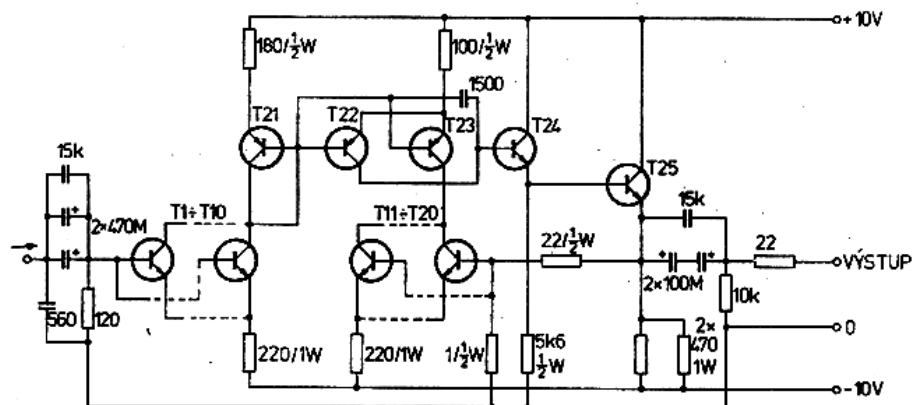


PŘEDZESILOVAČ PRO RYCHLOSTNÍ PŘENOSKU S POHYBLIVÝMI CÍVKAMI

Největším problémem těchto zesilovačů je dosažení dostatečného odstupu rušivých napětí od užitečného signálu, jehož jmenovitá hodnota bývá okolo 120  $\mu$ V na impedanci od 25 do 100  $\Omega$ , přičemž vnitřní odpor zdroje /přenosky/ je od 3 do 25  $\Omega$ . Jedním z možných řešení je zapojit bipolární tranzistor se společnouází. S jedním tranzistorem na vstupní straně obvykle nedosáhneme optimálního impedančního přizpůsobení. Nakladnější, ale výrazně účinnější a úspěšnější řešení používá u svých nejvyšších předzesilovačích firma Sony. Zapojení předzesilovače /nebo impedančního převodníku, jak libo/ má dnes už běžnou podobu operačního zesilovače s diferenciálním vstupem. Bez dalších opatření lze dosáhnout odstupu rušivých napětí zhruba 85 dB pro vstupní signál 2,5 mV, což ovšem vyhoví pro přenosky s pevnými cívkami. U přenosů s pohyblivými cívkami bychom dostali odstup kolem 60 dB, tedy hodnotu typickou pro střední kategorii zesilovačů a pro daný účel neuspokojivou.


$$\sqrt{\frac{2}{e_g}} = \sqrt{4K \left[ r_{bb} + \frac{r_e}{2} + \frac{(r_e + r_{bb})^2}{2r_e h_{21E}} \right]} \quad /1/$$

2  
—  
К  
28

Předpokládáme-li, v souladu s parametry běžně používaných tranzistorů,  $h_{21B}$  dostatečně velký a  $r_e$  i  $r_{bb}$  naopak velmi malé, zjednoduší se vztah (1) na tvar

$$\sigma_{\text{B}}^2 = \sqrt{4K / r_{\text{bb}'} + \frac{r_{\text{e}}}{2}} \quad /2/$$

b7C

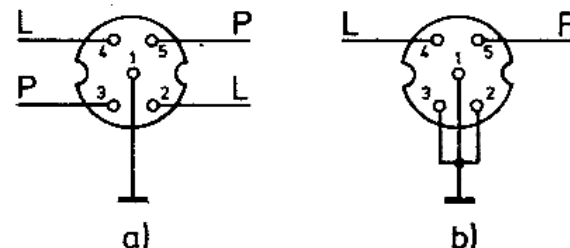
Úplné schéma předzesilovače přináší obrázek. Vstup je navržen jako diferenciální zesilovač s tranzistory T1 až T10 na neinvertujícím vstupu a T11 až T20 na invertujícím vstupu s dynamickou zátěží v intertujícími stupni. Protože je celé zapojení extrémně nízkohomové, jsou neobvyklé výkonové dimenzování odporů i jejich hodnoty. Z těchto důvodů je i proudový zdroj zdvojen /T22 a T23/. Tranzistor T21, zapojený jako dioda, tepelně symetrizuje oba stupně diferenciálního vstupu. Další stupně jsou za sebou zapojené emitorové sledovače T24, T25. Z výstupu se zavádí záporná zpětná vazba na invertující vstup přes odporový dělič 22 a 10. Napětové zesílení předzesilovače jako celku je tedy přibližně 23 dB. Protože zpracováván vstupní signál má velmi malou úroveň, postačuje napájecí napětí  $\pm 10$  V. Kvůli značnému proudovému odběru celého předzesilovače a nízké úrovni vstupního signálu je nezbytné velmi dokonalá elektronická stabilizace a filtrace napájecího napětí.

Realizační náklady popisovaného předzesilovače jsou značné, výsledkem je ovšem odstup užitečného signálu od rušivých napětí lepší než 75 dB při vstupním napětí 125  $\mu$ V na impedanci 100  $\Omega$ .

NOVÝ TYP KONEKTORU PRO SLUCHÁTKA

Západoevropské zesilovače i jiné elektroakustické přístroje mají stále častěji nové symetrické pětipólové zásuvky pro připojení sluchátek. Odpovídající zástrčky jsou čas od času k dostání i v našich obcho-

dech, takže si majitelé dovezených přístrojů mohou zhotovit potřebné šňůrové adaptéry nebo rovnou novými zástrčkami vybavit svá sluchátka. V přístrojích bývají zásuvky zapojeny dvěma způsoby podle obrázků. Méně častější je zapojení a/ u stereofonních přístrojů s výstupními transformátory a neukostřenou žánrnou výstupní svorkou. V monofonních zařízeních se přivádí výstupní signál na dutinky 2 a 4, dutinky 3 a 5 jsou neobsazené. Obvyklejší je zapojení podle b/. V obou případech lze zástrčku do zásuvky za-



suncout ve dvou o 180° otočených polohách, aniž by došlo k záměně kanálů. Většinou bývá přístrojová zásuvka vybavena dvěma rozpinacími kontakty reproduktorů, ovládanými pláštěm zástrčky. V jedné z možných poloh zástrčky vůči zásuvce zůstane kontakty sepnuty, takže signál je jak v reproduktorech, tak ve sluchátkách. V druhé poloze se reproduktory odpojí, poslech je možný jen na sluchátka. Ještě poznámka: zásuvky na obrázku jsou kresleny ze strany přívodů, tj. zevnitř přístroje.

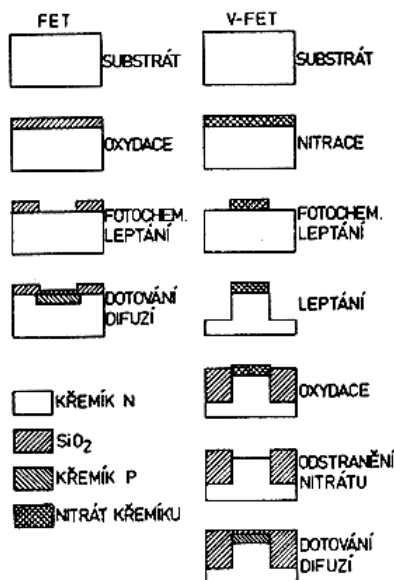
Víte, co to jsou  
TRANZISTORY  
V-FET ?

Tyto tzv. vertikální polem řízené tranzistory byly poprvé vyvinuty v roce 1969 v Japonsku. Našly uplatnění v koncových stupních níže zesilovačů, a i když mají své kritiky, nelze nevidět četné výhody, které použití tranzistorů V-FET přináší. Ještě trochu z historie: 1920 spatřil světlo světa první model tranzistoru V-FET, 1964 francouz S. Tezner publikoval teorii. Prototyp z roku 1969 potřeboval ještě čtyři roky

práce ve vývojových laboratořích, aby firmy Sony, Yamaha, Nippon Electric začaly v roce 1973 sériovou výrobu výkonových typů. Ve svých přístrojích používají tranzistory V-FET další firmy, jako Kenwood, Pioneer, Toshiba, JVC a Matsushita.

Rozdíly v technologickém procesu FET a V-FET /technologie Sony/ ukezuje obr.1. Postup trochu připomíná proces výroby integrovaných obvodů. Vnitřní stavba tranzistoru V-FET je naznačena na obr.2. Charakteristickým znakem je mřížovitá struktura přechodu řídicí elektroda /G/-emitor /S/ /gate-source/. Nízkovýkonové tranzistory V-FET mají "mříž" asi s 500, výkonové typy pak s 1 500 "oků". Na rozdíl od FET protéká mezi kolektorem a emitorem proud ve vertikálním směru.

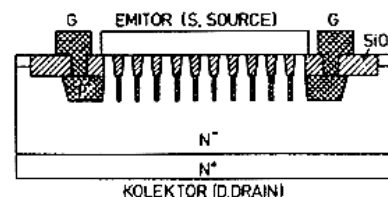
obr. 1



Pro napětí  $U_{GS} = 0$

je přechod kolektor-emitor /D-S/ vodivý. V tom tranzistor V-FET připomíná chování vakuových elektronek. Podobně se pochopitelně chovají i normální tranzistory FET. Další typickou vlastností polem řízených tranzistorů je transport nábojů majoritními nositeli. V tom se výrazně liší od bipolárních tranzistorů a na tomto základě se vysvětluje opačné teplotní chování tranzistorů FET. Vnitřní odpor tu stoupá s rostoucí teplotou přechodu. Koncové stupně s tranzistory V-FET nevyžadují proto žádná komplikovaná opatření pro teplotní stabilizaci pracovního bodu /vzpomeňte na potíže s klidovým proudem u koncových zesilovačů s bipolárními tranzistory/. Konstruktor si může dovolit klidový proud stovky mA, což se příznivě projeví v minimálním zkreslení při malých signálech.

obr. 2

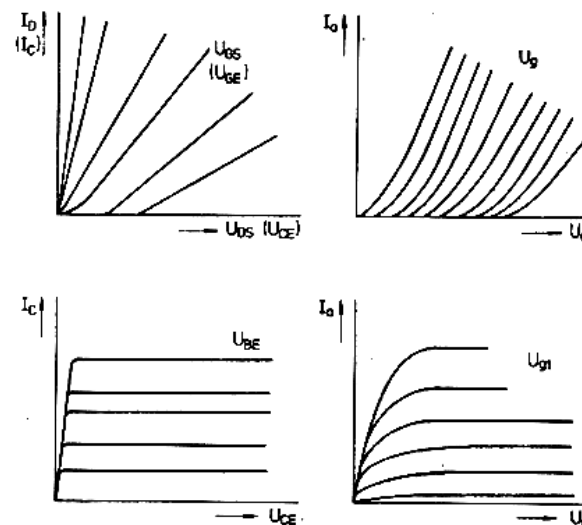


tím větší výstupní odpor aktivní součástky v daném pracovním bodu vykazuje. Poměrně strmé charakteristiky tranzistoru V-FET jsou z tohoto hlediska zvláště při velkých výkonech velmi výhodné. V-FET mají statický výstupní odpor asi 3 Ω, bipolární tranzistory odpovídajícího výkonu 100 až 300 Ω.

Srovnání výstupních charakteristik různých aktivních součástek přináší obr.3. Tranzistor V-FET /obráz. 3 vlevo nahoru/ má chování blízké triodě /vpravo nahoru/, charakteristiky bipolárního tranzistoru /vlevo dole/ připomínají charakteristiky pentody /vpravo dole/. Je známo, že čím plošší jsou výstupní charakteristiky



obr.3



Vstupní odpor tranzistoru V-FET je stejný jako tranzistoru FET velmi vysoký. Výhodná je též malá vstupní kapacita. Není problémem lineární činnost tranzistoru V-FET u výkonových typů do 75 kHz, u nízkovýkonových do 20 MHz.

Podrobnosti o použití tranzistorů V-FET nejsou tématem tohoto příspěvku. K této oblasti jen několik doplňujících poznámek:

Sony vyrábí tranzistory V-FET s vodivým kanálem n i p, čehož využívá pro plně komplementární zapojení svých zesilovačů /komplementární výkonové emitorové sledovače/. Například u zesilovače TA 8550 je napájecí napětí bipolárních budičů ± 100 V, koncových tranzistorů V-FET ± 60 V. Výstupní výkon je 100 W. Koncové tranzistory jsou zapojeny v každé větvi 3 paralelně. To má své problémy, protože u tranzistorů V-FET nelze rozdílné vlastnosti vyrovnávat emitorovými odpory. Nezbyvá než přísný výběr a při poruše některého tranzistoru výměnu celé trojice.

-VD-

## JAK DIMENZOVAT EMITOROVÝ KONDENZÁTOR

Má-li mít tranzistorový zesilovací stupeň v zapojení se společným emitorem blokován emitorový odpor, střílí mnoho amatérů od boku - raději více než méně, ale pochyby zůstávají. Kdo už si prostudoval pár knížek, používá

pro výpočet minimální potřebné kapacity obvykle vztah

$$C_E \geq \frac{1}{2\pi f_d} \frac{h_{21}}{h_{11}} \quad /1/$$

kde  $f_d$  je dolní mezní kmitočet, definovaný pro pokles přenosu proti středním kmitočtům o 3 dB.

Rovněž často publikovaný je obecnější tvar vztahu /1/ pro libovolný pokles zisku na kmitočtu  $f_m$ , vyjádřený koeficientem  $a$ :

$$C_E \geq \frac{1}{2\pi f_m} \frac{h_{21}}{h_{11}} \frac{a}{\sqrt{1-a^2}} \quad /2/$$

Koeficient  $a$  má význam poměru zisků při kmitočtu  $f_m$  a při kmitočtu, při kterém zisk není kondenzátorem  $C_E$  ovlivněn /teoreticky při  $f \rightarrow \infty$ /. Pro pokles zisku při  $f_m$  na polovinu je  $a = 0,5$ , poklesu - 3 dB odpovídá  $a = 0,707$  atd. Je zřejmé, že můžeme předepsat jen  $a < 1$ , protože pro  $a = 1$  docházíme k výsledku  $C_E \rightarrow \infty$ . Pro  $a = 0,707$  je hodnota  $a/\sqrt{1-a^2} = 1$ , takže vztah /2/ přechází v /1/.

Po přečtení poznámky [1] jsme si připomněli, že blokovací kondenzátor emitorového odporu lze počítat ještě jednodušeji, a to bez znalosti  $h_{21}$  a  $h_{11}$  v určitém pracovním bodu. Do rozsahu emitorových proudů 20 až 40 mA platí totiž pro poměr  $h_{21}/h_{11}$  neboli strmost  $S$  tranzistoru teoretický vztah

$$S = \frac{h_{21}}{h_{11}} = \frac{I_C}{U_T} \quad /3/$$

kde  $U_T$  je tzv. teplotní napětí 26 až 30 mV /pro teplotu okolí kolem 30°C/. Vztah pro dimenzování emitorového kondenzátoru bude mít potom tvar

$$C_E \geq \frac{1}{2\pi f_d} \frac{I_C}{U_T} \quad /4/$$

Místo poklesu 3 dB lze pochopitelně ve smyslu vztahu /2/ uvažovat obecnou hodnotu poklesu, vyjádřenou koeficientem  $a$ .

P ř í k l a d

$f_d = 160 \text{ Hz}$ ,  $h_{21} = 200$ ,  $h_{11} = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $I_C = 1 \text{ mA}$

Dle /1/:  $C_E \geq \frac{1}{6,28 \cdot 160} \frac{200}{5 \cdot 10^3} = 40 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 40 \mu\text{F}$

Dle /4/:  $C_E \geq \frac{1}{6,28 \cdot 160} \frac{1 \cdot 10^{-3}}{26 \cdot 10^{-3}} = 38,5 \mu\text{F}$

Vzhledem k tolerancím elektrolytických kondenzátorů jsou rozdíly ve výsledcích zanedbatelné.

Z citovaného pramenu přebíráme ještě pro pohodlnější konstruktéry tabulku výrazu

$$b = \frac{a}{\sqrt{1-a^2}}$$

pro různé praktické hodnoty  $a$

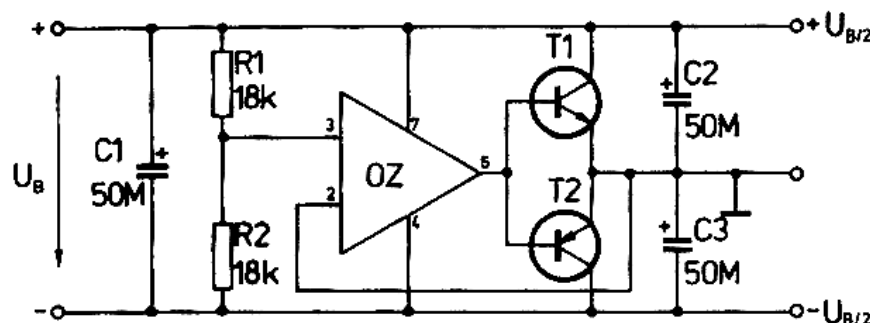
$a$	0,5	0,6	0,707	0,75	0,8	0,85	0,9	0,95
$b$	0,58	0,75	1,0	1,13	1,33	1,61	2,06	3,04

[1] : Die Bemessung des Überbrückungskondensators für den Emitterwiderstand. Funk-technik 9/1978, s. 90.

## DĚLIČ NAPĚTÍ PRO NAPÁJENÍ OPERAČNÍCH ZESILOVAČŮ

V laboratorní praxi nebo i ve finálním výrobku lze uplatnit elektronický dělič, který ze vstupního stejnosměrného napětí  $U_B$  "vyrobí" dvě napětí  $\pm U_B/2$ . Z mnoha publikovaných zapojení jsme vybrali z [1] řešení, které vyžaduje minimum součástek. Zapojení přináší obrázek. Číslování vývodů operačního zesilovače odpovídá použitému typu 741, aplikace jiných typů s vnější kompenzací /MAA5.../ bude s respektováním pokynů výrobce bez potíží. V původním pramenu jsou T1 BD581, T2 BD580, které dovolují při odpovídajícím chlazení výstupní proudy až 3 A. Volba typů tranzistorů však není kritická a řídí se podle nároků na velikost výstupního proudu. Do 300 až 400 mA vyhoví například KP507, KP517. Kondenzátory C2 a C3 zabraňují možným zákrmitům, asi by neškodilo doplnit je ještě paralelně připojenými keramickými typy 47 až 100 nF. Maximální přípustné vstupní napětí  $U_{B \max} = 30 \text{ V}$ .

b7c



[1] Corawandt, R.: Aus Eins mach' zwei. Funkechau 9/1978, s.427.

P Ř E N O S K A  
S H U R E V I 5  
T Y P E I V

Jakkoli se zdálo, že konstruktéři této známé firmy se u typů V15 dostali ke své dosahované kvalitě magnetodynamických systémů, "nešli" si u provedení IV nové okruhy problémů.

K zamezení rušení od elektrostatického náboje gramofonové desky vybavili přenosku před hrotem miniaturním kartáčkem, tvořeným více než 10 000 vodičů "žíní". Přes vodičový plášť přenosky a přes raménko se náboj odvádí na kostru gramofonu. Vedlejšími příznivými efekty je očistný účinek kartáčku na desku /"žíně" vzhledem ke své mikroskopické tloušťce pronikají až na dno drážek/. Kartáček je odklopný, může při provozu zůstat mimo funkci.

Podle tvrzení výrobce má kartáček ještě další účinek - pracuje jako dynamický stabilizátor. Najede-li u normální přenosky hrot na nějaký vrchol /hrbol/, několikrát ještě i po opuštění kritického místa zakolísá svislá síla na hrot. Stejně tak se několikrát změní vertikální snímací úhel. U V15 IV má být díky kartáčku uvedený efekt podstatně omezen.

Výrobce doporučuje svislou sílu na hrot v mezích 7,5 až 12,5 mN /0,75 až 1,25 p/. Hrot je broušen do tzv. hypereliptického tvaru, což má zmenšit zkreslení o čtvrtinu proti přenoskám s běžným birediálním /eliptickým/ hrotem. Držák hrotu je vylehčen a má teleskopický tvar, hmotnost celé přenosky poklesla dále použitím nového druhu magnetu. Podle údajů výrobce je snímací impedance je odpor 47 kΩ s paralelní kapacitou 200 až 300 pF. -vp-