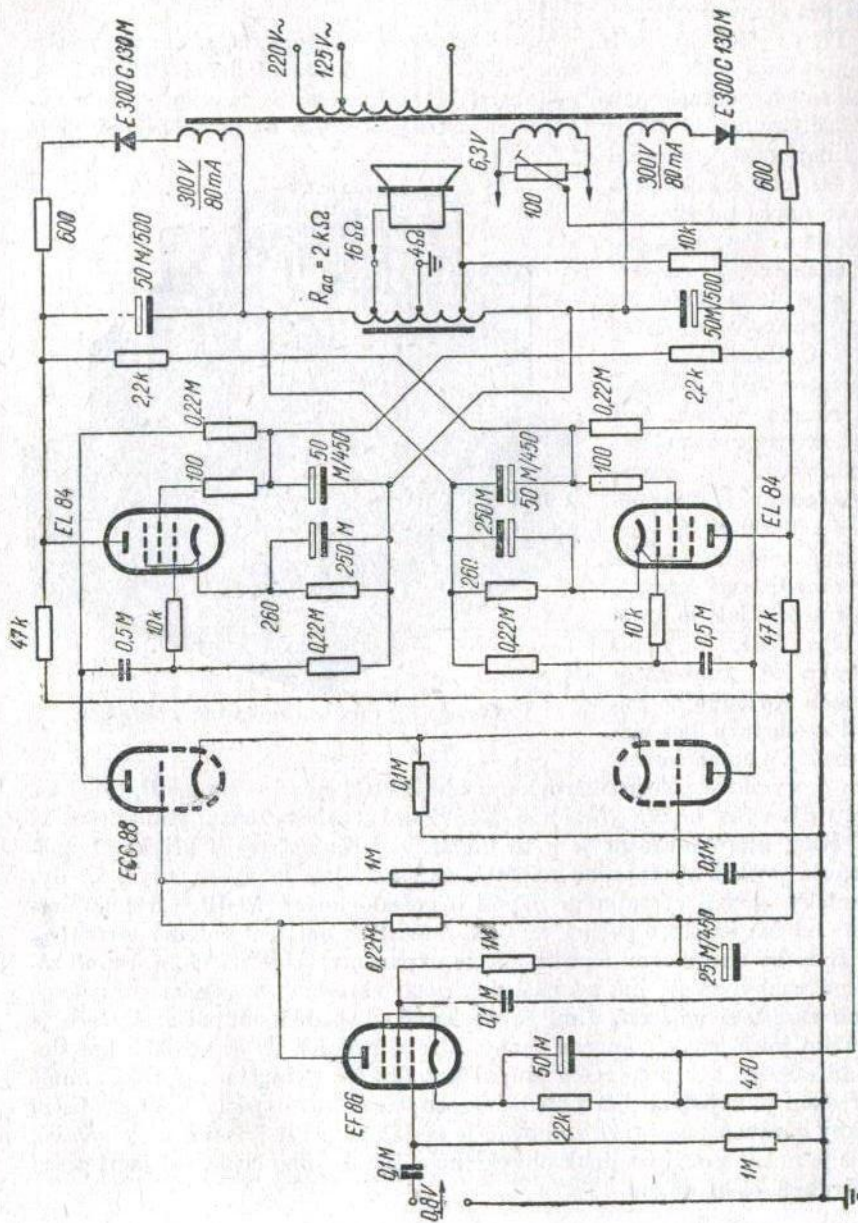
co nejmenší výstupní napětí, což lze kontrolovat např. mířkovým proudem. Potom se potenciometr  $\varrho_3$  pootočí výše a kontroluje se, zda vzrůstá oscilační napětí. Konečně se kondenzátor 200 pF vyladí do rezonance tak, aby žárovky byly co nejvíce nažhaveny. S danou elektronkou (EF80) oscilátoru nežhaví žárovky ovšem naplno, avšak expanze přesto pracuje dostatečně, jak je vidět z obr. 5.61, v němž příímka  $A$  znázorňuje průběh výstupního napětí zesilovače bez expanze, tj. s potenciometrem



Obr. 5.62. Provedení zesilovače z obr. 5.60.

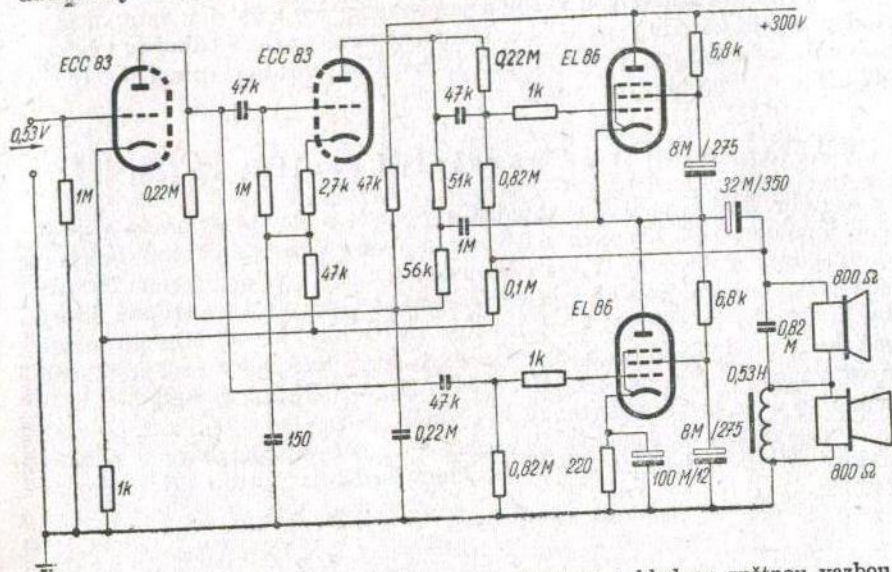
rem  $\varrho_3$  v nulové poloze a žárovkami téměř studenými. Příímka  $B$ , ležící asi o 10 dB výše, udává průběh se žárovkami trvale vyžhavenými plným vf napětím, které oscilátor je s to dodat. Konečně strmější křivka  $C$  znázorňuje průběh výstupního napětí s expanzí; jak je vidět, zvýší se dynamický rozsah výstupního napětí o požadovaných 10 dB, přičemž úroveň, od níž expanze začíná působit, závisí na nařízení potenciometru  $\varrho_3$ .

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 budicí 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  $\Omega$ . 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 $\Omega$ .

### 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 $\Omega$ /16  $\Omega$ ) s uzemněným středním vývodem. Stínicí mřížka každé koncové elektronky je spolu s anodou příslušné budicí elektronky napájena vždy z anody protější koncové elektronky přes srážecí odpor 2,2 k $\Omega$ , 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  $300 \text{ V}$  na společném transformátoru, s křemíkovými ventily, které jsou připojeny přes omezovací odpory  $600 \Omega$  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  $150 \text{ pF}$ , 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  $240 \text{ Hz}$ .

## 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.

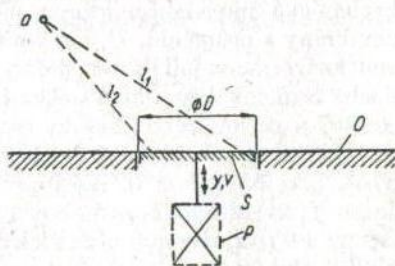
#### 6.1.1 Vyzářovací impedance ideální membrány

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

$$v = j2\pi fy \quad (6.1)$$

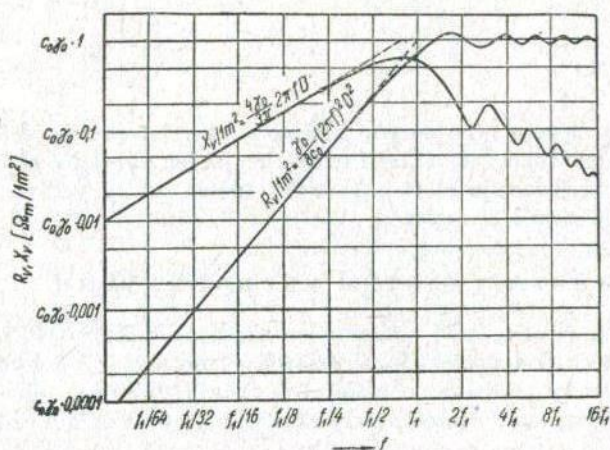
Při pohybu střídavě stlačuje a zředňuje vzduch na obou svých stranách a tyto změny tlaku se šíří ve formě zvuku do okolí rychlostí, která za obvyklého tlaku a teploty má velikost  $c_0 = 344$  m/s. Tím membrána vyzářuje část své pohybové energie do okolního vzduchu a ten naopak brzdí její pohyb silou  $F$ , 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 ( $\Omega_m$ ). 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 rozbořem [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 m<sup>2</sup> 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/m<sup>3</sup>. 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) = 10<sup>5</sup> dyn

kdežto nad tímto kmitočtem

$$R_v = c_0 \gamma_0 S = 325 D^2 \quad [\Omega_m; m] \quad (6.4)$$

Při kmitočtu  $f_1$  musí oba tyto výrazy vést ke stejnému výsledku, z čehož vyplývá charakteristický kmitočet membrány

$$f_1 = \frac{155}{D} \quad [\text{Hz}; m] \quad (6.5)$$

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

$$X_v = \frac{4\gamma_0}{3\pi} 2\pi f DS = 2,51 f D^3 \quad [\Omega_m; \text{Hz}, m] \quad (6.6)$$

kteřá je stejná, jako kdyby současně s deskou kmital sloupec okolního vzduchu průměru  $D$  a výšky  $\frac{4}{3\pi} D$ , který má hmotu

$$m_{vz} = \frac{4}{3\pi} DS \gamma_0 = 0,4 D^3 \quad [\text{kg}; m] \quad (6.7)$$

Nad kmitočtem  $f_1$  se sloupec kmitajícího vzduchu snižuje, až při dostatečně vysokém kmitočtu zcela vymizí.

Tyto složky má vyzářovací 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 vyzářovacího 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)

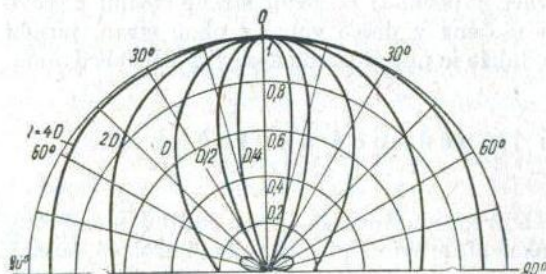
$$F_m = j2\pi f v (m + m_{vz}) \quad (6.9)$$

a pro překonání tuhosti středění  $s$

$$F_s = sy = \frac{sv}{j2\pi f} \quad (6.10)$$

### 6.1.3 Směrová charakteristika vyzářování

Dosud jsme nerozlišovali, jak je vyzářování reproduktoru rozděleno v prostoru před deskou, a jen jsme předpokládali, že působí ve všech směrech. Ve skutečnosti vyzářuje 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.

posluchač v místě  $a$  mimo osu (obr. 6.1) má nestejnou vzdálenost od jednotlivých částí membrány, takže zvuk vyzářovaný 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 vyzářování obou uvažovaných částí 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.



## 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

$$F = BI \quad [\text{N}; \text{T}, \text{m}, \text{A}]$$

odkud lze určit proud nutný k vyvození žádané síly  $F$

$$I = \frac{F}{Bl}$$

Pohonná síla musí být kryta složkami 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

$$I_R = \frac{F_R}{Bl} = \frac{1,35j^2 D^4 v \cdot 10^{-2}}{Bl}$$

$$I_m = \frac{F_m}{Bl} = \frac{j2\pi f v (m + m_{vz})}{Bl}$$

$$I_s = \frac{F_s}{Bl} = \frac{sv}{j2\pi f Bl}$$

Protože při pohybu cívky rychlostí  $v$  se v ní indukuje napětí

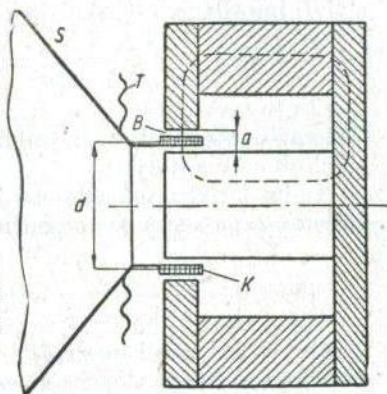
$$U = Blv \quad [\text{V}; \text{T}, \text{m}, \text{m/s}]$$

lze vypočítat velikost impedancí, které by při tomto napětí propouštěly uvedené složky proudu

$$\text{pro složku } I_R: \quad \frac{U}{I_R} = \frac{B^2 l^2 v}{1,35j^2 D^4 v \cdot 10^{-2}} = \frac{(Bl)^2 \cdot 10^2}{1,35j^2 D^4}$$

$$\text{pro složku } I_m: \quad \frac{U}{I_m} = \frac{B^2 l^2 v}{j2\pi f v (m + m_{vz})} = \frac{(Bl)^2}{j2\pi f (m + m_{vz})}$$

$$\text{pro složku } I_s: \quad \frac{U}{I_s} = \frac{jB^2 l^2 2\pi f v}{sv} = \frac{j2\pi f (Bl)^2}{s}$$



Obr. 6.4. Pohonný systém elektrodynamického reproduktoru.

Jak patrně, je první impedance stejná, jako by měl činný elektrický odpor

$$R = \frac{(Bl)^2 \cdot 10^2}{1,35^2 D^4} \quad [\Omega; T, m, Hz, m] \quad (6.11)$$

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.

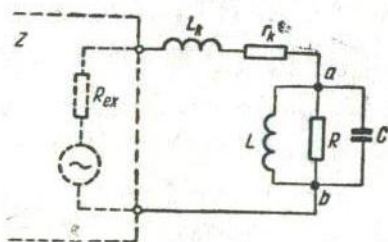
Kmitací cívka má mimoto ještě určitý vlastní odpor  $r_k$  odpovídající délce  $l = \pi dn$  a průřezu  $q$  použitého vodiče s měrným odporem  $e$

$$r_k = \frac{\rho l}{q} \quad [\Omega; \Omega mm^2/m, m, mm^2] \quad (6.14)$$

a dále vlastní indukčnost. Její velikost lze vypočítat 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

$$L_k \doteq \frac{1,26n^2 \pi d^2}{5a \cdot 4} \doteq 0,2 \frac{n^2 d^2}{a} \quad [mH; m, mm] \quad (6.15)$$

Náhradní schéma reproduktoru s těmito členy je na obr. 6.5. Tento



Obr. 6.5. Náhradní schéma elektrodydynamického reproduktoru.

obvod je náhradním schématem elektrodydynamického 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 náhoda 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

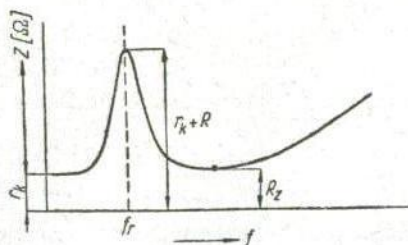
Ze schématu na obr. 6.5 lze již posoudit kmitočtovou závislost elektrické impedance reproduktoru. Přitom je nutno mít na paměti, že velikost odporu  $R$  není stálá, nýbrž až do kmitočtu  $f_1$  klesá s druhou mocninou kmitočtu, jak vyplývá ze vzorce (6.11). Při velmi nízkých kmitočtech jsou reaktance indukčností  $L_k$ ,  $L$  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 volné z obou stran, takže složky jeho vyzařovací 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 admittance je malá proti admittanci 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

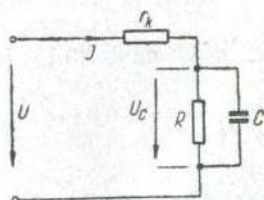
$$I \doteq \frac{U}{r_k}$$

Protože odpor  $R$  je velký proti reaktanci kondenzátoru  $C$ , prochází celý tento proud kondenzátorem, na němž tím vznikne napětí

$$|U_c| = \frac{I}{2\pi f C} = U \frac{1}{2\pi f r_k C} \quad (6.17)$$

Účinnost je poměr výkonu na odporu  $R$  k výkonu dedanému do odporů  $r_k$  a  $R$ . Protože však výkon na odporu  $R$  je ve srovnání s výkonem na  $r_k$  malý, lze přibližně psát

$$\eta \doteq \frac{N_R}{N_r} \cdot 100 = \frac{U_c^2}{R} \cdot 100$$



Po dosazení za  $I$  a za  $U_c$  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

$$\eta = 3,44 \left( \frac{Bl}{m_c} \right)^2 \frac{D^4}{r_k} \cdot 10^{-2} \quad [ \% ; \text{T, m, m, kg, } \Omega ] \quad (6.19)$$

kde  $m_c$  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

$$R = \frac{(Bl)^2}{325 D^2}$$

a po dosazení do (6.18) je účinnost v tomto rozsahu

$$\eta = \frac{825}{f^2 r_k} \left( \frac{Bl}{m_c} \right)^2 \quad [ \% ; \text{T, m, Hz, } \Omega, \text{ kg} ] \quad (6.20)$$

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

$$N_e = \frac{1550 f^4 m_c^2 r_k}{(Bl)^2} y^2 \quad (6.25)$$

Zároveň přibližně, aspoň pro nižší kmitočty, platí

$$N_e \doteq r_k I^2$$

takže tento vzorec lze přepsat do tvaru

$$I \doteq \frac{(2\pi f)^2 m_c}{Bl} y \quad (6.26)$$

Např. u dřívě 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

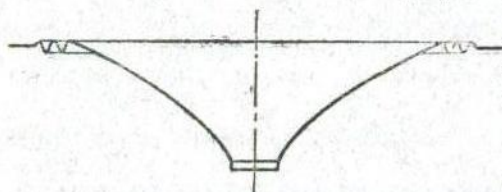
$$I = \frac{(6,28 \cdot 200)^2 \cdot 0,009}{1 \cdot 5,5} \cdot 0,0005 = 1,29 \text{ A}$$

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  $m_c$ . 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

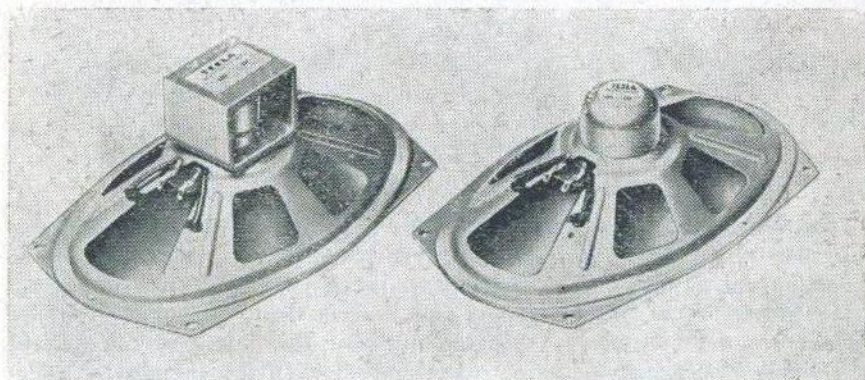
Skutečná závislost mezi elektrickým proudem a výchylkou membrány není však tak lineární, jak by vyplývalo z rovnice (6.26). Jednak při velkých výchylkách se kraje kmitací cívky vynořují ze vzduchové mezery, nebo aspoň z její vnitřní části, v níž je homogenní magnetické pole, čímž se mění délka vodiče, 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]

$$k_m = 3,5 \frac{f_2 Bl}{f_1 m_0} I_1 \cdot 10^{-2} \quad [ \% ; \text{ Hz, T, m, A, kg}]$$



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).



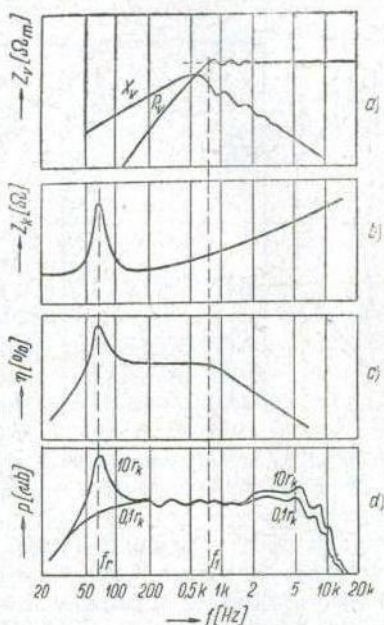
Mimo tato zkreslení mohou při přetřžení vzniknout ještě subharmonické kmitočty, pocházející od toho, že kuželová membrána se prohýbá kolmo ke směru svých povrchových přímk. Je proto účelné, aby membrána měla tvar nerozvinutelné plochy známého typu „Nawi“ (obr. 6.8) nebo aby měla eliptickou základnu (obr. 6.9).

## 6.2.6 Kmitočtová charakteristika

Dosud jsme poznali kmitočtový průběh mechanické vyzářovací 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 vyzářování, definovaná obvykle jako kmitočtová závislost střídavého akustického tlaku  $p$  měřeného v ose reproduktoru při stálém vnitřním napětí zdroje signálu.

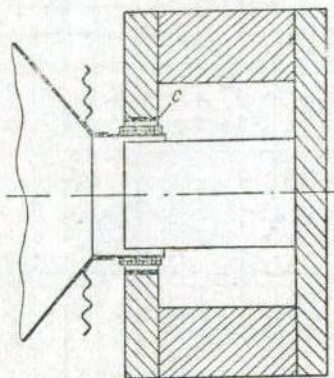
Tato charakteristika má podobný průběh jako účinnost, avšak v některých směrech se od ní liší. Především by s průběhem účinnosti mohla souhlasit jen v případech, kdyby se reproduktoru přiváděl stálý příkon. Ve skutečnosti je však reproduktor buzen ze zdroje s určitým výstupním odporem a sám má kmitočtově 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) vyzářovací impedance, b) elektrická 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  $\Omega$ , 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 pasívně 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 zbyvajících 5 až 10 %.

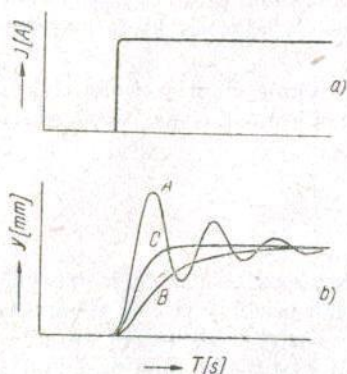
#### 6.3.1 Vliv tlumení na vlastnosti reproduktoru

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 cívkou 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.

výchylku a dokmitává pak svým rezonančním kmitočtem podle průběhu *A* na obr. 6.12b až do postupného ustálení. Je-li naopak systém přetlumen, jsou vlastní kmitů sice zcela potlačeny, ale systém přechází do ustálené polohy zbytečně pomalu podle průběhu *B*. Mezi těmito oběma krajními případy je optimální případ *C* s tlumením, které je jen tak velké, aby byly právě potlačeny vlastní kmitů, ale nebylo zbytečně zpomaleno dosažení plné výchylky.

Tlumení ovlivňuje také chování reproduktoru v ustáleném stavu. Jak již bylo uvedeno v souvislosti s kmitočtovou charakteristikou na obr. 6.10c, přenáší málo tlumený reproduktor kmitočty v okolí

### 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

$$R_m^2 - 4m_0s$$

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

$$R_m = 2\sqrt{m_0s} \quad (6.27)$$

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

$$R_k = \frac{(Bl)^2}{R_m} = \frac{(Bl)^2}{2\sqrt{m_e s}}$$

Tento výsledek\*) lze ještě zjednodušit, dosadíme-li za  $s$  z (6.16)

$$s = (2\pi f_r)^2 m_e$$

čímž dostaneme podmínku pro kritický odpor

$$R_k = \frac{(Bl)^2}{4\pi^2 f_r m_e} \quad [\Omega; T, m, Hz, kg] \quad (6.28)$$

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  $\Omega$ , 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 osci-

lačního 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  $\Omega$ , 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  $\Omega$ . 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  $\Omega$ , 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  $\Omega$ . Současně by se však zvětšil šestnáctinásobně i vlastní odpor cívky na 77  $\Omega$ , takže by na výstupní odpor zesilovače zbývalo 4  $\Omega$ , 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  $\Omega$ , 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  $B = 1,6$  T, čehož lze dosáhnout u buzeného reproduktoru, byl by kritický odpor

$$R_k = \frac{(1,6 \cdot 5,5)^2}{12,56 \cdot 53 \cdot 0,009} = 13 \Omega$$

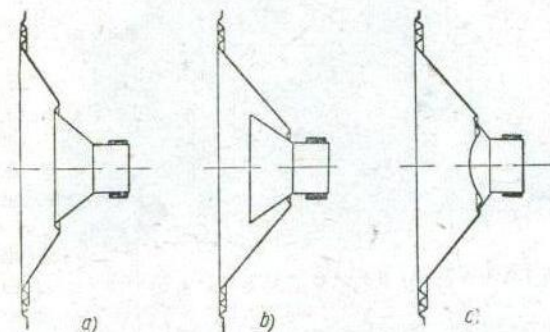
takže by reproduktor vyžadoval výstupní odpor  $8,2 \Omega$ , což by běžný zesilovač opatřený silnou zápornou vazbou nemohl splnit.

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.

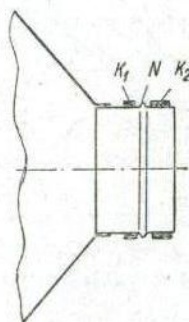
#### 6.4 REPRODUKTORY S ČLENĚNÝM KMITACÍM SYSTÉMEM

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 směrovosti. 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.

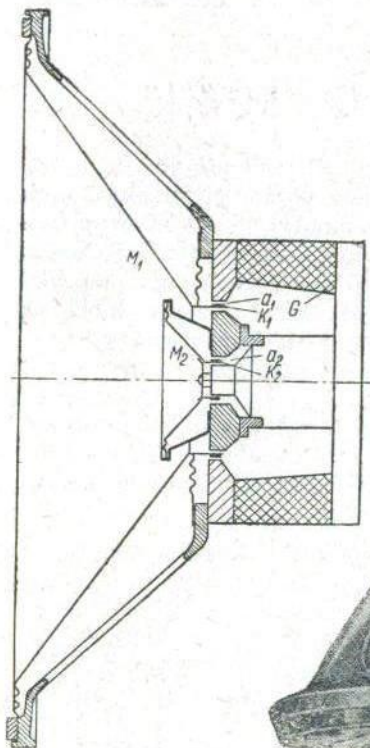


Obr. 6.14. Členěná kmitací cívka reproduktoru.

může být kuželová s volným vnějším okrajem (obr. 6.13b), nebo má tvar kulového vrchlíku, který je tužší, a proto účelnější než kužel (obr. 6.13c).

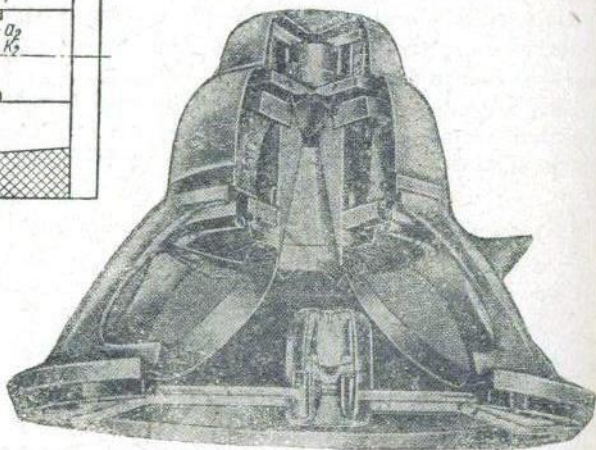
Podobně lze rozdělit i kmitací cívku (obr. 6.14). Vlnkou N je kmitací

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.

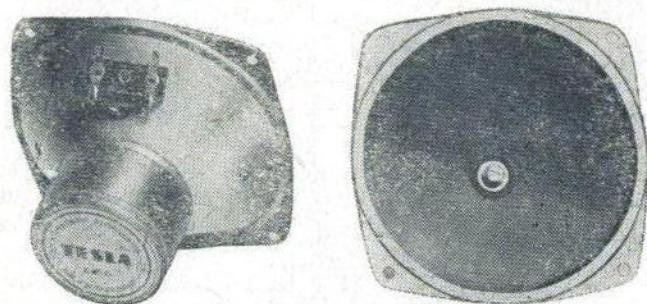


## 6.5 SOUSÉ (KOAXIÁLNÍ) REPRODUKTORY

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 vzaďu a vyzaruje 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 vyzarování zadního systému.



Obr. 6.17. Výškový reproduktor (Tesla).

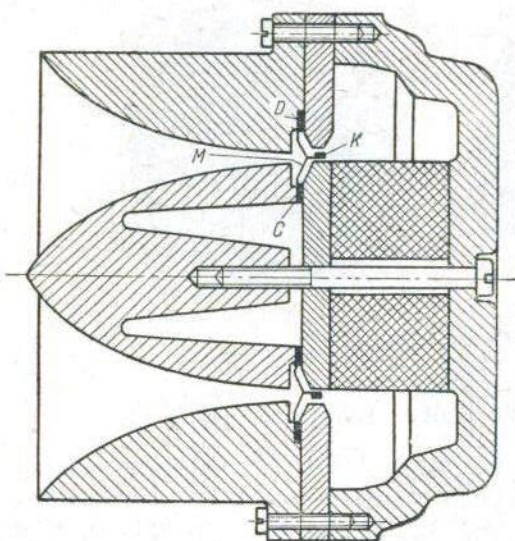
## 6.6 SOUSTAVY RŮZNÝCH REPRODUKTORŮ

I sousé 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. Hlubkový 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 týměž reproduktorem. Oba reproduktory se umístí v ozvučnici co nejbližše u sebe, aby je posluchač slyšel přibližně z téhož místa a připojí se k zesilovači prostřednictvím výhybek, které budou probřány 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 vyzaruje jen v úzkém paprsku a vyžaduje proto rozptylovač nebo několik různě natočených systémů. Mimoto vlivem nestejných vzdáleností jedno-

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 rozevírající zvukovod, který rovněž má prstencovitý průřez. Výrobce udává, že kmitočtový rozsah tohoto reproduktoru sahá až do ultrazvukové oblasti.

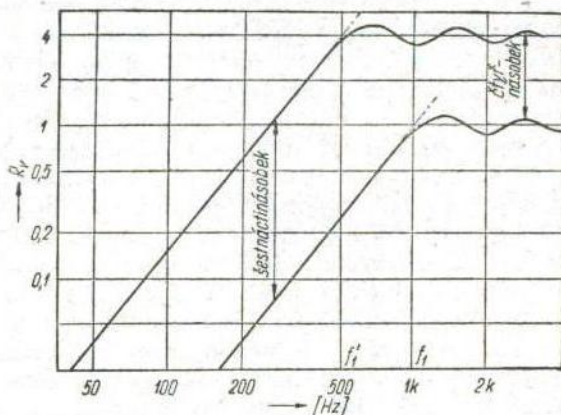
Obr. 6.18. Výškový reproduktor s prstencovou membránou (Lansing).

## 6.7 SOUSTAVY STEJNÝCH REPRODUKTORŮ [63], [64]

Ze vzorců (6.3), (6.4) pro vyzářovací odpor membrány vyplývá zajímavá skutečnost. Bylo by možno předpokládat, že vyzářovací 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 vyzářovací odpor v tomto rozsahu je úměrný  $D^4$ , tj. druhé mocnině plochy membrány. Zvětšíme-li tedy plochu např. čtyřikrát, zvětší se vyzářovací odpor nad kmitočtem  $f_1$  také čtyřikrát, ale v oblasti pod tímto kmitočtem šestnáctkrát. Průběh vyzářovacích 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 vyzářovací 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 vyařovací odpor.

dalším násobením předcházejícího výsledku plochou  $S$  membrány, z čehož vyplývá, že tlak, a tedy i vyařovací 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 vyařovací odpor je úměrný ploše  $S$  jen v první mocnině.

Účinnost reproduktoru se zvětšením membrány zlepši 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



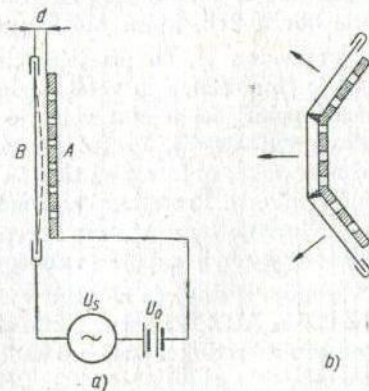
ralelním spojením vznikal příliš malý odpor. Často se též používá tzv. reproduktorových sloupů, u nichž je větší počet stejných reproduktorů uspořádán v jedné řadě svisle nad sebou (obr. 6.20). Sloup má odlišnou směrovou charakteristiku ve vodorovné a svislé rovině, jak vyplývá z této úvahy: Od kteréhokoli 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.

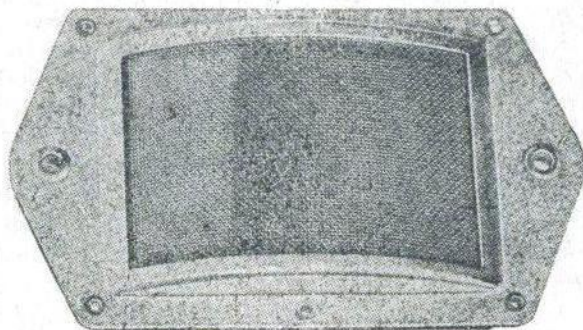
Pro toto uspořádání lze odvodit bližší vztahy, popř. náhradní zapojení,



Obr. 6.21. Elektrostatický reproduktor s plochou a vyklenutou membránou.

které 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).

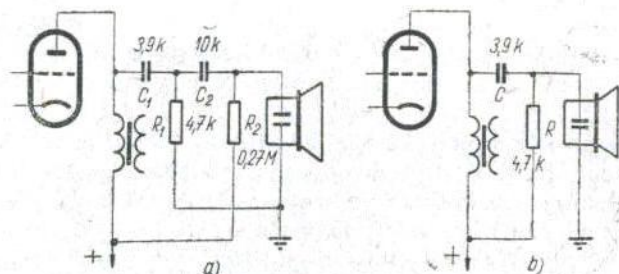
jeho pohonná síla působí na všechny body membrány, takže na ní nevznikají postupné vlny, odrazy a fázové rozdíly pohybu. Dále je pohonný systém tvořen samotnou membránou, takže odpadá zvláštní pohonné ústrojí a kmitající část je proto lehká, což se projevuje větší účinností. Mimoto lze u tohoto reproduktoru 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 $\Omega$ . Připojuje se přes dále popsany oddělovací článek k anodám elektronek koncového stupně a z uvedené velikosti reaktance vyplývá, že k běžným koncovým stupňům lze připojit i větší

počet těchto reproduktorů paralelně. K polarizaci stačí napájecí anodové napětí koncového stupně.

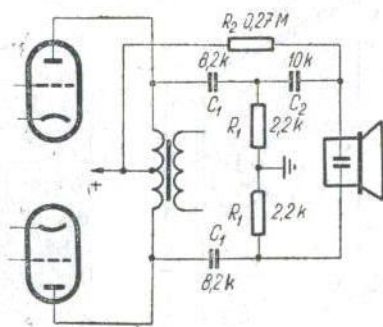
K nesouměrnému koncovému stupni se elektrostatický reproduktor připojuje podle obr. 6.23a. Členy  $R_1C_1$  spolu s kapacitou reproduktoru



Obr. 6.23. Připojení elektrostatického 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 elektrostatický 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.

Elektrostatické 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 plné anodové napětí.

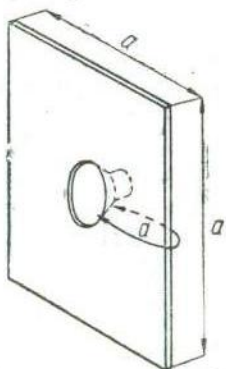


Obr. 6.24. Připojení elektrostatického výškového reproduktoru k dvojitěnnému zesilovači.

## 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 utlumit, či konečně podle možnosti obrátit její fázi tak, aby přední vlnu podporovala.

Některé ozvučnice mimoto přispívají k utlumení vlastní rezonance reproduktoru tím, že buď zvětšují užitečný vyzařovací odpor, nebo aspoň pasívně brzdí pohyb kmitacího systému.



Obr. 7.1. Desková ozvučnice.

### 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

$$a \doteq \frac{\lambda}{2} = \frac{c_0}{2f_m} \quad [m; m/s, Hz] \quad (7.1)$$



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.

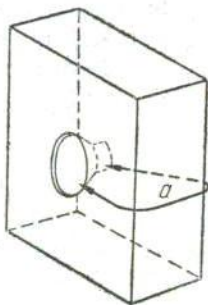
Podle vzorce (7.1) vychází desková ozvučnice velmi rozměrná, např. pro  $f_m = 85$  Hz musí mít stranu  $a = 2$  m, takže nestačí použít reproduktoru s nízkým rezonančním kmitočtem, protože vlastní omezení nejhlubších tónů je dáno velikostí desky. Přitom ani sebevětší desková ozvučnice nemůže zvětšit vyzářovací odpor nad velikost podle (6.3), takže nemůže účinně utlumit rezonanci reproduktoru.

### 7.2 REPRODUKTOR VE ZDI [66]

Deskovou ozvučnicí 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 skříň, která je vzadu otevřená nebo uzavřená jen řídkou látkou apod. Hloubka skříňe 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.

## 7.4 UZAVŘENÁ 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

$$pV = p_0V_0 = \text{konst} \quad (7.3)$$

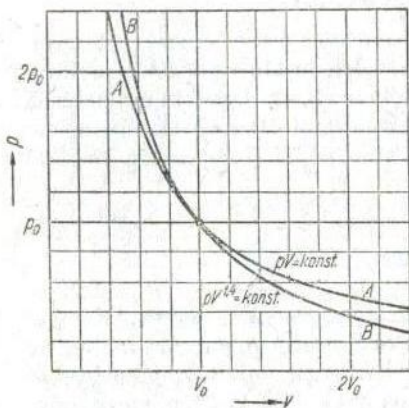
kde  $p_0$ ,  $V_0$  jsou klidové velikosti tlaku a objemu, tj. atmosférický tlak a vnitřní objem ozvučnice, což je znázorněno průběhem podle křivky  $A$  na obr. 7.3.

Obr. 7.3. Průběh tlaku při izotermickém a adiabatickém stlačování vzduchu.

Obvykle však změny tlaku neprobíhají izotermicky, protože stlačením 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  $\kappa$  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)

$$\frac{dp}{dy} = -\kappa \frac{p_0 V_0^\kappa}{V^{\kappa+1}} \frac{dV}{dy}$$

Dosazením  $V = V_0 + dV = Sdy$  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 přídatnou 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 přídatná 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  $0,192$  m<sup>3</sup> a čistý objem (po odečtení prostoru  $0,004$  m<sup>3</sup> zabraného reproduktorem)  $V_0 = 0,188$  m<sup>3</sup>, v níž je reproduktor s aktivním průměrem membrány  $28$  cm, tj.  $S = 0,062$  m<sup>2</sup>, při atmosférickém tlaku  $p_0 = 10,1 \cdot 10^4$  N/m<sup>2</sup>,  $\kappa = 1,4$  dostaneme ze vzorce (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 kmitočty 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 skříňe. Je však užitečné vyplnit celý vnitřní prostor skříňe 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 skříňe 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 skříňe. 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 skříni byla přídavná tuhost podle (7.8)

$$s' = 10,1 \cdot 10^4 \frac{0,062^2}{0,188} = 2070 \text{ N/m}$$

a rezonanční kmitočty

$$f'_r = 40 \sqrt{1 + \frac{2070}{1900}} = 58 \text{ Hz}$$

## 7.5 AKUSTICKÝ ZÁVĚS

Jak vyplývá z uvedených příkladů, zvýší se rezonanční kmitočty 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 skříňe 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)

$$f_m = \frac{172}{1,2} = 143 \text{ Hz}$$

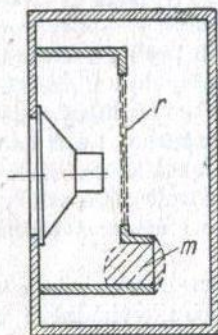
Při použití otevřené skříně nastane tedy pod 143 Hz pokles, přestože rezonanční kmitočet samotného reproduktoru je 40 Hz.

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 utlumená. Je proto v tomto případě výhodnější skříň uzavřená.

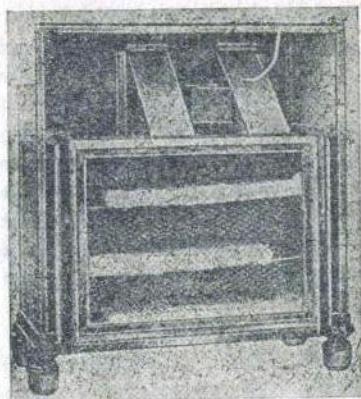
## 7.6 SKŘÍŇOVÁ OZVUČNICE S AKUSTICKÝM OBVODEM $r-m$

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 labyrintem.

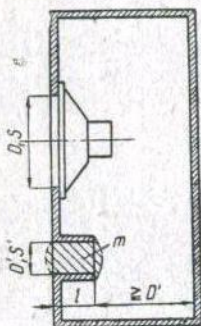
Zlepšení přináší skříňňová ozvučnice podle obr. 7.4 [68]. Přepážka s akustickým odporem  $r$  má otvor opatřený popř. nátrubkem. Hmota  $m$  vzduchu v otvoru spolu s tuhostí vzduchového polštáře skříňně tvoří mechanický oscilační systém, při jehož rezonanci se nakmitáním zvětší rozdíl tlaků po obou stranách odporu, takže se jeho účinek zvětší.

## 7.7 SKŘÍŇŇOVÁ OZVUČNICE S LABYRINTEM

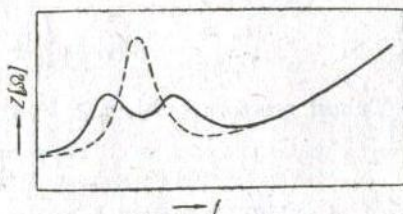
Dosud probrané ozvučnice se snažily jen o zneškodnění zadní vyzářované vlny, aniž by jí nějak užitečně využívaly. Je však také možno využít vyzářování zadní strany membrány k tomu, aby podporovalo u nejnižších kmitočtů přední stranu. První taková ozvučnice s tzv. akustickým labyrintem [69] měla zadní prostor skříňně rozdělen přepážkami tak, že vznikal 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 tlumivého materiálu (obr. 7.5). Je zřejmé, že pro tón, jehož půlvlna se rovná celkové délce zvukovodu, je vyzářování na vnějším konci zvukovodu fázově o  $180^\circ$  zpožděno proti jeho začátku, takže je právě ve fázi s vyzářováním přední strany membrány a sčítá se s ním. Pro ještě nižší kmitočty, u nichž by

fázové posunutí bylo menší, působí tlumící vyložení zvukovodu jako účinný 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 skříňe, 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.

### 7.3 BASS-REFLEXOVÁ OZVUČNICE

První ozvučnice, která záměrně využívá vyzařování zadní strany membrány, je tzv. bass-reflex (obr. 7.6) [70]. Je to vřadu uzavřená skříň, 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 oscilačního 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 vyzařování přídavného otvoru má opačnou fázi než vyzařování zadní strany membrány, a je tedy právě ve fázi s vyzařováním 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 rezonancí (obr. 7.7). Bass-reflexová ozvučnice nezvyšuje proto rezonanci reproduktoru jako uzavřená skříň, nýbrž dovoluje naopak reprodukci ještě poněkud pod rezonančním kmitočtem samotného reproduktoru. Protože je to jedna z nejpoužívanějších ozvučnic, uvedme její výpočet.

Hmotu 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 hmotu 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  $\kappa p_0$  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) zůstávají 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 dříve 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 skříní 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 skříní hluboká 0,4 m, zbývá za koncem nátrubku ještě 0,255 m a jeho délka je tedy přípustná.

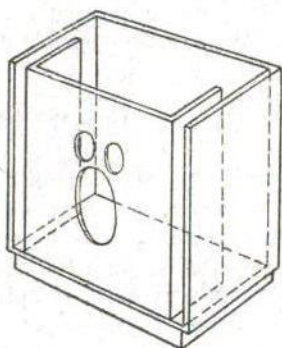
Při navrhování bass-reflexové ozvučnice musíme tedy znát rezonanční kmitočty použitého reproduktoru. Tento kmitočet můžeme snadno změřit tím, že napájíme reproduktor přes střídavý ampérmetr ze zesilovače buzeného tónovým generátorem a odečteme kmitočet, při kterém proud kmitací cívky nápadně poklesne.

## 7.9 OZVUČNICE ODVOZENÉ Z BASS-REFLEXU

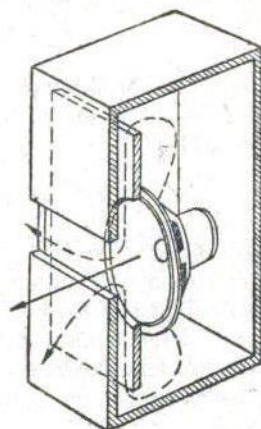
Bass-reflexová ozvučnice má celou řadu úspěšných obměn. Z popisu jej funkce vyplývá, že by její rezonance měly být utlumeny, protože jakékoli rezonanční vrcholy jsou při věrné reprodukci nežádoucí. Rezonanci

vlastního reproduktoru lze utlumit na elektrické straně; zbývá však utlumit také rezonanci samotné ozvučnice. To lze provést např. tím, že se přidávný 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

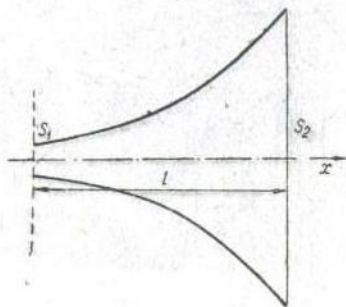
Nakonec uvedme ještě pro úplnost ozvučnice založené na vlastnostech trychtýřových zvukovodů. Ze zkušenosti víme, že připojením trychtýře ke zvukovému zdroji se zvuk zesílí, což je způsobeno tím, že rozšiřující se trychtýř tvoří plynulý přechod mezi malou plochou membrány s jejím malým vyzařovacím odporem a mezi okolním volným vzduchem s vlnovým odporem  $c_0 \gamma_0$ . Nebudeme zde odvozovat matematické zákony tohoto přízpusobení, 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

$$f_k = \frac{c_0 \ln \frac{S_2}{S_1}}{4\pi l} = 27,4 \frac{\ln \frac{S_2}{S_1}}{l}$$



Obr. 7.10. Exponenciální zvukovod.

Z tohoto vztahu lze při zvoleném kritickém kmitočtu a daných průřezích  $S_1 S_2$  zjistit potřebnou délku zvukovodu

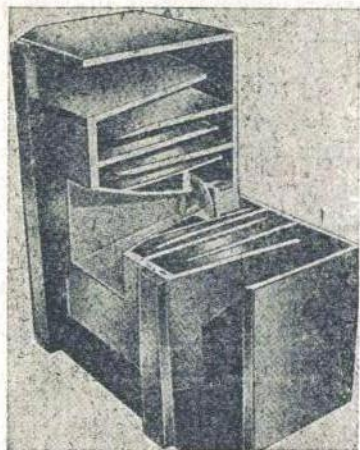
$$l = 27,4 \frac{\ln \frac{S_2}{S_1}}{f_k} \quad [\text{m}; \text{m}^2, \text{Hz}] \quad (7.14)$$

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

$$S_2 = \frac{c_0^2}{4\pi f_k^2} = \frac{9400}{f_k^2} \quad [\text{m}^2; \text{Hz}] \quad (7.15)$$

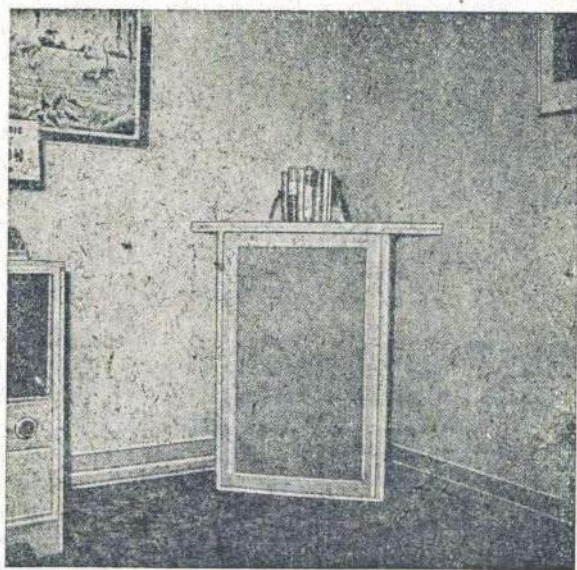
„Inak by průběh kmitočtové charakteristiky byl značně zvlněn vlivem odrazu způsobeného náhlou změnou vlnového odporu. Z podmínek (7.14), (7.15) vyplývá, že má-li zvukovod přenášet dostatečně nízké kmitočty, vychází jeho délka i ústí neúnosně velké pro domácí účely. Proto se zpravidla používá zvukovodů 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 při-



Obr. 7.11. Skříňová ozvučnice se souose skládaným exponenciálním zvukovodem.



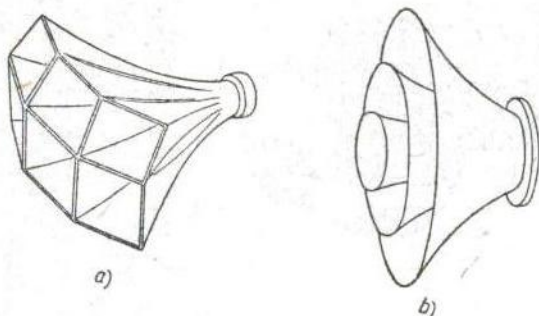
Obr. 7.12. Skříňová ozvučnice s jednostranně skládaným zvukovodem.



Obr. 7.13. Rohová skříň.

kladech použito jen pro nízké kmitočty vyzařované zadní stranou membrány, kdežto vyšší kmitočty jsou vyzařovány 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.

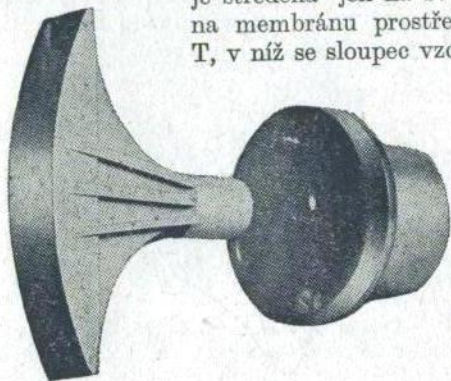
## 7.11 OZVUČNICE VÝŠKOVÝCH REPRODUKTORŮ

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.

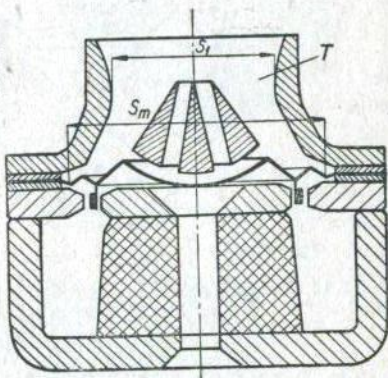
Často se u výškového reproduktoru používá exponenciálního zvukovodu. Protože jde jen o reprodukci vysokých tónů, může mít zvukovod rychle rozvíření a malé ústí, takže jeho rozměry jsou přijatelné. Je účelné vytvořit tzv. fazetový zvukovod (obr. 7.14a) z několika paralelních, od sebe směřujících trychtýřů, 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 vytlačených 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 štěrbině 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 T, v níž se sloupec vzduchu zužuje z průřezu odpovídá-



Obr. 7.15. Výškový reproduktor se štěrbinovým zvukovodem (Tesla).



Obr. 7.16. Pohonný systém výškového reproduktoru s tlakovou komůrkou.

jícího 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 vyzářovací 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.

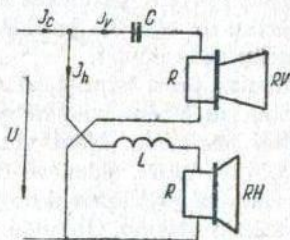
Není-li tedy vyhnoutí, lze reproduktory umístit i proti čelní stěně místnosti, avšak protější plocha má být pokud možno rozčleněna kusy nábytku, záclonami nebo jinými předměty z tlumivého materiálu. Není vhodné, aby tato stěna obsahovala větší plochy skla, jako okna, skleněné dveře apod. Reprodukční místnost nemá také sama znatelně prodlužovat dozvuk, a proto má mít vlastní dozvuk jen několik desetin vteřiny. Obvyklé obyvatelí místnosti se záclonami, koberci a nábytkem zpravidla tento požadavek splňují.

## 8. REPRODUKTOROVÉ VÝHYBKY

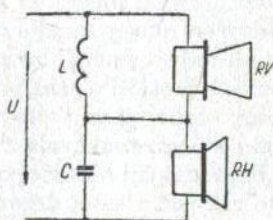
Při použití soustavy různě laděných reproduktorů podle odst. 6.6 je nutno rozdělit výstupní výkon zesilovače tak, aby každý z reproduktorů dostal jen tu část kmitočtového spektra, pro kterou je určen. Kdybychom totiž připojili hlubkový i výškový reproduktor, třeba i se stejnými odpory, přímo ke společnému 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 hlubkového reproduktoru RH předřazenou indukčností  $L$ , jinak by se jejich energie neúčinně mařila na pohyb těžkého hlubkového systému.



Obr. 8.1. Paralelní výhybka 6 dB na ok-távu.



Obr. 8.2. Sériová výhybka 6 dB na ok-távu.

Obdobně při sériovém spojení reproduktorů (obr. 8.2) je nutno překle-nout 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  $45^\circ$  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  $C$

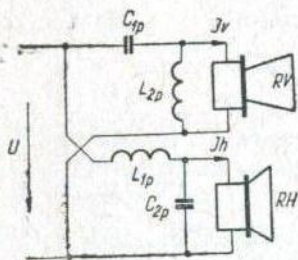
$$L = \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.6)$$

$$C = \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.7)$$

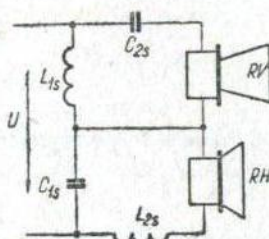
což vyjádřeno slovy znamená, že tyto členy jsou voleny tak, aby při dělicím kmitočtu byla jejich reaktance číselně stejná jako odpor reproduktoru.

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

$$Q_v = \frac{R_z}{\sqrt{\frac{L_{2p}}{C_{1p}}}}$$

Proud hloubkového reproduktoru

$$I_h = U \frac{1}{j2\pi f L_{1p} + \frac{1}{\frac{1}{R_z} + j2\pi f C_{2p}} \frac{1}{R_z}}$$

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 zreadlově 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

$$L_{1p} = 1,62 \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.12)$$

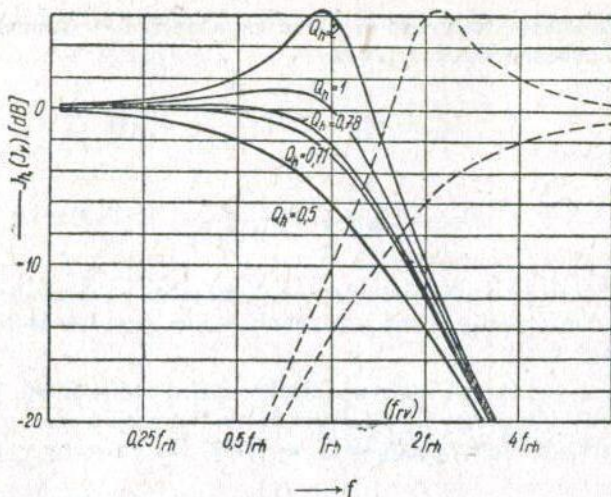
$$L_{2p} = \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.13)$$

$$C_{1p} = 0,62 \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.14)$$

$$C_{2p} = \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.15)$$

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 odebírá třetí výhybka při dělicím kmitočtu celkem jen dvě třetiny výkonu, kdežto pod a nad dělicím kmitočtem má malé převýšení asi  $\frac{1}{3}$  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.

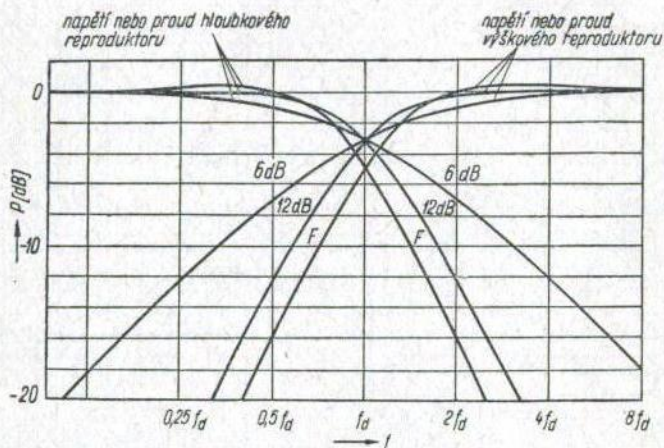
Tabulka VII

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

$$L_{1s} = 0,62 \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.18)$$

$$L_{2s} = \frac{R_z}{2\pi f_d} \quad [\text{H}; \Omega, \text{Hz}] \quad (8.19)$$

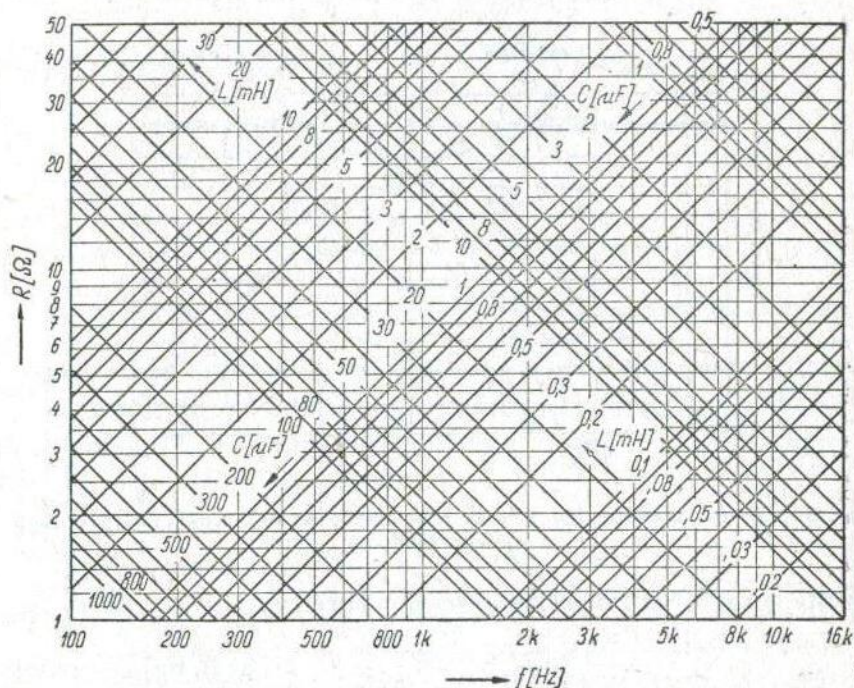
$$C_{1s} = 1,62 \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.20)$$

$$C_{2s} = \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad [\text{F}; \text{Hz}, \Omega] \quad (8.21)$$

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 sestavit 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

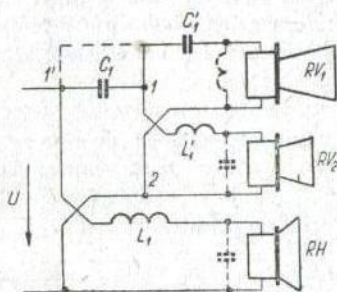
$$C = \frac{1}{2\pi f_d R_z} \quad \text{a} \quad L = \frac{R_z}{2\pi f_d}$$

### 8.3 VÝHYBKY PRO VĚTŠÍ POČET REPRODUKTORŮ

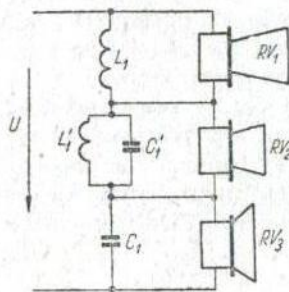
Důležitější je však provedení výhybek pro tři reproduktory. Tyto výhybky lze odvodit z výhybek pro dva reproduktory tím, že místo jednoho, např. výškového reproduktoru zapojíme na příslušné svorky 1–2 dvojici reproduktorů  $RV_1$ ,  $RV_2$ , které jsou mezi sebou rozděleny ještě další výhybkou  $L'_1C'_1$ . Na obr. 8.8 je paralelní výhybka 6 dB složená z  $L_1$  a  $C_1$ ,



keré 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 přibýly 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  $1'$ , 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  $45^\circ$  předbíhá a u druhého se o  $45^\circ$  zpožďuje za vstupním napětím, takže oba proudy mají vzájemný posun  $90^\circ$ .

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  $90^\circ$ . Předpokládá-li se jeden reproduktor, změní se fázový rozdíl o  $180^\circ$ , takže bude  $-90^\circ$  a na výsledku se tím nic nezmění; proto u výhybky 6 dB na polování mnoho nezáleží\*).

U výhybek 12 dB se stálou impedancí bychom výpočtem shledali, že fázový rozdíl proudů obou reproduktorů při dělicím kmitočtu je  $180^\circ$ . Za předpokladu stejných vnitřních posunů by se tedy membrány pohybovaly navzájem s opačnou fází, takže by se jejich působení odečítalo; kdežto má-li se sčítat, 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 přidavný posun

$$\varphi = \frac{2\pi f_d d}{c_0} \quad [\text{rad}; \text{Hz}, \text{m}, \text{m/s}]$$

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 oblastech, 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 přenašených 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.

### 3.6 KONDENZÁTORY VÝHYBEK

Potřebné velikosti kondenzátorů vycházejí několik mikrofaradů až desítek mikrofaradů, 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 přívody, 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.

### 3.7 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  $k_v \approx 0,6$

$$q = \frac{4a^2 \cdot 0,6 \cdot 100}{9n} \quad [\text{mm}^2; \text{cm}] \quad (8.24)$$

takže po dosazení do (6.14) a úpravě

$$r = 42 \frac{n^2}{a} \cdot 10^{-6} \quad (8.24a)$$

a z toho

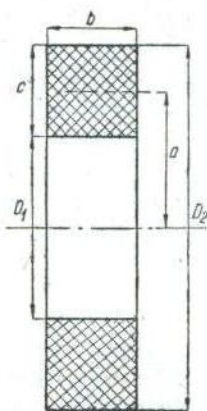
$$a = \frac{42n^2}{r} \cdot 10^{-6} \quad (8.25)$$

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  $r$

$$n = 1090 \sqrt[4]{Lr} \quad [-; \text{H}, \Omega] \quad (8.26)$$



Obr. 8.10. Hlavní míry několikavrstvové válcové cívky.

Dále potřebujeme rozměry šablony pro vnutí, 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  $16 \Omega$  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 vnutí 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 vztahu (8.26)

$$n = 1090 \sqrt[4]{0,0032 \cdot 1,6} = 292 \text{ závitů}$$

ze vztahu (8.27)

$$D_1 = 66,6 \sqrt{\frac{0,0032}{1,6}} \doteq 3 \text{ cm}$$

ze vztahu (8.28)

$$b = 33,3 \sqrt{\frac{0,0032}{1,6}} \doteq 1,5 \text{ cm}$$

a ze vzorce (8.29)

$$q = \frac{61}{1,6^2} \sqrt[4]{0,0032^3 \cdot 1,6^3} = 0,46 \text{ mm}^2$$

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 umístit 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

$$L = \frac{1,26n^2 S_z k_z}{l_{vz} + l_z / \mu_r} \cdot 10^{-8} \quad (8.31)$$

Protože permeabilita běžných plechů se podle magnetické indukce a jakosti železa mění, což by působilo zkreslení, je nutno opatřit jádro vzduchovou mezerou  $l_{vz}$  tak velkou, aby člen  $l_z / \mu_r$  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.

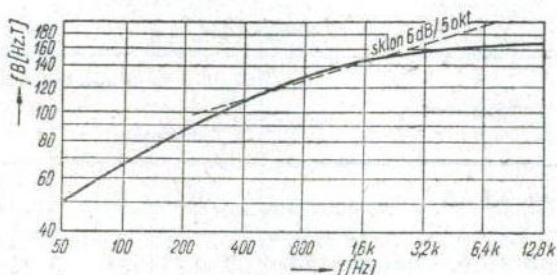
Druhý požadavek, který musí indukčnost splnit, je, že při největším napětí  $U_L$ , jež se na ní může vyskytnout, nesmí být překročena přípustná magnetická indukce  $B$  jádra, což je známá podmínka, z níž se určuje počet závitů transformátoru

$$U_L = 4,44 S_z k_z n f B \cdot 10^{-4} \quad (8.30)$$

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.

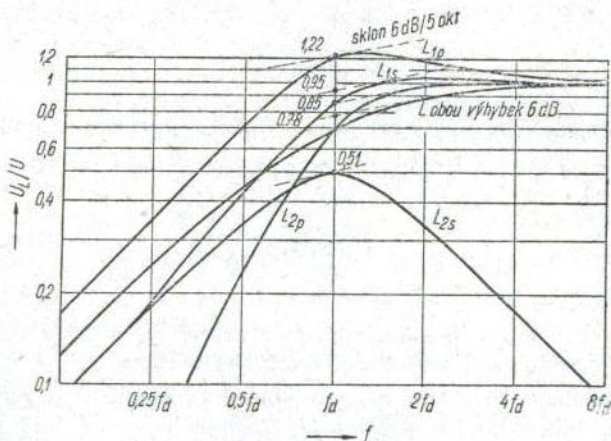
Pro vzorec (8.30) potřebujeme dále znát napětí  $U_L$ . Toto napětí tvoří z výstupního napětí zesilovače podíl, jehož velikost se mění s kmitočtem; u cívky  $L$  z obr. 8.2 se např. rovná výstupnímu napětí výškového repro-

duktoru a u ostatních indukčností je lze vypočítat ze vztahů platných pro příslušnou výhybku. Průběh tohoto napětí pro jednotlivé indukčností výhybek 6 dB a 12 dB je na obr. 8.12.



Obr. 8.11. Příпустná 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  $\alpha$  průsečíku těchto tečen s  $f_d$ . Do vzorce (8.30) dosadíme pak za napětí  $U_L$  hodnotu  $\alpha U$ . Činitele  $\alpha$  pro jednotlivé indukčnosti jsou uvedeny v tab. VIII.

Tabulka VIII

Výhybka	$\alpha$ 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  $k_v = 0,35$ )

$$r = \frac{2,9 \varrho_0 n^2}{S_v} \cdot 10^{-4}$$

Dosazením  $n$  zjištěného z této rovnice do (8.30) a úpravou dostaneme

$$\alpha U = fB\sqrt{r} k_u \quad (8.31)$$

kde

$$k_u = \frac{18\sqrt{S_v} S_z}{\sqrt{\varrho_s}} \cdot 10^{-2}$$

je rozměrová konstanta daného jádra (platná pro  $k_z = 0,9$  a měděné vinutí), která je uvedena v posledním sloupci tab. IV. a V.

Výpočet začneme tedy tím, že ze známého výstupního napětí  $U$ , z činitele  $\alpha$  podle tab. VIII, ze součinu  $fB$  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)

$$k_u = \frac{\alpha U}{fB\sqrt{r}} \quad [—; V, \text{Hz}, T, \Omega] \quad (8.32)$$

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  $\alpha U$  a za  $k_z = 0,9$ , takže

$$n = \frac{0,25\alpha U}{fBS_z} \cdot 10^4 \quad [—; \text{V, Hz, T, cm}^2] \quad (8.33)$$

Pak ze vzorce (5.31), do něhož dosadíme právě vypočtený počet závitů, určíme potřebnou vzduchovou mezeru

$$l_{vz} = \frac{1,13n^2 S_z \cdot 10^{-8}}{L} - \frac{l_z}{\mu_r} \quad (8.34)$$

Nyní zkontrolujeme, zda je vypočtená mezeru asi desetkrát větší, než člen  $l_z/\mu_r$ , 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

$$q = \frac{35S_v}{n} \quad [\text{mm}^2; \text{cm}^2] \quad (8.35)$$

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 % zbudě 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  $\Omega$ .

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

$$k_u = \frac{0,78 \cdot 15,3}{130\sqrt{1,6}} = 7,2 \cdot 10^{-2}$$

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 desetinasobkem členu  $\frac{9,7}{500}$ , takže vyhovuje.

Dále určíme průřez vodiče z (8.35), kam z tab. IV dosadíme  $S_v = 2,7$  cm<sup>2</sup>

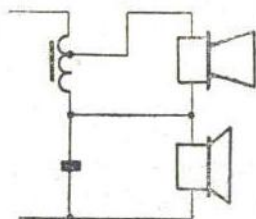
$$q = \frac{35 \cdot 2,7}{239} = 0,39 \text{ mm}^2$$

a z tab. VI k tomu najdeme průměr drátu 0,71 mm, jehož se vejde 148 závitů na 1 cm<sup>2</sup>, takže vypočtených 239 závitů se do cívky vnitřních rozměrů 26 × 7 mm = 1,82 cm<sup>2</sup> 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.

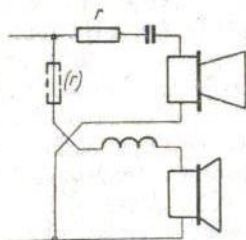
Zvláště výhodné řešení pro nestejně odpory poskytuje zapojení výhybek podle obr. 8.2 nebo 8.4. Tam použijeme na výstupním transformátoru odbočky volené podle odporu hloubkového reproduktoru a indukčnost připojenou paralelně k výškovému reproduktoru provedeme jako autotransformátor s odbočkou umístěnou 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 s odbočkou, která ji dělí v poměru  $\sqrt{\frac{5}{16}}$ , tj. na 56 % závitů (obr. 8.13).



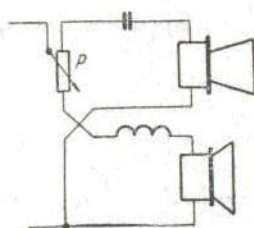
Obr. 8.13. Indukčnost sériové výhybky zapojená jako autotransformátor.

### 8.10 VYVÁŽENÍ HLASITOSTI HLOUBKOVÉHO A VÝŠKOVÉHO REPRODUKTORU

Hloubkový 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.

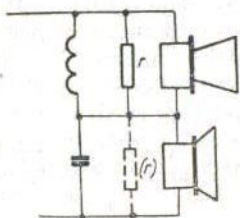


Obr. 8. 14. Vyvážení hlasitostí u paralelní výhybky sériovým odporem.

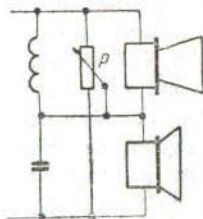


Obr. 8. 15. Vyvážení hlasitostí u paralelní výhybky sériovým potenciometrem.

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. Vrátime-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 nezvětšuje 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 reprodukujícího 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 mikrofonom 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 utlumit 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 masívním 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 vnějším. 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 přidavného 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 na 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.

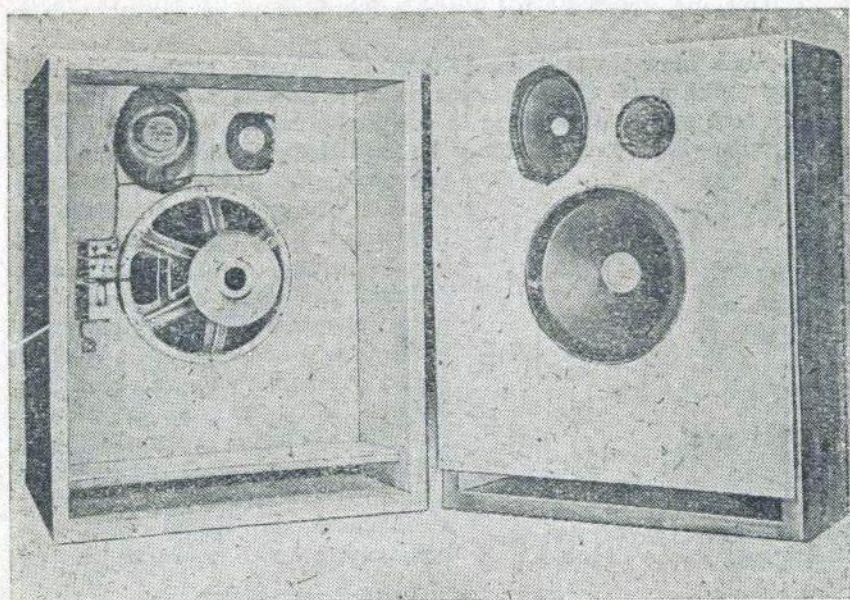
## 9.2 PŘÍKLADY REPRODUKTORŮ A JEJICH SOUSTAV

### *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 vestaven 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 vestavení 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.)

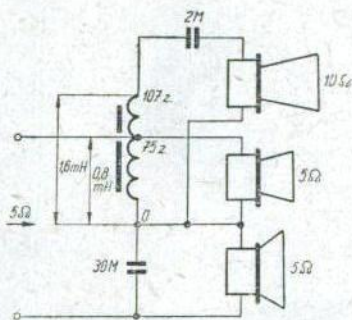
vzadu otevřená horní část obsahuje oba výškové reproduktory, kdežto dolní vzadu uzavřená část objemu asi 50 l obsahuje jen hloubkový reproduktor. Tato část je vyložena tlustou vrstvou syntetické vaty a s vnějším spojena trubkovým zvukovodem  $\varnothing 50 \times 180$  mm, který vyúsťuje vpředu pod hloubkovým reproduktorem. Vlastní rezonance takto vzniklého bass-reflexu je kolem 70 Hz a je vyložení skříně a úzkým zvukovodem utluмена 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 eliptický reproduktor  $200 \times 150$  mm a výškový reproduktor ARV 231. Reproduktry 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  $\Omega$  na 10  $\Omega$  pro výškový

reproduktor. Její vinutí má 107 závitů s odbočkou na 75. závitu, z drátu  $\varnothing 1$  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 skříňe tvoří štěrbinový 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 dýchovány.

Bylo také zkoušeno nahradit hloubkový a střední reproduktor soustavou šesti stejných paralelně spojených eliptických reproduktorů  $200 \times 150$  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

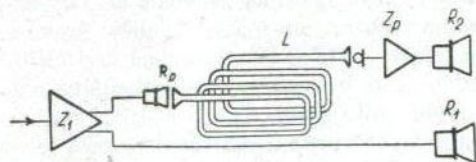
I kdybychom dosáhli reprodukce zcela dokonalé co do tvarové a kmitočtové věrnosti, přece jen se bude výsledek lišit od přímého poslechu. Tento rozdíl je z velké části způsoben tím, že v koncertní síni slyšíme zvuk přicházet z různých míst orchestru, kdežto při reprodukci vychází zvuk jen z jediného malého 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 vyzářující reproduktor ještě menší přidavné reproduktory umístěné na bocích skříně. 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.

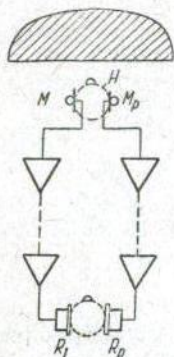
### 10.1.2 Kódovaná stereofonie

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 dosáhnout poslechu jednoho nástroje zleva a současně druhého zprava.

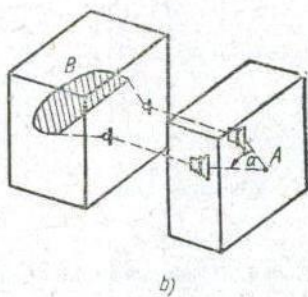
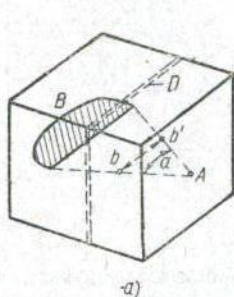
### 10.1.3 Dvoukanálová stereofonie

Pravého stereofonního dojmu lze dosáhnout napodobením poslechu oběma ušima podle obr. 10.2. Snímání se provádělo dvěma mikrofony  $M_L$ ,  $M_P$ , 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  $R_L$ ,  $R_P$ , 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). Posлуhač naslouchající v místě A orchestru B slyší při přímém poslechu jednotlivé nástroje pod vodorovným úhlem  $\alpha$ . 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.



Obr. 10.3. Stereofonní přenos při poslechu z reproduktorů.

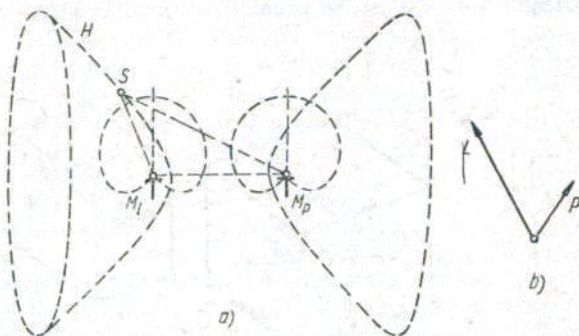
fonů a na straně obrácené k posluchači řadou příslušných reproduktorů. Je zřejmé, že obě části dvojitě stěny lze od sebe prostorově nebo i časově oddělit podle obr. 10.3b, pokud ovšem zachováme spojovací cesty mezi mikrofony a příslušnými reproduktory. S ohledem na úsporu těchto cest lze místo řady mikrofónů a reproduktorů použít jen dvou mikrofónů a reproduktorů; přitom úhel  $\alpha$ , 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 nahoře — dole a vpředu — vzadu.

#### 10.1.4 Stereofonie fázová a intenzitní

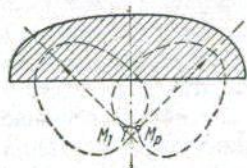
Podrobnějším rozbořením vjemů, které vyvolá nějaký zdroj při přímém poslechu v uších posluchače, popř. rozbořením signálů, jež tento zdroj vyvolá v obou mikrofonech, zjistíme, že se liší, obecně vzato, co do velikosti

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.

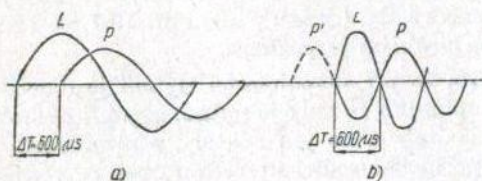
V tom případě se snímání děje dvěma směrovými mikrofony  $M_1$ ,  $M_p$ , které jsou umístěny téměř ve stejném místě uprostřed scény (obr. 10.5) a jsou namířeny svými směrovými charakteristikami vlevo a vpravo, takže snímají stranou ležící zdroj sice různě silně, ale vlivem stejných vzdáleností se stejnou 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.

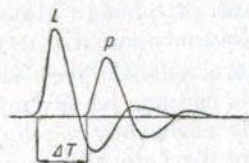
### 10.1.5 Činitele stereofonního slyšení

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 mikrofonu 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 mikrofonů nebo uší posluchače by vyvolal stejný fázový rozdíl. Jestliže tedy přesto dovedeme správně rozeznat, zda je zdroj vpředu, nahore 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 bolteů 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  $\mu\text{s}$ , působí zpoždění 600  $\mu\text{s}$  jen malý rozdíl fází obou signálů o 0,06 periody, tj. o  $22^\circ$ ; 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  $\mu\text{s}$ , znamená zpoždění 600  $\mu\text{s}$  již fázový rozdíl asi o čtvrt periody, popř. o  $90^\circ$ , 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  $180^\circ$  (podle obr. 10.6b), takže při ustáleném tónu, který trval i před uvažovaným

okamžikem, již nelze rozhodnout, zda je vjem v pravém uchu o  $180^\circ$  zpožděn, či zda naopak je vjem levého ucha o  $180^\circ$  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 nepřírozený 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 přepojujeme jeden reproduktor; tím vznikne zcela zkruslený prostorový obraz původního zvuku, u něhož však přesto správnost směru vlevo — vpravo zůstane nedotčena.

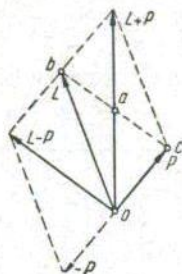
Vzájemná souhra všech činitelů rozhoduje při stereofonii více než jen rozlišení směru vlevo — vpravo: existují např. gramofonové desky, u nichž posluchač sice zřetelně rozezná, že některý nástroj slyší zprava a jiný zleva, ale přesto nemá pocit přirozeného poslechu, kdežto jiné desky, u nichž rozdíl 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

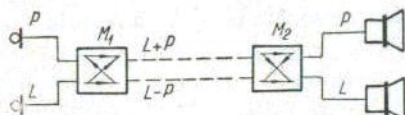
Pro stereofonní přenos podle obr. 10.3 je vždy zapotřebí aspoň dvou stejných kanálů, které přenášejí dva navzájem rovnocenné signály. Celé zařízení, tj. vysílací strana, přenosové cesty i reprodukční strana je proto dvakrát dražší než obyčejné monofonní zařízení a mimoto má ještě další nevýhodu. Při 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. Posluchač 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 směšují (maticují) v maticovém obvodu.

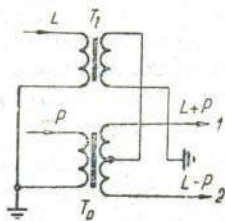
Mísením se ze signálů  $L$  a  $P$  levého a pravého mikrofonu vytvoří jednak součtový signál  $L + P$  (obr. 10.8), který je dvojnásobným průměrným signálem odpovídajícím mikrofonu umístěnému uprostřed. Dále se vytvoří rozdílový signál  $L - P$ , který obsahuje směrovou informaci: kdyby byl zdroj uprostřed, 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  $ob$ ,  $oc$  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.)

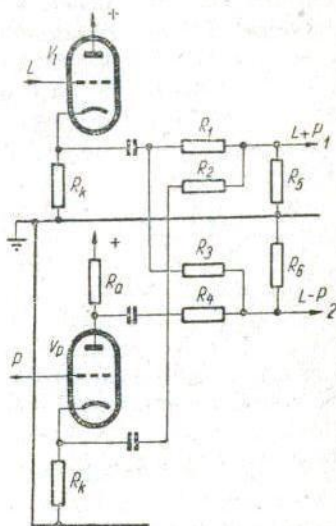
Místo původních signálů  $L$  a  $P$  se pak přenášejí nebo zaznamenávají kombinované signály  $(L + P)$  a  $(L - P)$  podle skupinového schématu na obr. 10.9. Na přijímací straně se tyto signály dalším maticovým obvodem  $M_2$  přemění nazpět na původní signály  $L$  a  $P$ , které se pak reprodukují. 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

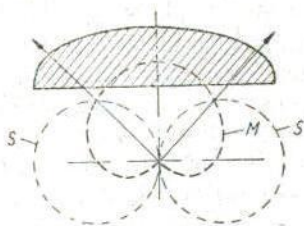


Obr. 10.10. Maticový obvod se dvěma transformátory.



Obr. 10.11. Maticový obvod se dvěma elektronkami.

$(L - P)$  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 rozdělenou 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



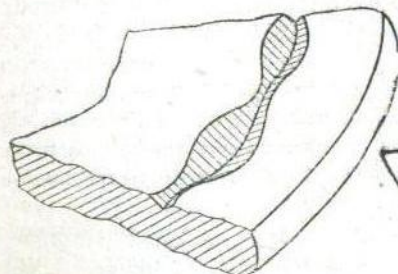
intenzitní stereofonie se místo dvou stejných mikrofonů znázorněných na obr. 10.5 používá u tzv. systému MS (Mitte-Seiten) dvou různých mikrofonů, z nichž jeden má charakteristiku  $M$  tvaru kardioidy a je namířen na střed scény (obr. 10.12), takže již přímo snímá signál  $(L + P)$ , a druhý s charakteristikou  $S$  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

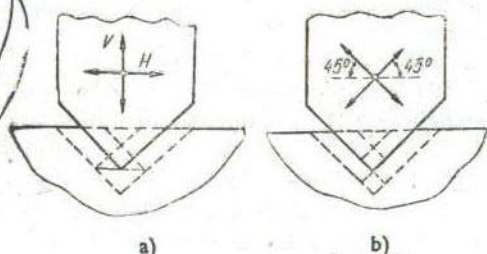
U prvních pokusných stereofonních desek byly záznamy obou signálů vedle sebe na téže desce, která nesla od svého vnějšího okraje až do poloviny použitelné šířky jeden záznam a odtud až po vnitřní obvod druhý záznam. Záznam se snímal dvěma vedle sebe umístěnými přenoskami, které ovšem bylo nutno správně 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 druhý 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 odebírá stále stejně silnou třísku, 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 pootočený tak, že oba svírají s rovinou desky  $45^\circ$  (obr. 10.14b).

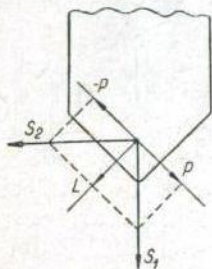
Záznam systému  $45^\circ/45^\circ$  má řadu předností. Protože se u něho signály  $L$  a  $P$  zaznamenávají do navzájem stejných boků drážky, jsou oba záznamy rovnocenné co do jakosti i opotřebení. Další výhody vyplývají z následující úvahy:

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 pálovat oba hnačí 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 pálování by součtový signál byl zaznamenán hloubkově. Stejnou úvahou provedenou pro rozdílovou složku signálů bychom shledali, že rozdílový signál by byl zaznamenán bočně. Toto pálování 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.

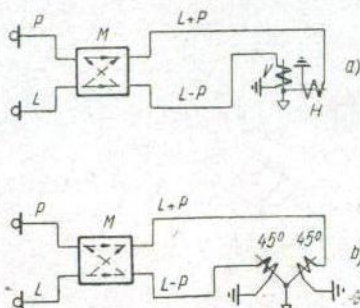
Proto se pro záznam používá pálování, u něhož je jeden pohybový systém komutován, takže působí pohyb ve směru  $-P$ . Výslednice  $S_2$  pohybů  $L$  a  $-P$  je pak vodorovná, takže součtová složka obou signálů je zaznamenána bočně a rozdílová hloubkově. Pak je významnější součtová složka zaznamenána 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 snímací 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  $45^\circ/45^\circ$ .

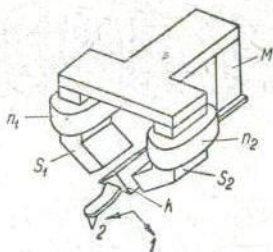
bočně a rozdíl ( $L - P$ ) ji moduluje hloubkově (obr. 10.16a). Proto se můžeme na stereofonní desky systému Westrex dívat jako na záznam, u něhož jsou signály  $L$  a  $P$  nahrány pod úhlem  $\pm 45^\circ$ , nebo jako na záznam, u něhož je součet ( $L + P$ ) získaný maticovým obvodem  $M$  nahrán bočně 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  $45^\circ$  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.

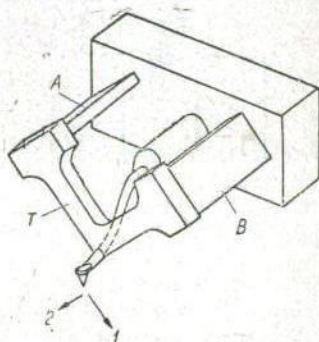
### 10.2.3 Přenosky pro záznam $45^\circ/45^\circ$

Protože směry pohybu obou záznamů svírají navzájem úhel  $90^\circ$ , 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 šípky  $1$ , takže se zvlní pravý bok drážky, kdežto



Obr. 10.17. Vnitřní systém stereofonní elektromagnetické přenosky.



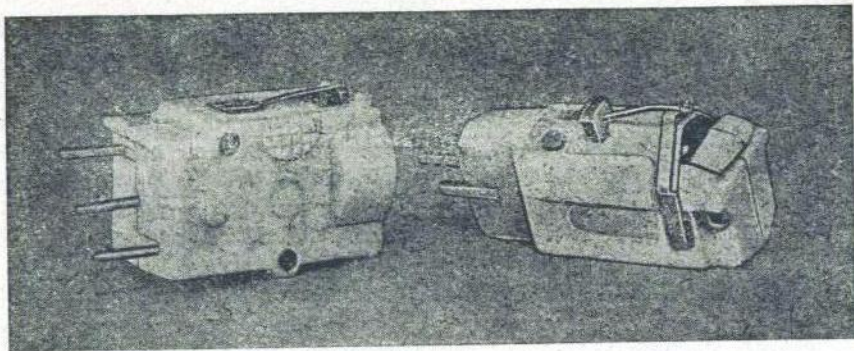
Obr. 10.18. Vnitřní systém stereofonní piezoelektrické přenosky.

levý bok zůstane v klidové poloze; naopak při zavedení signálu do cívky  $n_2$  na sloupku  $S_2$  se zvlní 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 šípky  $1$  mezera mezi kotvičkou a sloupkem  $S_1$ , takže se mění magnetický tok v této větvi a indukuje se napětí v cínce  $n_1$ , kdežto mezera v obvodu druhého sloupku zůstává stejná, takže cívka  $n_2$  je bez signálu. Podobně při pohybu hrotu ve směru šípky  $2$  se indukuje signál jen v cínce  $n_2$ . Každá cívka snímá tedy jen signál ze svého směru a při dodržení úhlu boků drážky  $90^\circ$  nereaguje na signál protějšího kanálu. Prakticky dosažitelný odstup přeslechu, tj. poměr signálu ze žádaného 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 šípky  $1$ , 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 slučitelná, 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

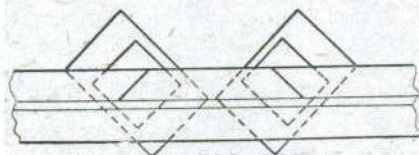
Pro úplnost této kapitoly je třeba uvést, že byly navrhovány ještě jiné systémy záznamu. Tak systém CBS [84] používal v podstatě záznamu  $45^\circ/45^\circ$  provedeného podle schématu na obr. 10.16a, ale navrhoval omezení dynamického rozsahu rozdílové složky kompresním zesilovačem. Tím mělo být dosaženo 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  $90^\circ$  zkříženými štěrbinami

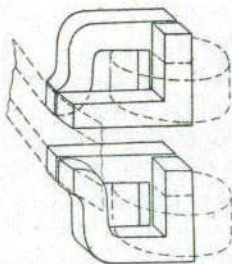


Obr. 10.20. Dvoukanálový magnetofonový záznam se štěrbinami zkříženými o  $90^\circ$ .

(obr. 10.20), avšak v praxi se tento návrh neuplatnil a všechny používané systémy zaznamenávají oba kanály do dvou oddělených stop. Kupodivu se mnoho nevžilo ani kombinování na součtový a rozdílový signál, nýbrž většinou se zaznamenávají přímo signály *LaP*, takže stereofonní magnetofonový záznam pak není slučitelný.

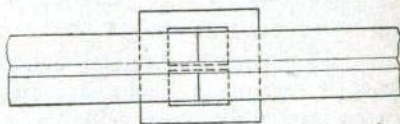
### 10.3.1 Dvoustopý záznam

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 nastavování nebo sestřihu pásku, a proto novější provedení používají již dvojité stereo-



Obr. 10.21. Uspořádání systémů dvoustopé hlavy (Grundig).

fonních hlav, které mají oba systémy umístěny v jediném tělese nad sebou

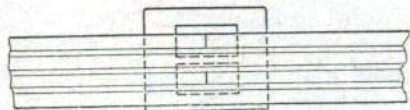


Obr. 10.22. Dvoustopý magnetofonový záznam dvoustopou hlavou.

[86] (obr. 10.21). Takto pořízený záznam (obr. 10.22) by bylo možno snímat i monofonně jedinou 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 slučitelné, jak je patrné z toho, že posluchač vybavený

monofonním přijímačem by slyšel jen jednostranný zvuk z pravého nebo z levého mikrofonu. 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 sluchitelný. 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.

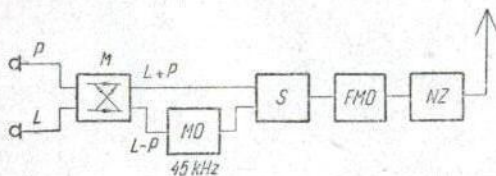
### 10.4.3 Systém s pomocným nosným kmitočtem

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.

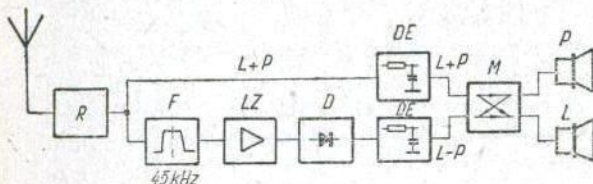
Signály  $L$  a  $P$  se nejprve smísí v maticovém obvodu  $M$  na součtový signál  $(L + P)$  a rozdílový  $(L - P)$ . Složkou  $(L - P)$  se moduluje pomocný nosný kmitočet 45 kHz pomocného oscilátoru  $MO$ . Získaný kmitočtově modulovaný signál se v obvodu  $S$  smísí se signálem  $(L + P)$  a tímto 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 deemfázi; systém je tedy slušitelný. 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 deemfázi DE a propouštějí jen pomocnou nosnou s jejími

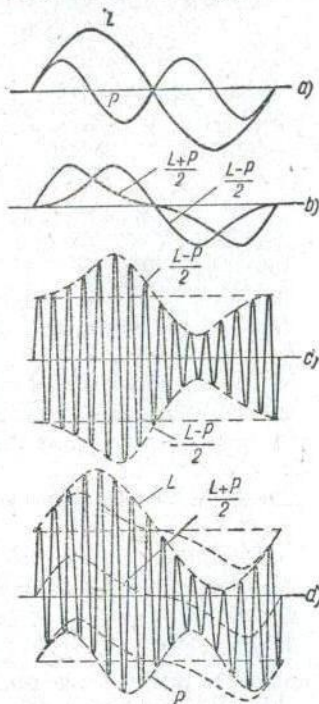


Obr. 10.24. Skupinové schéma stereofonního vysílače systému s kmitočtově modulovanou pomocnou nosnou.



Obr. 10.25. Skupinové schéma stereofonního přijímače systému s kmitočtově modulovanou pomocnou nosnou.

Obr. 10.26. Modulační průběhy u systému 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  $\frac{L+P}{2}$ .



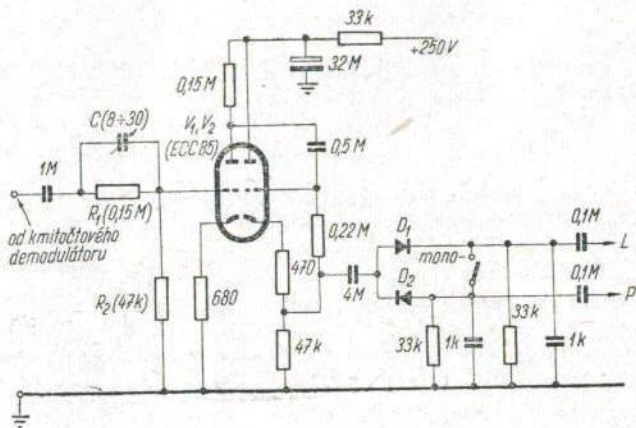
modulačními pásmy, dále omezovací zesilovač LZ, za nímž následuje pomocný kmitočtový demodulátor D, dávající na výstupu signál  $(L - P)$ . Výstupy hlavního a pomocného demodulátoru se po průchodu členy pro deemfázi DE smísí v maticovém obvodu M na signály  $L$  a  $P$ .

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 přídatnou 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 modulační pomocné nosné dovoluje velmi podstatně 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

$$\frac{L+P}{2} - \frac{L-P}{2} = P. \text{ Je to tedy nezvyklým nesouměrným způsobem}$$

modulovaná nosná vlna, která má na svých kladných půlvlnách namodulovaný 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  $1 \text{ nF}$  odstraňují složku  $30 \text{ kHz}$  a současně působí deemfází 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 impedanční transformátor.

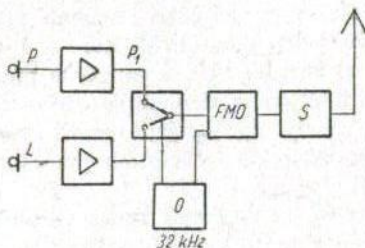
Pro správnou činnost zařízení je nutno, aby přenos součtové složky  $(L+P)$  měl stejnou velikost jako přenos modulace  $(L-P)$  pomocné nosné, jinak by nastával přeslech mezi oběma kanály. Aby bylo vždy možno tuto podmínku splnit, je na vstupu zesilovací elektronky článek  $R_1 R_2 C$ , který kmitočty do  $15 \text{ kHz}$  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 modulace 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 odebírat 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.

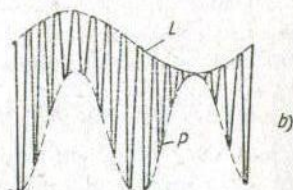
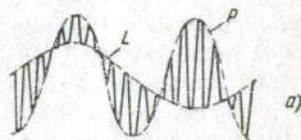
Skupinové schéma vysílače pracujícího tímto způsobem je na obr. 10.28 [92], [93].  $P_1$  je elektronický prepínač pracující jako vzorkovací obvod, který je řízen generátorem  $O$  pomocného kmitočtu  $32 \text{ kHz}$  tak, že vždy na necelou polovinu své periody otevře cestu střídavě levému nebo pravému 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 deemfázi odbočen k filtru F, propouštějícímu jen řídicí kmitočet 32 kHz, který po průchodu filtrem ovládá prostřednictvím obvodu G elektronický přepínač  $P_2$ , který pak synchronně s přepínačem  $P_1$  rozděluje výstup demodu-



Obr. 10.28. Skupinové schéma vysílače systému s časovým multiplexem.

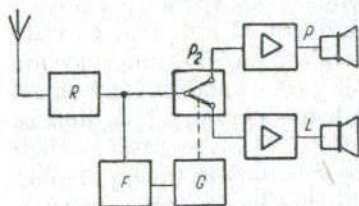
Obr. 10.29. Průběh modulačního signálu při časovém multiplexu: a) s protínajícími se obálkami, b) s obálkami rozdělenými stejnosměrnou superpozicí.



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 sluchitelný, 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 10.29b, 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 opačné pólované diody bez zvláštního synchronního rozdělovače.

Abyste 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 rozestoupily 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

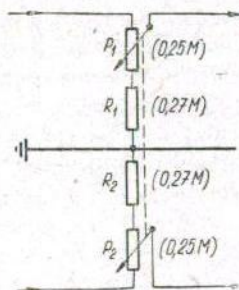
\*) Mezitím byl již v USA normalizován systém GE/Zenith [95], což je přenos s pomocnou nosnou 38 kHz, která je amplitudově modulována rozdílem  $L - P$ , přičemž nosný kmitočet 38 kHz je na výstupu modulátoru potlačen a nahrazen polovičním kmitočtem 19 kHz. Tím se zlepší využití vysílače, avšak v přijímači 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.

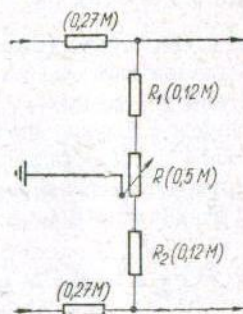
Proto nepřijatelnější kompromis je použít tandemového lineárního potenciometru s větším počtem odboček, k nimž jsou připojeny příčné odpory nebo členy  $RC$  podle obr. 4.61. Tím lze dosáhnout přibližně logaritmické regulace i fyziologického průběhu a zároveň, protože průběhy lineárních potenciometrů 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 tandemovými potenciometry.



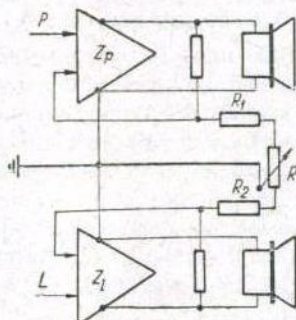
Obr. 10.32. Vyvažování kanálů společným potenciometrem.

loviny zařízení jinak stejné, stačí vyvažování jen v poměrně úzkých mezích, např.  $\pm 6$  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 unášení 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 plynně 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 dvojité potenciometry se dvěma sousedními 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 dovolovalo 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 y měla být zbytečná, ale nelze se vždy spolehnout na dodržení správného umístění záznamů a jejich polarit y, 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

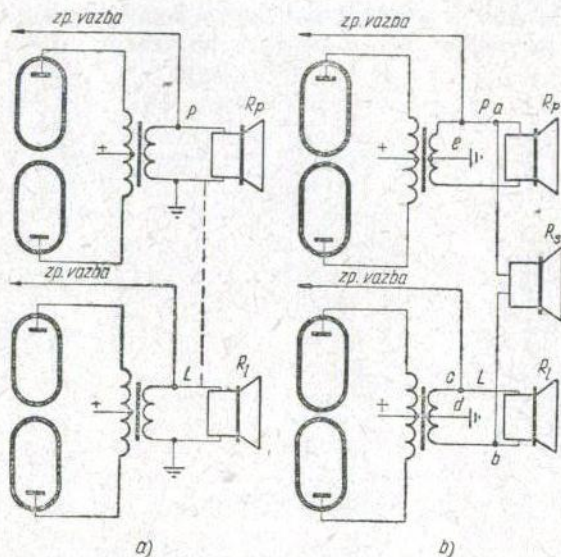
Je pochopitelné, že stereofonní jev by byl dokonalejší při přenosu více než dvěma kanály. Další, např. třetí kanál, by však působil přílišné obtíže, a proto se tříkanálového přenosu nepoužívá. Lze však vytvořit třetí kanál uměle až na reprodukční straně tím, že se ze signálů  $L$  a  $P$  vytvoří jakýsi 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 nosoucími 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 jedině 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.

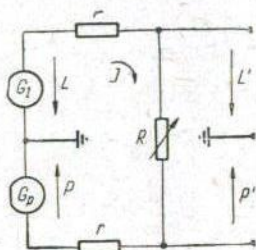
Třetí reproduktor má být opatřen regulátorem, který umožní jeho zeslabení nebo vyřazení. Ideální by byl regulátor typu „T“, avšak bez pozorovatelného zhoršení lze použít i drátového potenciometru asi s dvojnásobným odporem, než mají reproduktory (viz obr. 10.38).

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, jestliže 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 napětový signál  $L'$  horního výstupu

$$L' = L - rI$$

kde

$$I = \frac{L - P}{2r + R}$$

takže po dosazení za  $I$  a úpravě dostáváme

$$L' = L \frac{R}{2r + R} + (L + P) \frac{r}{2r + R}$$

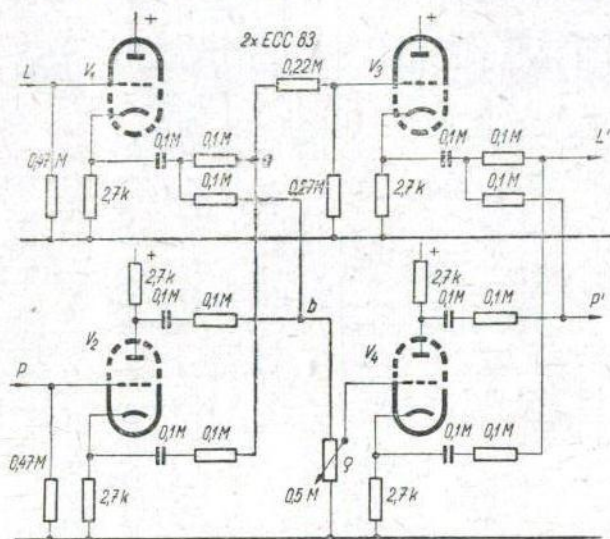
a obdobně také

$$P' = P \frac{R}{2r + R} + (L + P) \frac{r}{2r + R}$$

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  $\varrho$  se vede na mřížku elektronky  $V_4$ . Elektronky  $V_3$ ,  $V_4$  spo-

lu se čtyřmi odpory  $0,1\text{ M}\Omega$  tvoří druhý maticový obvod, kterým se součtový a rozdílový signál znovu mísí. Kdyby byl potenciometr  $\rho$  nastaven do místa, které jej dělí ve stejném poměru jako odbočka děliče  $220\text{ k}\Omega - 270\text{ k}\Omega$ , tvořil by rozdílový signál stejný podíl ve výstupu, jako měl na vstupu, takže na výstupech by byly opět jen signály  $L$  a  $P$ . Nařídí-li se však potenciometr



Obr. 10.36. Regulace stereofonního účinku dvojitým maticovým obvodem.

do vyšší polohy, bude rozdílová složka převažovat, takže stereofonní účinek bude výraznější, kdežto nařazením do nižší polohy lze rozdílovou složku zmenšit až na nulu. Tímto stupněm je tedy možno plynule regulovat stereofonní účinek asi od dvojnásobku jeho přirozené velikosti až po monofonní reprodukci a lze jím proto nahradit i přepínač „mono/stereo“. Stupeň lze vhodně zařadit mezi řídicí a výkonový zesilovač, přičemž je jen nutno zvětšit asi šestkrát celkové zesílení, tj. o útlum  $16\text{ dB}$ , který tímto stupněm vzniká.

### 10.5.7 Příklady stereofonních zesilovačů

Na obr. 10.37 [31] je zapojení jednoduchého zesilovače, jehož výkonové části jsou osazeny dvěma dvojicemi elektronek ECL82. Triodové systémy těchto elektronek pracují jako fázový invertor a jako vstupní elektronka, takže výkonové části vystačí bez dalších elektronek.



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 ( $330 \text{ k}\Omega$ ,  $56 \text{ pF}$  a  $220 \text{ k}\Omega$ ,  $100 \text{ pF}$ ), 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.

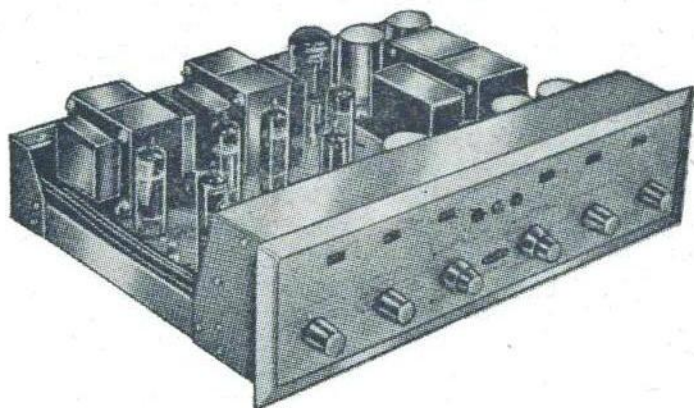
Výstupní výkon zesilovače je  $2 \times 8 \text{ W}$ , při potřebném vstupním signálu  $2 \times 76 \text{ mV}$ , takže k buzení stačí piezoelektrická přenoska nebo ladící část rozhlasového přístroje.

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 odpaďnout. 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  $1 \text{ M}\Omega$ ,  $330 \text{ pF}$ , který zdůrazňuje asi o  $10 \text{ dB}$  kmitočty nad  $500 \text{ Hz}$ . 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 dovozuje 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 polarity jednoho z reproduktorů a dále drátový potenciometr  $P_8$  pro regulování přídavného tře-



Obr. 10.39. Provedení dvoukanálového zesilovače (Scott).

tího reproduktoru. Řídící i výkonové části zesilovače jsou uspořádány v jednom celku (patrném z obr. 5.58), který je napájen ze síťové části umístěné odděleně na dně skříně gramofonu.

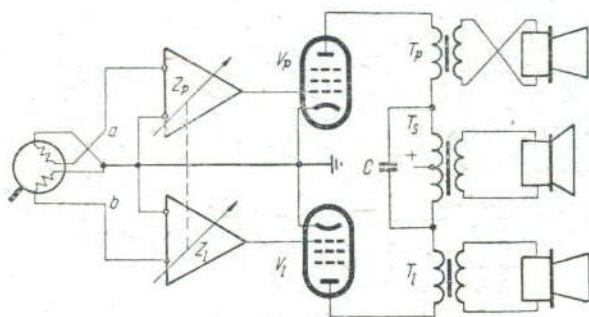
Na obr. 10.39 je profesionální zesilovač podobného provedení.

## 10.6 ÚSPORNÉ ZESILOVAČE PRO STEREOFONNÍ REPRODUKCI

### 10.6.1 Zesilovač s dvojnásobným zesílením nízkých kmitočtů

Používáním dvou stejných zesilovačů s dvojnásobnými 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 dvojnásobných 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.

$Z_p$ ,  $Z_n$  jsou dva předzesilovače s potřebnými regulátory hlasitosti a zabarvení a  $V_p$ ,  $V_n$  jsou koncové elektronky, z nichž každá má svůj výstupní transformátor  $T_p$ ,  $T_n$  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 elektronikám připojen ještě další reproduktor přes společný výstupní transformátor  $T_s$ , který je pře-



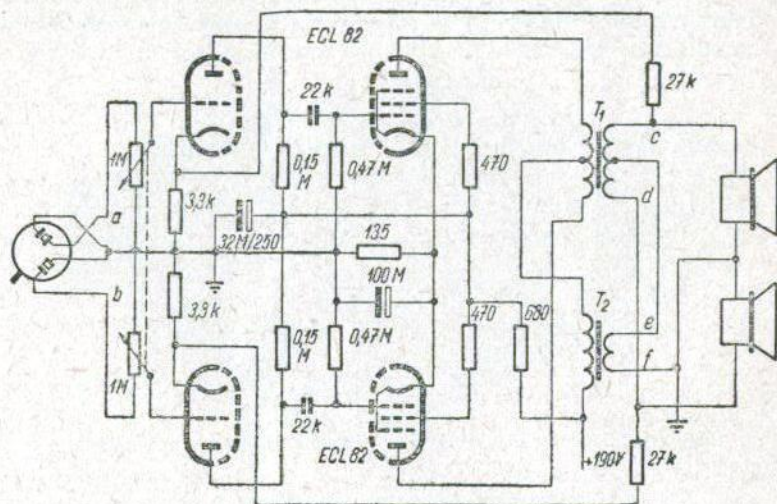
Obr. 10.40. Zesilovač s dvojitým zesílením nízkých kmitočtů.

klenut kondenzátorem  $C$ . Velikost tohoto kondenzátoru a primární indukčnosti transformátorů  $T_p$ ,  $T_s$  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 kmitočtů, jež nejsou pro stereofonii důležité, takže mohou vycházet ze společného reproduktoru, pracují obě koncové elektronky dvojitě, 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 dvojitým zesílením součtového signálu

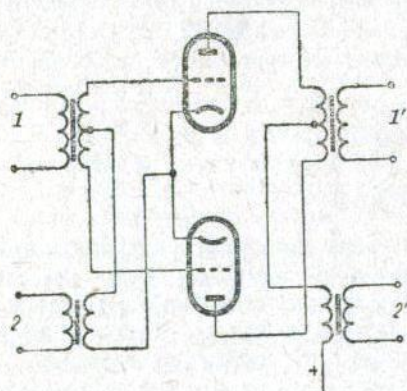
Mnohem úspěšnější je zapojení podle obr. 10.41 [102]. Jeho činnost pochopíme z rozboru funkce souměrného zesilovače podle obr. 10.42. Přivádí-li se signál na vstup 1, pracují obě elektronky jako dvojitý zesilovač, který dává výstup na svorkách 1', kdežto svorky 2' jsou bez signálu. Přiveďte-li se však 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 prepólována, 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 prepólování



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 katodách protějších elektronek

Obr. 10.42. Princip současného zesilování 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

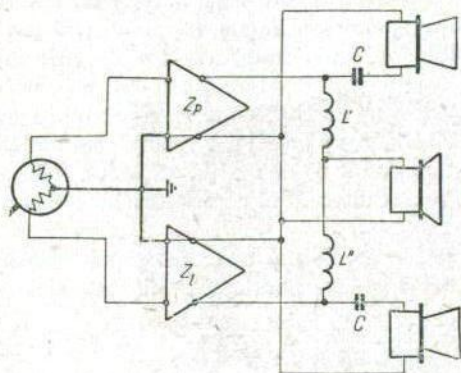
Obvykle se používá dvou stejných reproduktorových soustav, z nichž každá je pro celé kmitočtové pásmo a jež jsou přitom umístěny tak, aby je posluchač slyšel v úhlu 40 až 60°. Jak již bylo uvedeno, doporučuje se někdy dokonce třetí reproduktor umístěný uprostřed obou postranních, které pak mohou být ještě dále od sebe.

Dva či tři širokopásmové reproduktory jsou však poměrně nákladné zařízení a zaberou také mnoho místa. Musí být vestavěny buď v oddělených skříních, umístěných v potřebné vzdálenosti od sebe, nebo ve společné skříní 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.

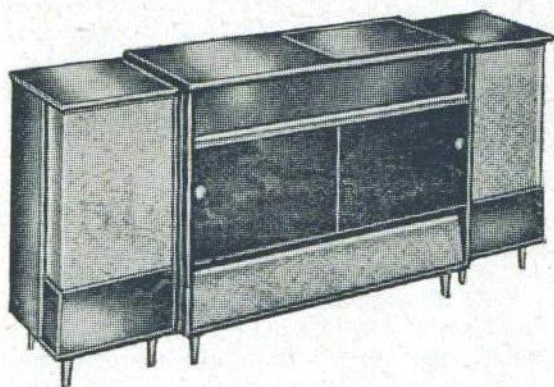


Obr. 10.43. Připojení společného hloubkového reproduktoru k výstupu dvou oddělených zesilovačů.

takže pro soufázovou složku a pro nízké kmitočty pracují paralelně, kdežto jinak jsou reaktancí tlumivky odděleny.

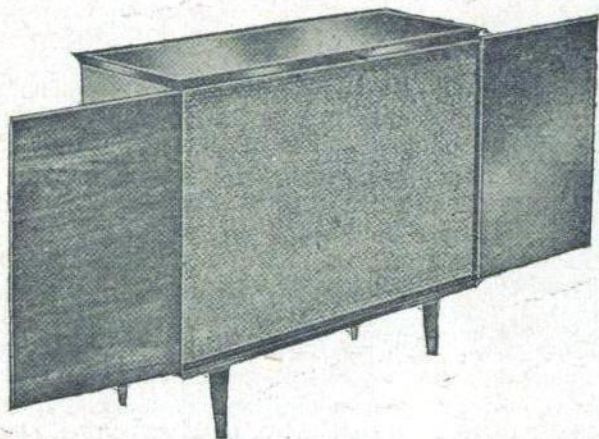
Zapojení výstupu, které umožní toto připojení reproduktorů k úspornému zesilovači, je na obr. 10.40. Při použití dvou oddělených zesilovačů pro kanál  $L$  a  $P$  lze reproduktory zapojit způsobem podle obr. 10.43 [103]. Postranní reproduktory jsou připojeny ke svým výstupům přes výhybky tvořené kondenzátory  $C$ , 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 skříňky, 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.

## ZÁVĚR

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 zaelonit 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 zálužnými 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 užítku. 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 reprodukujícího zařízení, který dosud krajní kmitočty u svého přijímače postrádal, je zpočátku náchylný k tomu, aby tyto kmitočty přehnaně zdůrazňoval, což působí nepřirozenou 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 nezkreslené reprodukci dynamických rozdílů. Je-li maximální výkon zařízení

např. 30 W a dynamický rozsah pořadu 50 dB, tj.  $\pm 25$  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 pasážích 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 přídatné ovládnání zisku, expanze nebo stereofonie je lépe umístit pod odklápací 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] *Miřátský*: 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*: Usilíteli nízké frekvence na elektronických 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. Radiamatér (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 usilíteli 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.

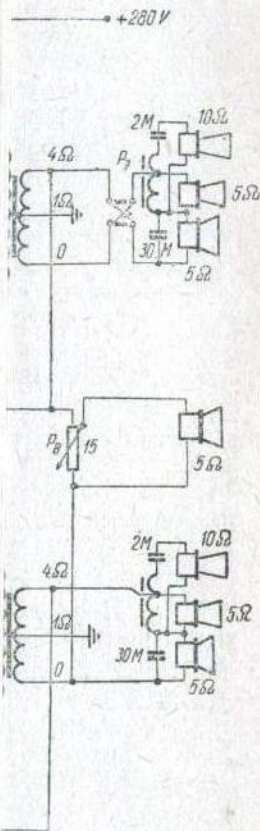
- [31] *Saslaw*: Audio Designers' Handbook. Audio (1960) čís. 1, str. 25.
- [32] *Bonč—Brujevič*: Použití elektronek v experimentální fyzice. Praha SNTL 1959.
- [33] *Scovoc—Warnke*: A D-C Amplifier with Cross-Coupled Input. Electronics (1950) čís. 2, str. 105.
- [34] *Sah*: Quasi Transients in Class 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] *Swozil*: Výpočet napájecích transformátorů na jádrech C. Sdělovací technika (1959) čís. 8, str. 284.
- [41] Inzerát 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 Köykkä*: 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 dvojitinné 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] *Futerman*: 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*: Usilitel 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 konstrukcí elektroakustiky. Tesla 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] *Villchur*: 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] *Augsburger*: 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) čis. 6, str. 166.
- [67] Willchur: Another Look at Acoustic Suspension. Audio (1960) čis. 1, str. 24.
- [68] Boleslav: Nová řešení přímo vyzářujících reproduktorových systémů. Sdělovací technika (1956) čis. 1.
- [69] Olney: Method of Eliminating Cavity Resonance. Journal Ac. Soc. Am. (1936) čis. 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) čis. 12, str. 17.
- [72] Olson—Massa: A Compound Horn Loudspeaker. Journal Ac. Soc. Am. (1936) čis. 1, str. 48.
- [73] Olson—Hackley: Combination Horn and Direct Radiator Loudspeaker. Proc. IRE (1936) čis. 12, str. 1557.
- [74] Slaymaker: An Integrated Line of Hi-Fi Equipment. Audio Engineering (1952) čis. 7, str. 26.
- [75] Rocard: Création d'harmoniques dans les haut-parleurs à pavillon. Bulletin de la S.F.R. (1933) čis. 2, str. 28.
- [76] Boegli: Interference Effects with Crossover Networks. Audio (1956) čis. 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) čis. 2, str. 20.
- [79] Hepper: Anordnung zur Summen- und Differenzbildung zweier Tonfrequenzspannungen. Západoněmecký patent č. 1,061.827.
- [80] Davis—Frayne: The Westrex Stereodisc System. Proc. IRE (1958) čis. 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) čis. 5, str. 26.
- [85] Minter: Stereo Disc Recording Methods. R. & TV News (1958) čis. 4, str. 66.
- [86] Christian: Einspur- und Mehrspur-Kombiköpfe. Funkschau (1959) čis. 9, str. 205.
- [87] Tetzner: Sterophonie über Rundfunksender. Funkschau (1959) čis. 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] Konović: Stereofoničeskoje radioveščanje. Radio (1960) čis. 4, str. 26.
- [91] Stumpers—Schutte: Stereophonische Übertragung von Rundfunksendungen mit FM-modulierten Signalen und AM-moduliertem Hilfsträger. Elektronische Rundschau (1959) čis. 12, str. 445.
- [92] Janus: Das PAM-Verfahren in der Rundfunk-Stereophonie. Elektronische Rundschau (1959) čis. 12, str. 447.
- [93] Browne: A System of Stereophonic Broadcasting. Electronic Engineering (1960) čis. 4, str. 238.
- [94] Frank—Ratsch: Das HMD-System. Elektronische Rundschau (1960) čis. 11, str. 463.
- [95] Crowhurst: Clear Road for FM Stereo. R. Electronics (1961) čis. 7, str. 26.
- [96] Burstein: Stereo Amplifier Controls and What They Do. Electronics World (1959) čis. 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] *Franke*: 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] *Lukeš*: Systémy stereofonního rozhlasu. Sdělovací technika (1962) čís. 2, str. 46.





ze dvou paralelních větví  
3—284.

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 — Vytiskl Knih tisk 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