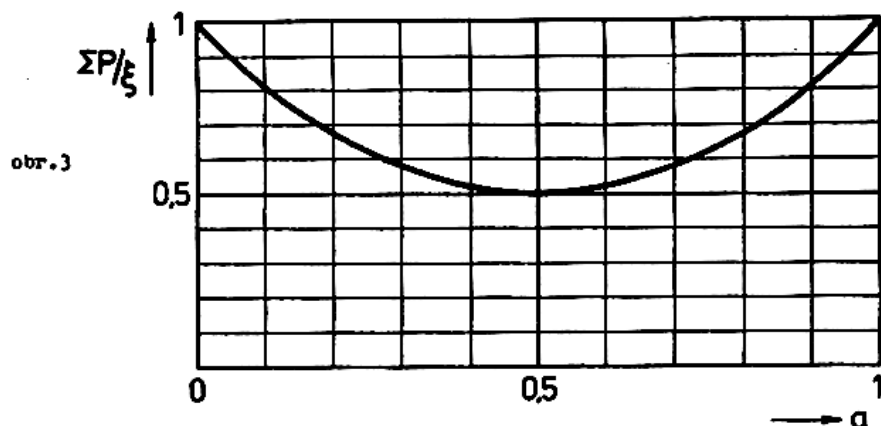


////////////////////

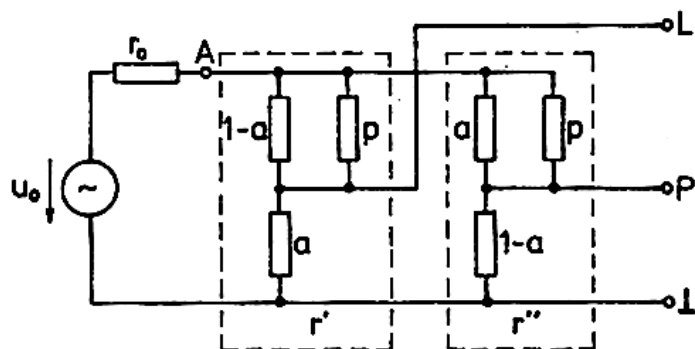
20



obr.3

Zepojení kompenzovaného panoramatického regulátoru přináší obr.4, a to rovnou už v podobě náhradního schématu. Ve skutečnosti jsou kompenzační odpory R_p zapojeny mezi běžce a "živé" konce potenciometru. Na obr.4 jsou odpory značeny v normované tvaru

obr.4



$p = R_p/R$.
Výpočet přenosů usnadní zjištění dílčích odporů r' a r'' /ne obr.4 ohraničený čárkově/.

$$r' = \frac{a/1 - a/p}{1 - a + p}$$

/5a/

$$r'' = \frac{a/1 - a/p}{a + p}$$

/5b/

$$r' // r'' = \frac{a/1 - a/p}{2p + 1}$$

/5c/

Přenos od zdroje do uzlu A:

$$K_A = \frac{a/1 - a/p}{a/1 - a/p + p + r_0/2p + 1/}$$

/6/

Přenosy z uzlu A na výstupy:

$$K'_L = \frac{a/1 - a/p}{a/1 - a/p}$$

/7a/

$$K'_P = \frac{1 - a/1 - a/p}{a/1 - a/p}$$

/7b/

Výsledné přenosy od zdroje signálu na jednotlivé výstupy:

$$K_L = \frac{a/1 - a/p}{a/1 - a/p + p + r_0/2p + 1/}$$

/8a/

$$K_P = \frac{1 - a/1 - a/p}{a/1 - a/p + p + r_0/2p + 1/}$$

/8b/

Obdobně jako u nekompensovaného regulátoru stanovíme součet výstupních výkonů. Do konstanty η zahrneme budicí napětí, zisk zesilovacích stupňů ze regulátorem a zatěžovací odpor na výstupu těchto stupňů.

$$\frac{\sum P}{\eta} = \frac{a^2/1 - a/p^2 + 1 - a^2/a + p^2}{[a/1 - a/p + p + r_0/2p + 1/]^2}$$

/9/

Naším cílem je pro danou hodnotu r stanovit velikost p takovou, aby pro a v intervalu $\langle 0; 1 \rangle$ vykazoval člen $\sum P/\eta$ minimální změny. Nejpříměji jednoduše lze dokázat, že k minimálnímu kolísání $\sum P/\eta$ po regulační dráze dochází pro

$$\left. \frac{\sum P}{\eta} \right|_{a=0} = \left. \frac{\sum P}{\eta} \right|_{a=0.5} = \left. \frac{\sum P}{\eta} \right|_{a=1}$$

/10/

Aplikace této podmínky na vztah /9/ vede k algebraické rovnici 4. řádu, jejíž řešení není snadné. Proto je lepší podmínku /10/ transformovat zpět do vztahů pro přenosy napětí. Obrazem /10/ bude

$$\left. K_P \right|_{a=0.5} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left. K_P \right|_{a=0}$$

/11/

nebo

$$\left. K_L \right|_{a=0.5} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left. K_L \right|_{a=1}$$

Protože například pro $a=0$ je nulový přenos K_L - viz vztah /8a/ - a pro $a=0.5$ jsou přenosy K_L a K_P stejně velké, můžeme si rychle ověřit správnost transformace:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\sum P}{\eta} \right|_{a=0} &= K_P^2 \\ \left. \frac{\sum P}{\eta} \right|_{a=0.5} &= \frac{1}{2} K_P^2 + \frac{1}{2} K_P^2 = K_P^2 \end{aligned}$$

Podle /11/, třeba pro přenos K_P , platí

$$\frac{K_P|_{a=0}}{K_P|_{a=0.5}} = \sqrt{2}$$

Dosažením za K_p z /8b/ dojdeme ke kvadratické rovnici

$$p^2 / 1 - \frac{\sqrt{2}}{2} / 1 + 2r_0 / + p / 1 - \sqrt{2} / 0,25 + r_0 / - \frac{\sqrt{2}}{4} r_0 = 0 / 12 /$$

Řešením podle p dostaneme

$$p = \frac{\sqrt{2}}{2} \left\{ \frac{0,25 + r_0}{1 + 2r_0} + \sqrt{\frac{0,25 + r_0^2}{1 + 2r_0^2} + \frac{r_0}{\sqrt{2} - 1/1 + 2r_0}} \right\} / 13 /$$

Pro danou hodnotu r_0 lze tedy z výsledku /13/ stanovit odpovídající velikost p , která zaručí minimální kolísání sumárního výstupního výkonu v průběhu regulace. Pro praktické rozmezí hodnot r_0 uvádí příslušná tabulka:

tab.1

r_0	0	0,025	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,40	0,50
p	0,35	0,44	0,50	0,59	0,65	0,70	0,74	0,78	0,83	0,88

Zatím jsme nehovořili o skutečné velikosti odchylek sumárního výkonu po regulační dráze. Vyšetření kvality a kvantity odchylek je poměrně komplikované, v článku uvedeme jen závěry. Na obr.5 vidíme v horní části průběhy sumárních výkonů

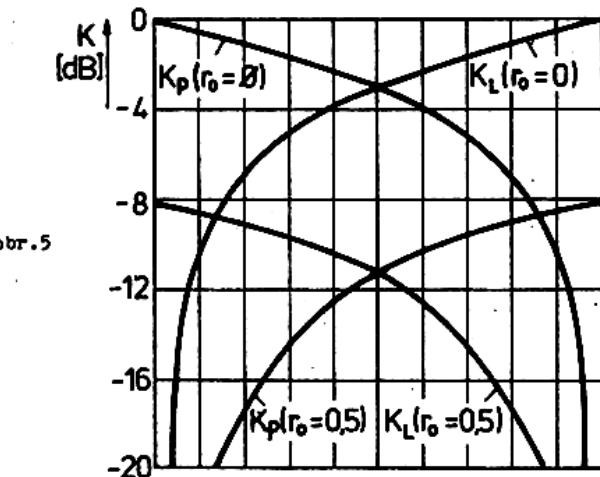
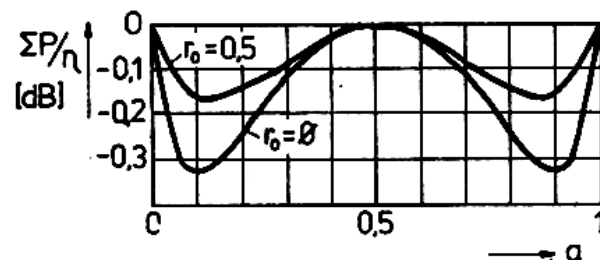
v závislosti na natočení regulátoru /na koeficientu a /, a to dvě křivky pro $r_0 = 0$ a $r_0 = 0,5$.

Největší odchylky vykazuje regulátor s $r_0 = 0$,

s rostoucím r_0 odchylky klesají. Zdálo by se, že je vhodné navrhovat regulátor raději s větším odporem r_0 .

To však má svůj háček ve větším základním útlumu pro větší r_0 , jak dokumentuje dolní část obr.5.

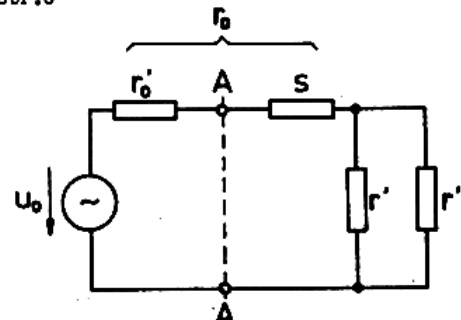
Základní útlum /nebo přenos/ panoramatického regulátoru definujeme pro regulační potenciometr v jedné z krajních poloh; potom má K_L nebo K_p maximum. Zatímco pro $r_0 = 0$ je základní přenos $K_z = 0$ dB, pro $r_0 = 0,5$ už dostáváme $K_z = -8$ dB.



Regulační odchylka kolem 0,3 dB pro $r_0 = 0$ je ostatně natolik malá, že není třeba s ohledem na malé kolísání sumárního výkonu r_0 zbytečně zvětšovat.

Z hlediska návrhu regulátoru lze ovšem předpokládat výskyt jiných hledisek, která povedou k volbě $r_0 > 0$, vlastně ani ne tak k volbě této veličiny, protože ta je v absolutním tvaru obvykle předem daná / R_0 jako výstupní odpor zesilovacího stupně před regulátorem/. Ve vztahu k dané velikosti odporu R_0 / r_0 nás zajímá velikost vstupního odporu regulátoru. Předpokládáme, že regulátor nebude zatížen a že mezi zdroji signálu a regulátorem můžeme zapojit sériový odpor R , který uměle zvětší vnitřní odpor zdroje. V normovaném tvaru bude $s = R/R_0$. Pro logičtější souvislost s dosud odvozenými vztahy označme skutečný odpor zdroje r_0 , přičemž

obr.6



$$r_0 = r_0' + s \quad /14/$$

Celý regulátor můžeme potom překreslit do podoby náhradního schématu na obr.6 /konfrontuj s obr.4/. Hodnotu paralelně spojených odporů r' a r'' určuje /5c/. Vstupní odpor regulátoru /odpor "viděný" vpravo od uzlu A, A/ bude

$$r_{vst} = s + \frac{a/1 - a/p}{2p + 1} \quad /15/$$

Minimum vstupního odporu nastává jistě pro $a = 0$ nebo $a = 1$:

$$r_{vst \min} = s + \frac{a}{2p + 1} \quad /16/$$

V praxi obvykle požadujeme, aby zdroj signálu před regulátorem pracoval přibližně naprázdno, tj. aby $r_{vst \min} \approx 10 r_0$.

Dosažením ze vztahu /15/ a řešením nerovnosti dojdeme nakonec k důležité realizační podmínce pro volbu odporů tandemového potenciometru v panoramatickém regulátoru:

$$R \approx \frac{11R_0'}{2p+1} + r_0 \quad /17/$$

/Nezapomáňte, že r_0 představuje sériové spojení odporu r_0' zdroje a odporu s ! /

Pokud čtenář namítne, že jednodušší by bylo sériový odpor R vynechat a dojít k jednodušší podmínce pro volbu R , pak je třeba si uvědomit: Poznali jsme, že kompenzace průběhu panoramatického regulátoru je optimální jen pro určitou a známou velikost vnitřního odporu zdroje signálu. Snazší je odhadnout odpor zdroje, použít odpor R a nastavit regulátor tak, aby $r_0' = r_0 + s$ vyhovovalo optimální kompenzaci, než měřit odpor skutečného zdroje a kompenzaci určovat výpočtem. Odpor R navíc zmenší vliv změny vnitřního odporu zdroje na vlastnosti regulátoru.

Než si shrneme postup návrhu a uvedeme příklady, dokončíme teoretické statě vyšetřením výstupního odporu regulátoru. Jeho velikost potřebujeme znát pro návrh obvodů za regulátorem, abychom mohli zaručit jeho činnost přibližně naprázdno, což je, jak jsme poznali, funkčně důležité. Výpočet lze uskutečnit například z hlediska výstupní svorky L pro zkratovaný zdroj signálu u_0 /obr.4/. Výsledný výraz není pro $r_0 > 0$ přehledný, uvedeme jen tvar pro $r_0 = 0$:

$$r_{vst} = \frac{a/1 - a/p}{a/1 - a/p + p} \quad /18/$$

Analýza pro danou velikost r není jednoduchá, podrobný rozbor by neuměrně zatížil tento příspěvek. Zde uvedeme jen závěry. Výstupní odpor regulátoru je funkcí úhlu natočení α a odporu r . Maximum výstupního odporu nastává pro různé hodnoty r při různém natočení; konkrétně pro r v mezích 0 až 0,5 jsou odpovídající natočení pro maxima $\alpha = 0,5$ až 0,7. Příslušné maximální hodnoty normovaného výstupního odporu jsou v rozmezí 0,15 /pro $r = 0$ / až 0,3 / $r = 0,5$ /. Při praktickém návrhu stačí uvažovat jen nejméně příznivý případ $r_{\text{výst}} = 0,3$. V absolutním tvaru budeme tedy předpokládat, že pro r_0 nanejvýš 0,5 bude $R_{\text{výst max}} = 0,3R$. /19/

Regulátor si můžeme bez podstatného ovlivnění vlastností dovolit zatížit odporem nejméně 10x větším než $R_{\text{výst max}}$ přičemž nesmíme zapomenout, že zatíženy budou obě výstupní svorky. Tento fakt lze respektovat výchozí podmínkou pro zatěžovací odpor každé výstupní svorky:

$$R_z \text{ min} \geq 20 \text{ až } 25 / R_{\text{výst max}} \quad /20/$$

Po dosažení ze vztahu /19/ obdržíme realizační podmínku

$$R_z \text{ min} \geq 6 \text{ až } 7,5 / R \quad /21/$$

Pro praktický návrh panoramatického regulátoru dobře poslouží grafické vyjádření některých parametrů, jak je přináší na následující stránce obr. 7. Jsou tu v horní části znázorněny jednak vzájemný vztah odporu r a odpovídající optimální hodnoty p /v podstatě grafické zpracování tabulky 1/, jednak závislost největší regulační odchylky ϵ v dB od konstantního průběhu součtu výstupních výkonů. Dolní část obr. 7 dokumentuje vliv parametru p na základní přenos K_z regulátoru a v průběhu pomocné veličiny N je až na R_0 vyjádřen vztah /17/ tak, že platí

$$R \geq NR_0', \text{ tj. } N = \frac{1}{\frac{R}{R_0'} + 1} \quad /22/$$

Závislost $N = f/p$ výhodně použijeme při návrhu.

POSTUP NÁVRHU KOMPENZOVANÉHO PANORAMATICKÉHO REGULÁTORU

1. S ohledem na velikost vnitřního odporu zdroje signálu R_0' zvolit v prvním přiblížení parametry p , r_0 regulátoru /tab. 1, obr. 7/

Poznámka: Pro velké hodnoty R_0' volit p , r_0 větší, aby v důsledcích nevyšel nevhodně velký odpor R , tj. i nevhodně velký přípustný zatěžovací odpor $R_z \text{ min}$. Volba je kompromisní, protože s rostoucí p , r_0 klesá základní přenos regulátoru K_z .

2. Pro zvolené p , r_0 odečíst z obr. 7 odpovídající hodnotu pomocné veličiny N a z podmínky /22/ stanovit dolní mez odporu R . Skutečné hodnoty odporů tandemového potenciometru použít nejbližší vyšší z řady.

3. Určit $R_p = pR$; použít odpor nejbližší z řady.

4. Podle skutečných hodnot R a R_p spočítat skutečnou hodnotu $p = R_p/R$; z obr. 7 odečíst odpovídající odpor r_0 a vypočítat absolutní hodnotu $R_0 = r_0 R$.

5. Spočítat potřebnou hodnotu sériového odporu $R_s = R_0 - R_0'$.

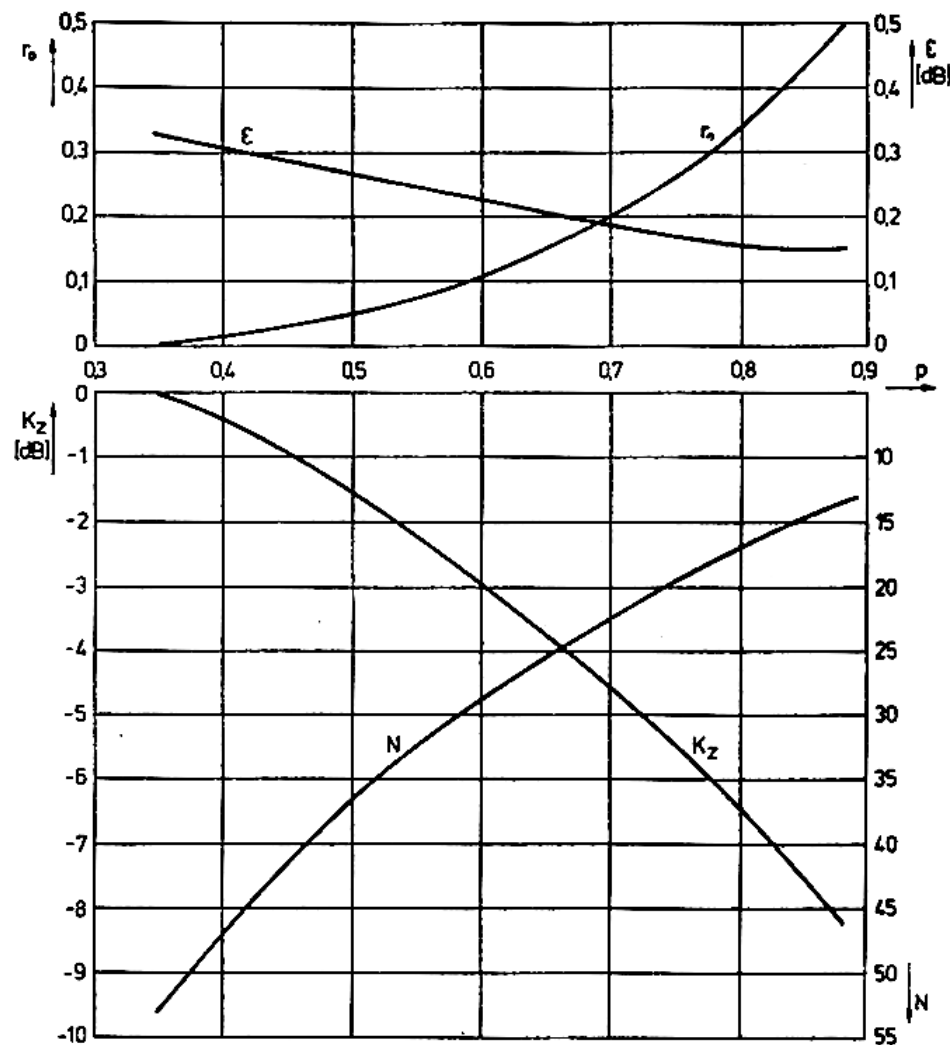
Poznámka: K realizaci použít na místě R_s odporový trimr přibližně dvojnásobné hodnoty než zjištěná velikost R_s .



6. Realizovat obvody panoramatického regulátoru včetně skutečného zdroje signálu a při kmitočtu kolem 1 kHz nastavit trimrem R_0 hodnotu základního přenosu K_z , odečtenou z obr. 7 pro skutečné hodnoty p , r_0 z kroku 4. /Při nastávaní je regulátor v jedné z krajních poloh. Eviduálně prověřit kvalitu průběhu $\Sigma p/\gamma = f/\omega$.

7. Z podmínky /21/ stanovit minimální přípustné hodnoty zatěžovacích odporů $R_z \text{ min}$ a při návrhu obvodů za regulátorem je respektovat.

obr. 7



PŘÍKLAD:

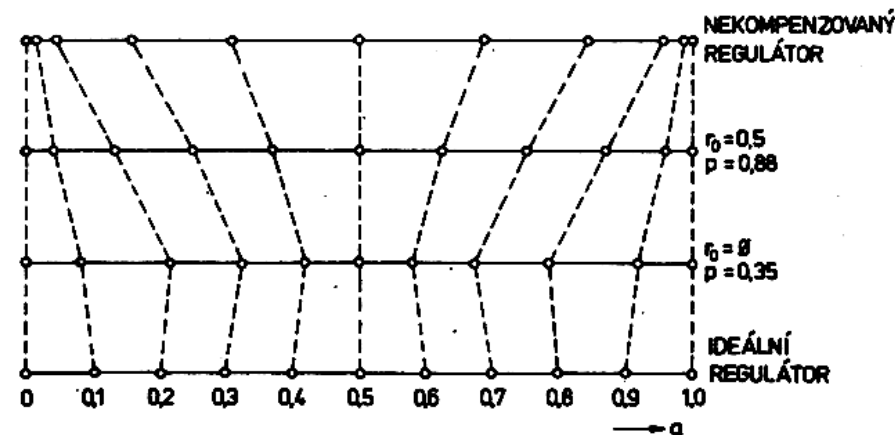
Navrhnete panoramatický regulátor pro zdroj signálu s vnitřním odporem $R_0 \approx 1 \text{ k}\Omega$.



- Vzhledem k poměrně velkému odporu R_0 zvolíme parametry regulátoru blíž vyšší hranici konstrukčního rozmezí, například $r_0 = 0,3$, $p = 0,78$. Této volbě odpovídá základní útlum regulátoru zhruba 6 dB /odečteno z obr.7/.
- Odpovídající hodnota pomocné veličiny $N \approx 18$. Z podmínky /22/ vyplývá $R \geq NR_0$, tj. $R \geq 18,1 = 18 \text{ k}\Omega$. Použijeme tandemový potenciometr $25 \text{ k}\Omega + 25 \text{ k}\Omega$.
- Potřebná hodnota paralelního odporu $R_p = pR = 0,78,25 = 19,5 \text{ k}\Omega$. Použijeme odpory $18 \text{ k}\Omega$.
- Skutečná hodnota parametru p : $p = R_p/R = 18/25 = 0,72$.
Tomu z obr.7 odpovídá hodnota $r_0 = 0,22$. Absolutní hodnota celkového sériového odporu vyjde $R_0 = r_0 R_0 = 0,22,25 = 5,5 \text{ k}\Omega$.
- Sériový odpor po odečtení vnitřního odporu zdroje: $R_s = R_0 - R_0' = 5,5 - 1 = 4,5 \text{ k}\Omega$. Použijeme odporový trimr 8k2 nebo 10k.
- Regulátor po realizaci nastavíme trimrem R_s na základní přenos $K_z \approx -6 \text{ dB}$.
- Přípustný zatěžovací odpor každého výstupu regulátoru určuje podmínka /21/: $R_z \geq 6 \text{ až } 7,5 / R$, tj. $R_z \geq 6 \text{ až } 7,5 / 0,25 = 150 \text{ až } 187,5 \text{ k}\Omega$.
To je sice dost velká hodnota, ale její dodržení by nemělo v praxi činit potíže.

Pro zajímavost uvádíme výsledky, kdybychom volili $r_0 = 0,5$, $p = 0,88$:
 $N = 13,4$; $K_z = 8 \text{ dB}$; $R \approx 13,4 \text{ k}\Omega$.

Zde lze návrh přerušit, protože nejbližší hodnota potenciometru z řady je opět $25 \text{ k}\Omega$. Je vidět, že účinnější a vhodnější cesta, jak dospět k menším přípustným hodnotám zatěžovacích odporů, je použití zdroje signálu s malým vnitřním odporem. Například pro R_0 kolem 100Ω vychází R_z min pod $20 \text{ k}\Omega$.



MA - ZÁVĚR:



Do teorie panoramatického regulátoru jsme záměrně nezahrnuli dvakrát a analyzy, vztahující se k pohybu zdánlivého zvuku po bázi při regulaci. Tato problematika je velmi složitá, protože ve hře jsou směrové charakteristiky skutečných reproduktotových soustav, šířka báze, umístění posluchačů, vliv akustiky poslechové místnosti i subjektivní vlastnosti lidského sluchu. Pro speciální případ posluchače a soustav ve vrcholech rovnostranného trojúhelníku a také předpokladu kulových směrových charakteristik /střední kmitočty/ lze situaci matematicky postihnout v dnušné složitosti. Postup uvádět nebudeme, jen na obr.8 /viz předcházející stránka/ přinášíme závěry v grafické formě.

JEDNODUCHÉ VSTUPNÍ ZESILOVAČE PRO n f TECHNIKU

Ing. Ludvík Machelík

Elektronický obvod, kterým se má realizovat požadovaná funkce, v daném případě například zesilovač určitého výkonu a vlastností, se řeší jako spojený řetězec aktivních polovodičových součástek, podle možností v optimálních vazbách, aby se dosáhlo požadovaného cíle. Každý tranzistor pro určitou funkci v řetězci se volí podle svých charakteristických vlastností. V praxi se pak řeší optimální zapojení pro danou funkci, tj. pracovní body, vazby mezi stupni a zpětné vazby. Konstruktor má často možnost řešit určitou funkci několika variantami zapojení a z různých součástek. Ke správnému řešení jsou zapotřebí nejen praktické zkušenosti, ale i hluboké znalosti jak součástek samých, tak i matematických řešení elektronických systémů.

Jakostní elektroakustické zařízení odpovídající nárokům hifi techniky má tři hlavní části: vstupní, budicí a výkonovou. Každá z těchto částí se skládá většinou z více stupňů, které se navzájem odlišují zapojením i vlastnostmi podle funkčních požadavků. Rozhodující vliv pro dosažení stanovených parametrů má především vstupní část, zvláště pokud jde o požadavky na vstupní impedanci, zkreslení, odstup signálu od šumu a šířku přenášeného pásma.

Zesilovač signálů nízké úrovně

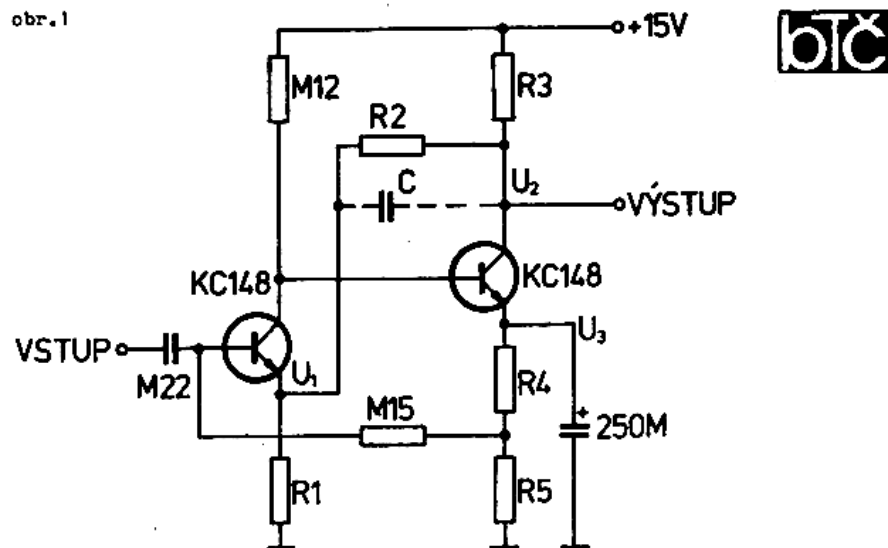
Zesilovače signálů nízké úrovně mívají zpravidla vysokou vstupní impedanci a nízkou impedanci výstupní. Uvedená zapojení jsou navržena pro jednotné napájecí napětí 18 V. Změny napájecího napětí do $\pm 15 \%$ jsou v rámci provozních podmínek přípustné a nemají vliv na funkci obvodů. Popisované vstupní předzesilovače jsou odvozeny ze základního zapojení na obr.1. Dvě zpětné

Tab.1. ZESILOVAČ DLE obr.1. HODNOTY SOUČÁSTEK PRO RŮZNÁ NAPĚŤOVÁ ZESILENÍ

zisk dB součástka		10	20	30	40
R1	kΩ	4,7	1,5	1,5	1
R2	kΩ	12	15	56	180
R3	kΩ	1,8	2,2	2,2	2,2
R4	Ω	470	560	330	680
R5	Ω	1200	470	270	220
C	pF	-	-	-	10

U₁, U₂, U₃ spolu se vstupní a výstupní impedancí.

obr.1



Tab.2. ZESILOVAČ DLE obr.1. HODNOTY NAPĚTÍ A IMPEDANCE

zisk dB \ parametr	10	20	30	40
U_1 V	3,4	0,97	0,4	0,15
U_2 V	10,8	9,3	9,3	9,7
U_3 V	5,6	3,55	2,3	3,4
Z_{vst} k Ω	145	140	135	110
$Z_{výst}$ Ω	63	140	260	700

Mikrofonní zesilovač

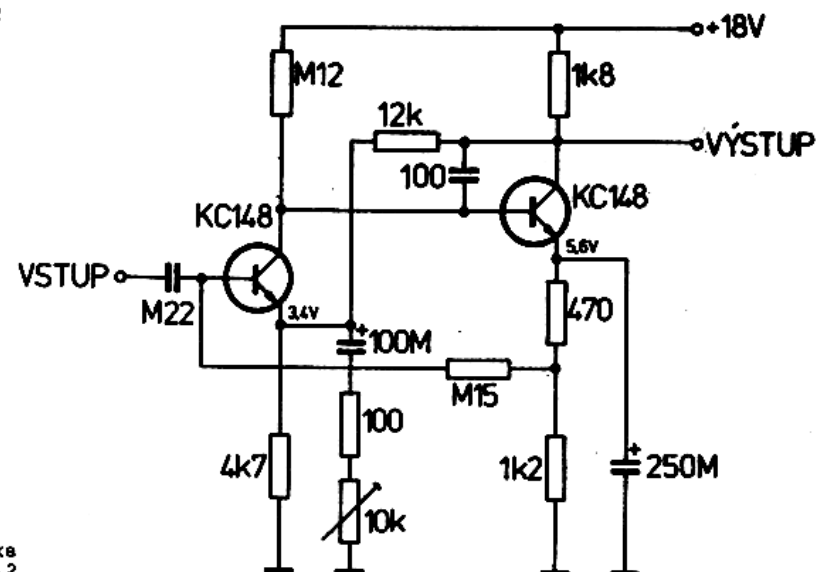
Mikrofonní zesilovač podle obr.2 má napěťové zesílení nastavitelné v rozmezí 13 až 40 dB. Celkové zkreslení na výstupu je 0,15 % při zesílení 13 dB a 0,75 % při 40 dB /výstupní napětí 2 V/. Hodnota šumového napětí na výstupu v daném rozsahu zesílení nepřekročí 10 μ V. Vstupní a výstupní impedance pro mezní kmitočty jsou uvedeny v tabulce u obr.2.

Předzesilovač pro magnetodynamickou přenosku

Předzesilovač pro magnetodynamickou přenosku na obr.3 má vysokou vstupní impedanci přizpůsobenou tak, že dovoluje připojit přenosku s libovolnou

Celkové harmonické zkreslení pro všechny uvedené zesilovače zůstává pod hodnotou 0,1 % pro výstupní napětí do 1 V a pod 1 % pro výstupní napětí do 3 V. Šumové referenční napětí vztahované na vstup je u všech zesilovačů menší než 1 μ V. Přenosové pásmo ve všech případech není užší než 20 Hz až 20 kHz.

obr.2

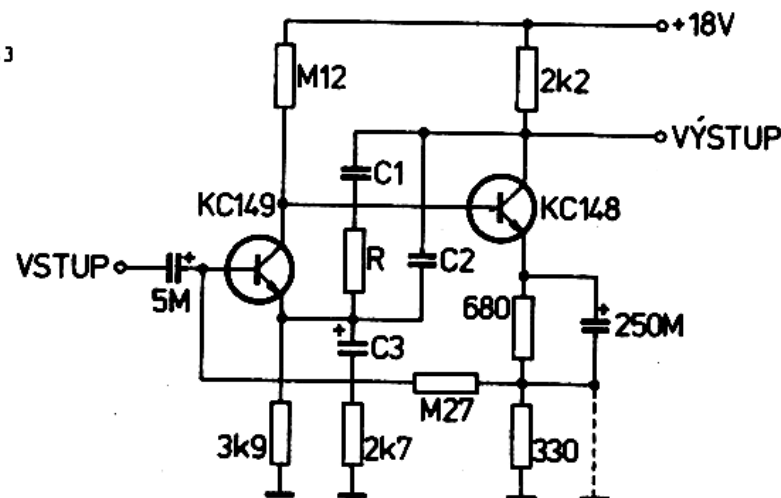


Tabulka k obr.2

impedance	zisk 13 dB	zisk 40 dB
Z_{vst} k Ω	145	120
$Z_{výst}$ Ω	47	120



obr.3



Tab.3. ZESILOVAČ DLE obr.3. SOUČÁSTKY A ZÁKLADNÍ PARAMETRY

součástka, parametr	charakteristika č.				
	1	2	3	4	5
R kΩ	56	56	56	47	47
C1 nF	12	5,6	6,8	6,8	6,8
C2 nF	-	-	3,9	1,5	2,2
C3 μF	25	25	1,5	3,2	5
zisk dB	30	30	25	27	26
Z _{vt} kΩ	250	250	250	250	250
Z _{vst} Ω	160	160	190	240	240



obr.4

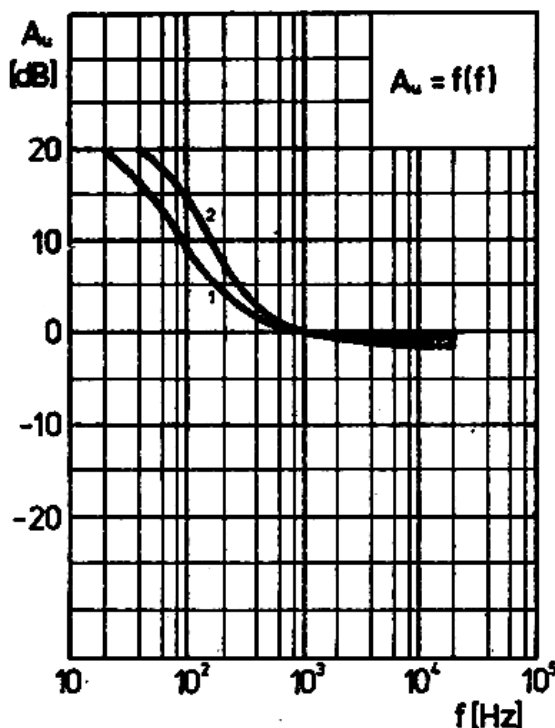
indukčností, aniž by se ovlivnila charakteristika na vyšších kmitočtech. Výběr z pěti navržených charakteristik je možný volbou hodnot součástek R, C1, C2 a C3, uvedených v tab.3, průběhy přinášejí obr.4 a 5.

Pro charakteristiky 1 a 2 /obr.4/ musí být elektrolýtický kondenzátor 250 μF v emitoru druhého tranzistoru připojen na zem, jak je na obr.3 čárkováně naznačeno.

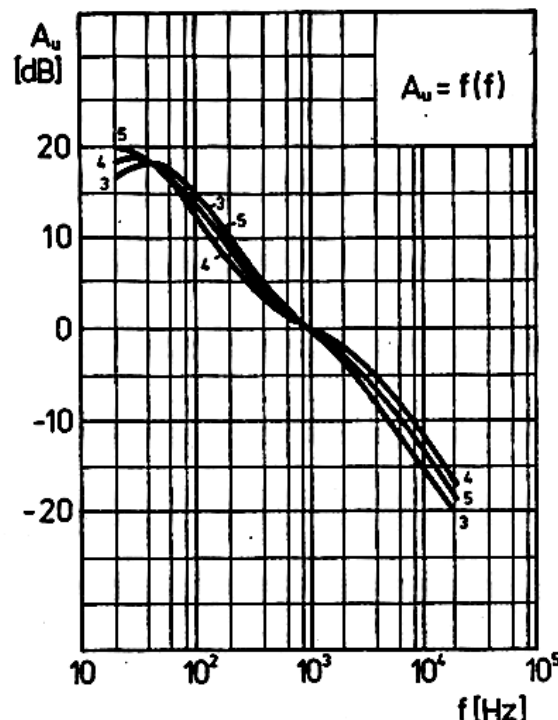
Použití charakteristik:

1. Odpovídá staré evropské záznamové charakteristice /přechodový kmitočet 250 Hz/, používané před zavedením mikrodrážky.
2. Charakteristika byla používána v USA do roku 1940 a v Evropě do roku 1950 /přechodový kmitočet 500 Hz/.
3. Průběh podle normy NARTB, používané v USA kolem roku 1960.
4. Charakteristika s časovými konstantami 3 180, 318 a 50 μs našla použití v Evropě 1952 až 1955.
5. Současný normál RIAA s časovými konstantami 3 180, 318 a 75 μs.

Rozdíly mezi charakteristikami na obr.5 a požadovanými /teoretickými/ průběhy lze zanedbat. Například charakteristika 5 vykazuje rozdíl maximálně -0,5 dB při kmitočtu 30 Hz a +0,7 dB při 15 kHz. To znamená, že je celá ve stanovené toleranci RIAA ± 1 dB. V tab.3 jsou ještě uvedena odpovídající napěťová zesílení při 1 kHz, vstupní a výstupní impedance pro různé



obr.5

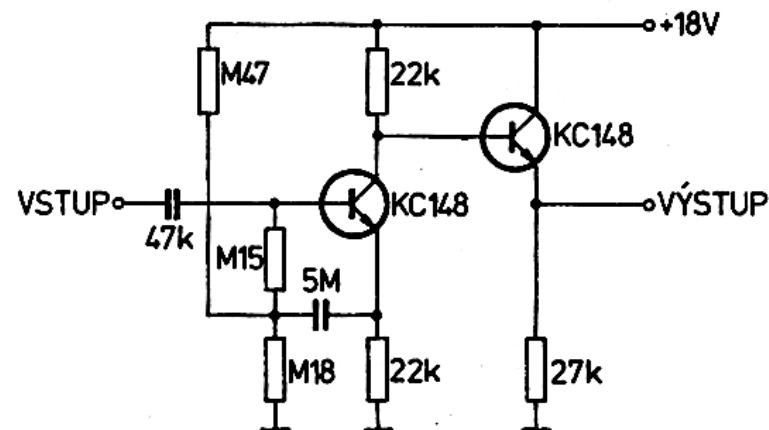


charakteristiky. Zkreslení při 1 kHz pro výstupní napětí do 4 V je 0,25 %, pro výstupní napětí pod 1 V poklesne na 0,1 %. Šumové napětí na výstupu je menší než 22 μV /měřeno s generátorem o vnitřní odporu 1 kΩ/.

C d d ě l o v a c í
z e s i l o v a ě

Schéma je na obr.6. První stupeň pracuje v zapojení se společným emitorem s výraznou zpětnou vazbou, druhý je zapojen jako emitorový sledovač. Obvod se vyznačuje velmi vysokou vstupní impedancí asi 3,6 MΩ a nízkou impedancí výstupní kolem 250 Ω. Celkové zkreslení na výstupu je menší než 0,5 %, šumové napětí nepřesáhne 15 μV.

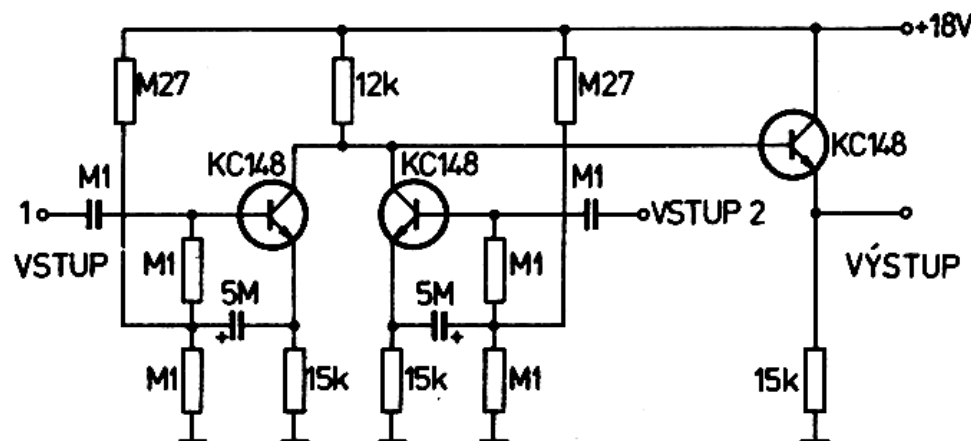
obr.6



Směšovací zesilovač

Zapojení přináší obr.7. Dva rovnocenné vstupy jsou připojeny na samostatné tranzistory, které mají společnou kolektorovou zátěž 12 kΩ. Emitorový sledovač na výstupu zaručuje nízkou výstupní impedanci asi 70 Ω. Vstupní impedance činí 2,5 MΩ. Celkové zkreslení za podmínek, že signál se přivádí jen na jeden vstup a druhý je zkratován, je 0,5 % pro výstupní napětí 2 V a 0,1 % pro 0,5 V. Maximální přípustné napětí obou vstupů pro zkreslení do 0,5 % je 1 V.

obr.7



ÚPRAVA MAGNETOFÓNU TESLA B 58 Jozef Javurek - Šafa

1. Doplnkové zariadenie tlačítka STOP pre prerušovaný záznam

Magnetofóny řady B5 mají tlačítko STOP a mechanickým převodem. Při zastavení a rozbehu pásky při záznamu dochází k změně rychlosti posuvu z nastavené záznamové rychlosti až k nule a naopak, což je příčinou namodulování rušivého signálu na pásku. Tento nedostatek se projevuje i při nastavení úrovně záznamu na nulu.

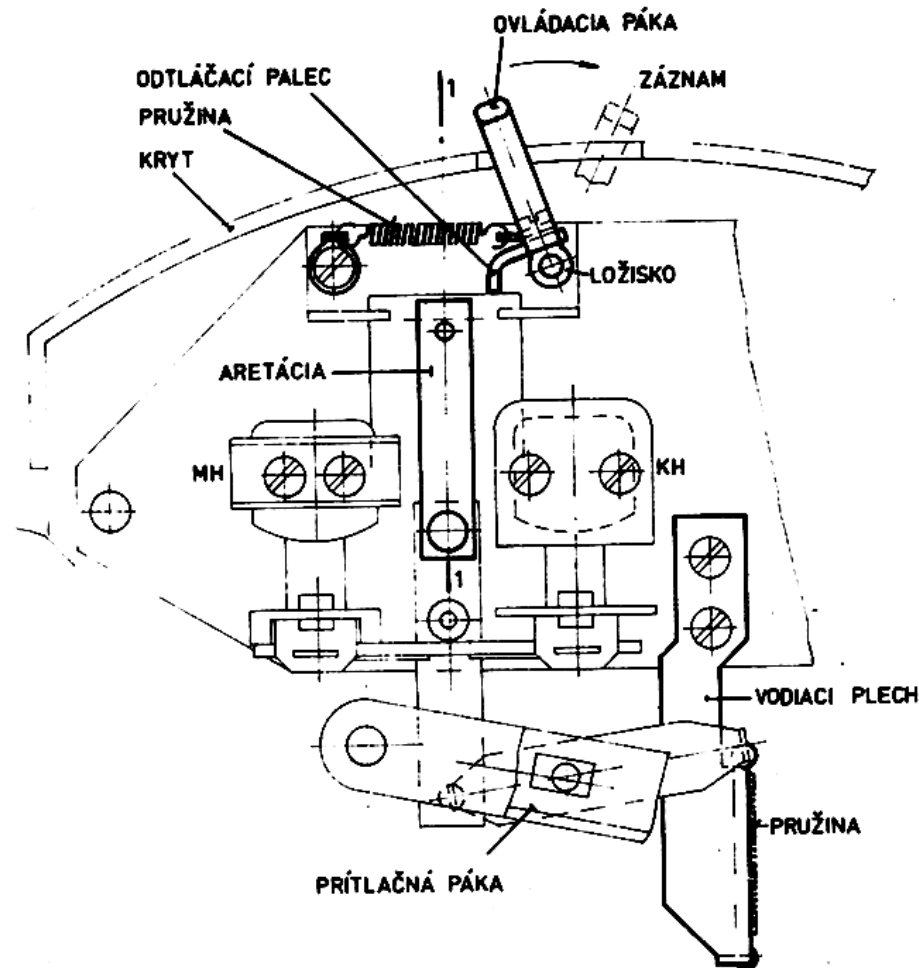
Úprava mechanické části magnetofonu podle obr.1 a 2 umožňuje odtlačení pásky při rozbehu, popřípadě zastavení posuvu tlačítkem STOP, a její přiblížení k hlavám v libovolném okamihu. Doba rozbehu pásky na nominální rychlost posuvu je cca 1 s.

Technické možnosti a využití zařízení:

- a/ zhotovení čistého záznamu bez rušivých signálů při spájení různých signálů a použitím tlačítka STOP a doplnkového zařízení;
- b/ možnost plynulého přelínání záznamu dvou různých nahrávek;
- c/ možnost vymazání určité části hotového záznamu v nahrávce.

Předpokladem pro použití zařízení podle bodu a/ je použití čisté/vopřed vymazané/záznamové stopy v min. délce 30 cm od místa spojení.

obr.1



Postup při záznamu

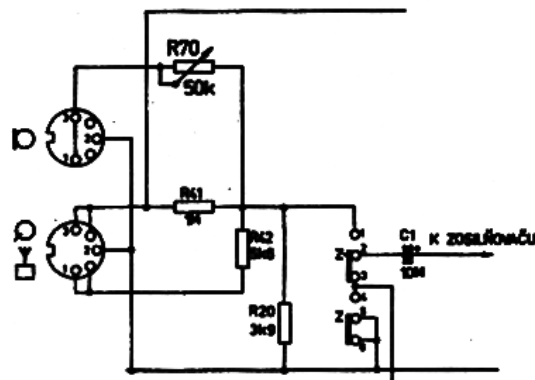
- a/ Po skončení první nahrávky snížíme úroveň záznamu na nulu a pásku necháme mezeru po dobu cca 3 až 10 s. Po zastavení chodu vrátíme pásku na konec záznamu a odposluchem určíme místo napojení/délku mezery mezi nahrávkami/vo vymazanou úseku pásky. V tomto místě, při odtlačení pásky od mg hláv/aretácie/, zapneme funkci u "záznam" a nastavíme úroveň záznamu. Vrátením pásky asi o 9 cm nastavíme potřebný předstih na rozbeh. Uvolněním tlačítka STOP necháme rozbehnout pásku. Po uplynutí 1 s uvolníme aretáciu a přiblížíme pásku k hlavám. V tomto místě se začíná záznam druhé nahrávky.

b/ V prípade potreby napojenia dvoch hudobných nahrávok prelínaním urobíme obvyklým spôsobom záznam prvej nahrávky o niekoľko sekúnd dlhší od predpokladaného miesta napojenia. Odposluchom vrátime pásku na miesto napojenia a nastavíme predstih na rozbeh pásy. Za použitia aretácie zapneme záznam a nastavíme úroveň záznamu druhej nahrávky. Po rozbehu pásu priblížime k hlavám.

c/ Pri vymazaní určitého úseku hotovej nahrávky si najprv odposluchom zistíme a označíme začiatok a koniec úseku /vzhľadom k mazacej hlave/. Úroveň záznamu je nulová. Magnetofon vo funkcii "záznam" spustíme pred daným úsekom. Za chodu pásy v označenom mieste začiatku rýchlo priblížime pásku k hlavám a na konci úseku rýchlo odtlačíme a zastavujeme. Celý postup je výhodné dopredu odskúšať.

Využitie popísaného zariadenia je vhodné pri montáži hudobných nahrávok, pri zázname hovorených slov, kde umožňuje plynulé a čisté napojenie vety i slova. Pri prípadnej oprave chyby v texte nie je potrebné celý záznam opakovať. Taktiež pri zostrihu nahrátého textu prehrávaním z pásy na pásku je toto zariadenie výhodné použiť.

obr.3

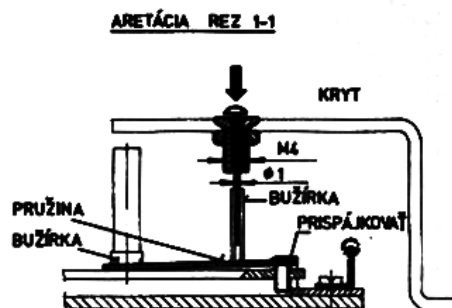


2. Úprava pre trikový záznam slova a hudby

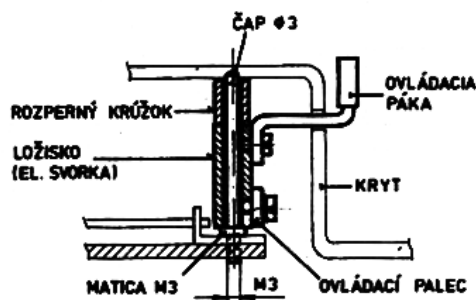
Na obr.3 je schéma úpravy vstupnej časti magnetofonu B58. Úprava pozostáva zo zabudovania potenciometra R70 50k/0 do cesty signálu z mikrofónu.

Popis činnosti: Do vstupu č.1 je zapojený dynamický mikrofón a do vstupu č.2 signál z gramofonu alebo magnetofonu. R70 sa nastaví tak, aby hodnota zapojeného odporu bola 50k. Nastavíme úro-

obr.2



DETAIL OVLÁD. PÁKY S LOŽISKOM



35

veň záznamu pre vstup č.2. Potom dáme R70 do druhej krajnej polohy a podľa úrovne záznamu zistíme potrebnú polohu mikrofónu. Striedaním dvoch krajných poloh R70 pri zázname volíme vstup č.1 alebo č.2. Pri nulovej hodnote R70 je, hudobný signál potlačený a vstupuje plný signál z mikrofónu. Pri jeho plnej hodnote je hudobný signál prakticky v plnej sile a mikrofón je dostatočne oddelený od záznamového zosilňovača. Obidve popísané úpravy rozširujú možnosti použitia tohto magnetofonu pri zachovaní jeho základných technických parametrov.

ZAJÍMAVÁ REPRODUKTOROVÁ SOUSTAVA

Jak je z mnoha meraní a testů zřejmé, je pro nezkrácenou reprodukci přirozených signálů nezbytná výkonová rezerva alespoň 17 dB. Lineárně vzato to znamená padesátinásobek středního zpracoveného výkonu. V praxi, v bytových podmínkách, stačí pro střední hlasitost obvykle 1 W; aby u převážně většiny signálů nedocházelo k limitaci, je nutný zesilovač s výstupním výkonem alespoň 50 W. Reprodukce v objemnějších prostorách vyžaduje ještě výkonnější zesilovače. Pak se stává velmi aktuální otázka, jak zabránit přetížení reproduktorových soustav. Když uvažíme, že rozdíl úrovně hlasitosti 3 dB /subjektivně právě postižitelný/ znamená vzrůst příkonu soustavy na dvojnásobek, je bezpečný příkon poslechem prakticky neurčitelný. Proto se stále častěji objevují reproduktorové soustavy, vybavené ochrannými nebo indikačními obvody.

Jednou z nich je reproduktorová soustava Formula 7 firmy BIC /British Industries Company/. Je to uzavřená čtyřpásmová soustava, ve vlastní konstrukci akustických obvodů a měničů celkem konvenčně řešená. Navíc jsou tu "jen" elektronické obvody podle obrázku na následující stránce. Výhybka soustavy je v každém pásmu opatřena vratnou proudovou pojistkou, která trochu připomíná síťové jističe. Do vodivého, sepnutého stavu se pojistky uvádějí stiskem tlačítek na čelním panelu soustavy. Kontakty ochranných spínačů jsou přemostěny žárovkami, které jednak indikují rozpojení kontaktů při přetížení, jednak mají funkci předřadných nelineárních odporů, zapojených do série s reproduktory. Tím je zaručeno, že reproduktory při přetížení nezmlknou zcela, ale hrají s nižší hlasitostí. Nelineární odpor žárovky /odpor vzrůstá s napětím/ ochrání reproduktory i při několikanásobném přetížení. Reprodukční soustavy s žárovkovými ochrannými prvky nejsou nic neobvyklého, používá je například i firma Electro-Voice, která jimi chrání před přetížením vysokotónové reproduktory profesionálních monitorů.

Poměr úrovní mezi hlubokotónovým pásmem a pásmy ostatními lze nastavit potenciometrem R1. V krajní poloze ho spřažený spínač vyřadí a nahradí termistorem, který svojí nelinearitou zavádí tzv. "dynamickou tónovou kompenzaci", tedy změnu poměru v úrovních pásem v závislosti na velikosti zpracovávaného signálu.

Řada svítivých diod indikuje, jaký akustický tlak soustava vazačuje. Zapojení indikačních obvodů je v principu velmi jednoduché. Jde o 11 paralelně zapojených komparátorů, sestavených ze čtyřnásobných operačních zesilovačů. Invertující vstupy se napájejí usměrněným vstupním výkonovým signálem soustavy, druhé vstupy jsou zapojeny na pevný odporový dělič s odstupňovanými úrovněmi. V okamžiku, kdy napětí na invertujícím vstupu operačního zesilovače přesáhne napětí vstupu neinvertujícího, rozsvítí se odpovídající dioda. Se vzrůstem vstupního signálu se zvětšuje i délka světelného sloupce ve stupních zhruba po 4 dB, v rozsahu 75 až 117 dB hladiny akustického tlaku. Dvanáct operačních zesilovačů a dvanáct diod jsou využity pro indikaci limitace zesilovače, pokud je výkon zesilovače stejný nebo nižší než maximální příkon soustavy. Proto je také úroveň indikátoru plynule nastavitelná potenciometrem R3. Indikátor limitace se nastavuje při reprodukci klíčového sinusového signálu o kmitočtu 300 Hz, přičemž se reprodukuje vždy tři úplné kmitů s opakovacím časem 100 ms. Celková energie signálu je tedy zhruba 10 W špičkové amplitudy. Potom se zvyšuje výkon /buzení/ zesilovače tak,

36

