

Někdy se stává, že s určitou nostalgií vzpomínáme na „ty staré, zlaté časy“, kdy nebyly tranzistory a integrované obvody, kdy klasická elektronika byla v podstatě v plenkách, kdy se vše jevilo jako ne sice zcela jednoduché, ale relativně jednoduše zvládnutelné – tato nostalgie se obvykle dostaví tehdy, když se opět znovu a znovu setkáváme s něčím novým, s něčím, nad čím je třeba přemýšlet, co je třeba pochopit (a to není vždy nejjednodušší). Svého času jsme se (nebo alespoň někteří z nás) shovívavě usmívali nad termínem technická revoluce, domnívající

obvody a sdružené součástky, miniaturizace, mikrominiaturizace, obvody z tenkých vrstev, obvody z tlustých vrstev, hybridní obvody a já nevím, co ještě. Elektronika se z radiotechniky rozrostla na obor, který nemá svojí šířkou obdoby – stačí vzít třeba články v AR, od elektronické lišné přes reflexní přijímač, nf zesilovač atd. až po elektronickou hru, využívající základů číslicové techniky a univerzální číslicový multimetr se v časopisu popisují elektronické přístroje jednoduché i složité, univerzální i jednoúčelové, běžné i speciální atd. A přitom i kdyby časopis

## Informační exploze

se, že „to“ půjde kolem nás a nezávisle na nás. Velmi brzy se však ukázalo, že technická revoluce je proces, který ve svém vývoji předbíhá i stav našeho vědomí a našich znalostí, a že máme co dělat, abychom s ním alespoň v některých aspektech dokázali držet krok. Objevily se tranzistory, než se z toho stačil průměrný technik vzpamatovat (o laikovi ani nemluvě, ten se, myslím, většinou vzdal snahy rozumět všemu tomu, co běžně používá z technických vynálezů a výrobků), přišly integrované

vycházel denně, stále by bylo o čem psát, protože znalost problematiky elektroniky umožňuje tolik variant řešení problémů, jako nikdy předtím.

Ze všech stran se však ozývá stále jedno volání – volání po informacích. Shánějí se informace z pohledu spotřebitele, konstruktéra, technologa, návrháře, vývojáře, koníčkáře, profesionála atd. Jak postupovat, jakým způsobem řídit dostupné informace, aby vešly ve známost, jakým způsobem zpřístupnit co možno nejširší oblast informací,

aby se nebádalo nad tím, co je třeba již jinde notoricky známé, co vybrat z dostupných informací, aby to bylo perspektivní a nejvíce užitečné?

To jsou otázky, s nimiž se v současné době potýká každý technický (a nejen technický) časopis i knižní vydavatelství. V časopisech RK a AR k těmto otázkám ještě přistupuje snaha uspokojit čtenářský zájem jak amatérů,

tak profesionálů a navíc jak začátečníků, tak i pokročilých a více než pokročilých. Není to jednoduché, doufáme však, že do informační exploze (a tím i k technické revoluci) přispíváme dílem, který není zcela zanedbatelný; z uvedených hledisek byly vybrány i články v tomto čísle Radiového konstruktéra. (Údaje zahraničních tranzistorů jsou v ročence AR 1973).

# Zajímavá praktická

## ZAPOJENÍ 7

Zdeněk Svobodný

### Napájecí zdroje, stabilizátory, regulátory, měniče

#### Jakostní síťový zdroj

U zdroje podle obr. 1 lze nastavovat jak výstupní napětí, tak konstantní výstupní proud. Zdroj je konstruován s křemíkovými tranzistory a vzhledem k vlastnostem je relativně jednoduchý.

#### Technické údaje

Napájecí napětí: 220 V, 50 Hz ( $\pm 10\%$ ).

Nastavitelné výstupní napětí: 0 až 30 V.

Nastavení výstupního proudu: 0 až 1 A.

Maximální teplota okolí: 60 °C.

Vnitřní odpor při řízení napětí: 10 m $\Omega$ .

Vnitřní odpor při řízení proudu: 12,5 k $\Omega$ .

Stabilizace v rozsahu výstupního napětí 0,1 až 25 V:  $4,5 \cdot 10^{-3}$ .

Stabilizace v rozsahu výstupního proudu 10 mA až 0,8 A:  $7,5 \cdot 10^{-3}$ .

Zvolnění při řízení napětí: 1 mV.

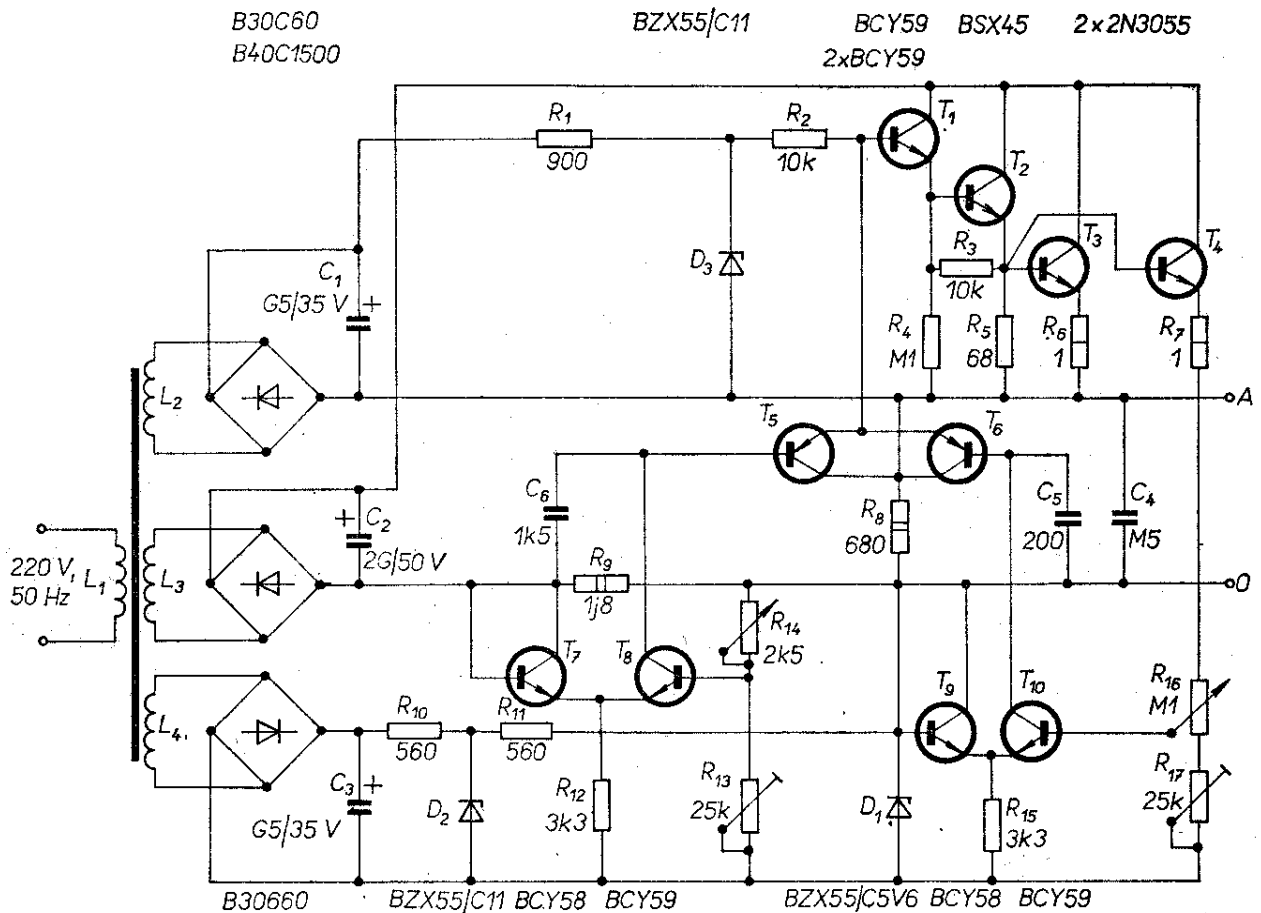
Zvolnění při řízení proudu: 20  $\mu$ A.

Rychlost reakce při řízení proudu: 100  $\mu$ s.

Výkonové tranzistory jsou na chladičích. Transformátor je na jádru M85a (M29), vinutí  $L_1$  má 978 z drátu o  $\varnothing$  0,4 mm CuL, vinutí  $L_2$  má 77 závitů drátu o  $\varnothing$  0,1 mm CuL,  $L_3$

má 133 závitů drátu o  $\varnothing$  1,1 mm CuL a konečně vinutí  $L_4$  má 65 závitů drátu o  $\varnothing$  0,1 mm CuL.

Úbytek napětí na potenciometru  $R_{16}$  se porovnává s referenčním napětím na bázi tranzistoru  $T_9$ . Změny výstupního napětí, způsobené změnami zátěže nebo napájecího síťového napětí způsobí, že se na tranzistorech  $T_9$  a  $T_{10}$  vytvoří rozdílový signál; tento rozdílový signál je zesílen tranzistorem  $T_6$  a přiveden na bázi tranzistoru  $T_1$ . Tranzistor  $T_1$  ovládá nyní přes tranzistor  $T_2$  činnost koncových výkonových tranzistorů  $T_3$  a  $T_4$  tak, aby zmizel rozdílový signál na tranzistorech diferenciálního zesilovače ( $T_9$  a  $T_{10}$ ). Kolektorový proud tranzistoru  $T_{10}$  je velmi malý (jak vyplývá ze zapojení), takže změnu vlastností obvodu ohřátím tohoto tranzistoru není třeba brát v úvahu. Maximální výstupní napětí se má nastavit odporovým trimrem  $R_{17}$  tak, aby se při minimálním síťovém napětí a při zátěži 1 A (transformátor ohřátý na provozní teplotu) neobjevilo na výstupu podstatné zvětšení brumu. Běžec potenciometru  $R_{16}$  by měl být při této zkoušce nastaven u spodního konce odporové dráhy.



Obr. 1. Jakostní síťový zdroj s proměnným výstupním napětím 0 až 30 V a s možností volit konstantní vstupní proud v mezích 0 až 1 A

Bude-li odpor připojené zátěže malý, lze při napěťovém řízení zdroje udržet výstupní proud, který je ohraničen pouze vnitřním odporem zdroje. Chceme-li omezit výstupní proud na určitou velikost, používáme zdroj jako zdroj konstantního proudu, který lze regulovat v rozmezí 0 až 1 A.

Na odporu  $R_9$  vzniká úbytek napětí, odpovídající proudu do zátěže. Diferenciální zesilovač z tranzistorů  $T_7$  a  $T_8$  se nastaví odporovým trimrem tak, aby při  $R_{14} = 2,5 \text{ k}\Omega$  a při výstupním proudu 1 A vedl tranzistor  $T_8$ . Kolektorový proud tohoto tranzistoru budí tranzistor  $T_5$ . Tento tranzistor přebírá nyní bázevý proud tranzistoru  $T_1$ , který při řízení napětí tekl tranzistorem  $T_6$ . Napěťové řízení se mění na řízení proudem. To znamená, že se při malém zatěžovacím odporu vede napětí z výstupu zpět do zdroje a výstupní proud

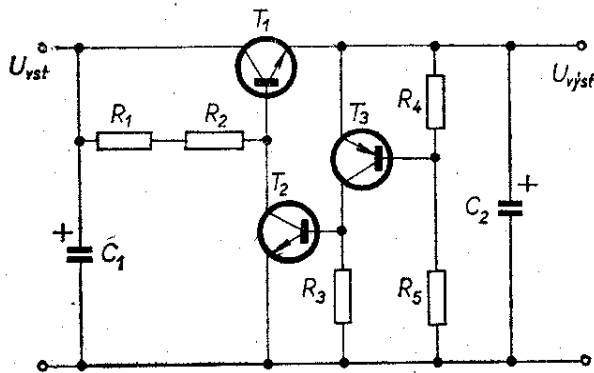
zůstává stálý. Změnou nastavení potenciometru  $R_{14}$ , zapojeného jako proměnný odpor, lze nastavit libovolný konstantní výstupní proud v rozmezí 0 až 1 A.

Siemens Halbleiter-Schaltbeispiele 1972

### Zapojení stabilizátorů bez stabilizačních (Zenerových) diod

Dále popsaná zapojení stabilizátorů jsou vhodná všude tam, kde je na závadu šum Zenerových diod, nebo kde je třeba dosáhnout co nejmenší vlastní spotřeby stabilizátoru.

Základní zapojení stabilizátoru bez referenčního prvku je na obr. 2. Mezi nestabilizovaným vstupním napětím  $U_{vst}$ , získaným usměrněním síťového napětí, a výstupním stabilizovaným napětím  $U_{výst}$  je zapojen tranzistor  $T_1$ . Ten je známým způsobem řízen tran-



Obr. 2. Základní zapojení stabilizátoru bez stabilizačních (Zenerových) diod

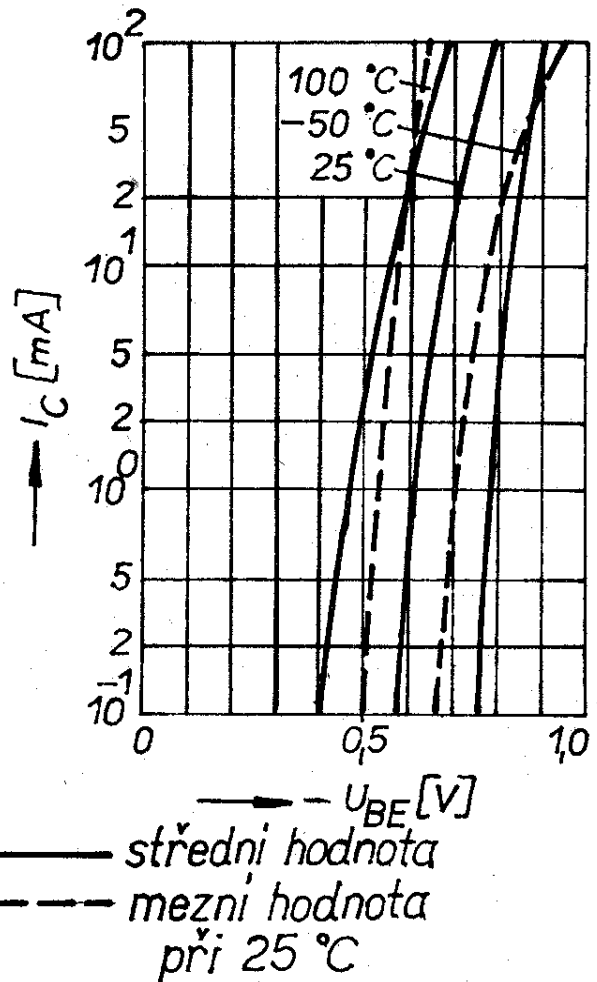
zistorem  $T_2$  tak, aby se při zvětšujícím se výstupním proudem nebo při zmenšujícím se vstupním napětím jeho stejnosměrný odpor zmenšoval – tím se dosáhne stabilizace výstupního napětí.

Má-li mít stabilizátor co nejlepší činitel stabilizace, je třeba, aby se každá změna výstupního napětí  $\Delta U_{vyst}$  pokud možno bez omezení amplitudy objevila i na bázi tranzistoru  $T_2$ . K tomu slouží tranzistor  $T_3$ .

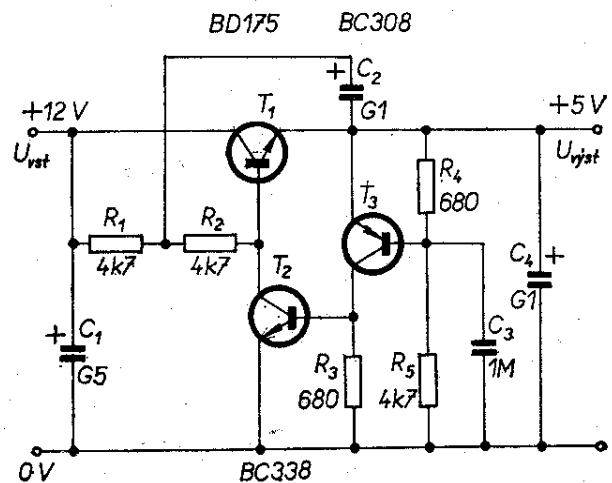
Pozorují-li se charakteristiky tranzistoru, tj. průběh kolektorového proudu v závislosti na napětí báze-emitor, zjistí se, že mají silně exponenciální průběh (např. na obr. 3 pro tranzistor BC308, což je obdoba našeho tranzistoru KC508, ovšem vodivosti p-n-p). Pětiprocentní změně napětí báze-emitor tak odpovídá nejméně třístaprocentní změna kolektorového proudu. Této velké strmosti charakteristiky se využívá i v popisovaných zapojeních. V zapojení podle obr. 1 se objeví změna výstupního napětí v poměru  $R_4 : (R_4 + R_5)$  v obvodu báze-emitor tranzistoru  $T_3$  (díky jeho strmosti  $\Delta I_C : \Delta U_{BE}$  a volbě pracovního odporu  $R_3$ ) na bázi tranzistoru  $T_2$ . Tranzistor  $T_2$  pak řídí činnost tranzistoru  $T_1$  – tím je splněna podmínka regulace.

Návrhem odporů  $R_4$  a  $R_5$  děliče napětí pro bázi třetího tranzistoru lze volit libovolné výstupní napětí. Celkem přesně platí

$$U_{vyst} = U_{BE T3} \left( \frac{R_5}{R_4} + 1 \right)$$



Obr. 3. Průběh kolektorového proudu tranzistoru BC308 v závislosti na napětí báze-emitor



Obr. 4. Zapojení stabilizátoru se zlepšeným potlačením brumu (BC308, BC338 = KF517, KC508; BD175 = Si podle odebíraného proudu)

příčemž proud děličem v bázi  $T_3$  musí být co největší proti proudu báze tranzistoru  $T_3$ .

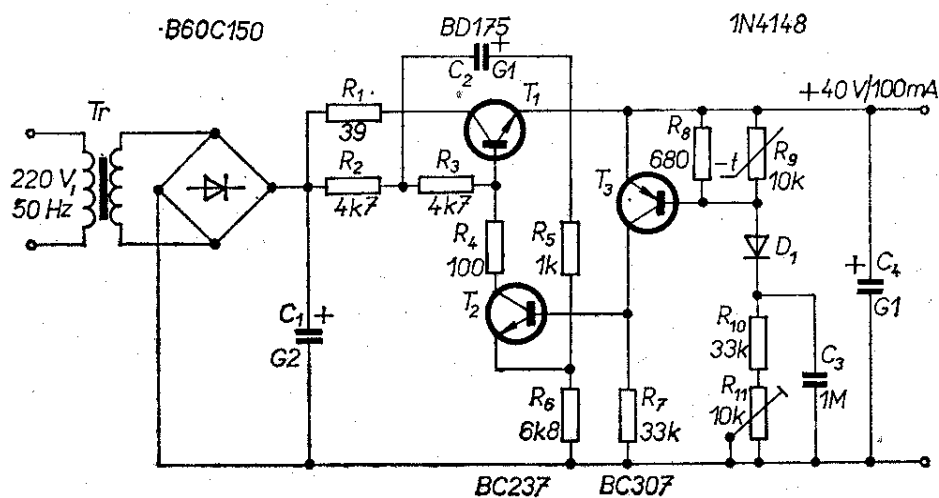
Častým požadavkem kromě stabilizace výstupního napětí zdroje je i co nejmenší brum výstupního napětí. Vezmeme-li zapojení podle obr. 2, je zřejmé, že čím bude menší zvlnění výstupního napětí, tím menší kapacitu může mít kondenzátor  $C_1$  (tím je levnější a menší). K dosažení co nejmenšího brumu výstupního napětí byly navrženy do základního zapojení na obr. 2 dva filtrační články podle obr. 4.

Prvním filtračním článkem je člen  $R_1C_2$ , který podstatně omezuje vliv brumu na kondenzátoru  $C_1$ , tj. na přechodu báze-emitor tranzistoru  $T_1$ . Ke zmenšení brumu ve výstupním napětí přispívá i kondenzátor  $C_3$  mezi bázi třetího tranzistoru a nulovým potenciálem. Zařazením tohoto kondenzátoru do obvodu se zbytkové rušivé napětí na výstupu stabilizátoru téměř zcela odstraní, jeho zbytky eliminuje silná zpětná vazba řídicího zesilovače. Volba tohoto zapojení není náhodná – kromě vlivu na brum se uplatňuje i jeho příznivý vliv na vnitřní dynamický odpor stabilizátoru – při jakékoli volbě součástek nepřevyšuje vnitřní odpor stabilizátoru několik desítek miliohmů. Činitel filtrace je přitom lepší než 100 000 (90 dB). Výstupní napětí je prakticky bezšumové a bez brumu. Maximální rušivé napětí na výstupu je podle měření menší než  $50 \mu\text{V}$ .

U zdrojů jako je popsán stabilizátor vyžadujeme obvykle i teplotní nezávislost výstupního napětí. V zapojení podle obr. 4 má na teplotní stabilitu rozhodující vliv teplotní drift tranzistoru  $T_3$ . Protože tranzistory  $T_2$  a  $T_3$  mají stejnosměrnou přímou vazbu (jsou spojeny galvanicky), vyrovnávají se vlivy změn teploty okolí částečně i jen díky tomuto zapojení. Kompenzace změn teploty je tím lepší, čím je menší poměr odporů  $R_5/R_4$  bázevého děliče, tedy čím menší je výstupní napětí stabilizátoru. Ke zlepšení teplotní nezávislosti výstupního napětí lze do obvodu přidat teplotně závislý odpor, termistor. Příklad zapojení je na obr. 5. Stabilizátor se součástkami podle obr. 5 má výstupní napětí 40 V, napětí je stabilní i při velkých změnách teploty okolí a do odběru proudu 100 mA.

Zapojení podle obr. 5 má tu zvláštnost, že napětí na emitoru tranzistoru  $T_2$  je děličem  $R_5, R_6$  nastaveno tak, aby napětí kolektor-emitor tohoto tranzistoru nebylo větší než asi 3 až 4 V. Stejně napětí je i na tranzistoru  $T_3$ . Oba tranzistory mají velmi malou ztrátu a přispívají tak k dobré teplotní stabilitě stabilizovaného zdroje. Je to výhodné i proto, že jako druhý a třetí tranzistor je možno použít prakticky jakékoli typy bez nároků na velké závěrné napětí.

V zapojení podle obr. 5 je proti dříve uvedeným schémátům navíc např. dioda  $D_1$  – ta chrání třetí tranzistor proti



Obr. 5. Teplotně kompenzovaný stabilizovaný zdroj s minimálním driftem náběhu; náhrada tranzistorů viz obr. 4

zničení při náhodném zkratu na výstupu. Odpor  $R_1$  omezuje maximální proud řídicím tranzistorem na bezpečnou velikost.

Termistor je třeba vybrat individuálně podle typu  $T_3$ . V zapojení na obr. 5 se s uvedeným typem termistoru dosáhlo teplotního činitele  $1,5 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$  v teplotním rozsahu  $+10$  až  $+45$   $^\circ\text{C}$ .

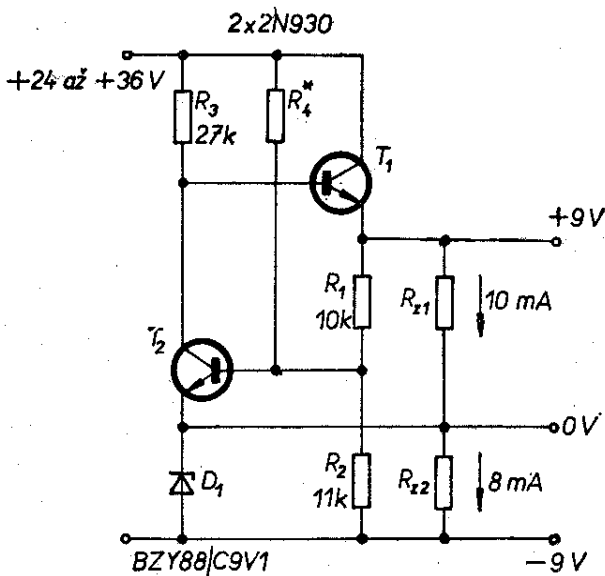
*Funkschau* č. 20/1972

### Jednoduchý zdroj napětí dvojí polarity pro malý odběr proudu

Obvod na obr. 6 ze dvou tranzistorů a Zenerovy diody dodává stabilizovaná napětí opačné polarity. Smyčka záporné zpětné vazby přes tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  určuje napětí kladné větve zdroje podle vztahu

$$\frac{R_1 + R_2}{R_2} (U_Z + U_{BE2}) - U_Z$$

(vztaženo k 0 V). Možný odběr proudu je pro zátěž  $R_{z2}$  menší o proud Zenerovou diodou. Obvod je vhodný k napájení takových obvodů, u nichž je odběr proudu relativně stálý, nebo u nichž je alespoň stálý rozdíl v odběru proudu z kladné a záporné větve stabilizátoru. Mění-li se proud zátěží,



Obr. 6. Jednoduchý zdroj napětí dvojí polarity pro malý odběr proudu ( $R_4$  je třeba vybrat tak, aby byly co nejvíce potlačeny rušivé signály ve stabilizovaných napětích)

Zenerova dioda musí mít malý dynamický odpor a zesílení ve smyčce s tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  musí být co největší. Toho se dosáhne volbou odporu  $R_3$ . Proud báze tranzistoru  $T_1$  nesmí být však větší než polovina kolektorového proudu  $T_2$  – potom je vhodné volit jako  $T_1$  složený emitorový sledovač.

Napěťový zisk tranzistoru  $T_2$  je ovšem omezen činitelem  $R_3/r_e$ , kde

$$r_e \doteq \frac{25}{I_{E2}} \quad [\Omega; \text{mA}],$$

takže se nedosáhne většího zisku zvětšováním odporu  $R_3$ , je-li  $r_{e2}$  velký ve srovnání s

$$\frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} h_{21E(T_2)}.$$

*Wireless World* č. 1402/1969 (duben)

### Impulsní stabilizátor napětí

Impulsní (klíčované) stabilizátory napětí se pro své nesporné výhody v poslední době používají stále častěji: především pro ekonomii provozu, malé výkonové ztráty a z nich vyplývající malé rozměry.

Jednoduchý impulsní stabilizátor napětí je na obr. 7. Jeho základní technické údaje jsou:

*Výstupní proud:* maximálně 5 A.

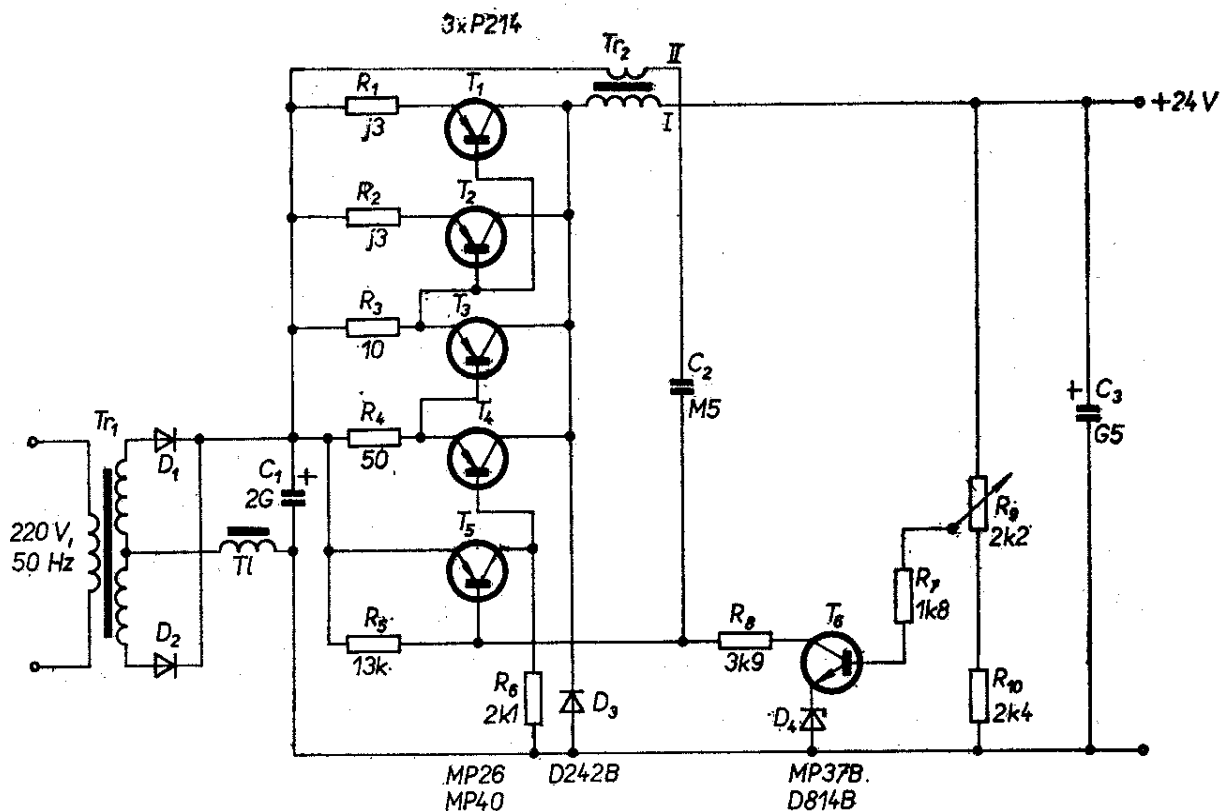
*Regulované výstupní napětí:* 24 V.

*Účinnost stabilizátoru:* 85 až 90 %.

Při změně napětí na vstupu stabilizátoru (na kondenzátoru  $C_1$ ) od 25 do 36 V se výstupní napětí změní maximálně o 1 %. Bez síťového transformátoru, usměrňovacích diod a tlumivky lze zařízení použít k regulaci a stabilizaci jakéhokoli stejnosměrného napětí, které se mění v rozmezí 25 až 50 V.

Principem činnosti impulsního stabilizátoru je změna stabilizovaného napětí na střídavé (lépe řečeno pulsující, impulsní) a následná změna tohoto pulsujícího napětí na stejnosměrné. Ve stabilizátoru se používá šířková modulace impulsů.

Celý stabilizátor podle obr. 7 se skládá ze síťového transformátoru,



Obr. 7. Impulsní stabilizátor napětí

usměrňovacích diod, filtračních členů (vstupní se skládá z tlumivky  $Tl$  a kondenzátoru  $C_1$ , výstupní z primárního transformátoru  $Tr_2$  a z kondenzátoru  $C_3$ ), ze třístupňového zesilovače proudu (předzesilovač s tranzistory  $T_3$  a  $T_4$ , koncový zesilovač z paralelně zapojených tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$ ), z fázového invertoru s tranzistorem  $T_5$ , který obrací fázi impulsů o  $180^\circ$  a z referenčního a měřicího stupně s tranzistorem  $T_6$ , který „hlídá“ odchylky výstupního napětí od nastavené velikosti.

V otevřeném stavu je odpor tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  malý a primárním vinutím impulsního transformátoru  $Tr_2$  protéká zvětšující se proud, který nabíjí kondenzátor  $C_3$ , k němuž je připojena zátěž. Impulsní transformátor pracuje v tomto okamžiku jako prvek filtračního obvodu, jako filtrační tlumivka. Zvětší-li se napětí na výstupním kondenzátoru nad nastavenou (žádanou) velikost výstupního napětí, otevře se tranzistor  $T_6$ . Kolektorový

proud tohoto tranzistoru způsobí úbytek napětí na odporu  $R_5$ , tímto úbytkem napětí se otevře tranzistor  $T_5$ . Přitom se proud odporem  $R_6$  zvětšuje (a zvětšuje se tedy i spád napětí na něm), to způsobí uzavření tranzistoru  $T_4$  a posléze i tranzistorů  $T_3$  až  $T_1$ . Proud primárním vinutím impulsního transformátoru se však do určité velikosti zmenšuje, a náboj kondenzátoru  $C_3$  se vybijí do zátěže. Dioda  $D_3$  se otevírá pouze tehdy, je-li napětí na primárním vinutí impulsního transformátoru větší, než napětí na kondenzátoru  $C_3$ . Zmenší-li se napětí na kondenzátoru  $C_3$  vybíjením jeho náboje do zátěže, přestávají pracovat tranzistory  $T_5$  a  $T_6$ , a současně se otevírají tranzistory  $T_1$  až  $T_4$ . Dále se celý pochod opakuje.

Při zvětšování napětí na vstupu stabilizátoru při otevírání tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  je na primárním vinutí impulsního transformátoru velké napětí. Proto se bude proud vinutím zvětšovat rychleji a rychleji se bude nabíjet i kon-

denzátor  $C_3$ . To znamená, že se čas, po který jsou oba tranzistory otevřeny, zkrátí. Zkrátí se i doba impulsu proudu vinutím transformátoru. Nemění-li se odpor zátěže, kondenzátor se nabije za stejnou dobu, a mezera mezi impulsy, po níž jsou oba výkonové tranzistory uzavřeny, bude stálá. Z toho je zřejmé, že výstupní napětí stabilizátoru je závislé na době, po níž jsou oba výkonové tranzistory otevřeny.

Popišme si nyní třeba stav, kdy se zmenšil odpor zátěže, tzn. kdy se odebrává větší proud ze stabilizátoru. Kondenzátor  $C_3$  se vybíjí rychleji, než při jmenovité zátěži. Zmenšuje se mezera mezi impulsy proudu, impulsy, kterými se nabíjí kondenzátor, jsou častější.

Kmitočet impulsů závisí v zásadě na rychlosti nabíjení a vybíjení kondenzátoru  $C_3$ , tj. na jeho kapacitě. Zvětšuje-li se jeho kapacita, kondenzátor se nabíjí přes indukčnost pomaleji, kmitočet impulsů se snižuje. Čím je indukčnost primárního vinutí impulsního transformátoru menší, tím se kondenzátor nabíjí rychleji na zvolené napětí a rychlost změny proudu je proporcionální kmitočtu impulsů. Z toho vyplývá, že čím je kmitočet impulsů vyšší, tím menší indukčnost by mělo mít vinutí.

Při použití tranzistorů P214 se jako nejvýhodnější ukázal kmitočet 1 000 Hz. Při zvyšování kmitočtu se narušuje tvar impulsů a zhoršuje se účinnost. Použijí-li se křemíkové tranzistory KT805B, je nejvhodnější kmitočet asi 3 až 5 kHz.

Výstupní napětí je tím „stejnoseměrnější“ (impulsy jsou menší, nižší), čím větší proudové zesílení mají tranzistory  $T_4$  až  $T_6$ . Vyplývá to z toho, že při velkém zesilovacím činiteli těchto tranzistorů je třeba k uvedení tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  z vodivého stavu do nevodivého velmi malého napětí na bázi tranzistoru  $T_6$ . Aby se podpořil kladný význam zesilovacího činitele tranzistorů, je v zapojení zavedena kladná zpětná vazba, jejíž napětí se snímá ze sekundárního vinutí impulsního transformátoru. Velikost zpětné vazby se řídí tvarem proudového impulsu na

kolektoru výkonových tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  (má se blížit co nejvíce pravoúhlému průběhu).

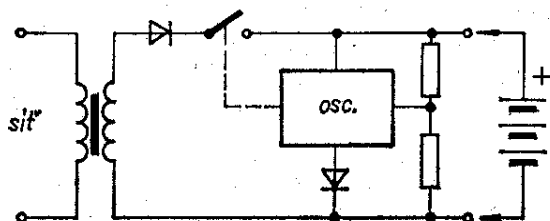
Tranzistory  $T_1$  až  $T_3$  jsou na hliníkovém chladiči o rozměrech  $150 \times 100$  mm. Transformátor  $Tr_1$  je na jádru Š(EI)  $25 \times 50$ , primární vinutí má 830 závitů drátu o  $\varnothing$  0,59 mm CuL, sekundární vinutí má  $2 \times 120$  závitů drátu o  $\varnothing$  1,3 mm CuL. Tlumivka  $Tl$  je na stejném jádru, má 300 závitů drátu o  $\varnothing$  1,68 mm CuL. Impulsní transformátor je na jádru Š12 $\times$ 24 (vzduchová mezera 0,3 mm), primární vinutí má 100 závitů drátu o  $\varnothing$  1 mm CuL, sekundární 3 závitů drátu o  $\varnothing$  0,2 mm CuL. Podrobný popis nastavení a případné změny v zapojení při použití různých křemíkových tranzistorů jsou uvedeny v původním článku.

*Radio (SSSR), č. 9/1972*

### Nabíječka akumulátorů s tyristory

Nejrůznějších jednoduchých i složitých nabíječek akumulátorů bylo již popsáno v literatuře velmi mnoho. V poslední době se od nabíječky žádá, aby se sama vypnula, skončí-li nabíjení, tj. má-li nabíjený akumulátor jmenovité napětí. Také navodů na stavbu podobné nabíječky bylo již několik – na nabíječce podle obr. 8 mne však zaujalo nekonvenční řešení a tvrzení autorů, že nabíječka pracuje spolehlivě bez složitěho uvádění do chodu i s tzv. partiiovými součástkami. Navíc kromě samočinného vypínání při nabití baterie má nabíječka tu výhodu, že se nezničí ani ona sama, ani akumulátor, připojí-li se akumulátor na vývodní zdířky obráceně, tj. zamění-li se jeho polarita.

Základní zapojení nabíječky je na obr. 8. Spínač, připojující napětí na-



Obr. 8. Základní zapojení nabíječky akumulátorů s ochranou proti přebíjení

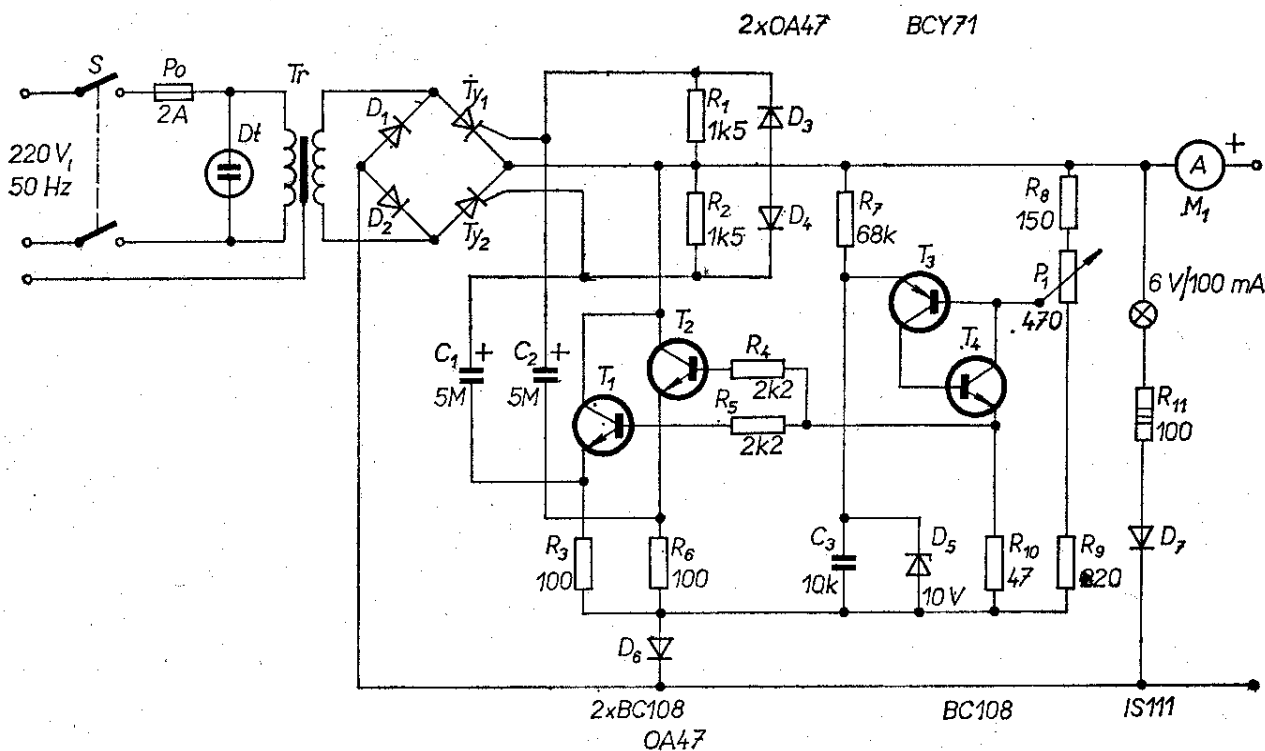
bíječky k akumulátoru, je ovládán oscilátorem, jehož činnost řídí napětí ze středu napěťového děliče z odporů, připojených paralelně k nabíjenému akumulátoru. Napájecí napětí oscilátoru se vede přes diodu. Je-li spínač sepnut, akumulátor se nabíjí. Není-li na výstup nabíječky připojen akumulátor, nebo je-li připojen nesprávně, oscilátor nepracuje a spínač je rozpojen. Nabíječka začne nabíjet až tehdy, je-li připojen nabíjený, částečně vybitý akumulátor a souhlasí-li polarita jeho vývodů s polaritou vývodů nabíječky. Nabíjení skončí, nabije-li se akumulátor na jmenovité napětí.

Jako spínač se používají dva řízené usměrňovače, tyristory, které v otevřeném stavu tvoří spolu s diodami  $D_1$  a  $D_2$  (obr. 9) můstkový usměrňovač.

Připojí-li se na výstup nabíječky částečně vybitý akumulátor (s odpovídající polaritou), otevře se dioda  $D_6$ . V tom případě se kondenzátor  $C_3$  nabíjí přes  $R_7$  a během několika milisekund se napětí na emitoru  $T_3$  ustálí na velikosti, dané polohou běžce potenciometru  $470 \Omega$ . Tranzistory  $T_3$

a  $T_4$  se rychle otevřou, náboj kondenzátoru  $C_3$  se vybije přes odpor  $R_{10}$  a v obvodu vznikne krátký kladný impuls, který se objeví i na bázích  $T_1$  a  $T_2$ . Oba tyto tranzistory jsou zapojeny jako emitorové sledovače a převedou tedy kladné impulsy na řídicí elektrody tyristorů (impedančně přizpůsobují obvod „oscilátoru“ obvodu řídicích elektrod). Tranzistory současně vzájemně oddělují řídicí elektrody tyristorů.

Kladný impuls na řídicí elektrodě tyristoru uvede tyristor do vodivého stavu. Usměrňovací můstek tedy pracuje, vede proud a akumulátor se nabíjí. Jakmile se kondenzátor  $C_3$  vybije, znovu se ihned nabíjí přes odpor  $R_7$  a vzniká další otevírací (zapalovací) impuls pro tyristory. Je-li tyristor otevřen, není sice impuls zapotřebí, ale tyristory se zavírají vždy, prochází-li sinusovka napětí na sekundárním vinutí síťového transformátoru nulou. Kmitočet oscilátoru je asi 1,4 kHz, proto se tyristory uvádějí do vodivého stavu zcela bezpečně ihned po průchodu napětí nulou.



Obr. 9. Celkové zapojení nabíječky. Údaje tyristorů v textu

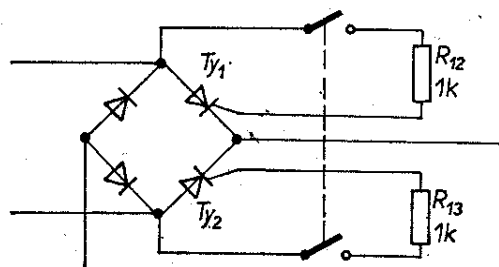
Zvětší-li se při nabíjení akumulátoru jeho napětí na jmenovitou velikost, zvětší se i napětí na bázi  $T_3$ . Protože napětí na emitoru tohoto tranzistoru je určeno napětím Zenerovy diody  $D_5$ , oscilátor přestane pracovat, tyristory zůstanou v nevodivém stavu. Nabíjení se přeruší tedy v závislosti na nastavení běžce potenciometru  $470 \Omega$ . Ihned po uzavření tyristorů se většinou napětí akumulátoru opět zmenší, to uvede na krátkou dobu tyristory opět do vodivého stavu a tak se akumulátor dobíjí krátkými impulsy, mezery mezi nimiž se stále prodlužují.

Odpor  $R_1$  a  $R_2$  zabezpečují bezpečné spínání tyristorů. Diody  $D_3$  a  $D_4$  zamezují jakýmkoli záporným impulsem, aby se dostaly na řídicí elektrody tyristorů (tyristory by se mohly poškodit).

Žárovka na výstupu nabíječky se rozsvítí, připojí-li se nabíjená baterie ve správné polaritě – v opačném případě dioda  $D_7$  nevede, žárovka nesvítí. Připojit žárovku  $12 \text{ V}$  (místo použití  $6 \text{ V}/100 \text{ mA}$ ) bez předřadného odporu není možné, protože na akumulátoru je při nabíjení napětí až  $14 \text{ V}$  a žárovka by měla velmi krátkou dobu života, neboť by byla přezhavena. Odpor v sérii s žárovkou je třeba volit tak, aby i při maximálním napětí na akumulátoru nebylo napětí na žárovce větší než jmenovité.

Do výstupu kladného pólu nabíjecího napětí je zařazen ampérmetr  $0$  až  $5 \text{ A}$ . Ampérmetr slouží vlastně pouze ke kontrole, že se akumulátor skutečně nabíjí.

Při konstrukci je třeba upevnit tyristory na chladiče. Pokud jde o součástky, všechny odpory jsou na zatížení  $1/4 \text{ W}$ , kromě  $R_{11}$ , což je drátový odpor na zatížení  $3 \text{ W}$ . Tranzistory BC108 lze beze změny součástek nahradit našimi typy KC508, tranzistor BCY71 lze nahradit typem KF517 nebo KFY16, popř. KFY18. Usměrňovací diody jsou na napětí  $50 \text{ V}$  a pro proud  $3 \text{ A}$ , stejně jako tyristory. Zenerova dioda  $D_5$  má Zenerovo napětí  $10 \text{ V}$ , dovolenou ztrátu  $10 \text{ mW}$ . Ostatní diody jsou běžné diody, vy-



Obr. 10. Doplněk zapojení z obr. 9 pro připojení zcela vybitého akumulátoru k nabíječce

hová každá dioda s dovoleným proudem asi  $0,5 \text{ A}$ . Síťový transformátor má sekundární napětí asi  $12 \text{ V}$  a je dimenzován pro proud  $4 \text{ A}$ . Elektrolytické kondenzátory jsou na napětí  $15 \text{ V}$ . Pokud jde o přesnost součástek, vyhoví zřejmě součástky i s relativně velkou tolerancí vzhledem k jmenovité hodnotě; autor původního článku např. uvádí, že Zenerova dioda může mít napětí až  $12 \text{ V}$ ,  $R_7$  že může být v rozmezí  $33$  až  $100 \text{ k}\Omega$ , kondenzátor  $C_3$  může mít kapacitu až  $20 \text{ nF}$ .

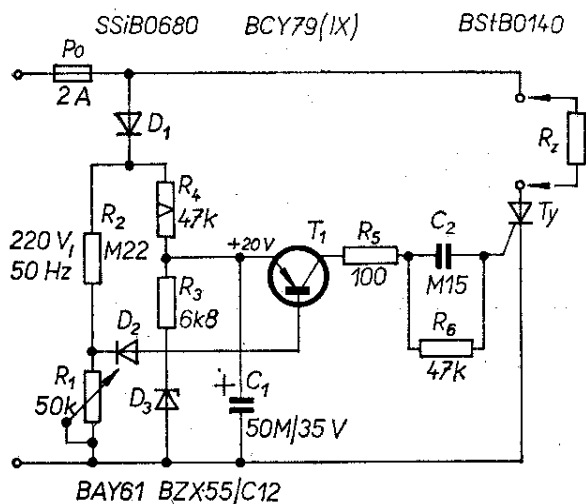
Závěrem autor upozorňuje, že by nabíječka nemusela pracovat, je-li připojený akumulátor zcela vybit. V tom případě doporučuje doplnit nabíječku o spínač a odpory podle obr. 10. Sepnutím spínače se tyristory uvedou do vodivého stavu a do akumulátoru teče maximální proud. Jakmile se akumulátor alespoň částečně nabije, je však třeba spínačem odpory  $1 \text{ k}\Omega$  odpojit a přejít na běžný provoz.

Jediným nastavovacím prvkem je potenciometr  $470 \Omega$ . Jeho běžec je třeba v závislosti na použité Zenerově diodě nastavit tak, aby nabíječka spolehlivě přestala dodávat proud do akumulátoru tehdy, dosáhne-li napětí akumulátoru jmenovité velikosti.

*Practical Electronics č. 5/1974*

### Regulátor výkonu spotřebičů, napájených stejnosměrným napětím 2 až 24 V

Napětí pro spotřebiče (ať mají činný nebo indukční charakter zátěže), na-



Obr. 11. Regulátor výkonu pro spotřebiče s činnou i indukční zátěží pro stejnosměrné napětí ( $T_1$  Si p-n-p, 2 W)

pájené stejnosměrným napětím v rozmezí asi 2 až 24 V přímo ze sítě bez síťového transformátoru, lze zabezpečit celkem jednoduše obvodem s tyristorem podle obr. 11.

Takto řešeným obvodem lze napájecí napětí jednak regulovat, a jednak i stabilizovat, je však třeba připomenout, že celé zařízení je přímo spojeno se sítí, proto při obsluze je třeba zabezpečit, aby všechny kovové části byly bezpečně izolovány proti náhodnému dotyku!

Na rozdíl od jiných zapojení, pomocí nichž se ovládalo tak malé napětí na zátěži, je zapojení na obr. 11 velmi stabilní. Výkon na zátěži se řídí potenciometrem (je zapojen jako proměnný odpor) 50 k $\Omega$  v rozmezí 0 až 60°. Vstupní napětí je 220 V, 50 Hz, napětí na zátěži je pulsující stejnosměrné napětí, které lze regulovat v rozmezí asi 2 až 24 V. Řízený výkon se řídí podle použitého tyristoru, s tyristorem Siemens BStBO140C/D je 140 W.

Napětím, jednocestně usměrněným diodou  $D_1$ , se napájí můstek, skládající se z odporových děličů  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $D_3$ . Kondenzátor  $C_1$  vyhlazuje sinusové půlvlny v pravé větvi můstku a zabezpečuje stejnosměrné napětí na emitoru tranzistoru o velikosti asi 20 V. Je-li úbytek napětí sinusové půlvlny na

odporu  $R_1$  větší asi o 1 V než napětí na emitoru tranzistoru, otevře se dioda  $D_2$  i tranzistor; přitom tranzistor dodá impuls k otevření tyristoru (impuls přichází na řídicí elektrodu tyristoru).

Náběžná hrana otevíracího impulsu je dlouhá asi 100  $\mu$ s, šířka impulsu je asi 200  $\mu$ s. Chybový impuls na počátku sinusové půlvlny se neuplatní, neboť tranzistor je mezi dvěma půlvlnami stále otevřen a kondenzátor  $C_1$  je plně nabit. Napětí na emitoru tranzistoru je nezávislé na změnách napětí sítě a je určeno pouze Zenerovým napětím diody  $D_3$  a odporem  $R_3$ . Poměr napětí na odporu a diodě je zvolen tak, že se „otevírací“ napětí tranzistoru při změnách síťového napětí nemění. Zaměnila-li by se Zenerova dioda za odpor, měnilo by se napětí na zátěži v závislosti na změnách síťového napětí.

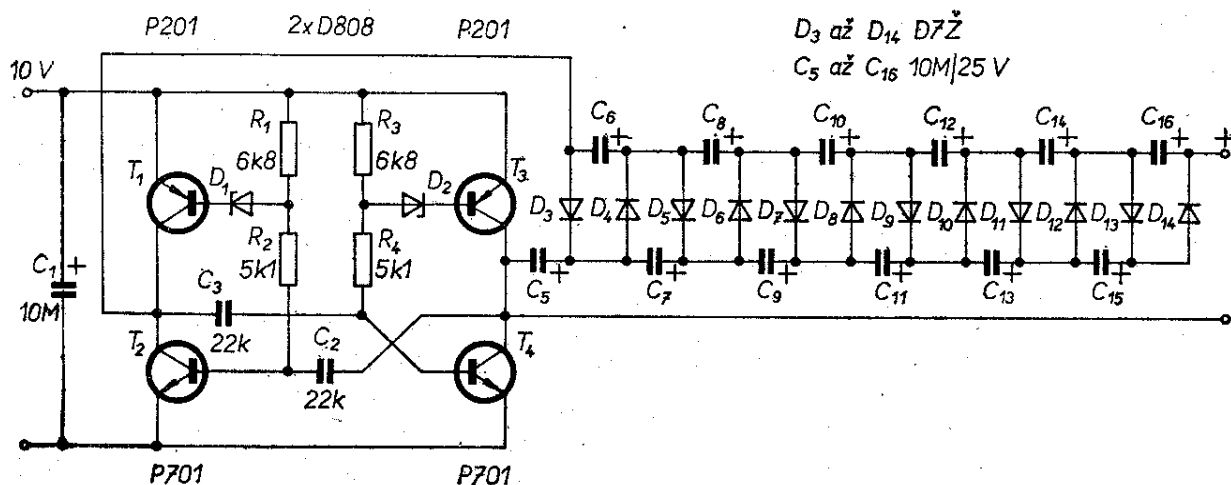
Úhel otevření lze měnit proměnným odporem (potenciometrem)  $R_1 = 50$  k $\Omega$  v mezích 19 až 60°, proto je aritmetická střední hodnota napětí na zátěži v mezích 2 až 24 V. Zvětší-li se potenciometr na 500 k $\Omega$ , lze měnit úhel otevření mezi 5 až 60° a aritmetická střední hodnota stejnosměrného napětí na zátěži je pak 0,2 až 24 V.

Zapojení lze použít k regulaci napětí pro projekční žárovky, stejnosměrné a univerzální motory atd. do výkonu podle použitého tyristoru.

Siemens-Halbleiter-Schaltbeispiele 1973

### Měníč napětí bez transformátoru

U běžných měničů napětí se obvykle shledáváme s přeměnou stejnosměrného napětí na střídavé, které se transformuje a opět usměrňuje. To znamená, že se používá transformátor a celý usměrňovací a vyhlazovací řetězec. U některých zařízení je výhodnější používat měniče bez transformátoru. V běžném dvoutaktním generátoru (multivibrátoru) lze jednoduše přeměnit stejnosměrné napětí na střídavé, to snímat z kolektoru tranzistoru a po usměrnění ve zdvojovačích nebo ztrojovačích napětí usměrnit a dále použít k napájení zvoleného zařízení. Takto řešený generátor pro měnič by si však



Obr. 12. Měníč napětí bez transformátoru  
(tranzistory lze zaměnit např. za Ge typy středního výkonu)

vyžádal zapojit do kolektorů tranzistorů odpory, na nichž by se rozptýloval velký výkon a měnič by měl velmi malou účinnost (poměr přivedené energie k energii odevzdávané do zátěže). Použijí-li se však jako zatěžovací odpory tranzistorů multivibrátoru opět tranzistory, lze vhodným návrhem jejich pracovních podmínek zmenšit celkové ztráty v obvodu na minimum.

Schéma zapojení měniče na tomto principu je na obr. 12. Pracovní režim tranzistorů je určen odpory  $R_1$  až  $R_4$ . Kmitočet generátoru (multivibrátoru) je asi 10 000 Hz. Při napájecím napětí 9 až 10 V a odběru proudu menším než 3 mA je výstupní napětí asi 90 až 100 V. Odpory  $R_1$  a  $R_3$  se volí tak, aby napětí na Zenerových diodách při tranzistorech  $T_1$  a  $T_3$  ve vodivém stavu bylo asi 7,5 až 8 V a bylo stejné.

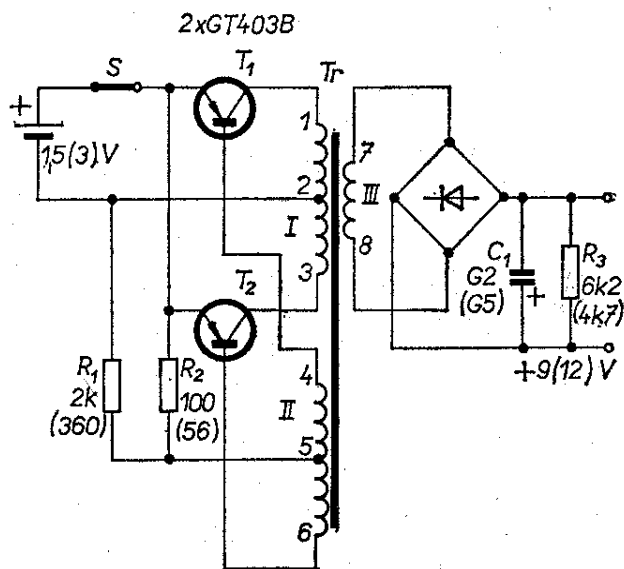
Kondenzátory  $C_5$  až  $C_{16}$  jsou na napětí 25 V a mají stejnou kapacitu – 10  $\mu$ F. Jako diody  $D_3$  až  $D_{14}$  (Ge) lze použít buď typy, uvedené na schématu (obr. 12), nebo typy D226B. Jako tranzistory  $T_2$  a  $T_4$  se mohou použít i typy P702 nebo KT602, místo každého z nich lze použít i paralelní kombinaci dvou tranzistorů typu MP38A.

Autor originálu používá měnič k napájení elektronik v radiostanici (elektronky jsou typu 0,6P2B a podobné).

Radio (SSSR) č. 6/1973

### Měníč napětí s transformátorem

Jiným typem měniče napětí je měnič s transformátorem. Z něho lze většinou odebírat podstatně větší proud a také výstupní napětí nebývá (používá-li se pro dále uvedené účely) příliš velké. V článku je popsáno zapojení měniče, který podle napájecího napětí dává na výstupu buď 9, nebo 12 V pro odběr proudu 30, popř. 120 mA. Výkon napájecího zdroje měniče je 0,07 W, popř. 0,3 W, zbytkové střídavé napětí (vlastně pulsující) na výstupu filtru je 1, popř. 3 mV a kmitočet měniče je asi 2 kHz.



Obr. 13. Měníč napětí s transformátorem

Základní schéma měniče je na obr. 13. Jde o dvoutaktní generátor s transformátorovou zpětnou vazbou. Údaje v závorkách (na schématu v obr. 13) platí pro napájecí napětí 3 V. Měnič se skládá z transformátoru  $T_r$ , který je navinut na magnetickém jádru s pravoúhlou hysterezní smyčkou. Princip činnosti měniče spočívá v tom, že tranzistory střídavě vedou a nevedou a tím připojují k vinutí transformátoru napájecí baterii. Přitom dochází v jádru transformátoru ke změně magnetické indukce z minima na maximum a naopak. Napětí pro větev kladné zpětné vazby se odebírá ze spodního vinutí transformátoru (obr. 13) a vede se na báze tranzistorů. Základní nastavení pracovních podmínek zajišťují odpory děliče  $R_1, R_2$ .

Střídavé napětí, které se odebírá z třetího vinutí transformátoru, je usměrněno můstkovým usměrňovačem a vyhlazeno kondenzátorem 200 nebo 500  $\mu\text{F}$ . Odpor  $R_3$  slouží jako předzátěž.

Transformátor měniče je navinut na kruhovém permalloyovém jádru 12/14-3. Vinutí  $I$  je navinuto drátem o  $\varnothing$  0,31 mm, vinutí  $II$  drátem o  $\varnothing$  0,1 mm, obě vinutí mají 100 závitů. Vinutí  $III$  má 380 závitů drátu o  $\varnothing$  0,2 mm. Transformátor lze navinout i na jádro nf transformátoru z přijímače Selga; jádro je tvaru EI a je také permalloyové – pak se však zvětšuje odběr naprázdno a mění se i kmitočet měniče asi na 700 Hz. Vinutí  $III$  je třeba navinout drátem o  $\varnothing$  0,2 mm, počet závitů je třeba změnit na 200. Vinutí  $I$  je třeba vinout tenčím drátem, a to o  $\varnothing$  0,27 mm. Všechny ostatní údaje zůstávají shodné.

Všechny uvedené údaje platí pro napájení měniče napětím 1,5 V. Při napájecím napětí 3 V má vinutí  $I$   $2 \times 100$  závitů drátu o  $\varnothing$  0,31 mm, vinutí  $II$   $2 \times 80$  závitů drátu o  $\varnothing$  0,1 mm a vinutí  $III$  480 závitů drátu o  $\varnothing$  0,23 mm.

Pro měnič jsou nejvhodnější tranzistory s co nejmenším napětím kolektor-emitor v nasyceném stavu a se střední kolektorovou ztrátou. V zapojení vyhověly nejlépe tranzistory řady GT403, při vyšších kmitočtech měniče

pak tranzistory P605, KT801 až 803 atd. Měniče, pracující na kmitočtu nižším než 2 kHz, lze osadit i tranzistory P201 až 203, popř. P213 až 217. V zapojení nezáleží na tom, jaký zesilovací činitel použité tranzistory mají, nerozhoduje ani závěrné napětí, neboť stačí, aby bylo větší než je dvojnásobné napětí napájecí baterie.

Měnič nepotřebuje při uvádění do chodu nastavovat, pouze v některých případech je možné malou změnou odporu  $R_1$  měnit výstupní napětí měniče při připojené zátěži (v malých mezích). Nekmitá-li měnič, stačí přehodit vývody vinutí  $II$ , vedoucí k bázím tranzistorů.

Z měniče lze napájet rozhlasové přijímače, kazetové magnetofony apod.

*Radio (SSSR), č. 2/1973*

## Nf technika a elektroakustika

### Nízkofrekvenční zesilovač pro sluchátka

Skutečně jakostní poslech na jakostní sluchátka vyžaduje, aby i zesilovač, jímž jsou sluchátka napájena, byl co nejjakostnější. Zesilovač na obr. 14 odpovídá ve všech parametrech normě Hi-Fi (DIN 45 500). Vzhledem k tomu, že zesilovač má velký vstupní odpor, lze ho použít ve spojení s téměř všemi zdroji signálu. Vlastní sluchátka jsou od obvodů stejnosměrného proudu oddělena elektrolytickým kondenzátorem.

#### *Technické vlastnosti*

*Napájecí napětí:* jmenovité 12 V, lze použít jakékoli napětí v mezích 6 až 24 V.

*Odběr proudu:* při jmenovitém napětí 14 mA.

*Vstupní odpor:* asi 250 k $\Omega$ .

*Napětové zesílení:* 25.

*Kmitočtová charakteristika* (–1 dB)

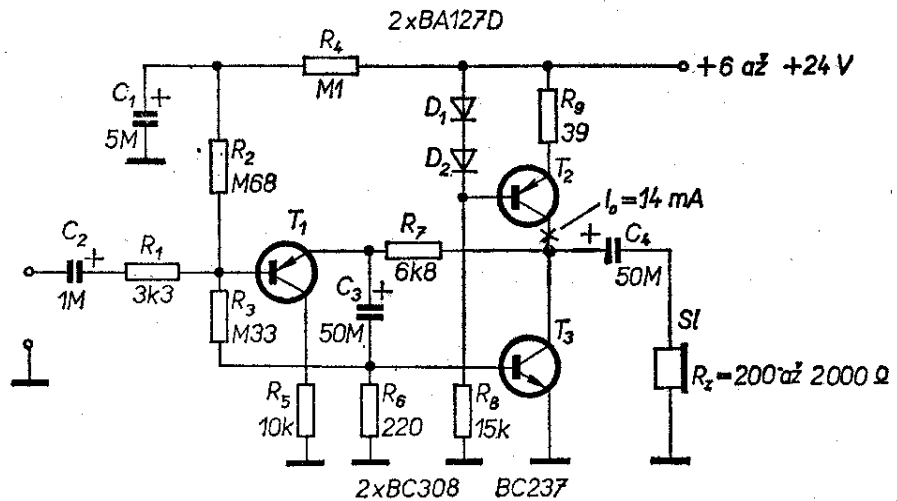
při  $R_z = 200 \Omega$ : 37 Hz až 470 kHz.

*Jmenovité výstupní napětí pro zkreslení 1% na referenčním kmitočtu 1 000 Hz:*

pro  $R_z = 200 \Omega$  1,5 V (11 mW),

pro  $R_z = 2 000 \Omega$  3,4 V (6 mW).

Obr. 14. Nf zesilovač  
Hi-Fi pro sluchátka  
( $T_1, T_2$  - KF517,  
 $T_3$  - KF507)



Činitel zkreslení: pro  $R_z = 200 \Omega$ ,  
 $U_{výst} \leq 1 \text{ V}$  menší než 0,5 %,  
pro  $R_z = 2000 \Omega$ ,  
 $U_{výst} \leq 3 \text{ V}$  menší než 0,1 %.

Zesilovač je zapojen celkem běžně. Koncový tranzistor  $T_3$  pracuje ve třídě A, jako pracovní odpor koncového tranzistoru slouží obvod  $T_2, D_1$  a  $D_2$ . Tímto zapojením se dosáhlo možnosti napájet zesilovač napětím ve velmi širokém rozsahu (6 až 24 V), aniž by se podstatně měnily vlastnosti zesilovače. Navíc toto zapojení umožňuje použít jako zátěž v podstatě všechna běžná sluchátka, která mají impedanci v rozmezí 200 až 2000  $\Omega$ , také beze změny vlastností zesilovače. Pouze na jeden jediný parametr má vliv jak velikost napájecího napětí, tak impedance sluchátek: na dosažitelný výstupní výkon.

Díky velkému vstupnímu odporu tranzistoru  $T_2$  má celé zapojení velmi dobrý činitel filtrace. Velkého vstupního odporu se dosáhlo zapojením vstupního tranzistoru s velkými odpory báze děliče (680 a 330 k $\Omega$ ).

das elektron č. 16—17/1973

#### Jakostní směšovací zesilovač s tónovým korektorem

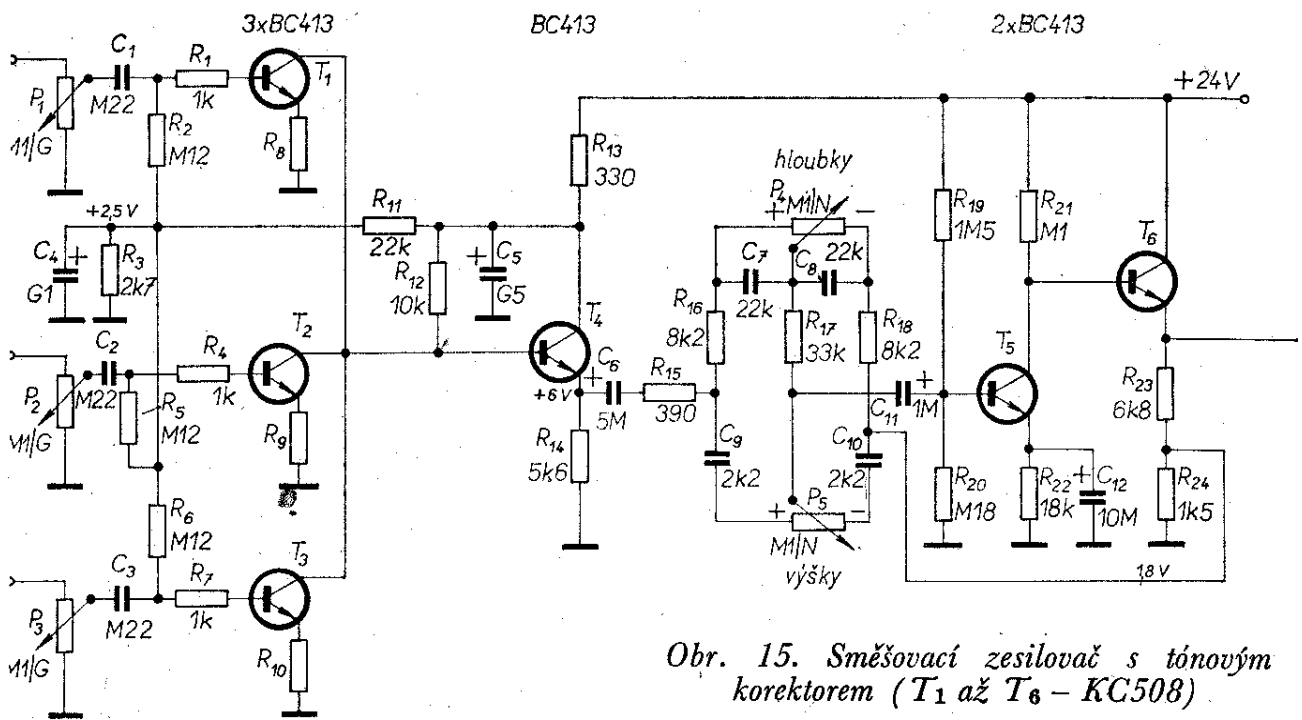
Směšovací zesilovač na obr. 15 se skládá ze směšovacího stupně se třemi samostatnými vstupy, z aktivního korektoru a ze stupně s regulátorem hlasitosti pro smíšený signál.

#### Technické vlastnosti

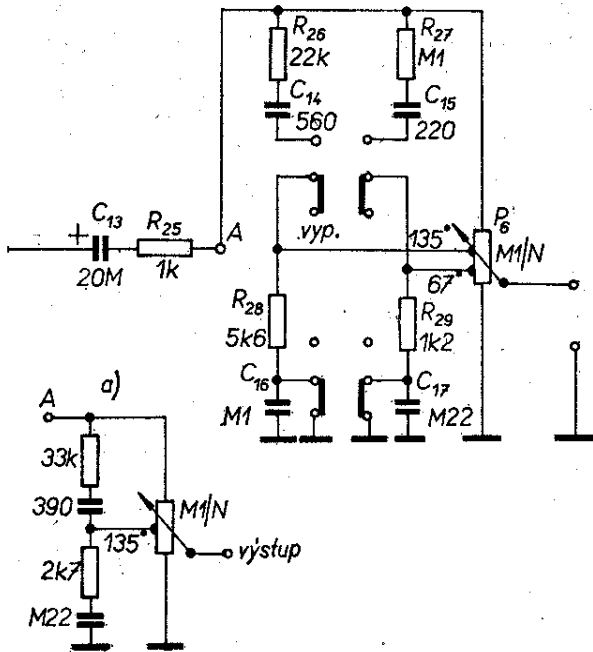
Napájecí napětí: 24 V.  
Odběr proudu: 5,5 mA.  
Jmenovité vstupní napětí: 100 mV.  
Vstupní odpor: 50 až 100 k $\Omega$ .  
Napěťové zesílení: 15.  
Jmenovité výstupní napětí: 1,5 V.  
Maximální výstupní napětí pro zkreslení 1 %: 5 V.  
Činitel zkreslení pro  $U_{výst} = 1,5 \text{ V}$ ,  
 $f = 30 \text{ Hz}$  až 16 kHz: menší než 0,3 %.  
Kmitočtová charakteristika (—1 dB):  
13 Hz až 45 kHz.  
Nastavení korekcí:  
hloubky na 50 Hz + 17 až —19 dB,  
výšky na 16 kHz + 18 až —18 dB.  
Maximální rušivé napětí na výstupu (DIN 45 405): 0,6 až 1 mV.

Vstupní citlivost směšovacího zesilovače byla zvolena tak, aby umožňovala připojit všechny běžné a nejčastěji se vyskytující zdroje signálu jako jsou magnetofon, rozhlasový přijímač, korekční předzesilovač atd. K připojení mikrofonů a dynamických vložek přenosky je třeba použít předzesilovače. Při připojení krystalové vložky přenosky je třeba do horního přívodu vstupního potenciometru hlasitosti zařadit odpor asi 0,5 M $\Omega$ .

Vstupními regulátory hlasitosti lze nastavit libovolně úroveň jednotlivých signálů pro směšování nezávisle na ostatních signálech. Každý vstup má svůj vlastní zesilovač, který má napěťové zesílení 3. Tyto zesilovače mají



Obr. 15. Směšovací zesilovač s tónovým korektorem ( $T_1$  až  $T_6$  – KC508).



malý výstupní odpor, takže korektor je napájen ze zdroje s malou výstupní impedancí, což je velmi výhodné. Dvoustupňový zesilovač za korektorem má zesílení asi 5, takže při jmenovitém vstupním napětí je výstupní napětí asi 1,5 V. Tak velkým výstupním napětím lze budít jakýkoli výkonový zesilovač.

Výstupní regulátor hlasitosti signálu po směšování má fyziologickou regulaci, tj. podle síly signálu jsou zdůrazňovány (více či méně) okrajové kmi-

točty přenášeného kmitočtového pásma. Místo přepínače fyziologie lze zařadit na výstup i jednoduchý fyziologický regulátor podle obr. 15a. Zatěžovací odpor za výstupním potenciometrem hlasitosti by měl být větší než 25 k $\Omega$ .

Siemens Halbleiter-Schaltbeispiele 1973

### Nf zesilovač Hi-Fi s výstupním výkonem 45 W

U výkonových nf zesilovačů bez výstupního transformátoru je výhodné používat reproduktory s větší impedancí, neboť proudové zesílení koncových tranzistorů se pak mění méně vzhledem k menšímu kolektorovému proudu. Přitom lze zpětnými vazbami dosáhnout malých činitelů zkreslení i při velkém zesílení. Navíc je zmenšena možnost vzniku nežádáných oscilací. Je ovšem třeba zvolit co největší napájecí napětí, aby se dosáhlo požadovaných výkonů, např. u zesilovače na obr. 16 pro výkon 45 W asi 60 V.

Technické údaje zesilovače podle obr. 16

Napájecí napětí: 60 V.

Odběr proudu (pro výkon 45 W na zátěži 8  $\Omega$ ): 1,1 A.

Jmenovité výstupní napětí pro zkreslení 1%: 45 W.

Zatěžovací impedance: 8 Ω.

Vstupní odpor: 1,2 kΩ.

Jmenovité vstupní napětí: 0,96 V.

Napěťové zesílení: asi 20 (25,6 dB).

Výkonový zisk: 47,5 dB.

Odstup cizích napětí (vztaženo k výst. výkonu 50 mW): 86,5 dB.

Kmitočtová charakteristika ( $U_{\text{výst}}$  při 1 000 Hz je 13,4 V) pro -1 dB: 10 Hz až 60 kHz.

Výkonová kmitočtová charakteristika (zkreslení 1%, jmen. výst. výkon 43,5 W) pro -1 dB: 20 Hz až 36 kHz.

Teplotní odpor chladičů:

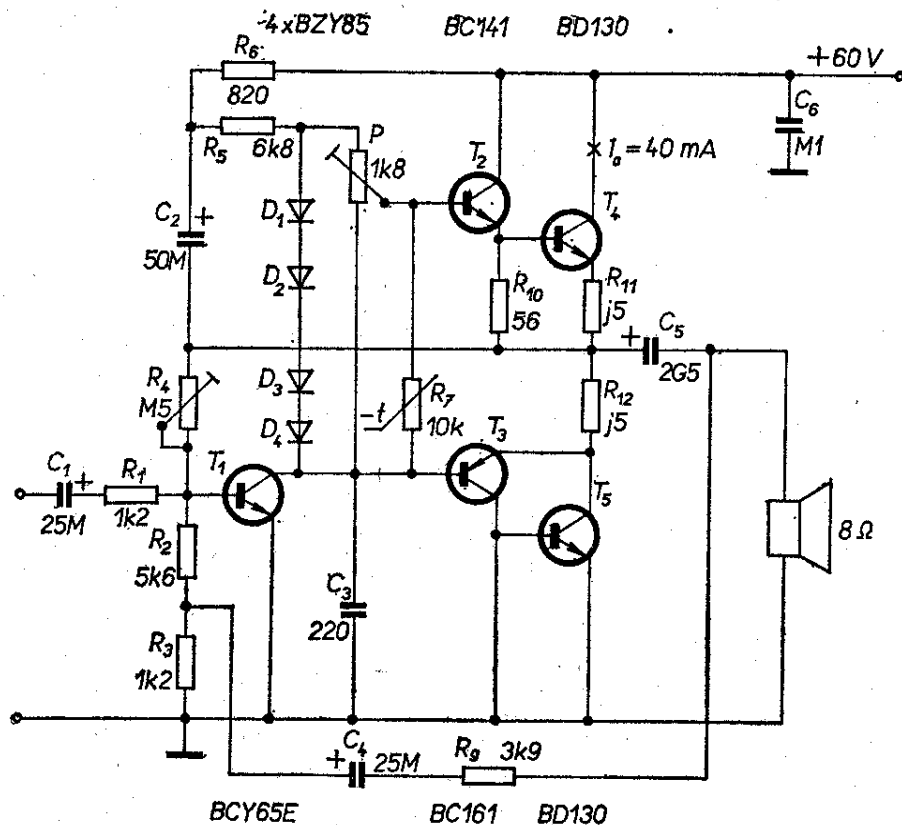
každý koncový tranzistor menší než 3,5 °C/W,

každý budicí tranzistor menší než 35 °C/W.

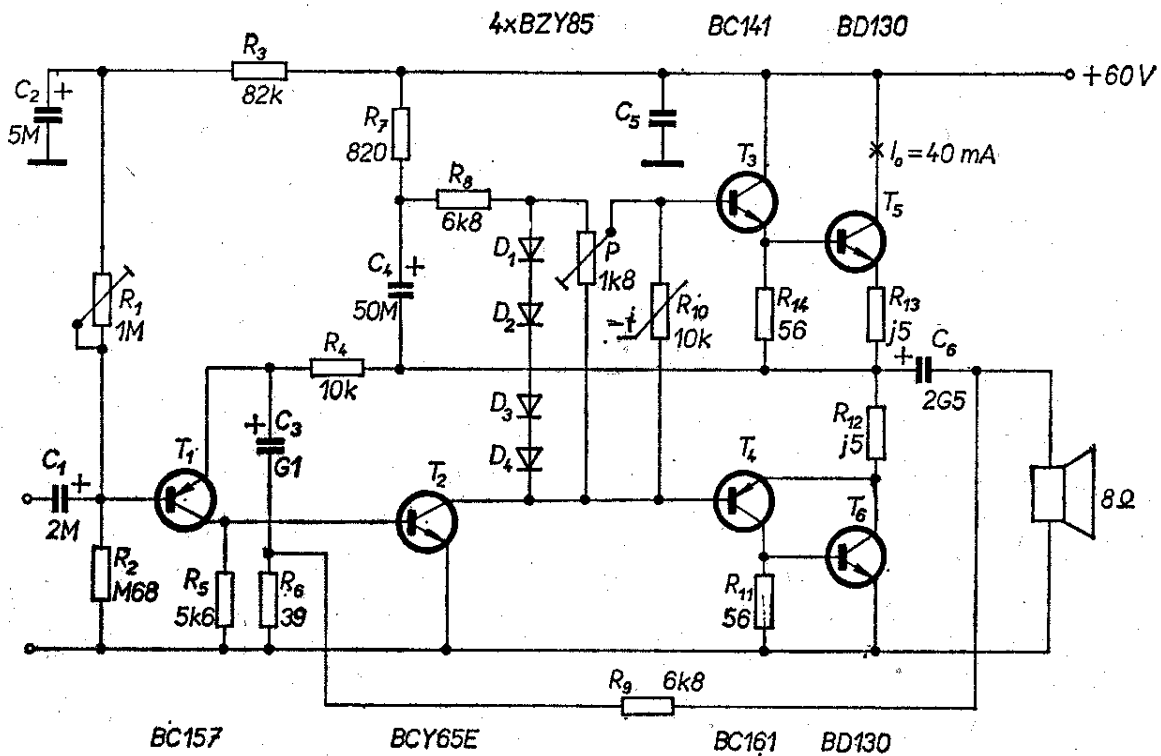
Zesilovač na obr. 16 je třístupňový, s koncovými tranzistory BD130 (křemíkový difúzní výkonový tranzistor se ztrátou  $P_{\text{tot}} = 115$  W, maximální napětí kolektor-báze má 100 V, maximální proud kolektoru má 15 A,  $U_{\text{CE0}} = 60$  V, proudový zesilovací činitel je při proudu  $I_C = 4$  A a  $U_{\text{CE}} = 4$  V typicky asi

20 až 70). Jako budicí tranzistory je použit pár komplementárních tranzistorů BD141 a BD161 [je možné nahradit je tuzemskými typy KF508 (KFY46) – KF517 (KFY18)]. Odporovým trimrem  $P$  se nastavuje nejvhodnější klidový proud (na nejmenší zkreslení při malých signálech pro 0,1 až 0,2 maximálního výstupního napětí). Čtyři křemíkové diody zabezpečují stabilizaci klidového kolektorového proudu při změnách napájecího napětí a při teplotních změnách. Při konstrukci je třeba zajistit, aby diody měly dobrý tepelný styk s koncovými tranzistory. Odporovým trimrem  $R_4$  se nastavuje napětí na kladném pólu výstupního elektrolytického kondenzátoru 2 500 μF na polovinu napájecího napětí.

K zamezení rozkmitání tranzistorů koncového stupně jsou v přívodu napájecího napětí zařazeny kondenzátory 0,1 μF (v každém kanálu jeden), a mezi emitor prvního tranzistoru a zem kondenzátor 220 pF (je to nutné proto, že koncové tranzistory mají vysoký mezní kmitočet).



Obr. 16. Nf zesilovač 45 W se vstupním odporem 1,2 kΩ (mezi kolektorem  $T_3$ , bází  $T_5$  a zemí chybí odpor  $R_8$ , 56 Ω)



Obr. 17. Nf zesilovač 45 W se vstupním odporem 320 kΩ

V zapojení podle obr. 17 je na vstupu zesilovače zařazen ještě jeden zesilovací stupeň. To má za následek větší vstupní odpor a větší napěťové i výkonové zesílení zesilovače. Svými vlastnostmi se tento druhý zesilovač hodí k přímému připojení k výstupu magnetofonů, rozhlasových přijímačů apod.

Každý výkonový tranzistor v obou zesilovačích musí mít chladič s teplotním odporem minimálně 3,5 °C/W. Také tranzistory budiče je třeba chladit.

Technické údaje zesilovače podle obr. 17

Napájecí napětí: 60 V.

Odběr proudu (pro výkon 45 W na zátěži 8 Ω): 1,1 A.

Jmenovitý výstupní výkon (zkreslení 1 %): 45 W.

Zatěžovací impedance: 8 Ω.

Vstupní odpor: 320 kΩ.

Jmenovité vstupní napětí: 0,24 V.

Napěťový zisk: 39 dB.

Výkonový zisk: 84,6 dB.

Odstup cizích napětí (vztaženo k výkonu 50 mW): 83 dB.

Kmitočtová charakteristika ( $U_{\text{výst}}$  při

1 000 Hz je 13,4 V) pro -1 dB: 20 Hz až 60 kHz.

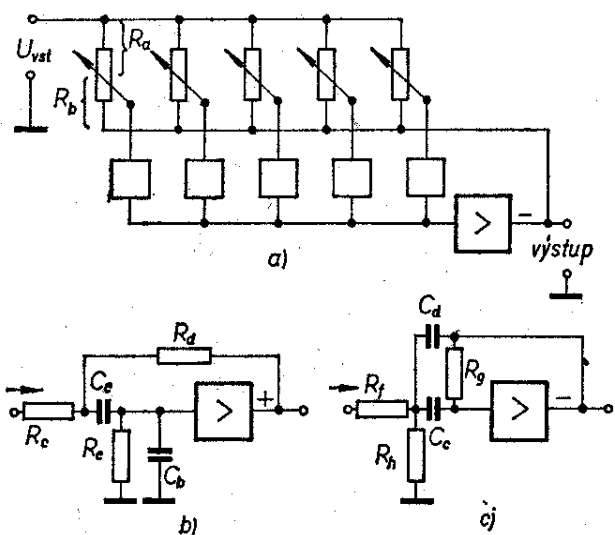
Výkonová kmitočtová charakteristika (zkreslení 1 %, jmen. výst. výkon 43,5 W) pro -1 dB: 20 Hz až 42 kHz.

Teplotní odpory chladičů koncových a budičích tranzistorů musí být stejné jako pro zapojení na obr. 16.

Radio-Electronic-Schau č. 2/1973

### Pětikanálový tónový korektor

V posledních letech se objevují nejrozličnější druhy a způsoby konstrukce tónových korektorů. I když se dosud nejčastěji používají korektory Baxandallova typu, čas od času bývá popsán korektor, který je neběžný a jímž lze dosáhnout lepších výsledků často i jednoduššími prostředky (viz korektor LC v tomto čísle RK, v konstrukční části). Zajímavý způsob řešení obvodů korektoru byl popsán v časopise Wireless World v loňském roce – jde o pětikanálový korektor, jehož kanály mají střední kmitočty 50 Hz, 200 Hz, 800 Hz, 3,2 kHz a 12,8 kHz. Lineární tahové potenciometry dovolují (v původním



Obr. 18. Základní blokové schéma pětikanálového korekčního obvodu se zápornou zpětnou vazbou (a), příklad zapojení aktivní pásmové propusti (b) a pásmová propust s vícenásobnou zpětnou vazbou (c)

zapojení) rozsah regulace v každém kanálu v rozmezí  $\pm 12$  dB. Kromě toho lze při vhodné konstrukci a při umístění tahových potenciometrů vedle sebe dosáhnout toho, že si lze vizuálně podle momentální polohy ovládacích knoflíků představit nastavenou kmitočtovou charakteristiku korektoru; takto uspořádanému přístroji se někdy říká „graphic equalizer“. Navržené zařízení má jmenovité vstupní napětí asi 800 mV, což vyhovuje v převážné většině případů.

K realizaci vícekanálového korektoru je výhodné použít systém se zpětnou vazbou, který umožňuje dosáhnout malého šumu a zkreslení a navíc lze přesně nastavit zesílení jednotlivých obvodů. Blokové schéma pětikanálového korektoru je na obr. 18a. Na středním kmitočtu kanálu platí

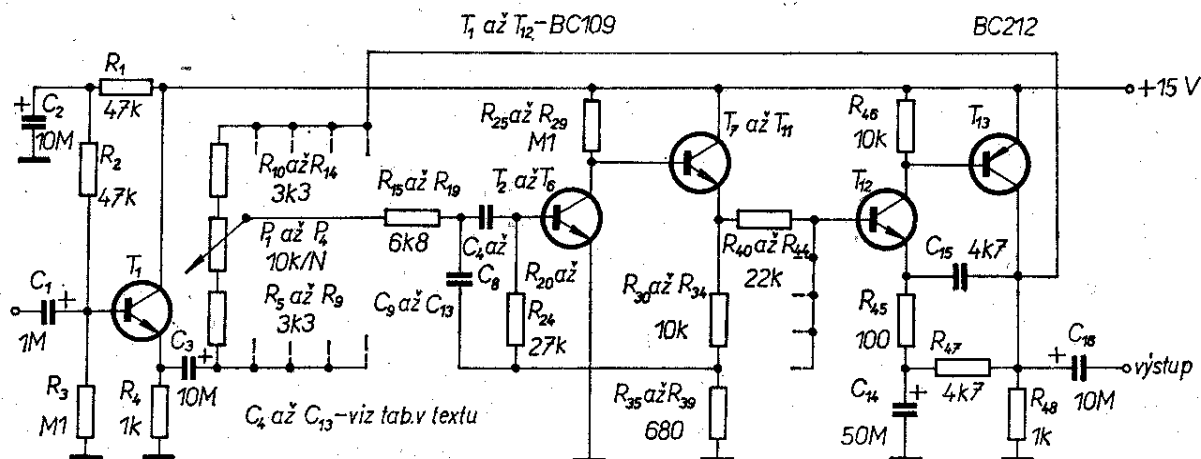
$$\frac{|U_{výst}|}{|U_{vst}|} = \frac{R_a}{R_b}$$

Nejjednodušším obvodem, splňujícím většinu požadavků pro pásmovou propust korektoru, je zapojení na obr. 18b. Jde o modifikaci Wienova můstku. Vzhledem k některým nepříznivým vlastnostem tohoto jednoduchého obvodu je však třeba zvolit jiné zapojení pásmové propusti, a to podle obr. 18c. Selektivní zesilovač na tomto obrázku je zapojen jako operační zesilovač (invertující) s vícenásobnou zpětnou vazbou. Pro tento obvod platí za rezonance

$$\frac{U_{výst}}{U_{vst}} = -2Q^2 = \frac{R_g}{2R_f}$$

Záporné znaménko ve výrazu značí, že obvod otáčí fázi, což znamená, že zesilovač korektoru musí mít vstupní a výstupní napětí ve fázi, aby byla dodržena podmínka pro vznik celkové záporné zpětné vazby.

Praktické zapojení korektoru je na obr. 19. Na obrázku je zakreslen pouze jeden filtr, ostatní jsou identické. Kapacity kondenzátorů  $C_4$  až  $C_{13}$  pro jednotlivé kanály jsou v tabulce.



Obr. 19. Zapojení pětikanálového korekčního obvodu. Nakreslen je pouze jeden filtr a jeden lineární potenciometr; ostatní jsou zapojeny shodně

Střední kmitočet kanálu	Kapacita kondenzátoru $C_4$ až $C_{13}$
50 Hz	0,22 $\mu$ F
200 Hz	56 nF
800 Hz	15 nF
3,2 kHz	3 900 pF
12,8 kHz	1 000 pF

Tranzistor  $T_1$  je zapojen jako emitorový sledovač, který přizpůsobuje vstupní impedanci odporu použitých potenciometrů. Pevné odpory  $R_5$  až  $R_{14}$  omezují regulační rozsah korektoru na  $\pm 12$  dB. Aktivní pásmová propust se skládá ze zesilovače se společným emitorem a z emitorového sledovače. Zisk v propustném pásmu je za rezonance asi 28 dB. Výstupní signál z propustí se vede na hlavní zesilovač přes odpory  $R_{40}$  až  $R_{44}$ , které současně slouží jako předpěťové odpory pro tento stupeň. Filtr proti vf, zlepšující stabilitu celého zařízení, se skládá z kondenzátoru  $C_{15}$  a odporu  $R_{45}$ .

Vhodný napájecí zdroj pro korektor je na obr. 20.

Obvod lze dále upravit pro některé zvláštní požadavky. Vyžadujeme-li větší rozsah korekcí, např.  $\pm 25$  dB, stačí zmenšit odpory  $R_5$  až  $R_{14}$  na 2,7 k $\Omega$ . Aby byl obvod zajištěn proti přebuzení, bylo by v tomto případě třeba zvětšit klidový proud tranzistorů  $T_1$  a  $T_{13}$ . Kdybychom chtěli zvolit jiné střední kmitočty kanálů, lze příslušnou kapacitu kondenzátoru  $C_4$  až  $C_{13}$  určit ze vztahu

$$C = 1/\omega_0 \sqrt{R_f R_g} = \frac{11,8}{f_0} [\mu\text{F}; \Omega; \text{Hz}],$$

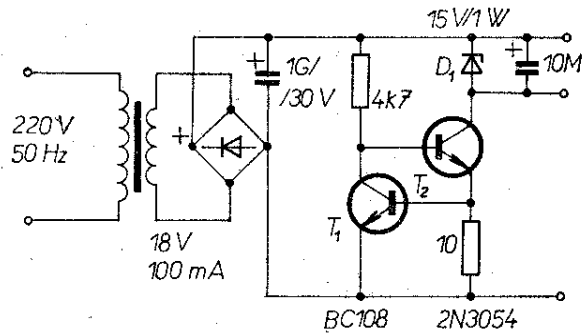
kde  $f_0$  je střední kmitočet kanálu.

Základní technické údaje korektoru podle obr. 19 jsou:

*Kmitočtová charakteristika* ( $U_{vst} = 1$  V, regulační potenciometry ve středu) pro  $-3$  dB: 8 Hz až 30 kHz.

*Zkreslení* ( $U_{vst} = 1$  V, regulační potenciometry ve středu): v pásmu 100 Hz až 10 kHz menší než 0,05 %.

*Maximální vstupní signál*: 2,9 V.



Obr. 20. Vhodný napájecí zdroj ke korektoru

Vhodné další články o tónových korektorech jsou např.: Ambler, R.: Tone-balance Control, WW březen 1970; Hutchinson, P. B.: Tone Control Circuit, WW listopad 1970.

*Wireless World* č. 1455 (září)/1973

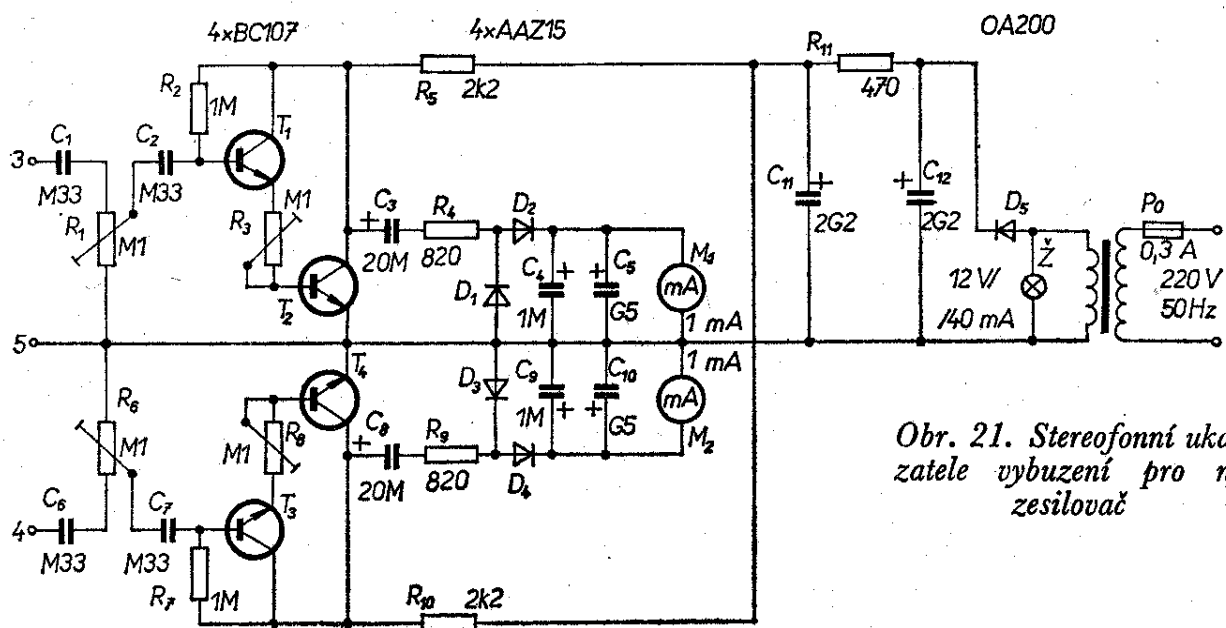
### Ukazatel vybuzení pro stereofonní signál

Pro jakostní stereofonní reprodukci je třeba, aby nebyl přebuzen ani jeden z obou kanálů – ke kontrole vybuzení i k jiným účelům je vhodný ukazatel vybuzení. Aby bylo dosaženo univerzálnosti použití, lze navržený přístroj napájet jak z baterie, tak ze sítě.

Přístroj má dva stejné obvody (obr. 21), jeden pro pravý, druhý pro levý kanál. Napájecí zdroj dodává napětí 12 V, které je jmenovitým napájecím napětím.

Zapojení si popíšeme pro levý kanál. Tranzistor  $T_1$  pracuje jako měnič impedance,  $T_2$  jako zesilovač. První tranzistor zabezpečuje velký vstupní odpor, aby připojením ukazatele vybuzení nebyly ovlivněny obvody přístroje, ve spojení s nímž se ukazatel používá. Druhý tranzistor pracuje v zapojení se společným emitorem a se zesílením asi 100. Zesílený signál jde přes kondenzátor  $C_3$  a odpor  $R_4$  na usměrňovač, usměrněný signál je vyfiltrován a indikován měřidlem  $M_1$ . Kondenzátor  $C_5$  zabraňuje chvění ručky měřidla. Odpor  $R_5$  je společným pracovním odporem obou tranzistorů.

Transformátor síťového zdroje má sekundární vinutí na napětí asi 12 V.



Obr. 21. Stereofonní ukazatele vybuzení pro nf zesilovač

Sekundární napětí se jednoduše usměrňuje diodou  $D_5$  a filtruje dvěma elektrolytickými kondenzátory  $2 \cdot 200 \mu\text{F}$  a odporem  $470 \Omega$ .

Kmitočtová charakteristika přístroje je lineární v celém rozsahu nf kmitočtů, tj. od 20 do 20 000 Hz.

Použité měřicí přístroje mají základní citlivost  $1 \text{ mA}$  ( $R_1 = 360 \Omega$ ). Součástky přístroje nejsou kritické, jako tranzistory lze použít libovolné křemíkové tranzistory n-p-n (např. KC508), jako diody vyhoví (pro usměrňovače k měřidlům) germaniové diody, k usměrnění napětí  $14 \text{ V}$ ,  $50 \text{ Hz}$  lze použít křemíkovou diodu např. KY701. V původním pramenu je i návrh desky s plošnými spoji, takže stavba tohoto zařízení by neměla dělat obtíže i méně zkušeným pracovníkům.

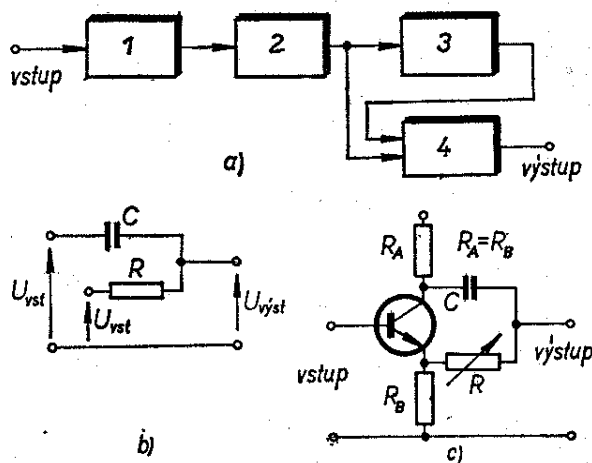
Funktechnik č. 1/1973

### „Phasing unit“

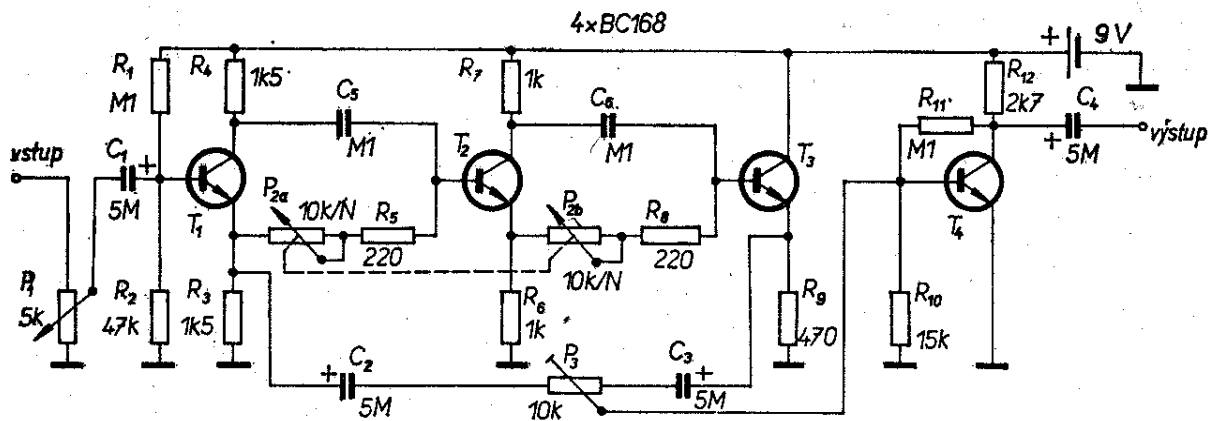
Konstruktéři různých elektronických hudebních nástrojů často vyžadují, aby nástroj „uměl vyrábět“ různé zajímavé zvukové efekty.

Jedny z efektů vznikají tehdy, zesílí-li se jeden a tentýž signál ve dvou různých zesilovacích kanálech, přičemž se signál jednoho kanálu zesílí běž-

ným způsobem a signál v druhém kanálu upravuje. Oba signály se potom smísí a zesílí dále společně. Zařízení, jehož blokové schéma je na obr. 22a, zpožďuje signál druhého kanálu v závislosti na kmitočtu. Vstupní signál se nejprve upraví na vhodnou velikost přízpusobovacím článkem 1, pak se zesílí v zesilovači 2 a rozdělí jednak do směšovače 4 a jednak do zpoždovacího obvodu 3. Výstupní signál ze zpoždovacího obvodu se vede též na směšovač;



Obr. 22. Blokové schéma přístroje ke zvukovým efektům, vhodného jako doplněk např. k elektronickým hudebním nástrojům (a), základní obvod k posuvu fáze (b) a stupeň s tranzistorem k získání signálů v protifázi (c)



Obr. 23. Schéma zapojení přístroje ke zvukovým efektům

ze směšovače se pak odebírá směs obou signálů k dalšímu zpracování.

Základní schéma obvodu k úpravě signálu je na obr. 22b. Obvod pracuje tak, že přivedeme-li na každý z obou vstupů stejný sinusový signál, ale v opačné polaritě, bude na výstupu opět signál stejné amplitudy, avšak fázově posunutý. Bude-li obvod zvolen tak, že  $2\pi fRC = 1$ , bude fázový posuv  $90^\circ$ . Budeme-li mít tedy k dispozici dva vhodné budicí signály v protifázi, můžeme zařadit dva podobné obvody za sebou a výsledný výstupní signál bude vzhledem ke vstupnímu posunut o  $180^\circ$  (při  $f = 1/2RC$ ).

Signály v protifázi můžeme jednoduše získat na zesilovacím stupni s jedním tranzistorem, který bude mít kolektorový odpor stejný jako emitorový. Zanedbáme-li nedůležité součástky, lze takový stupeň s jedním tranzistorem nakreslit podle obr. 22c.

Základní zapojení podle obr. 22c je použito i v konečném zapojení přístroje na obr. 23. Dva obvody podle obr. 22c jsou v zapojení na obr. 23 na vstupu přístroje ( $T_1$  a  $T_2$ ), tranzistor  $T_3$  je zapojen jako emitorový sledovač, který přizpůsobuje velkou impedanci kolektorového obvodu druhého tranzistoru malé vstupní impedanci tranzistoru směšovače.

Pracovní bod tranzistoru  $T_1$  je nastaven odpory v bázi (100 a 47 k $\Omega$ ). Oba obvody pro změnu fáze se ovládají dvojitým potenciometrem 10 k $\Omega$  s lineárním průběhem odporové dráhy.

Potenciometrem  $P_1$  se ovládá základní úroveň přiváděného signálu. Směšovací tranzistor  $T_4$  pracuje v běžném zapojení, jeho pracovní bod je nastaven odpory v bázi (0,1 M $\Omega$  a 15 k $\Omega$ ), velikost neupraveného a upraveného signálu pro směšování lze nastavit potenciometrem  $P_3$ .

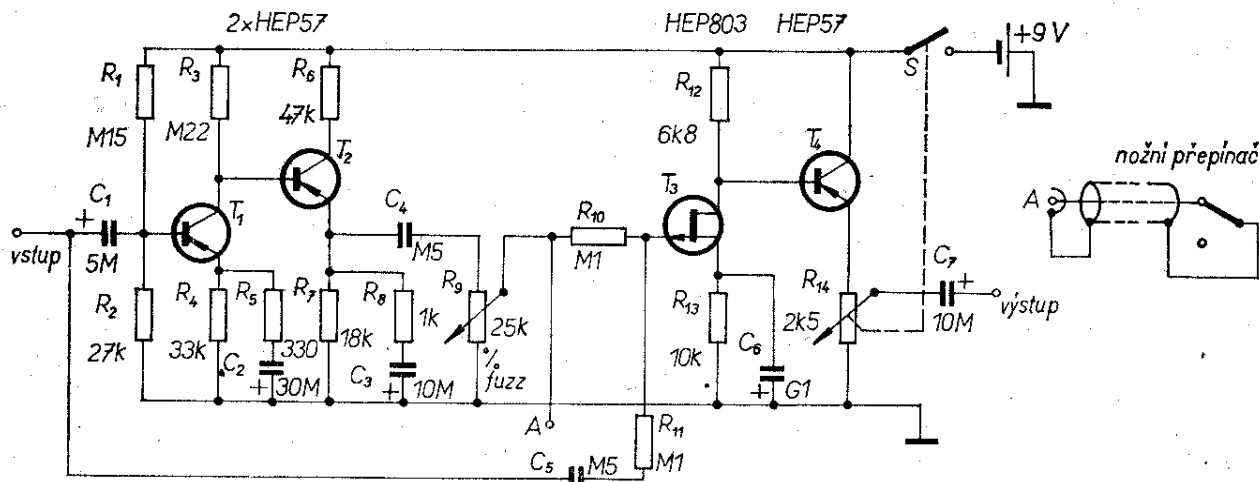
Napájecí napětí pro přístroj je 9 V. Jako tranzistory vyhoví většina typů křemíkových tranzistorů, např. TESLA KC508, popř. KC148.

*Practical Electronics* č. 9/1973

### Fuzz pro elektrickou kytaru

Přístroj pro zvukové efekty k elektrické kytáře, který se nazývá fuzz, pracuje na obdobném principu, jako přístroj na obr. 23 – signál ze vstupu se jednak vede bez úpravy na směšovač a jednak se upravuje a upravený signál se opět vede, tentokrát přes potenciometr „hlasitosti“, také na směšovač. Smíšené signály se pak zesilují a na výstupu přístroje je k dispozici signál k dalšímu zesílení.

Zapojení přístroje je na obr. 24. Původní signál se ze vstupních zdírek vede přes kondenzátor 0,5  $\mu$ F a odpor 0,1 M $\Omega$  na řídicí elektrodu tranzistoru, řízeného polem. Signál, který chceme upravit, jde přes kondenzátor  $C_1$  na bázi prvního tranzistoru, který spolu s druhým tranzistorem tvoří zesilovač s velkým zesílením. Zesilovač mění původní signál na signál obdélkovitého průběhu, který má velmi strmé



Obr. 24. Zapojení fuzzu pro elektronickou kytaru

náběžné a sestupné hrany; takový signál má velké množství harmonických kmitočtů. Zapojení je navrženo tak, že každý signál na vstupu, který má úroveň větší než 10 mV, bude mít na výstupu zesilovače obdélníkový průběh. Výstupní signál se odebírá z emitoru druhého tranzistoru, takže je nejen změněn co do tvaru, ale má i posunutou fázi, a to o  $180^\circ$  (vzhledem ke vstupnímu signálu).

Upravený a neupravený signál se směšují v obvodu s tranzistory  $T_3$  a  $T_4$ . Vstupní tranzistor směšovače umožňuje dosáhnout velkého vstupního odporu, k vlastnímu směšování dochází za odpory  $R_{10}$  a  $R_{11}$  v tranzistoru  $T_3$ . Tranzistor  $T_4$  je zapojen jako emitorový sledovač, takže výstupní odpor celého přístroje je relativně velmi malý.

Úroveň upraveného signálu se řídí potenciometrem  $R_9$ , 25 k $\Omega$ . Přítomnost upraveného signálu na výstupu přístroje lze volit nožním přepínačem, jímž lze zkratovat výstupní signál z obvodu prvních dvou tranzistorů na zem, a používat tak k dalšímu zesilování pouze původní neupravený signál. Stupeň s tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  má velmi malé zesílení; na výstupu celého přístroje je potenciometr  $R_{14}$ , jímž se upravuje výstupní úroveň signálu na potřebnou velikost.

Zařízení se hodí pro každou elektrickou kytaru, jejíž snímač má výstupní na-

pětí v rozmezí 10 až 100 mV, nejideálnější je asi 45 mV.

V zapojení jsou použity tranzistory p-n-p,  $T_3$  je polem řízený tranzistor s kanálem typu p. Pro naše součástky by bylo nejvhodnější změnit polaritu zdroje, polaritu všech elektrolytických kondenzátorů a polaritu tranzistorů; pak by bylo možno použít typy např. KC508 a jako  $T_3$  např. tranzistor typu MOSFET KF520 nebo 521.

Radio-Electronics č. 12/1969

### Ještě fuzz pro elektrickou kytaru

Poněkud jinak je řešen fuzz na obr. 25. Přístroj stejně jako předchozí má možnost směšovat oba signály, jak upravený, tak i neupravený přímo ze sítě. Jde vlastně pouze o tu část zařízení z obr. 24, která upravuje signál, tj. část s tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ .

Přístroj z obr. 25 je opět vlastně přebuzený zesilovač, který upravuje původní signál z kytarového snímače na signál obdélníkovitého průběhu. Potenciometrem v emitoru druhého tranzistoru se volí stupeň zkreslení signálu a potenciometrem 15 k $\Omega$  se nastavuje podíl zkresleného a nezkresleného signálu na výstupu.

Možné varianty přístroje jsou na obr. 25a, 25b, 25c. Zapojení na obr. 25d je zvláštním druhem fuzzu, jde o tzv. výškový fuzz. Výškový fuzz je

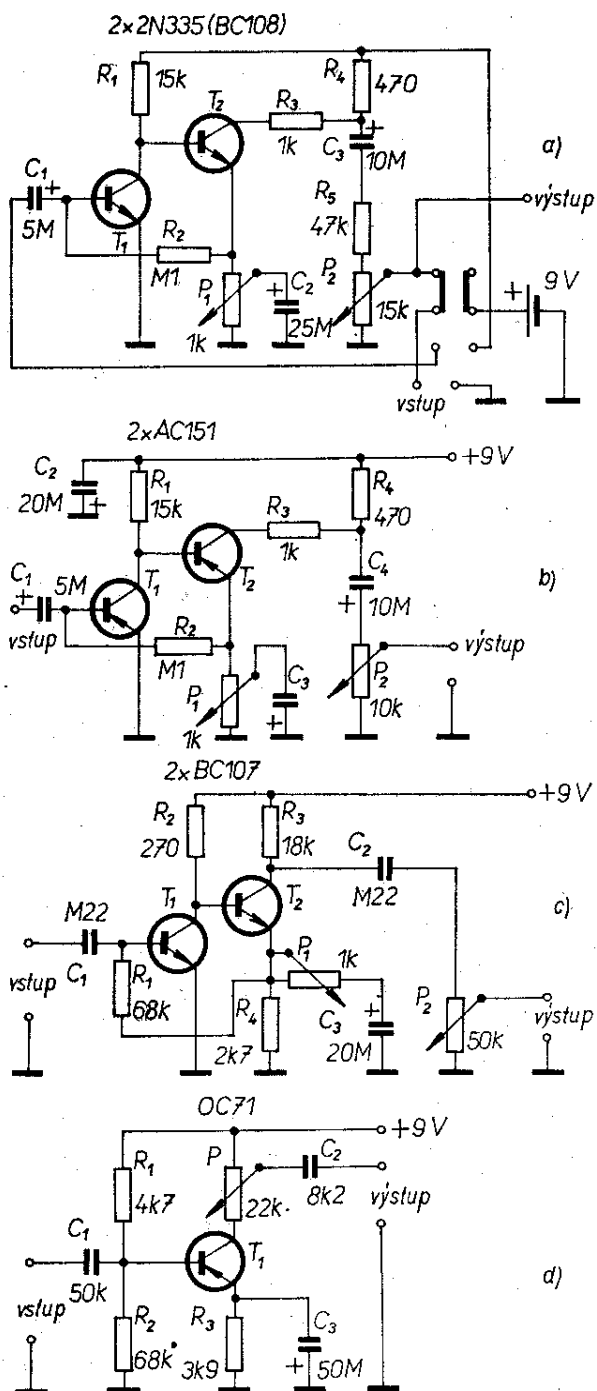
úroveň upraveného signálu lze v tomto případě řídit potenciometrem 22 kΩ.

Funkschau č. 20/1972

### Oscilátory pro elektronické hudební nástroje

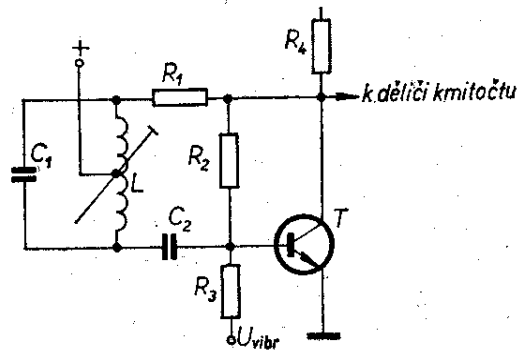
Základem každého elektronického hudebního nástroje jsou tzv. mateční nebo hlavní oscilátory. Na ně jsou kladeny velmi přísné požadavky (podle jakosti nástroje), z nichž nejdůležitější je časová a teplotní stálost generovaných kmitočtů, neboť lidské ucho je velmi citlivé na nepravidelnosti (snížování a zvyšování) při znění tónů. Oscilátory v hudebním nástroji je třeba též ladit tak, aby elektronický hudební nástroj mohl hrát spolu s klasickými nástroji. Kromě toho se velmi často z jednoho oscilátoru odvozují (dělí) kmitočty několika tónů, špatná činnost jednoho oscilátoru způsobí pak nepoužitelnost celého nástroje. Oscilátory tedy musí být nezávislé na změnách napájecího napětí, na změnách okolní teploty a v neposlední řadě i na mechanickém chvění, úderech atd.

Všem mechanickým i elektrickým požadavkům vyhovují nejlépe správně navržené oscilátory *LC*. Protože jsou však při hromadné výrobě značně drahé, používají se často i v profesionálních zařízeních oscilátory *RC*, u nichž se dosahuje velmi dobrých výsledků, použijí-li se při konstrukci křemíkové tranzistory a odpory s kovovou vrstvou, případně i kondenzátory s malým teplotním součinitelem. Nejnověji se ovšem konstruují oscilátory s integro-



Obr. 25. Základní zapojení jednoduchého fuzzu (a), varianta zapojení z obr. 25a (b), další varianta původního zapojení (c) a tzv. výškový fuzz (d)

osazen pouze jedním tranzistorem (jakýkoli germaniový p-n-p tranzistor, např. z řady GC), který z celého spektra signálů vybírá pouze vysoké tóny a ty pak silně zesílí. Výstupní



Obr. 26a. Modifikace oscilátoru Hartley

vanými obvody (např. ITT, obvod SAH190), které jsou zatím u nás nedostupné.

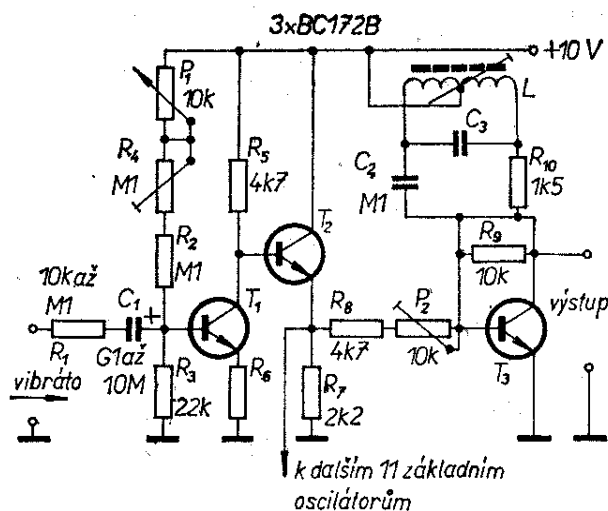
Většina elektronických hudebních nástrojů používá dnes jako oscilátor různé modifikace Hartleyova oscilátoru (obr. 26a). Kmitavý obvod  $C_1L$  se nastavuje na žádaný kmitočet jádrem cívky  $L$ , výstupní napětí je blízké napětí obdélníkovitého průběhu. Odpor  $R_3$  slouží k připojení napětí vibráta,  $R_1$  je kolektorový odpor tranzistoru  $T_1$ . Výstupním napětím lze pak přímo řídit i integrované děliče kmitočtu. Vhodnou volbou kondenzátorů a materiálu cívky lze u tohoto typu oscilátoru dosáhnout tak výhodného teplotního činitele, že změna kmitočtu oscilátoru je v teplotním rozmezí 0 až 40 °C menší než 1 % (vztaženo ke 20 °C).

Vliv změn teploty lze dále eliminovat zapojením podle obr. 26b. Napětí báze-emitor třetího tranzistoru se mění s teplotou asi o  $-2 \text{ mV}/^\circ\text{K}$ . Tato změna napětí se zesílí a mění bázevý proud tranzistoru oscilátoru ( $T_1$ ) tak, že se kompenzují případné změny kmitočtu v závislosti na změnách teploty.

Kompenzační tranzistor zesiluje signál vibráta, který se přivádí na jeho bázi přes vazební kondenzátor a odpor (obr. 26b). Odporovým trimrem 100 k $\Omega$  se při uvádění do chodu nastaví při střední poloze běžce potenciometru 10 k $\Omega$  napětí na emitoru tranzistoru  $T_2$  asi na 4,5 V (vzhledem k zápornému pólu napájecího napětí, tj. vzhledem k zemi). Pak lze potenciometrem  $P_1$ , 10 k $\Omega$ , nastavit kmitočet oscilátoru podle ostatních nástrojů, s nimiž se elektronický hudební nástroj používá.

Protože se v hudebním nástroji používá většinou dvanáct těchto základních oscilátorů, je třeba při uvádění do chodu nastavit i stejný kmitočtový zdvih potenciometrem (proměnným odporem)  $P_2$  v závislosti na přiváděném napětí vibráta. Signál vibráta o efektivním napětí 1 V na bázi tranzistoru  $T_3$  „vyrobí“ kmitočtový zdvih  $\pm$  jeden pultón ( $\pm 6 \%$ ) podle vztahu

$$\Delta f = \pm f_0 \left( \sqrt{2} - 1 \right)$$



Obr. 26b. Kmitočtově stabilní, teplotně kompenzovaný oscilátor LC pro elektronické hudební nástroje

Kapacitu vazebního kondenzátoru a předřadný odpor v přívodu signálu vibráta je třeba vybrat podle velikosti signálu vibráta, který je k dispozici v daném zařízení.

V tabulce jsou uvedeny základní údaje pro konstrukci oscilátorů dvou různých základních oktáv. Údaje cívek platí pro jádra Vogt (NSR) 2349.1.

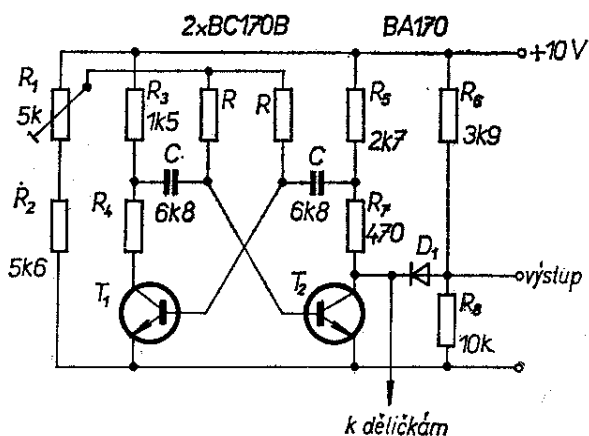
Pro šestičárkovou oktávu, tj. asi 8 až 16 kHz: počet závitů cívky = 1 500, drát o $\varnothing$ 0,1 mm, odbočka na 750. závit		Pro pětičárkovou oktávu, tj. asi 4 až 8 kHz: počet závitů cívky = 2 000, drát o $\varnothing$ 0,1 mm, odbočka na 1 000. závit	
Tón	Kondenzátor C	Tón	Kondenzátor C
c <sup>6</sup> ... dis <sup>6</sup>	18 nF	c <sup>5</sup> ... dis <sup>5</sup>	33 nF
e <sup>6</sup> ... g <sup>6</sup>	10 nF	e <sup>5</sup> ... g <sup>5</sup>	18 nF
gis <sup>6</sup> ... h <sup>6</sup>	4,7 nF	gis <sup>5</sup> ... h <sup>5</sup>	10 nF
nebo		nebo	
c <sup>6</sup> ... f <sup>6</sup>	15 nF	c <sup>5</sup> ... f <sup>5</sup>	22 nF
fis <sup>6</sup> ... h <sup>6</sup>	6,8 nF	fis <sup>5</sup> ... h <sup>5</sup>	12 nF

Toto konkrétní zapojení (obr. 26b) má při vhodných součástkách velmi dobré vlastnosti, pokud jde o změnu kmitočtu s okolní teplotou, v rozsahu

0 až 60 °C je změna kmitočtu v rozsahu  $-0,3\%$  až  $+0,6\%$ , vztaženo ke kmitočtu při 20 °C. K napájení obvodu je však třeba používat stabilizované napájecí napětí. Výstupní napětí oscilátoru na kolektoru tranzistoru  $T_1$  je blízké obdélníkovitému průběhu a má při napájecím napětí 9 V amplitudu asi 7,5 V. Výstup lze tedy přímo připojit na vstup integrovaných děliček kmitočtu.

Pro jednodušší elektronické hudební nástroje lze používat i jednodušší oscilátory, např. oscilátory, pracující na principu astabilních multivibrátorů. Stabilita kmitočtu těchto oscilátorů není sice tak dobrá jako u oscilátorů LC, lze ji však vhodnou volbou zapojení a součástek udržet na velikosti, která ve většině případů dobře vyhoví.

Zapojení na obr. 27 pracuje jako astabilní multivibrátor. Součástkami, určujícími kmitočet, jsou oba prvky článku RC v bázevých obvodech tranzistorů. S třemi různými odpory a s třemi stejnými kondenzátory lze tímto oscilátorem pokrýt celý kmitočtový rozsah jedné oktávy. Dioda odděluje výstup stabilního multivibrátoru. Výstupní signál má amplitudu asi 7 V, výstupní napětí má obdélníkový průběh. Ve zkušebním zapojení bylo dosaženo s kondenzátory MKC (metalizovaná polykarbonátová fólie) a s odpory s kovovou vrstvou (v článku RC, určujícím kmitočet) teplotní stability



Obr. 27. Oscilátor RC pro jednodušší hudební nástroje ( $R_4$  je 1,5 k $\Omega$ )

lepší než  $\pm 50 \cdot 10^6 / ^\circ\text{K}$ , tj. změna kmitočtu byla menší než 0,5 % v teplotním rozsahu 10 až 40 °C.

Odběr proudu oscilátoru je asi 6 mA. Napájecí napětí je třeba stabilizovat.

Pro dvanáct oscilátorů jedné oktávy jsou odpory článku RC (kondenzátory jsou stejné, a to 6,8 nF):

cis (554 Hz) až e (659 Hz)  $240 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ ,  
 f (698 Hz) až gis (831 Hz)  $180 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ ,  
 a (880 Hz) až c (1 047 Hz)  $150 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ .

das elektron č. 21—22/1973

### Tříkanálová barevná hudba

Barevná hudba si během doby získala své přívržence mezi techniky i netechniky. V minulosti jsme na stránkách našich časopisů uveřejnili několik stovebních návodů, jednoduchých i složitých. Dále popsané zařízení patří mezi ty nejsložitější. Jeho základní technické údaje jsou:

**Vstupní napětí:**

pro basový kanál 10 mV,  
 pro střední kmitočty 50 mV,  
 pro vysoké kmitočty 10 mV,  
 předzesilovač maximálně 20 mV.

**Výstupní napětí předzesilovače:** 1 V.

**Maximální zátěž pro kanál:** 1 100 W  
 (s uvedenými tyristory).

**Kmitočtový rozsah při minimálním vstupním napětí:**

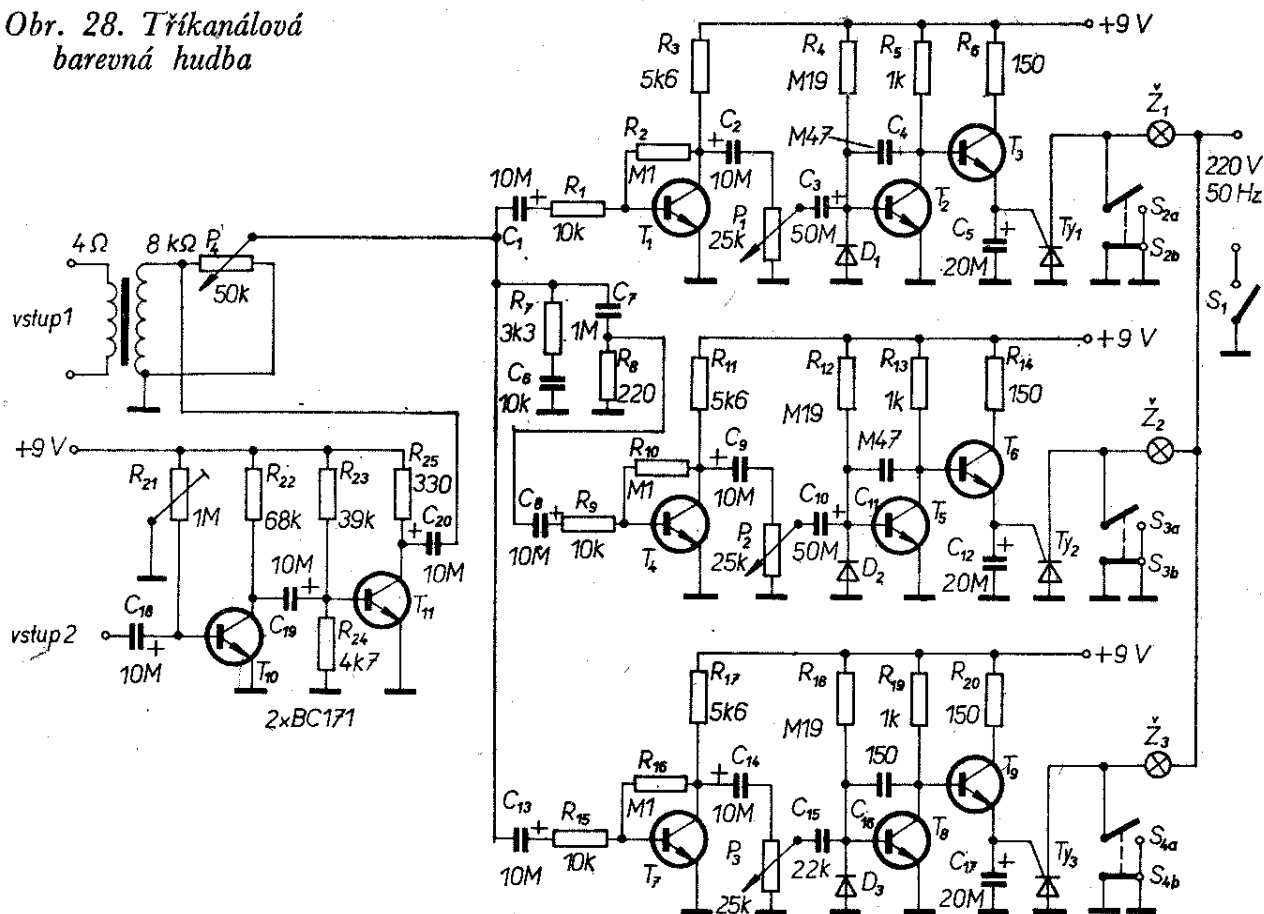
basový kanál 50 až 500 Hz ( $-25$  dB),  
 střední kmitočty 500 až 3 500 Hz  
 ( $-12$  dB),  
 výškový kanál 3 500 až 20 000 Hz  
 ( $-15$  dB).

**Odběr proudu při jmenovitém napájecím napětí 9 V:** 45 mA naprázdno,  
 75 mA při středním vybuzení.

Jas jednotlivých žárovek závisí na síle signálu a na jeho kmitočtu. Jako žárovky lze použít např. skupinu žárovek s maximálním příkonem 1 100 W – podle použitých tyristorů lze však příkon žárovek volit libovolně.

Zapojení barevné hudby je na obr. 28. Nízkofrekvenční signál se přivádí

Obr. 28. Tříkanálová  
barevná hudba



3xAA119  
6xBC171

3xBC142  
3xT3N4C00

na převodní transformátor a z něho přes potenciometr na vstupy kanálů barevné hudby. Všechny tři kanály jsou až na součástky, určující přenášený kmitočet, naprosto shodné.

Aby bylo možno barevnou hudbu připojit i na tzv. diodový výstup rozhlasových přijímačů nebo na jiný zdroj nf signálu s malým výstupním napětím, je možno k předzesílení signálu použít předzesilovač s tranzistory  $T_{10}$  a  $T_{11}$ . Jde o běžný nf zesilovač s tranzistory se společným emitorem. Výstup z předzesilovače se vede opět na potenciometr k nastavení úrovně vstupního signálu pro barevnou hudbu ( $P_4$ , 50 k $\Omega$ , logaritmický). Protože jsou všechny kanály shodné, popíšeme si činnost např. kanálu pro basové tóny.

Vstupní signál z běžce potenciometru  $P_4$  se vede na vazební kondenzátor  $C_1$  a odpor  $R_1$ . Pracovní bod prvního tranzistoru basového kanálu je určen odporem 100 k $\Omega$  mezi kolektorem a bází. Pracovním odporem prvního tranzistoru je  $R_3$ . Emitor tranzistoru je

spojen se zemí, tranzistor pracuje v zapojení se společným emitorem.

Zesílený vstupní signál se vede z kolektoru prvního tranzistoru na potenciometr pro základní nastavení úrovně, při níž má spínat tyristor basového kanálu, a to přes vazební kondenzátor  $C_2$ . Z běžce potenciometru  $P_1$  jde signál na bázi druhého tranzistoru přes kondenzátor  $C_3$ . Prvky, určující přenášené kmitočtové pásmo, jsou kondenzátory  $C_3$  a  $C_4$ . Dioda  $D_1$  potlačuje velké napěťové špičky. Pracovní bod tranzistoru  $T_2$  je určen odporem  $R_4$ . Tranzistory  $T_2$  a  $T_3$  jsou vázány galvanicky – napětí kolektoru druhého tranzistoru je tedy současně napětím báze třetího tranzistoru. Odpor  $R_5$  je tedy současně kolektorovým odporem druhého tranzistoru a bázovým odporem třetího tranzistoru.

Řídicí elektroda tyristoru je připojena k emitoru třetího tranzistoru. Přejchod řídicí elektroda-katoda ty-

ristoru tvoří emitorový odpor třetího tranzistoru. Tyristor je zapojen v sérii se žárovkou  $Z_1$ . Bude-li napětí na emitoru tranzistoru větší, než je spínací napětí tyristoru, tyristor se otevře a žárovka se rozsvítí. Protože napětí na emitoru tranzistoru bude kolísat podle obsahu hlubokých kmitočtů ve vstupním  $n_f$  signálu, bude se ve stejném rytmu rozsvěcet a zhasínat i žárovka.

Celé zařízení se spíná (po připojení napájecího napětí) spínačem  $S_1$ . Spínačem  $S_2$  se volí druh provozu – je-li sepnut spínač  $S_{2a}$  a rozpojen spínač  $S_{2b}$ , je tyristor překlenut a žárovka svítí trvale.

Potenciometry v jednotlivých kanálech mají logaritmický průběh, tranzistory lze nahradit křemíkovými tranzistory TESLA řady KC (např. KC508), tyristory se musí zvolit podle napájecího napětí žárovek a jejich příkonu. Jako transformátor na vstupu lze použít výstupní transformátor pro elektronkové přijímače s převodem  $4/8\ 000\ \Omega$ . Diody v bázích tranzistorů jsou běžné germaniové diody na malé napětí. Elektrolytické kondenzátory vyhoví na napětí 10 V.

Pozor! Při napájení žárovek síťovým napětím je celé zařízení spojeno galvanicky se sítí!

Podle našich předpisů by bylo tedy třeba oddělit i vstup předzesilovače s  $T_{10}$  a  $T_{11}$  oddělovacím transformátorem s převodem  $1:1$  a s odpovídající izolací. V každém případě je třeba při konstrukci postupovat tak, aby se vyloučil dotyk obsluhy s jakoukoli kovovou částí přístroje!

*Funktechnik č. 16/1973 a č. 18/1973*

## Měřicí technika

### Univerzální měřicí přístroj

Univerzální měřicí přístroj je velmi hledaným přístrojem ve vybavení domácí dílny. Při jeho stavbě se obvykle shledáme s velmi těžko překonatelnými překážkami – především obvykle ne-seženeme vhodné přesné odpory a popř. kondenzátory, bez nichž je stavba při-

nejmenším velmi zdlouhavá, neboť musíme tyto součástky pracně vybírat a skládat pomocí měřicího můstku nebo jiného přesného měřiče odporů a kondenzátorů.

Přístroj, jehož dílčí zapojení pro měření jednotlivých veličin (stejnoseměrné napětí, stejnosměrný proud, střídavé napětí, střídavý proud, odpory) jsou na obr. 29a až 29e, se dodává v NSR ve formě stavebnice, celková montáž pak netrvá ani dvě hodiny a amatér má k dispozici relativně přesný měřicí přístroj, s nímž dobře vystačí při všech běžných měřeních. Protože se však v měřicím přístroji používají odpory běžných řad, bylo by možné i u nás přístroj postavit, máme-li možnost vybrat odpory na měřicím můstku.

### *Technické údaje univerzálního měřicího přístroje*

*Měření stejnosměrných napětí:* 0,1; 0,5; 1,6; 5; 16; 50; 160 V, 500 V, a 1 600 V na zvláštních zdírkách, vnitřní odpor 20 k $\Omega$ /V.

*Měření střídavých napětí:* 5; 16; 50; 160; 500 V; 1 600 V na zvláštní zdírce; vnitřní odpor 6,3 k $\Omega$ /V.

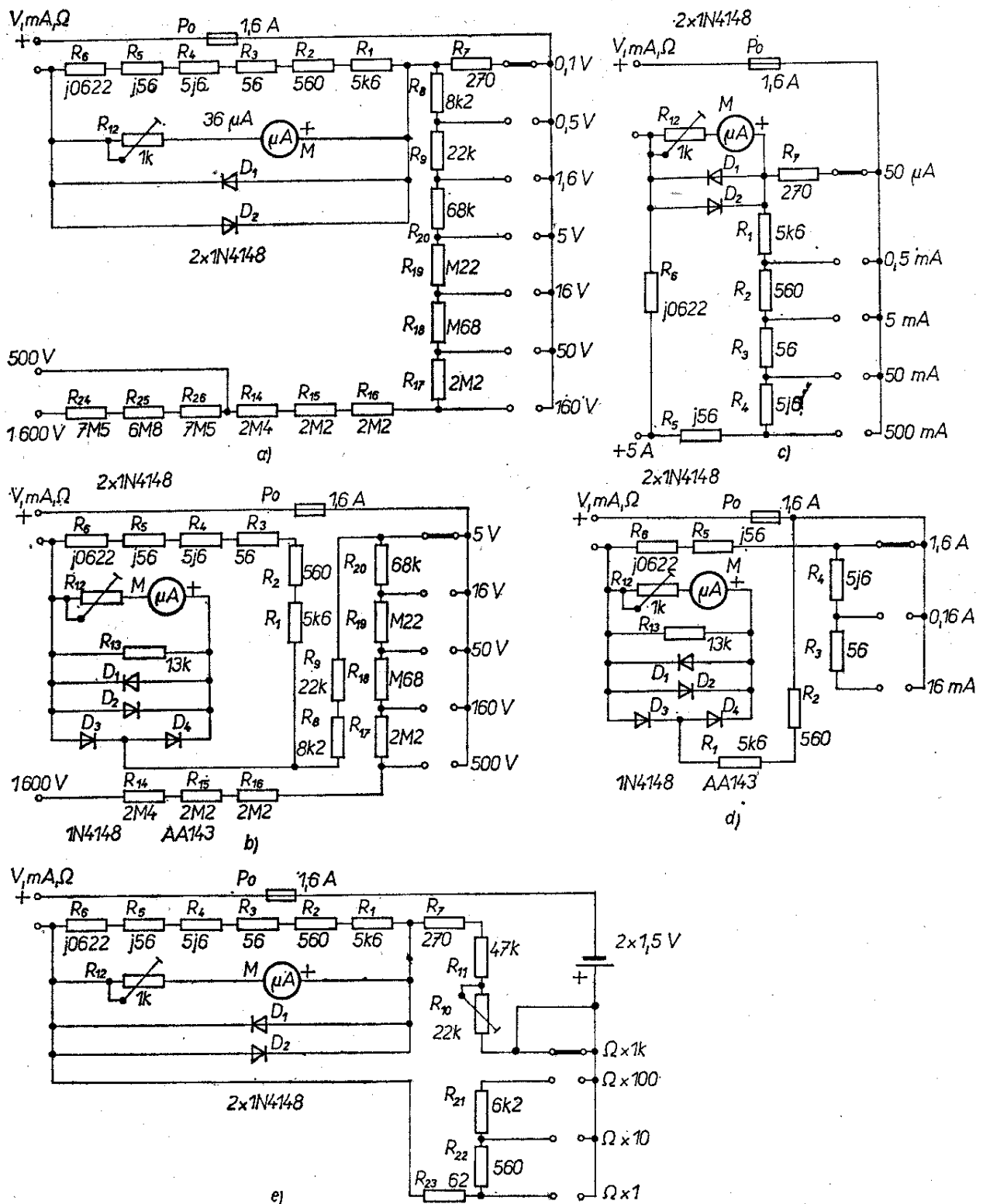
*Měření odporu:* 2 až 5  $\Omega$ , 20 až 50  $\Omega$ , 200 až 500  $\Omega$ , 2 k $\Omega$  až 5 M $\Omega$ , střed stupnice 60  $\Omega$ , 600  $\Omega$ , 6 k $\Omega$ , 60 k $\Omega$ .

*Měření stejnosměrných proudů:* 50; 500  $\mu$ A; 5; 50; 500 mA, 5 A na zvláštní zdírce; úbytky napětí na jednotlivých rozsazích 100; 300; 320; 330; 450 a 730 mV.

*Měření střídavých proudů:* 160  $\mu$ A; 16; 160 mA; 1,6 A. Úbytky napětí na jednotlivých rozsazích 4,75; 0,95; 1,05; 1,15 mV.

*Napájecí zdroj pro ohmmetr:* dva články 1,5 V.

Při měření stejnosměrných napětí se paralelně k měřidlu připínají v závislosti na zvoleném měřicím rozsahu odpory  $R_1$  až  $R_6$ . Měřicí rozsah určují odpory  $R_7$  až  $R_9$ , popř.  $R_{17}$  až  $R_{20}$  (obr. 29a). Zvolíme-li např. měřicí rozsah 5 V, je předřadný odpor asi 98 k $\Omega$  ( $R_8 + R_9 + R_{20}$ ). Pro rozsahy 500 a 1 600 V se používají jako před-



Obr. 29. Části univerzálního měřicího přístroje: k měření stejnosměrného napětí (a), k měření střídavého napětí (b), k měření stejnosměrného proudu (c), k měření střídavého proudu (d) a k měření odporů (e)

řadné odpory  $R_{14}$  až  $R_{16}$ , popř.  $R_{24}$  až  $R_{26}$ .

Diody  $D_1$  a  $D_2$  chrání měřidlo před přetížením, diody jsou připojeny k měřidlu při každém druhu měření na kaž-

dém měřicím rozsahu. Proměnným odporem (odporovým trimrem)  $R_{12}$  se měřicí přístroj cejchuje. Celý měřicí přístroj je ještě chráněn tavnou pojistkou 1,6 A. Při měření střídavých veličin je paralelně k ochranným diodám připojen vyrovnávací odpor  $R_{13}$ . Diody  $D_3$  a  $D_4$  slouží k usměrnění střídavého napětí.

Činnost jednotlivých součástí při různých měřeních je zřejmá z obr. 29b až 29e. Snad jen princip měření odporů: při měření odporů se vlastně měří proud, protékající měřeným odporem, na němž je napětí pomocného zdroje 3 V. Odpory  $R_1$  až  $R_7$  (obr. 29e), odpor  $R_{11}$  a proměnný odpor  $R_{10}$  jsou zvoleny tak, aby bylo možno při spojení svorek k měření odporu do krátká nastavit nulu měřidla.

Použité měřidlo má citlivost  $36 \mu\text{A}$ . Místo něj by bylo možné použít u nás běžné měřidlo s citlivostí  $40 \mu\text{A}$ , pravděpodobně bez změny součástek.

*Funktechnik č. 14/1973*

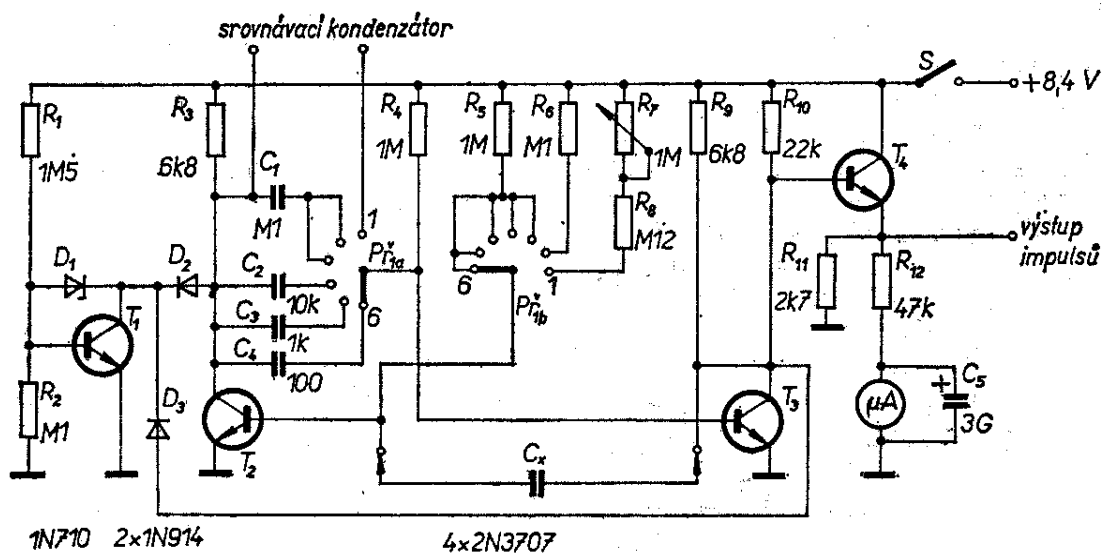
### Přímoukazující měřič kapacity

Přístroj podle obr. 30 umožňuje měřit kapacity kondenzátorů v rozsahu od  $15 \text{ pF}$  do  $10 \mu\text{F}$ ; kondenzátory větších kapacit lze měřit nepřímo. V původním přístroji byla k napájení použita rtuťová baterie o napětí  $8,4 \text{ V}$

s kapacitou  $500 \text{ mAh}$ ; tato baterie vydrží v přístroji asi po  $200$  provozních hodin.

Zapojení se skládá v podstatě z astabilního multivibrátoru s tranzistory  $T_2$  a  $T_3$ , přičemž mezery mezi výstupními impulsy jsou závislé na kapacitě kondenzátoru  $C_1$  až  $C_4$ , popř. kondenzátoru, připojeného mezi zdířky pro externí kondenzátor (v poloze 1 přepínače  $P_{\text{ř}1a}$ ). Sled impulsů se snímá z kolektoru  $T_3$  a vede se přes emitorový sledovač s  $T_4$  a dolní propust ( $R_{12}$ ,  $C_5$ ) na měřidlo. Výchylka ručky měřidla je úměrná „hustotě“ impulsů, tj. kmitočtu multivibrátoru, tj. kapacitě měřeného kondenzátoru. Souhlasí-li kapacita měřeného kondenzátoru s kapacitou kondenzátoru na přepínači  $P_{\text{ř}1a}$ , je střída impulsů  $50\%$  a ručka měřidla je právě ve středu stupnice.

Je-li do obvodu multivibrátoru zařazen kondenzátor  $C_4$ , je šířka impulsů asi  $60 \mu\text{s}$ , v každém dalším vyšším rozsahu je šířka impulsů desetinásobná, výjimku tvoří měřicí rozsah  $1 \mu\text{F}$ ; na tomto rozsahu by při srovnávacím kondenzátoru  $1 \mu\text{F}$  byla šířka impulsu  $0,6$  vteřin, tj. šířka, při níž by správně nepracovala dolní propust. Proto se jako srovnávací kondenzátor používá kondenzátor s kapacitou  $0,1 \mu\text{F}$  (šířka impulsu  $60 \mu\text{s}$ ) a druhou částí přepínače se přepíná do obvodu odpor  $1 \text{ M}\Omega$ ,



Obr. 30. Přímoukazující měřič kapacity s ručkovým měřidlem

jímž se upravuje nabíjecí doba kondenzátoru na požadovanou velikost.

Je-li přepínač  $P_1$  v poloze 1, lze na vnější zdírky připojovat srovnávací kondenzátor pro měření kapacit větších než  $10 \mu\text{F}$ .

Dioda  $D_1$  zkracuje náběžnou hranu impulsů. Tranzistor  $T_1$  pracuje jako „záchytný“ obvod pro špičky napětí na kolektorech tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$ . Obvod omezuje tato napětí na 5,7 V a zlepšuje tím necitlivost přístroje na kolísání napájecího napětí. Obvod je navázán na kolektory tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$  diodami  $D_2$  a  $D_3$ . Zenerova dioda  $D_1$  má jmenovité napětí 6,8 V, při tak malém proudu, který jí protéká, pracuje však s napětím 4,7 V. Vlastním regulačním prvkem je tranzistor  $T_1$ , který je zapojen jako řízený odpor.

Použité součástky jsou celkem běžné, pouze kondenzátory  $C_1$  až  $C_4$  by měly mít toleranci menší než 1 %, měřidlo má citlivost  $100 \mu\text{A}$  pro plnou výchylku ručky, tranzistory jsou křemíkové, n-p-n. Vyhoví zde pravděpodobně i typy KC508, nebo lépe spínací křemíkové tranzistory, např. KSY21 nebo KSY62, popř. KS500.

*Funktechnik č. 13/1973*

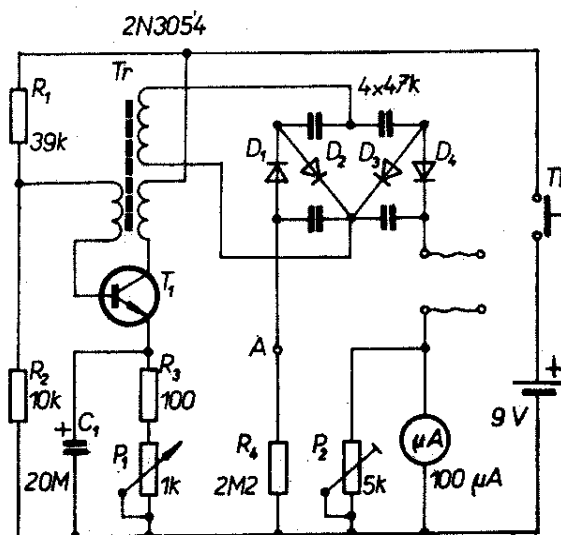
### Megaohmmetr

Popsaný přístroj je vhodný především k měření izolačního odporu elektrických instalací v domech, závodech, dílnách atd. Špatná izolace vedení mívá za následek zbytečné ztráty energie, v nejhorším případě i požár (proud mezi vedením a zemí ohřívá místa se špatnou izolací vůči zemi nebo dvou vodičů navzájem; je-li proud tak velký, že se místo se špatnou izolací ohřeje nad únosnou mez, může vzplout izolace nebo hořlavý materiál v blízkosti vodičů).

Tradičně konstruované megaohmmetry mají obvykle zdroj vysokého napětí, poháněný klikou (induktor). U moderních zařízení lze zkušební vysoké napětí získat snadněji a v požadované velikosti pomocí tranzistorového měniče.

Ke zkoušení izolace se nejčastěji používá napětí 500 V. Proto byl přístroj navržen tak, aby zkušební napětí bylo na měřicích vývodech pouze při stisknutém tlačítku (v přístroji je to 550 V), čímž se jednak šetří napájecí zdroj měniče a jednak omezuje možnost úrazu.

Megaohmmetr na obr. 31 má jako zdroj vysokého napětí sinusový oscilátor, který je schopen dodat při zkratu na výstupu maximální proud  $170 \mu\text{A}$  (z důvodů bezpečnosti obsluhy). Sinusový oscilátor je tvořen transformátorem na kruhovém hrníčkovém feritovém jádru a tranzistorem  $T$ . Kmitočet oscilací je určen vlastní kapacitou transformátoru. Zpětnovazební vinutí oscilátoru je připojeno mezi bázi tranzistoru a střed odporů, které určují pracovní bod tranzistoru. Proměnný odpor v emitoru tranzistoru ovládá kolektorový proud tranzistoru a tím i velikost napěťového úbytku na vinutí v kolektoru a tím i velikost zpětnovazebního napětí. Diody v sekundárním vinutí transformátoru a příslušné kondenzátory ( $C_2$  až  $C_5$ ) tvoří násobič napětí (násobí čtyřmi). Změnou nastavení proměnného odporu v emitoru tranzistoru lze měnit výstupní napětí přístroje v mezích 300 až 650 V. V běžném provozu se výstupní napětí



Obr. 31. Megaohmmetr

nastavuje na 550 V a pro toto napětí se také cejchuje měřicí přístroj. Proměnný odpor má za úlohu především vyrovnávat změny napájecího napětí tak, aby jak při nových, tak částečně vybitých bateriích bylo možné vzájemně porovnat jednotlivá měření.

Transformátor je navinut na hrníčkovém jádru větších rozměrů (v originálu typ LA 1) a má  $2 \times 40$  závitů drátu 41 s.w.g. (tj. má  $\varnothing$  asi 0,12 mm) a 400 závitů stejného drátu jako sekundární vinutí. Autor původního článku doporučuje navinout nejdříve 40 závitů, pak 400 závitů a nakonec opět 40 závitů, přičemž vrchní vinutí je zapojeno do obvodu kolektoru tranzistoru. Vinutí v kolektoru a v bázi musí být zapojena tak, že je-li začátek vinutí v kolektoru připojen na kolektor, musí být začátek zpětnovazebního vinutí zapojen mezi odpory  $R_1$  a  $R_2$ .

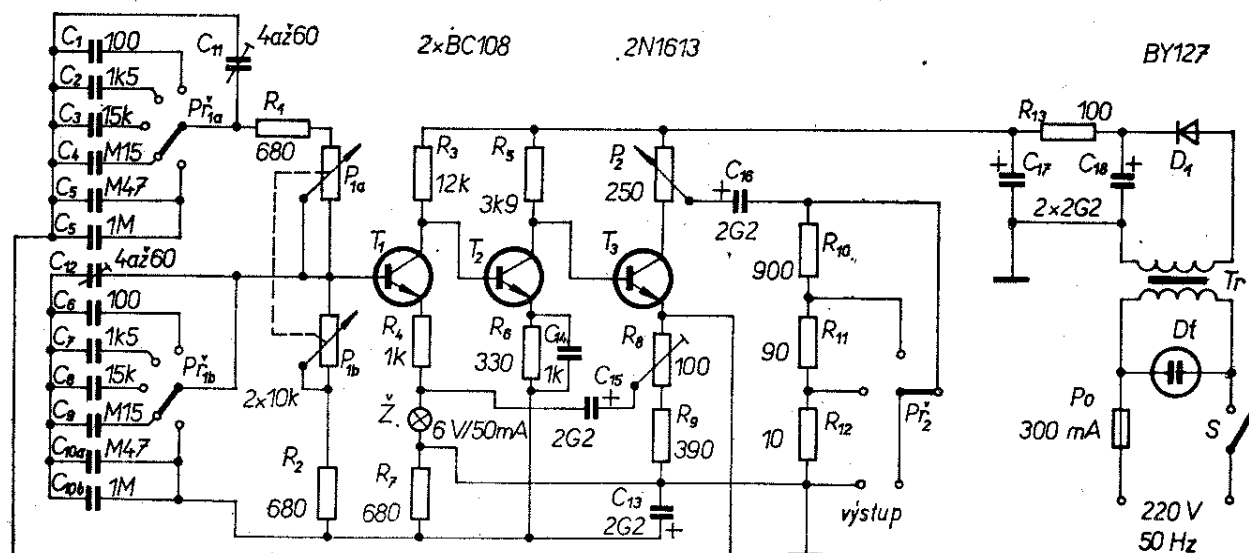
Pro ocejchování stačí připojit na výstupní vodiče odpory 1, 3, 10 a 50 M $\Omega$  a vyznačit příslušné body na stupnici podle výchylky ručky měřidla. Při konstrukci je třeba dbát na to, aby odpor mezi výstupními zdírkami (nebo mezi výstupními vodiči) byl dostatečně velký – jinak by měření nebylo přesné, neboť měřidlo by ukazovalo i odpor mezi zdírkami nebo vodiči.

Jako tranzistor vyhoví jakýkoli křemíkový tranzistor s kolektorovou ztrátou asi 2 W, v zapojení by bylo možno použít např. typy KF508, popř. KFY46 apod. Diody musí být na napětí 400 V pro malý proud (vyhoví typy KY130/600 apod.). Měřidlo má citlivost 100  $\mu$ A. Proměnný odpor 100 k $\Omega$  paralelně k měřidlu slouží ke kalibraci (je zapojen jako bočník).

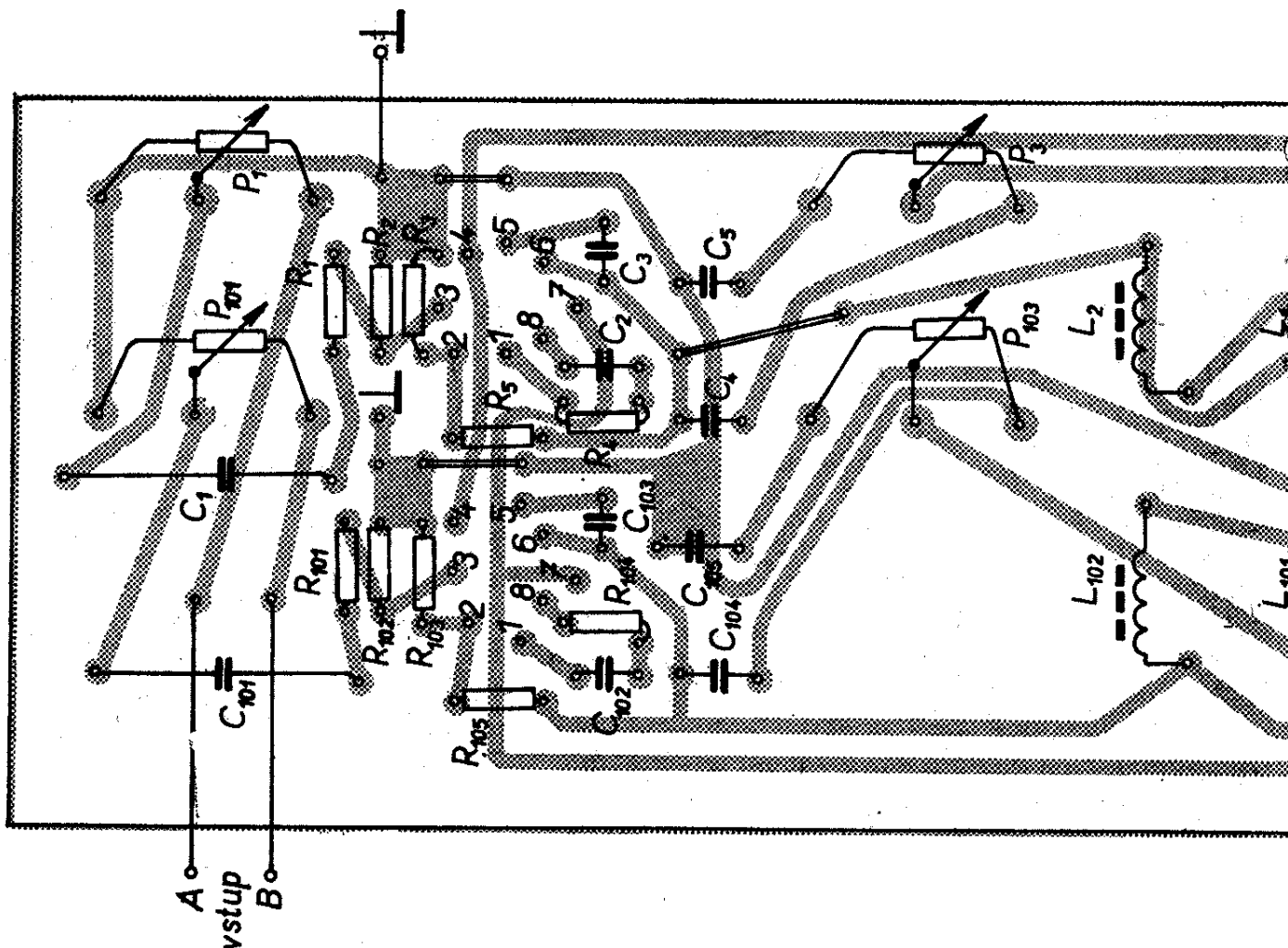
*Practical Electronics č. 8/1973 (srpen)*

### Sinusový generátor RC 10 Hz až 1 MHz

Jedním z nejpoužívanějších přístrojů v amatérské praxi je nf generátor. Aby bylo možné dobře číst nastavený kmitočet, byl u navrženého přístroje celý měřicí rozsah rozdělen na pět dílčích rozsahů, které mají společné krajní body: 10 až 100 Hz, 100 až 1 000 Hz, 1 kHz až 10 kHz, 10 kHz, až 100 kHz, 0,1 MHz až 1 MHz. Výstupní napětí na kolektoru  $T_3$  (obr. 32) má stálou amplitudu, a to 2 V. Útlumovým článkem na výstupu lze výstupní napětí ze 2 V měnit na 200, popř. 20 mV. Takto hrubě nastavené výstupní napětí lze měnit ještě jemně v celém rozsahu od nuly do maxima potenciometrem  $P_2$ . Výstupní napětí je sinusové, zkreslení je menší než 0,3 %.



Obr. 32. Sinusový generátor RC 10 Hz až 1 MHz



Obr. 5. Deska s plošnými spoji H203 korekčního zesilovače z obr. 4 (viz str. 42)

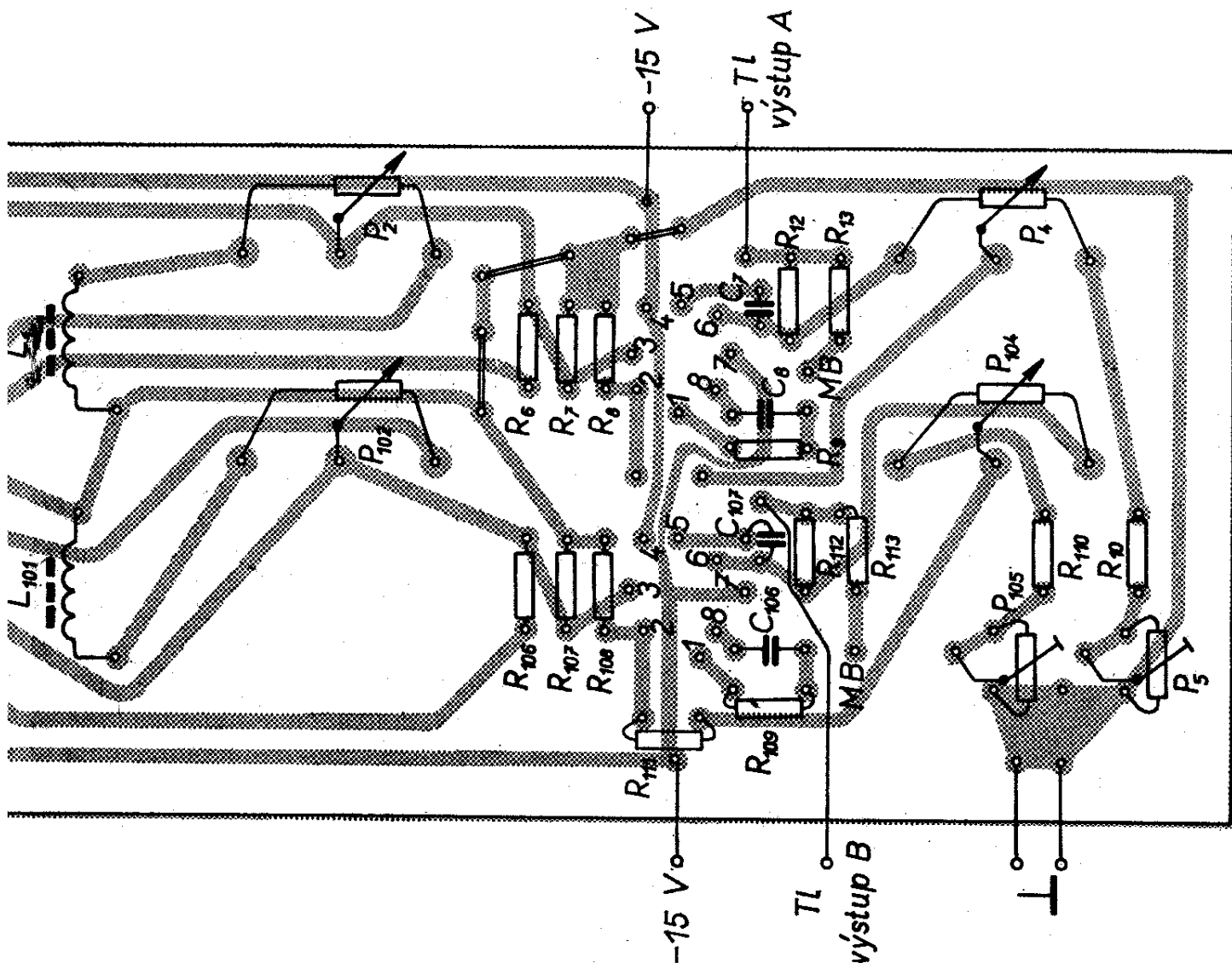
Zapojení generátoru RC je celkem běžné (obr. 32); přístroj se skládá z Wien-Robinsonova můstku a ze zesilovače RC. Vstup zesilovače je připojen k úhlopříčce můstku, výstupním napětím se napájí Wienův můstek. Vstupní a výstupní napětí jsou ve fázi.

Všechny tři stupně zesilovače jsou vázány galvanicky a pracují v zapojení se společným emitorem. Tranzistor  $T_3$  je zapojen tak, že zesílený signál lze odebírat jak z jeho kolektoru, tak z jeho emitoru. Napětí na emitoru je ve fázi se vstupním napětím a vede se na můstek. Zesílené napětí pro měření a zkoušení se odebírá z potenciometru  $P_2$ , který je zapojen jako pracovní odpor tranzistoru. Výstupní napětí a zpětnovazební napětí jsou zcela bezpečně odděleny, takže změny zá-

těže neovlivňují kmitočet můstku ani zkreslení signálu.

Aby byl zesilovač co nejstabilnější, jsou všechny stupně zesilovače RC vázány několika silnými stejnosměrnými zpětnými vazbami. K zavedení střídavých záporných zpětných vazeb slouží členy RC v emitorech tranzistorů zesilovače. Žárovka v emitoru prvního tranzistoru slouží jako kompenzační prvek ke stabilizaci amplitudy výstupního napětí. Amplituda výstupního napětí se nastavuje odporovým trimrem  $R_8$  asi na 2 V. Jako členy, které určují kmitočet výstupního napětí, slouží kondenzátory  $C_1$  až  $C_{12}$ . Uvnitř jednotlivých rozsahů lze kmitočet jemně měnit tandemovým potenciometrem  $P_1$ ,  $2 \times 10 \text{ k}\Omega/\text{N}$  (lineární).

Přístroj lze napájet ze sítě nebo z ba-



terií. Vhodný síťový napáječ je na obr. 32 vpravo. Sekundární vinutí transformátoru dodává střídavé napětí 24 V, které se jednoduše usměrňuje a vyhlazuje. Vinutí musí být navrženo pro odběr proudu 35 mA. Napájecí napětí generátoru je asi 20 až 22 V – má být co nejstálější.

Tranzistory BC108 lze nahradit našimi typy KC508 (KC148), tranzistor 2N1613 naším typem KF508. Potenciometr  $P_2$  je lineární s odporem 250  $\Omega$ . Kondenzátory  $C_{11}$  a  $C_{12}$  jsou vzduchové trimry 4 až 60 pF. Kondenzátory  $C_1$  až  $C_{10}$  by měly mít co nejmenší toleranci, přičemž kondenzátory  $C_5$  a  $C_{10}$  je třeba složit ze dvou, nebo použít některý z méně rozměrných krabicevých kondenzátorů o kapacitě 1,5  $\mu\text{F}$

(nelze použít elektrolytický kondenzátor!).

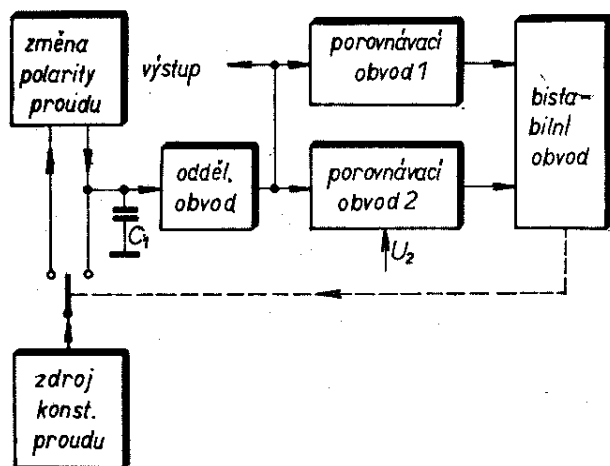
Souběh obou částí můstku se nastaví kapacitními trimry. Pro správnou činnost by bylo též třeba, aby souběh obou částí tandemového potenciometru byl co nejlepší, ideální by byl souběh do  $\pm 2$  dB.

Přístroj je nejlépe oceňovat porovnáním s přesným továrním přístrojem za pomoci osciloskopu.

*Funktechnik č. 15/1973*

### Generátor signálu trojúhelníkovitého průběhu

Popisovaný přístroj je generátorem napětí trojúhelníkovitého průběhu, jehož kmitočet lze řídit několika různými způsoby: lze ho měnit lineárně v zá-

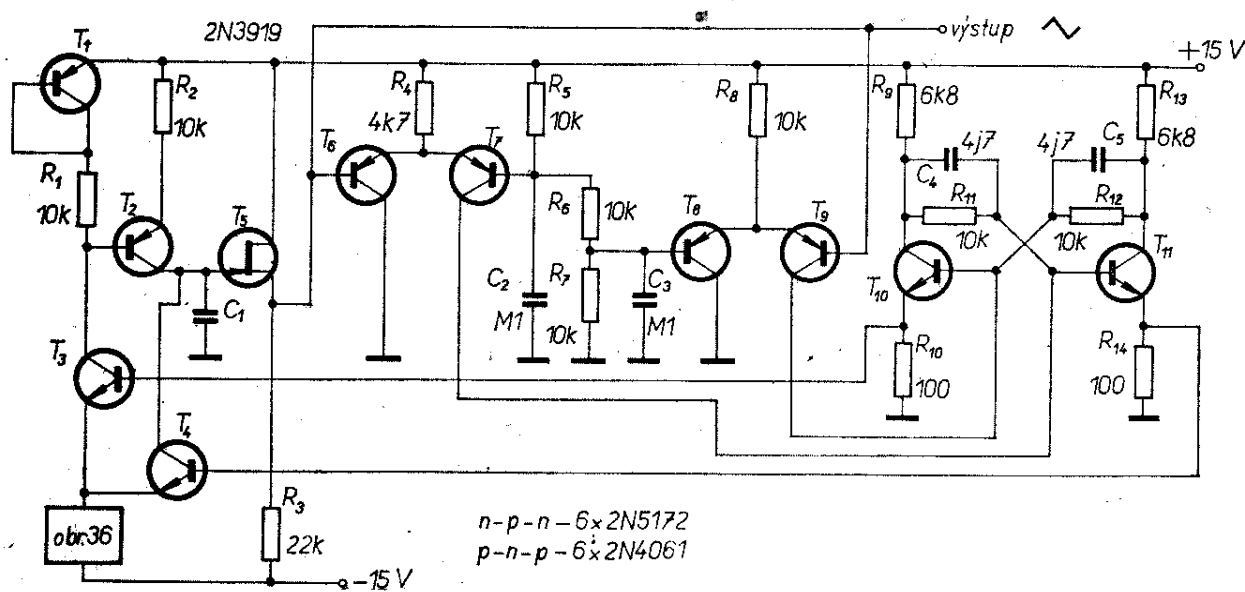


Obr. 33. Blokové schéma generátoru signálu trojúhelníkovitého průběhu

vislosti na nastavení běžce potenciometru, lze měnit periodu lineárně se změnou nastavení proměnného odporu a konečně lze měnit kmitočet exponenciálně přes několik dekád, nebo ho lze rozmítat vnějším napětím. V přístroji se používají běžné součástky a lze ho používat ke generování signálů o kmitočtu od 1 Hz do kmitočtů řádu megahertzů. Navíc lze poměrně jednoduše měnit výstupní napětí trojúhelníkovitého průběhu na sinusové napětí jednoduchým obvodem, který bude také popsán. Konečně sinusové napětí lze známým způsobem změnit na napětí

pravoúhlého průběhu – generátor je tedy velmi univerzálním přístrojem k všestrannému použití.

Blokové schéma generátoru je na obr. 33. Výstup z generátoru konstantního proudu (ve značce má být správně obr. 35, nikoli 36) je veden přes elektronický přepínač buď na kondenzátor  $C_1$ , nebo přes elektronický přepínač a zvláštní obvod (current mirror) na kondenzátor  $C_1$ . Zvláštní obvod je zapojen tak, že dodává na výstupu stejně velký proud jako je proud vstupní, ale opačné polarity. Tím se dosáhlo toho, že se kondenzátor nabíjí a vybíjí lineárně podle „polohy“ elektronického spínače. Je-li přepínačem připojen generátor proudu na zvláštní obvod (current mirror), kondenzátor se bude nabíjet kladným napětím – dokud napětí na něm nebude tak velké, že překročí předpětí srovnávacího obvodu 1. Výstupní signál z komparátoru pak překlopí bistabilní obvod – to má za následek, že se přepne i elektronický spínač a pochod se opakuje pro napětí opačného znaménka. Tento celý cykl se stále opakuje. Má-li zesilovač za kondenzátorem  $C_1$  jednotkové zesílení, a je-li rozdíl mezi předpětími obou porovnávacích obvodů  $U$ , musí se napětí na kondenzátoru změnit za každý cykl o  $2U$ . Z toho vyplývá i kmitočet oscilací



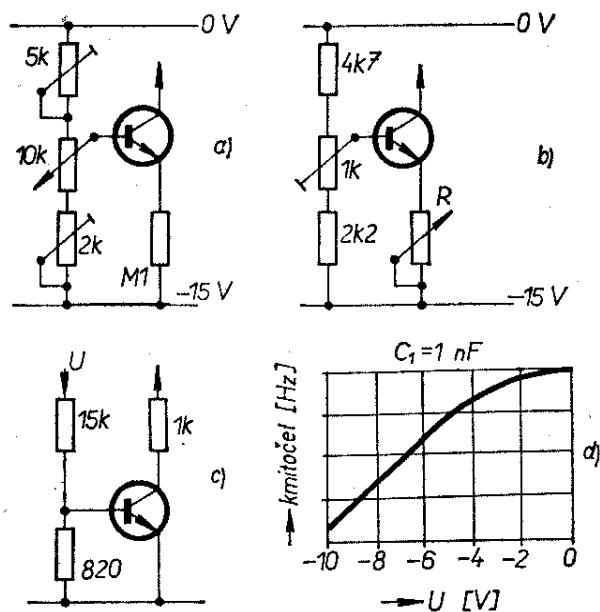
Obr. 34. Schéma zapojení generátoru

$$= \frac{1}{2C_1U}$$

Zapojení na obr. 34 je „srdcem“ generátoru. Emitorově vázaný pár tranzistorů  $T_3$  a  $T_4$  připíná k obvodu výstup ze zdroje proudu. Tento elektronický spínač je ovládán napětím 200 mV z bistabilního obvodu. Obvod ke změně polarity proudu je osazen tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Jsou-li odpory  $R_1$  a  $R_2$  stejné a mají-li tranzistory stejné vlastnosti, je výstupní proud stejný jako vstupní a má opačný směr. Obvod pracuje s uvedenými součástkami spolehlivě pro vstupní proud v rozmezí asi 1 nA až 500  $\mu$ A. Napětí na kondenzátoru se vybějí na tranzistoru  $T_5$ , který je zapojen jako sledovač se společnou elektrodou S (source), výstupní napětí z tohoto stupně se vede na porovnávací obvod s tranzistory  $T_6$  a  $T_7$  a porovnává se s pevným předpětím +10 V. Je-li výstupní napětí z  $T_5$  větší než 10 V,  $T_7$  se otevře a otevírají se tranzistory  $T_{10}$  a  $T_{11}$  bistabilního obvodu. Výstupní napětí se vede i na druhý porovnávací obvod s tranzistory  $T_8$  a  $T_9$ , kde se srovnává s pevným předpětím +5 V. Impuls pro překlopení bistabilního obvodu dodá tento druhý porovnávací obvod tehdy, je-li výstupní napětí z  $T_5$  menší než +5 V. Výstupní napětí má tedy trojúhelníkovitý průběh s vrcholy +5 a +10 V.

Vhodný generátor konstantního proudu je na obr. 35. Na obr. 35 je generátor, vhodný pro přístroj, u něhož vyžadujeme lineární změnu kmitočtu výstupního napětí v závislosti na poloze běžce regulačního potenciometru. Je-li v tomto případě  $C_1 = 10$  nF a jsou-li součástky podle obr. 35a, je dosažitelná změna kmitočtu od 100 do 1 000 Hz. Vhodnou volbou kondenzátorů lze pak překrýt celé požadované pásmo kmitočtů. Stupnici nastavených kmitočtů lze získat tak, že ocejchujeme stupnici, připojenou pod knoflíkem potenciometru 10 k $\Omega$  v bázi tranzistoru.

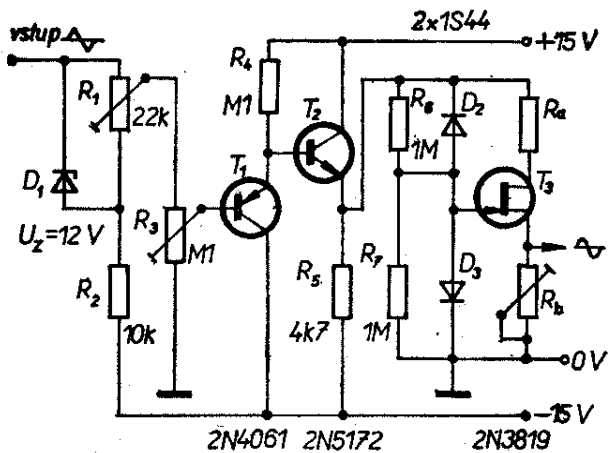
Chceme-li kmitočet výstupního signálu řídit napětím, lze jako generátor proudu použít zapojení podle obr. 35b. Perioda výstupního napětí je pak úměr-



Obr. 35. Generátor proudu k přímému kalibrování kmitočtu (a), generátor proudu k přímému kalibrování periody (b), generátor proudu pro velmi široký kmitočtový rozsah (c)

ná nastavení proměnného odporu  $R$ . Konečně u generátoru podle obr. 35c se využívá exponenciálního vztahu mezi kolektorovým proudem a napětím báze-emitor tranzistoru. Generátor proudu je pak vhodný pro přístroj, u něhož vyžadujeme velký rozsah změn kmitočtu výstupního napětí. Závislost kmitočtu přístroje na přiváděném napětí je na obr. 35d. Chceme-li v tomto posledním případě dosáhnout toho, aby obvod pro změnu polarity proudu pracoval až do proudů asi 10 mA, je třeba změnit  $R_1$  a  $R_2$  asi na 470  $\Omega$ .

Výstupní napětí trojúhelníkovitého průběhu lze měnit na sinusové jednoduchým obvodem podle obr. 36. K přeměně napětí s velkým obsahem harmonických kmitočtů na sinusové napětí se využívá nelineární charakteristiky přechodového tranzistoru FET. Stejněsměrné výstupní napětí emitorového zesilovače se nastaví na nulu odporovým trimrem  $R_1$  (obr. 36) a amplituda signálu trojúhelníkovitého průběhu se upraví odporem  $R_2$ . Emitorový sledovač je nutný k tomu, aby upravil im-



Obr. 36. Obvod, upravující signál trojúhelníkovitého průběhu na sinusový signál

pedanci předchozích obvodů pro vstup tvarovacího obvodu. Obvod je třeba pečlivě nastavit, pak lze dosáhnout zkreslení sinusového signálu menšího než 0,5 %.

Wireless World č. 1448/1973 (únor)

### Zkoušeč tranzistorů bez měřidla

V praxi každého radioamatéra se často jistě vyskytne potřeba měřit nebo alespoň zkoušet tranzistory. V té nejběžnější praxi vyhoví i zkoušeč, který ukáže, je-li tranzistor dobrý nebo špatný, popř. určí alespoň přibližně, jaký má tranzistor zesilovací činitel. Nejběžněji se podobný zkoušeč řeší podle obr. 37a – známý proud báze se vede do zkoušeného tranzistoru a odpovídající kolektorový proud se potom měří měřidlem s předem ocejchovanou stupnicí. Obvod lze řešit i podle obr. 37b – zde se měřidlo používá jako voltmetr, indikující při různém proudu báze proud emitorovým odporem, tzn. úbytek napětí na odporu  $R_E$ .

Pro zapojení z obr. 37c (tranzistor v zapojení se společným kolektorem platí

$$I_E = I_B (\beta + 1)$$

tedy

$$I_E = U_E / R_E$$

a

$$I_B = (U_A - U_B / R_B).$$

Dosadíme-li do prvního výrazu oba další vztahy, dostaneme

$$\frac{U_E}{R_E} = \frac{U_A - U_B}{R_B} (\beta + 1).$$

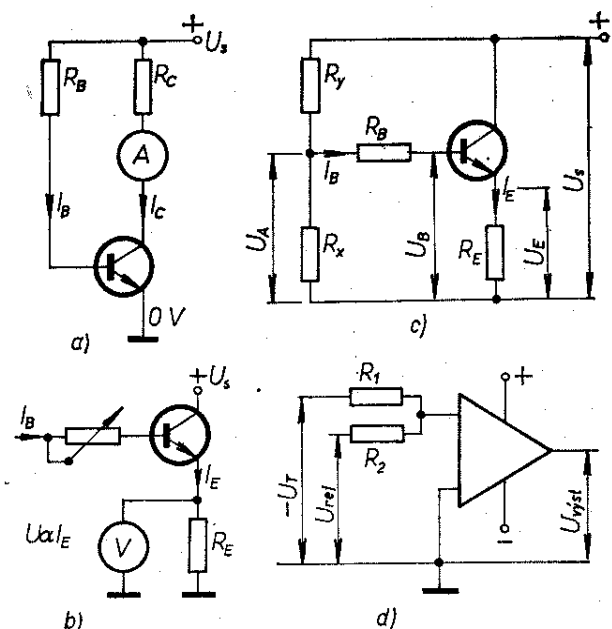
Předpokládáme-li, že  $U_B = U_E$ , a upravíme-li předchozí vztah, dostaneme

$$\frac{R_B}{R_E} = \frac{U_A - U_E}{U_E} (\beta + 1).$$

Konečně  $U_A$  a  $U_E$  můžeme zvolit tak, že

$$\frac{U_A - U_E}{U_E} = 1.$$

Je-li pak např.  $U_E = 2 \text{ V}$  a  $U_A = 4 \text{ V}$ , je pro  $\beta$  větší než 20 zesilovací činitel vždy úměrný poměru  $R_B/R_E$ . Zvolí-li se pak např. jako  $R_B$  lineárně proměnný odpor 250 k $\Omega$  (např. drátový potenciometr), a je-li  $R_E = 1 \text{ k}\Omega$ , lze knoflík proměnného odporu opatřit stupnicí, kalibrovanou od 0 do 250. Celé zapojení lze upravit tak, že se bude napětí (tj. napětí na odporu  $R_E$ ) porovnávat s nějakým zdrojem referenčního napětí – s výhodou lze použít ve funkci napěťového porovnávače operační zesilovač. Obvod bude mít potom základní uspořádání podle obr. 37d. Spouštěcí napětí je pak určeno vztahem



Obr. 37. Různé způsoby měření proudového zesilovacího činitele (a, b), zapojení tranzistoru se společným kolektorem (c) a napěťový komparátor (d)



Polohy přepínače  $Př_3$

Poloha	Funkce
1	= 0 až 1
2	= 1 až 2
3	= 2 až 3
4	= 3 až 4
	atd.
10	= 9 až 10
11	$I_{CE0}$

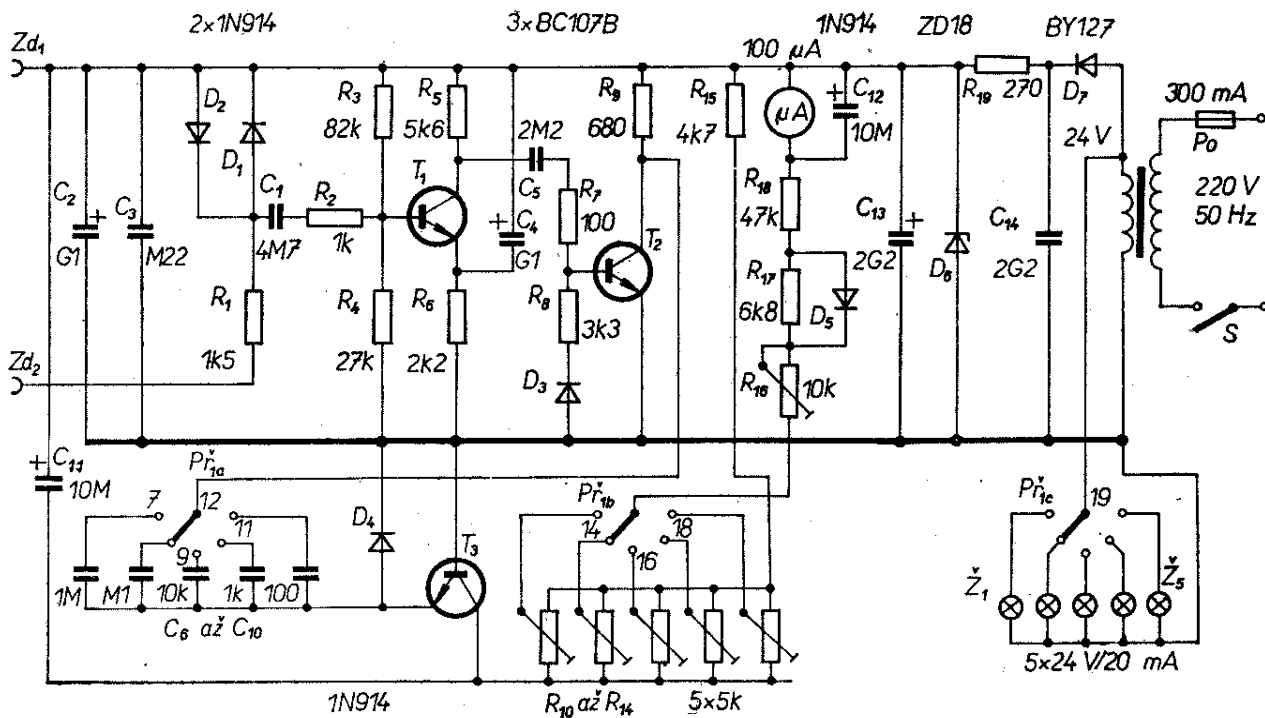
Polohy přepínače  $Př_4$

Poloha	Funkce	Násobič	Odpor [ $\Omega$ ]
1	TEST		
2	$I_C = 2 \text{ mA}$	$\times 50$	1k ( $R_{20}$ )
3	4 mA	$\times 100$	500 ( $R_{19}$ )
4	8 mA	$\times 200$	250 ( $R_{18}$ )
5	20 mA	$\times 500$	100 ( $R_{17}$ )
6	40 mA	$\times 1000$	50 ( $R_{16}$ )
7	$I_{CE0} = 1 \mu\text{A}$		2M ( $R_{15}$ )
8	10 $\mu\text{A}$		200k ( $R_{14}$ )
9	100 $\mu\text{A}$		20k ( $R_{13}$ )
10	1 mA		2k ( $R_{12}$ )
11	10 mA		200 ( $R_{11}$ )

Měřič kmitočtu 10 Hz až 1 MHz

Měřič kmitočtu je v amatérské dílně a nejenom v ní velmi cenným pomocníkem při nejrůznějších měřeních. Měřič, jehož schéma je na obr. 39, pracuje pro kmitočtový rozsah 10 Hz až 1 MHz, což pro většinu běžných měření zcela postačí. Je jednoduchý, i jeho stupnice je pro přehlednost jednoduchá a jeho celkový rozsah je rozdělen na pět dílčích rozsahů – 10 až 100 Hz, 100 až 1 000 Hz, 1 kHz až 10 kHz, 10 až 100 kHz, a 100 kHz až 1 MHz. Rozsahy se přepínají pětisegmentovým přepínačem a právě zařazený rozsah je indikován jednou z pěti žárovek, umístěných na panelu přístroje u příslušného nápisu. Stupnice přístroje je lineární, má-li použité měřidlo dělení na 100 dílků, není třeba ani upravovat stupnici. Jako měřidlo se používá mikroampérmetr s citlivostí 100  $\mu\text{A}$ , kmitočet např. 500 Hz v rozsahu 2 bude odpovídat údaji 50  $\mu\text{A}$  na stupnici, kmitočet 80 kHz v rozsahu 4 bude odpovídat údaji 80  $\mu\text{A}$  atd.

Obr. 39. Měřič kmitočtu 10 Hz až 1 MHz s tranzistory



Vstupní signál může mít sinusový nebo pravouhly průběh. Jeho velikost je na vstupu přístroje omezena antiparalelně zapojenými diodami. Omezený (nebo jmenovitý) signál zesilují tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ , přičemž  $T_2$  pracuje jako omezovač. Třetí tranzistor je zapojen jako čítací diskriminátor. Dokud tranzistor  $T_2$  nevede, nabíjí se jeden kondenzátor z řady  $C_6$  až  $C_{10}$ , zvolený polohou přepínače. Otevře-li se  $T_2$ , náboj kondenzátoru se přes něj vybije. Přístroj lze snadno ocejchovat změnou odporu odporových trimrů, které jsou zapojeny jako kolektorové odpory. Napájecí napětí je stabilizováno Zenerovou diodou, neboť stálost napájecího napětí je zárukou přesného měření.

Tranzistory lze zaměnit našimi typy KC507 nebo KC508, Zenerova dioda je na napětí 18 V/50 mA. Žárovky jsou na napětí 24 V pro proud 20 mA (vyhoví i naše, tzv. telefonní typy 24 V/50 mA).

Zájemce o stavbu upozorňuji, že v původním pramenu je i návrh desky s plošnými spoji a další konstrukční údaje.

*Funktechnik č. 20/1973*

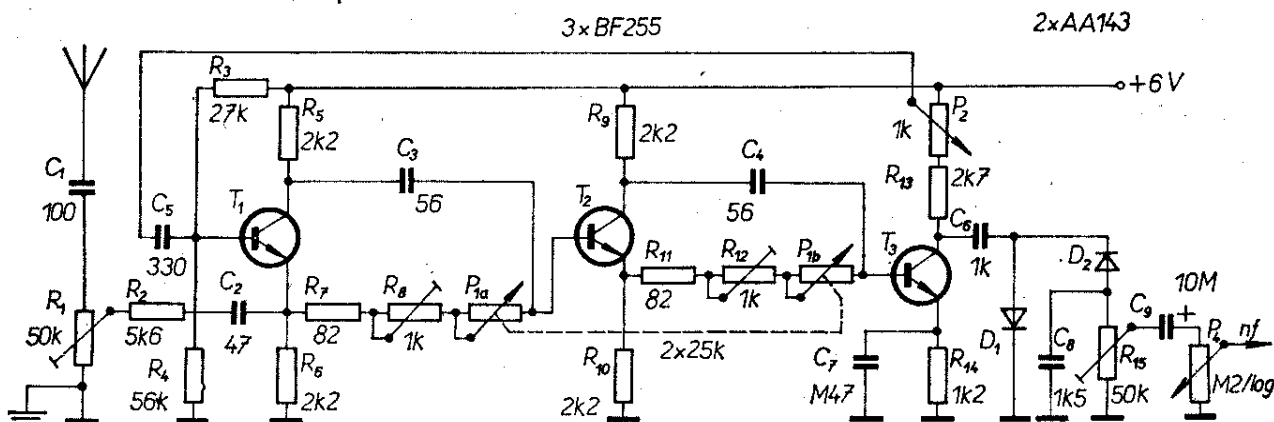
## Přijímací technika

### Přijímač pro střední a dlouhé vlny bez cívek

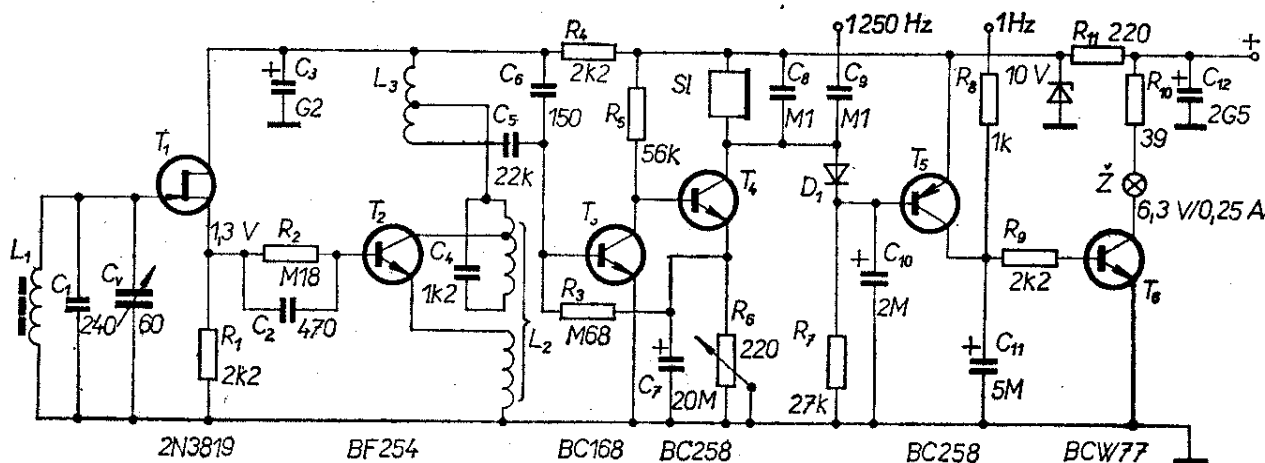
Velmi neobvyklé řešení přijímače pro střední a dlouhé vlny bylo otištěno

v časopise Funktechnik v letošním roce. V přijímači se nepoužívají cívky a jako ladící prvek slouží tandemový potenciometr  $2 \times 25 \text{ k}\Omega$ . Kmitočtový rozsah přijímače je 170 až 1 650 kHz. Přijímač je realizován ve formě oscilátoru RC, který se synchronizuje kmitočtem přijímaného signálu. Zapojení přijímače je na obr. 40.

Tranzistory  $T_1$  až  $T_3$  slouží jako oscilátor. První dva stupně jsou shodné a otáčejí fázi vstupního signálu o  $90^\circ$ . Třetí tranzistor otáčí fázi signálu o  $180^\circ$ . Protože zesílený výstupní signál se vede zpět na bázi tranzistoru  $T_1$  (přes  $P_2$  a  $C_5$ ) a je fázově otočen o  $360^\circ$ , splňuje se tím podmínka pro vznik kmitů. Jejich kmitočet je určen časovými konstantami článků RC, a to jednak  $C_3, P_{1a}, R_8, R_7$  a jednak  $C_4, P_{1b}, R_{12}, R_{11}$ . Anténní signál se přivádí přes vstupní kondenzátory a odpory na emitor prvního tranzistoru. K příjmu nějakého vysílače je třeba nastavit kmitočet oscilátoru na kmitočet signálu vysílače. Amplituda kmitů oscilátoru musí však být tak malá, aby došlo k dokonalé synchronizaci kmitočtu oscilátoru signálem vysílače. Signál oscilátoru se však nejen synchronizuje, ale i moduluje. Potenciometrem  $P_2$  lze měnit amplitudu oscilací. Na kondenzátoru  $C_6$  pak dostáváme modulovaný signál oscilátoru. Dioda  $D_1$  omezuje výstupní napětí oscilátoru RC. Dioda  $D_2$  modulovaný signál demoduluje, nf napětí se přednastavuje odporovým trimrem (podle základní citlivosti po-



Obr. 40. Přijímač SV, DV bez cívek



Obr. 41. Přijímač časových signálů

užitého nf zesilovače) a jako potenciometr hlasitosti slouží pak  $P_4$ .

Místo původních tranzistorů lze použít naše vf křemíkové typy. Diody jsou germaniové.

V původním pramenu je i náskres desky s plošnými spoji a další, relativně podrobné konstrukční údaje.

*Funktechnik* č. 4/1974

### Přijímač pro příjem vysílání časových signálů

Snad každého, kdo konstruuje nebo konstruoval elektronické hodiny s integrovanými obvody, „trýzní“ relativně značný počet pouzder  $IO$ , určených pouze k dělení kmitočtu použitého kmitočtového normálu (krystal, ladička atd.). Všeobecně je známo, že kmitočet sítě k řízení hodin použít nelze (pro jeho nestálost a velké odchylky od jmenovitého kmitočtu). Z jiných zdrojů přesných kmitočtů se nabízí vysílání časových normálů.

Přijímač na obr. 41 slouží k příjmu časových signálů vysílačů v Anglii, NSR a Švýcarsku, které vysílají na kmitočtech 60, 75 a 77,5 kHz. Časové signály na výstupu přijímače jsou pak ve třech základních formách: elektrické, akustické a optické.

Protože teorie v původním článku je relativně velmi rozsáhlá, používám této příležitosti pouze k tomu, abych vyprovokoval i naše konstruktéry k ně-

jakému podobnému řešení problému, jak získat přesné signály k řízení nebo ke kontrole přesnosti elektronických hodin pomocí např. našeho vysílače OMA na 50 kHz. Nebylo by takové řešení kmitočtového normálu elegantní, dosažitelné a přitom relativně levné?

*Funktechnik* č. 9/1973

### Konstrukční část

#### Univerzální korekční předzesilovač pro různé zdroje signálu

Při konstrukci většiny přístrojů z nízkofrekvenční techniky jsme obvykle nuceni navrhnout a postavit vhodný nf korekční předzesilovač (nebo lineární předzesilovač). Vycházíme-li přitom z domácí součástkové základny, můžeme takový předzesilovač realizovat buď s běžnými diskrétními prvky (např. tranzistory KC509, KC508, KF508 apod.), nebo s lineárními, popř. operačními integrovanými obvody. Z hlediska jednoduchosti a jakosti jsou pravděpodobně nejvhodnější integrované operační zesilovače TESLA řady MAA500 (např. MAA501, MA502). Vzhledem k úspoře času, součástek a místa není, myslím, ani cenový rozdíl příliš výrazný.

Aby bylo možno předzesilovač umístit i do starších přístrojů, je vhodné ře-

šit celý předzesilovač jako co nejmenší kompaktní jednotku. Aby bylo použití co nejuniverzálnější, bylo zvoleno zapojení s operačním zesilovačem, které umožňuje využít předzesilovače kromě původního určení i jako zesilovače pro sluchátka s velkou impedancí ( $2 \times 200 \Omega$ ). Předzesilovač se osvědčil i v tomto případě a poskytl výstupní výkon až 250 mW, což k vybuzení sluchátek bohatě postačí.

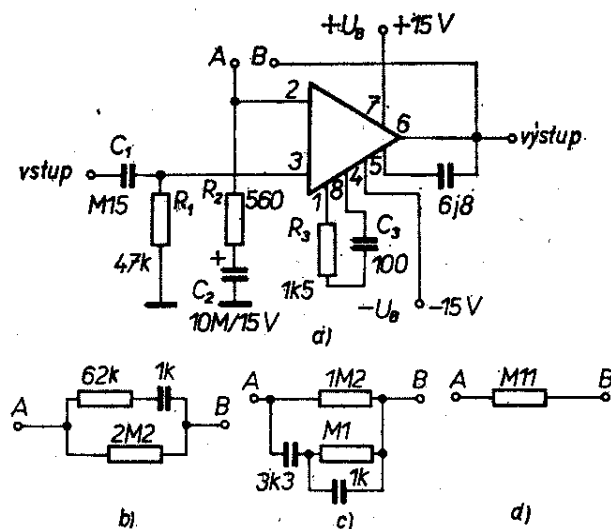
### Popis zapojení

Zapojení předzesilovače s operačním zesilovačem MAA501 (je možno použít kterýkoli z typů MAA501, MAA502, MAA503, MAA504) je na obr. 1. Zesilovač je navržen pro napájení ze souměrného zdroje napětí  $\pm 15$  V. Vstupní odpor zesilovače je upraven odporem  $R_1$  na 47 k $\Omega$ . Prvky kmitočtové kompenzace jsou navrženy tak, aby byl zesilovač stabilní při připojení jakéhokoli zpětnovazebního korekčního obvodu podle obr. 1b, c, d. Mezi body A a B se zapojují korekční obvody RC, jimiž se upravuje napěťové zesílení předzesilovače v závislosti na kmitočtu při různých zdrojích signálu – na obr. 1b je korekční člen pro připojení předzesilovače k magnetofonové hlavě (rychlost posuvu pásky 9,5 cm/s); napěťové zesílení předzesilovače je na referenčním kmitočtu 1 kHz asi 355. V uspořádání podle obr. 1 a obr. 1b je možno při signálu z magnetofonové hlavy asi 1 mV získat výstupní napětí z předzesilovače asi 350 mV. Vzhledem k charakteristice předzesilovače s korekčním členem podle obr. 1b je zisk na nižších kmitočtech mnohem větší, např. na 40 Hz asi o 20 dB; zesílení předzesilovače na tomto kmitočtu je tedy asi 3 500. Protože je zesílení operačního zesilovače s otevřenou smyčkou záporné zpětné vazby typicky 45 000, je pro potlačení zkreslení a pro zlepšení dalších vlastností zesilovače rezerva v zesílení předzesilovače ještě asi 20 dB, což zcela vyhovuje i přísným požadavkům.

Ke kmitočtové úpravě zesilovaného signálu z gramofonové (dynamické,

magnetické) vložky je určen zpětnovazební obvod RC podle obr. 1c. U světových standardů gramofonových vložek (jako jsou Empire Scientific typ 999, Shure typ V15 a dále např. Pickering typ V15AT3) je signální napětí asi 3 až 5 mV při rychlosti snímání 5 cm/s. Při typických rychlostech záznamu (v drážce) 1 až 2 cm/s je maximální výstupní napětí vložky asi 1 mV. Navržený korekční obvod zajišťuje napěťové zesílení asi 400 na referenčním kmitočtu. Tzn. že se výstupní napětí předzesilovače pohybuje asi okolo 400 milivoltů. V zapojení podle obr. 1 je však nutno upravit odpor  $R_2$  asi na 180  $\Omega$ , chceme-li dosáhnout uvedeného výstupního napětí. Podle normy RIAA je přípustná největší rychlost záznamu 25 cm/s, takže výstupní napětí vložky bude maximálně 1 mV/cm/s.25 cm/s, tj. 25 mV.

Na výstupu zesilovače může být v mezím případě napětí maximálně 10 V, což je také nejvyšší úroveň, při níž ještě nedojde k omezení výstupního napětí předzesilovače. Rezerva v zisku



Obr. 1. Zapojení předzesilovače s operačním zesilovačem MAA501 (MAA502, MAA503) pro různé zdroje signálu (a), korekční člen pro zpracování signálu z magnetofonové hlavy (b), korekční člen pro zpracování signálu z dynamické vložky gramofonové přenosky (c), korekční člen pro zpracování signálu z mikrofonu (d)

při nízkých kmitočtech je větší než 20 dB a stačí k potlačení zkreslení.

Korekční obvod podle obr. 1d slouží ke korekci napětového zesílení signálu z mikrofону, zesílení předzesilovače s korekčním obvodem podle obr. 1d je asi 200.

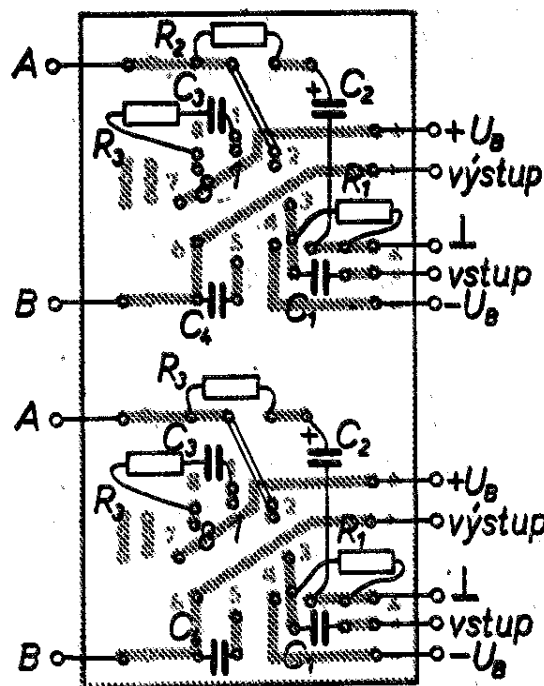
U všech tří druhů předzesilovačů je napětové zesílení zvoleno záměrně co největší. Tím, že na výstupu předzesilovače získáme relativně velké napětí i při velmi malých vstupních napětích, odpadnou časté a často značné problémy se stíněním spojovacích vodičů mezi předzesilovačem a dalšími částmi nf zařízení (nf zesilovač). Brum u samotného předzesilovače není problémem, neboť i když je zesílení předzesilovače velké, je soustředěno na velmi malou plochu – zajistíme-li, aby se brum nedostal na vstup předzesilovače, bude i výstupní signál po zesílení bez brumu. Kromě toho lze celý předzesilovač stínit a vestavět (vzhledem k jeho rozměrům) přímo do příslušného přístroje (magnetofon, gramofon) a tím dále potlačit možnost vzniku brumu.

Předzesilovač lze propojit s nf zesilovačem i relativně velmi dlouhým kabelem (i delším než 3 m), neboť výstupní signál má značnou úroveň a výstupní impedance předzesilovače je poměrně velmi malá – u předzesilovače s korekcemi podle obr. 1 menší než 10 Ω.

#### Mechanické provedení

Pro všechny varianty předzesilovače je navržena deska s plošnými spoji podle obr. 2. Při umístění předzesilovače v nf zesilovači lze do bodů *A* a *B* připojit výstupy z přepínače, jímž se volí druh korekce podle druhu vstupního signálu. Při umístění předzesilovače přímo u zdroje signálu se korekční prvky připojují na desku do vhodných děr mezi body *A* a *B*. Deska s plošnými spoji je navržena pro stereofonní zdroje signálu, lze z ní však použít polovinu, chceme-li zesilovat pouze monofonní signál.

Deska osazená součástkami je na obr. 3. (4. str. obálky). Korekční prvky odpovídají zamýšlenému použití – zesílení signálu z magnetofonové hlavy.



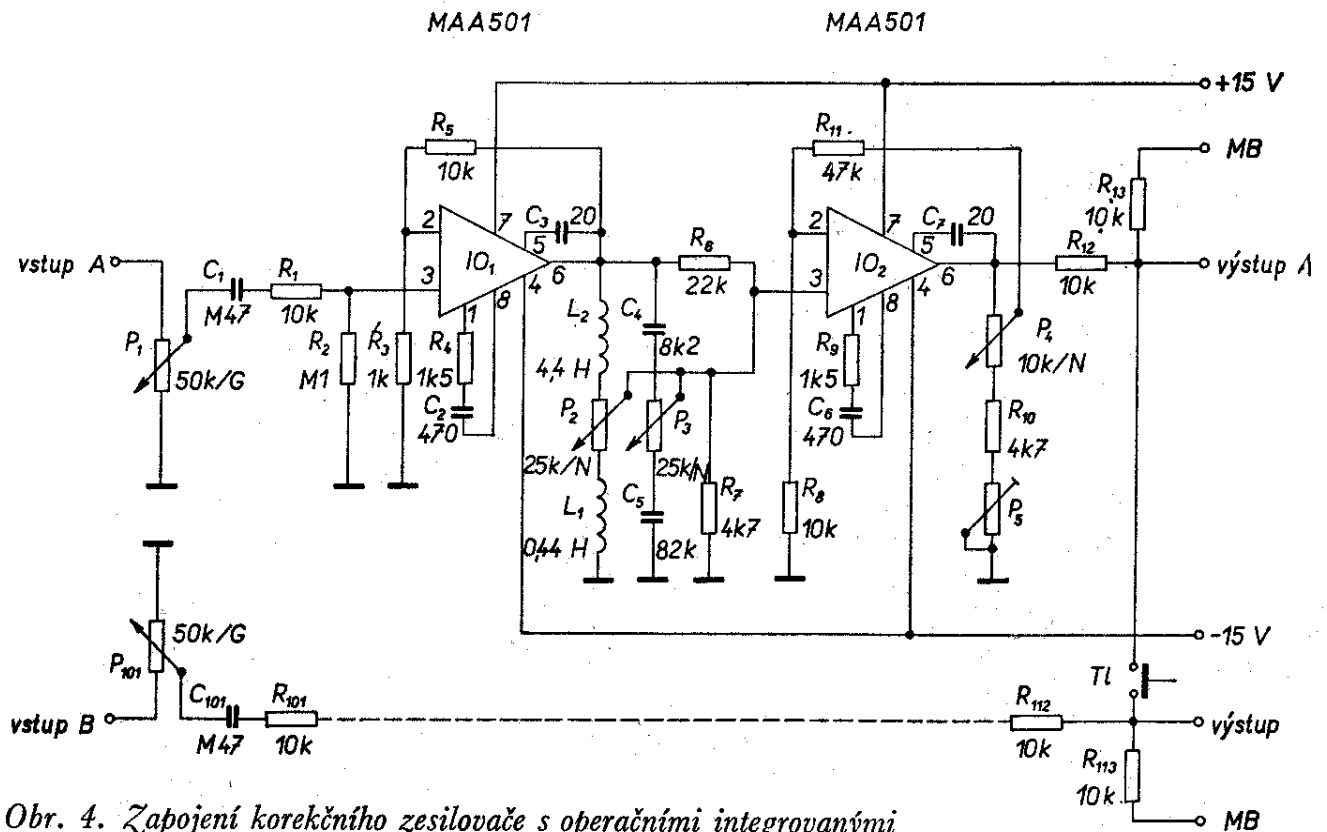
Obr. 2. Univerzální deska s plošnými spoji dvoukanalového předzesilovače (H201)

#### Uvádění do chodu

Uvádění do chodu zcela odpadá. Jsou-li jak aktivní (operační zesilovač), tak pasivní součástky v pořádku, je desku s plošnými spoji po osazení možno vestavět hned do zesilovače nebo do zvoleného přístroje. Pouze pro kontrolu lze měřit zesílení na referenčním kmitočtu (tím si ověříme jakost operačního zesilovače) a popř. i na několika dalších kmitočtech (tím si ověříme jakost použitých součástek ve zpětnovazebním obvodu).

#### Korekční zesilovač s integrovanými operačními zesilovači

V Radiovém konstruktéru (i v AR) byla již uvedena řada zapojení a návodů na konstrukci korekčních zesilovačů pro amatérské nf zesilovače. Mnohá z těchto zapojení byla převzata z firemní literatury profesionálních výrobců různých zařízení techniky Hi-Fi. Při aplikacích zapojení z literatury se však často stává, že se při proměřování korekčních zesilovačů (a nejen korekčních zesilovačů) projeví různé nežádané vedlejší jevy. Charakteristickým případem např. je, že se při potencio-



Obr. 4. Zapojení korekčního zesilovače s operačními integrovanými zesilovači MAA501 (MAA502, MAA503)  
( $P_3$  je 4,7 až 10 k $\Omega$ )

metru výšek v krajní poloze (maximální zdůraznění vysokých tónů) celý korekční zesilovač rozkmitá při silnějších vstupních signálech. Příčinou bývá obvykle kmítočtová nestabilita korekčního zesilovače. Podobné závady se objevují především v korekčních zesilovačích se zpětnovazebními články RC. Závada se nesnadno odstraňuje a obvykle nezbyvá, než omezit maximální dosažitelný zdvih korekcí přidáním sériového odporu k regulačnímu potenciometru. Přitom se uvedená závada objevuje často i u výrobků známých výrobců komerčních zařízení.

Když jsem uvažoval, jaký korekční zesilovač použít pro svoje zařízení, zvolil jsem (z mnoha nejrůznějších důvodů) pasivní korektor; korekční zesilovač pracuje s integrovanými operačními zesilovači a s korekčními články LC. Navržené zapojení je na obr. 4.

#### Popis zapojení

Operační zesilovač  $IO_1$  pracuje v neinverzním režimu a jeho vstupní odpor je upraven odporem  $R_2$  na 100 k $\Omega$ .

Zvoleným zapojením je nastaven zisk zesilovače  $IO_1$  asi na 20 dB. Pro toto zesílení jsou zvoleny také kompenzační prvky RC a C mezi vývody 1 a 8, popř. 5 a 6. Výstupní odpor zesilovače je pro správnou činnost korekčního obvodu LC zvolen asi 15  $\Omega$ . Vlastní pasivní korekční obvod LC má útlum (při střední poloze potenciometrů  $P_2$  a  $P_3$ ) asi 20 dB. Je navržen tak, že na kmitočtech 50 Hz a 15 kHz je zdvih nebo útlum větší než 18 dB. Předpokladem správné a požadované funkce korekčního obvodu je použití součástek s co nejmenší teplotní závislostí a s co nejmenšími tolerancemi vzhledem ke jmenovitým hodnotám. Pro vyšší nároky je třeba, aby součástky měly toleranci max. 2 %; použijeme-li běžné tandemové potenciometry, které mají souběh často horší než 3 dB, stačí, aby tolerance součástek byly lepší než 3 %. Odpor by měly být s kovovou vrstvou (pro nejvyšší nároky) a kondenzátory s dielektrikem z plastických hmot (styroflexové, polystyrenové nebo pod.) – kondenzátory musí mít v každém pří-

padě vývody přivařeně nebo připájené k fólii, nesmí mít přechodový odpor (nepoužijeme tedy např. papírové typy jako TC193, TC171 apod., jejichž nejmenší provozní napětí je asi 200 mV, popř. 2 V).

Korekční obvod je zatížen velkým vstupním odporem druhého operačního zesilovače  $IO_2$ . Protože je výstupní impedance korekčního obvodu malá, nezatežuje vstup operačního zesilovače nepříznivě korekční obvod a neovlivňuje jeho vlastnosti (vstupní odpor  $IO_2$  je asi 1 M $\Omega$ ).

Zesílení druhého operačního zesilovače lze měnit – toho jsem využil pro ovládací prvek stereofonních zesilovačů, nazývaný balance nebo stereováha. Toto zapojení má i tu výhodu, že jím lze korigovat případné nesouměrnosti v zesílení koncových zesilovačů zesilovače ve velmi širokém rozsahu. Případné nesouměrnosti v zesílení předchozích stupňů, tj. předzesilovačů a korekčního zesilovače, lze upravit změnou odporu odporového trimru  $P_5$ . Tímto trimrem lze také v případě potřeby upravit zesílení korekčního zesilovače tak, aby napětí na jeho výstupu dosáhlo požadované úrovně. Při střední poloze běžce potenciometru stereováhy se může zesílení korekčního zesilovače měnit trimrem  $P_5$  asi až o 20 %, tzn., že při opačné poloze běžců trimrů  $P_5$  a  $P_{105}$  je dynamika „rozvážení“ zesilovačů až asi 40 %. Potenciometrem  $P_4$  (stereováha) se mění zesílení v jednom kanálu asi o 70 % a tedy v zesílení obou kanálů při krajních polohách tandemového potenciometru  $P_4 + P_{104}$  je rozdíl až asi 140 %. Při střední poloze potenciometru  $P_4$  ( $P_{104}$ ) lze nastavením trimru  $P_5$  dosáhnout změny zesílení druhého operačního zesilovače  $IO_2$  v mezích asi 5,9 až 7,3.

Do série s výstupem je zařazen omezovací odpor  $R_{12}$ , 10 k $\Omega$ . Za odporem lze odebrat signál pro koncový zesilovač a pro volbu druhu provozu mono-stereo tlačítkem  $T1$ . Při provozu mono se výstupní signály obou kanálů sčítají a výsledný signál působí na oba vstupy koncových zesilovačů současně. Aby nedošlo ke zkreslení signálu na výstupu

korekčního zesilovače, musí být vstupní odpor koncového zesilovače nejméně 47 k $\Omega$ . Nemá-li koncový zesilovač pro tento vstupní odpor dostatečnou citlivost, lze upravit zesílení druhého operačního zesilovače  $IO_2$ , popř. změnou odporu  $R_{11}$ .

Z výstupu korekčního zesilovače lze napájet přes odpor  $R_{13}$  ( $R_{113}$ ) zesilovač pro sluchátka; popř. lze přes přívod  $MB$  přivádět signál např. z magnetofonu, chceme-li kontrolovat jeho jakost a nechceme-li, aby přitom procházel předzesilovačem, např. korekčním zesilovačem.

Protože první operační zesilovač  $IO_1$  kryje (vyrovnává) přibližně svým zesílením základní útlum korekčního obvodu, je celkové zesílení korekčního zesilovače na referenčním kmitočtu 1 kHz dáno zesílením druhého operačního zesilovače  $IO_2$ . Součástky pro kmitočtovou kompenzaci  $IO_2$  jsou voleny pro zisk 20 dB. Při takto zvolených kompenzačních prvcích obvykle nedochází v krajních polohách potenciometrů  $P_2$  a  $P_3$  ke kmitočtové nestabilitě. Stane-li se však, že operační zesilovač bude mít menší vnitřní impedanci mezi vývody 1 a 8, popř. 5 a 6, může být zesilovač nestabilní a může při velkém zdůraznění signálů vysokých kmitočtů dojít k oscilacím nebo zákmitům. Všechny nepříznivé jevy tohoto druhu lze jednoduše odstranit především zvětšením kapacity kompenzačních kondenzátorů  $C_6$  ( $C_{106}$ ) na 1,2 až 4,7 nF, případně zvětšením kapacity kondenzátorů  $C_2$  ( $C_{102}$ ) na dvojnásobek až trojnásobek jmenovité kapacity. Nepomůže-li tento zásah, lze zvětšit i kapacitu kondenzátorů  $C_7$  ( $C_{107}$ ) až asi na 68 pF. Konečně lze zvětšit i kapacitu kondenzátoru  $C_3$  ( $C_{103}$ ). Kmitočtová charakteristika korekčního zesilovače se v pásmu 50 Hz až 15 kHz výrazně nezmění ani po těchto úpravách.

Pasívní korektor  $LC$  má především tu výhodu, že nevzniká v korekčním zesilovači kmitočtová nestabilita vlivem fázových změn procházejícího signálu. U aktivního korektoru je totiž běžný korekční obvod  $RC$  obvykle zařazen ve větvi zpětné vazby zesilovače a vlivem

kmitočtových změn procházejícího signálu se mění i charakter zpětné vazby. Při vyšších kmitočtech se pak může původně záporná zpětná vazba změnit na kladnou a korekční zesilovač se může rozkmitat. Tento nedostatek se u korekčního zesilovače s pasívním korektorem *LC* vyskytnout nemůže.

#### *Mechanická konstrukce*

Korekční zesilovač je ve stereofonní verzi postaven na desce s plošnými spoji podle obr. 5 (str. 32). V desce s plošnými spoji jsou zapájeny i potenciometry hlasitosti, regulace hloubek a výšek a stereováhy, stejně jako vývody prvků korektoru *LC*. Zesilovač lze pochopitelně řešit i tak, že z desky použijeme pouze části pro osazení operačních zesilovačů a jejich obvodů a ovládací prvky, příp. i prvky korektoru *LC* umístíme buď na zvláštní desce, nebo připevníme samostatně k panelu nebo jinam do nf zesilovače. Podle použitých feritových hrníčků pro indukčnosti  $L_1$  a  $L_2$  lze také různě řešit umístění vývodů indukčností, na obr. 6 (2. str. obálky) je deska s plošnými spoji s hrníčky o  $\varnothing$  18 mm, vestavěná do sestavy nf zesilovače  $2 \times 50$  W a na obr. 7 a 8 (3. a 4. str. obálky) deska, osazená jednak hrníčky o  $\varnothing$  25 milimetru ( $L_1$ ,  $L_{101}$ ) a jednak o  $\varnothing$  38 milimetru ( $L_2$ ,  $L_{102}$ ). I při uspořádání podle obr. 7 a 8 lze použít původní rozmístění spojů podle obr. 5 jen s malými úpravami, jak je vidět z obr. 9 (3. str. obálky), na němž je původně navržena deska, zhotovená pomocí suchých optisků Transotyp. Konečně z obr. 10 (4. str. obálky) je vidět, že i při použití feritových hrníčků velkého průměru je základní výška osazené desky dána výškou (průměrem) tandemových potenciometrů, takže co do požadavků na místo nepřináší použití větších jader žádné potíže. Z obrázků je vidět, že lze desku osadit jak miniaturními odpory TR 112a, tak i metalizovanými odpory TR 151; v druhém případě je třeba umísťovat odpory nastojato.

#### *Uvádění do chodu*

Před osazováním desky s plošnými spoji je výhodné ověřit si měřením, zda

jsou v pořádku operační zesilovače, které chceme použít, neboť se nesnadno pájejí z desky s plošnými spoji (při výměně). Předem je třeba přesně nastavit indukčnost cívek  $L_1$  a  $L_2$  (i pro druhý kanál,  $L_{101}$  a  $L_{102}$ ), vhodná jádra jsou např. feritové hrníčkové jádro z materiálu H22, popř. starší ferokartová jádra větších průměrů. Počet závitů bude u různých jader různý, u cívky s indukčností 4,4 H bude však v každém případě značný, proto počítejte s tím, že bude třeba použít dráty malých průměrů (asi 0,1 mm). Indukčnost je třeba přesně nastavit na měřicím můstku. Stejně tak je třeba změřit (nejlépe na můstku) kapacity kondenzátorů  $C_4$  a  $C_5$  a odpor  $R_7$  pro oba kanály. Tolerance ostatních součástí se může pohybovat v mezích 5 až 10 %, případné nesymetrie lze opravit nastavením trimrů  $P_5$  a  $P_{115}$ . Dále se vyplatí změřit a popř. upravit nebo vybrat tandemové potenciometry pro korekci hloubek a výšek – pro vyšší nároky by potenciometry měly mít souběh obou drah lepší než 3 dB. Není na škodu ani kontrola jakosti kontaktů běžců v krajích dráhy. Vybírat odporové dráhy do souběhu je sice velmi pracné, ale u jakostních zařízení se to vyplatí – i když nepřesnost souběhu do 3 dB se při poslechu nepostřehne, je pod mezí vnímání.

Po osazení desek s plošnými spoji stačí pak nastavit souměrnost obou kanálů korekčního zesilovače trimry  $P_5$  a  $P_{105}$ , případně změřit přenos signálu na referenčním kmitočtu 1 kHz a v krajních polohách regulátorů hloubek a výšek a případně i upravit kompenzační prvky podle dříve uvedeného popisu. V každém případě je ke kontrole zesilovače vhodné použít osciloskop – dá se tím předejít pracnému hledání příčin zkreslení signálu nebo nestabilit.

#### **Výkonový zesilovač s integrovaným obvodem TBA810 (MBA810)**

Podobně jako pro různé oblasti elektroniky konstruuji se monolitické integrované obvody i pro nf techniku. Poměrně nejdéle odolávala soustředěnému úsilí výzkumných a vývojových laboratorí předních světových výrobců

oblast nízkofrekvenčních výkonových zesilovačů. Mezi nejúspěšnější průkopníky nového obvodového a technologického řešení výkonových monolitických zesilovačů patří italská firma ATES koncernu SGS.

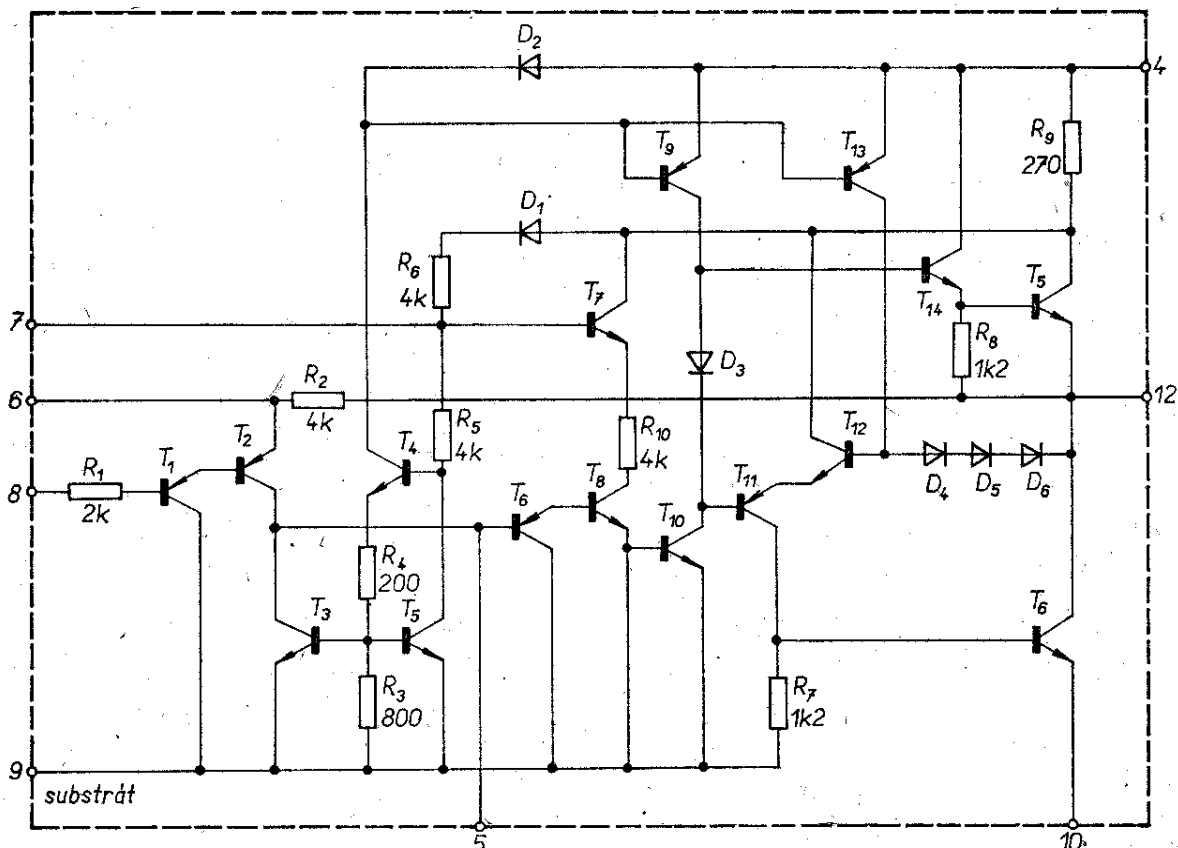
Tento výrobce v posledních dvou letech vyvinul a začal vyrábět celou skupinu monolitických výkonových zesilovačů pro výstupní výkony 2 až 10 W.

Mezi velmi úspěšné obvody z této skupiny zesilovačů patří obvod typu TBA810. Obdobně řešený obvod se též vyvíjí v n. p. TESLA Rožnov – a snad bude i v dohledné době uveden na trh. Vzhledem k tomu, že mezi oběma typy zesilovačů je přímá ekvivalence, bude možno používat obvod MBA810 ve stejných zapojeních, jako obvod typu TBA810. Proto lze všechny konstrukce zesilovačů a ostatní údaje, popsané v dalším textu, plně použít i pro obvod TESLA MBA810, i když byly ověřeny pro obvod TBA810.

#### Popis zapojení obvodu TBA810 (MBA810)

Obvodové řešení zesilovače TBA810

podle obr. 11 navazuje na starší monolitické výkonové zesilovače firmy ATES. Obvod obsahuje šestnáct tranzistorů, jichž se využívá jednak k vytvoření signální cesty a jednak k různým pomocným funkcím. Vstup zesilovače je tvořen emitorovým sledovačem s tranzistorem  $T_1$ . Na výstup sledovače je přímo navázán vstup zesilovacího stupně s tranzistorem  $T_2$ . Tento tranzistor pracuje do tzv. aktivní zátěže, tvořené tranzistorem  $T_3$ . Pracovní bod tranzistoru  $T_3$ , aktivní zátěže, je nastaven částí obvodu s tranzistory  $T_4$  a  $T_5$ . Na kolektor tranzistoru  $T_2$  je připojena kaskáda emitorových sledovačů, které jednak impedančně oddělují tranzistor  $T_2$  a jednak posouvají stejnosměrnou úroveň signální cesty. To má za následek, že na výsledném zesílení zesilovače se převážně podílí tranzistor  $T_2$ . Na výsledném napěťovém zesílení se podílí i tranzistor  $T_{10}$ . V jeho kolektorovém obvodu se rozděluje signál pro řízení koncového zesilovače ve třídě B. Kvazikomplementární koncový stupeň je přes tranzistory  $T_{11}$  a  $T_{14}$  navázán na



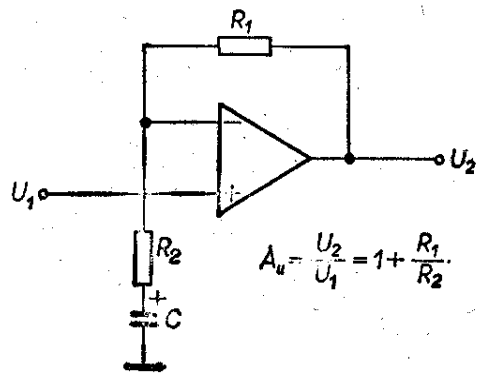
Obr. 11. Zapojení integrovaného výkonového zesilovače TBA810 (MBA810)

tranzistor budiče běžným způsobem. Tranzistor  $T_{14}$  pracuje jako emitorový sledovač. Tranzistory  $T_{10}$  a  $T_{11}$  jsou zapojeny tak, že se navenek jeví jako jeden tranzistor s vodivostí typu p-n-p.

Zvláštní úpravou zapojení zesilovačů TBA810 se dosáhlo toho, že se stejnosměrná klidová úroveň napětí na výstupu zesilovače nastavuje samočinně na polovinu napájecího napětí a to ve velmi širokém rozsahu napájecího napětí. Proto zesilovač nevyžaduje nejen stabilizaci napájecího napětí, ale ani vně připojované nastavovací prvky (např. odporový trimr). Díky této vlastnosti je zesilovač schopen dodávat maximální dosažitelný výstupní výkon vždy, v širokém rozsahu napájecího napětí. Při přebuzení pak dochází k souměrnému omezení napětí na výstupu. Samočinné nastavování výstupu na polovinu napájecího napětí je zajištěno zápornou zpětnou vazbou, která je vytvořena diodami  $D_1$  a  $D_4$  až  $D_6$ , a tranzistory  $T_{12}$  a  $T_4$ .

Celkový napěťový zisk zesilovače je typicky 80 dB. Výsledné napěťové zesílení se podle potřeby upravuje připojením vnějšího odporu přes elektrolitický kondenzátor mezi vývod 7 a zem. Z výstupu se přes odporový dělič z vestavěného odporu  $R_2$  (4 k $\Omega$ ) a vně připojeného odporu dostává na emitor tranzistoru  $T_2$  část výstupního napětí. Toto napětí se odečítá od napětí na bázi a tranzistor  $T_2$  je řízen rozdílem těchto napětí. Z tohoto důvodu pracuje tento tranzistor (s určitou analogií) jako operační zesilovač v neinvertujícím režimu se zapojením podle obr. 12. Výstupní napětí je pak ve fázi se vstupním napětím a napětí z obvodu zpětné vazby se vede do invertujícího vstupu. Pro ustálený stav musí být rozdíl signálů ze vstupu a ze zpětné vazby roven nule. Tzn., že na neinvertujícím vstupu musí být napětí  $U_1$ , které je stejně velké jako napětí na neinvertujícím vstupu

$\left( U_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)$ , avšak které má opačnou fázi. Z rovnosti střídavých napětí na vstupech je možno určit napěťové zesílení zesilovače



Obr. 12. Zesilovač v neinvertujícím režimu

$$\frac{U_2}{U_1} = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Podle potřeby lze tedy nastavit napěťové zesílení zesilovače pouze jedním, vně připojeným odporem. Pro napěťový zisk např. 40 dB bude tento odpor 40,4  $\Omega$ . Přesné určení zesílení výpočtem je sice jednoduché, nemusí však dávat vždy uspokojivý výsledek. Vyplývá to z toho, že monolitické odpory mají běžné tolerance  $\pm 20\%$ , proto odpor 4 k $\Omega$ , s nímž se ve výpočtu pracuje, může mít rozptyl asi od 3,2 do 4,8 k $\Omega$  – odpovídající rozptyl má pak i napěťové zesílení. Je-li tedy třeba nastavit napěťové zesílení přesně (např. ve stereofonním zesilovači), nezbyvá než orientačně stanovit vně připojený odpor výpočtem a pak měřením kontrolovat správnost výpočtu a odpor případně změnit. Odpor  $R_2$  by sice bylo možno předem přesně zjistit měřením, obecně to však nelze doporučit, neboť bez respektování určitých zásad by se při měření mohla zničit monolitická struktura obvodu.

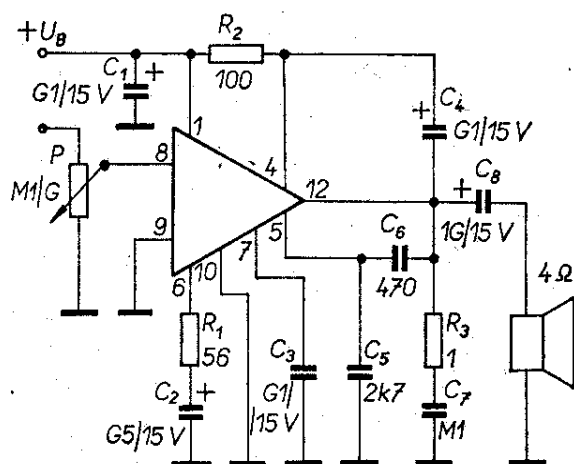
Obvod typu TBA810 se vyrábí v pouzdru dual-in-line z plastické hmoty. Obvod je opatřen dvěma širokými vývody, které mají přímý tepelný kontakt s křemíkovou destičkou. K těmto vývodům lze připojit chladič (obdobně jako u obvodu MA0403). Ostatní vývody mají nestejnou rozteč, což usnadňuje pájení a umožňuje použít širší přívody na desce s plošnými spoji (lepší odvod tepla).

Obvod se vyrábí také ve variantě

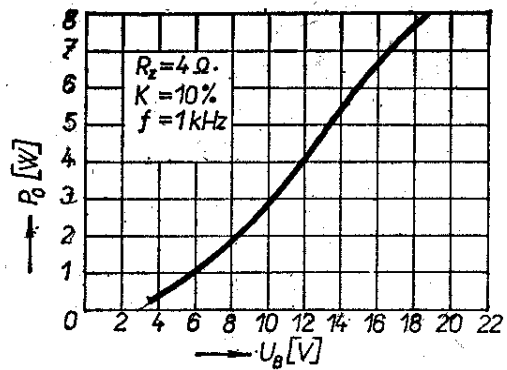
TBA810A, u níž jsou střední široké vývody rovné a opatřeny děrami k přiřroubování chladičů.

Pro obvod TBA810 udává výrobce mezní údaje podle tab. 1 (str. 52). Vzhledem k relativně značnému výkonovému zatěžování a z toho vyplývajícímu tepelnému namáhání se uvádějí rovněž tepelné odpory mezi přechodem a chladičnými plochými vývody a přechodem a okolím (tab. 2, str. 52).

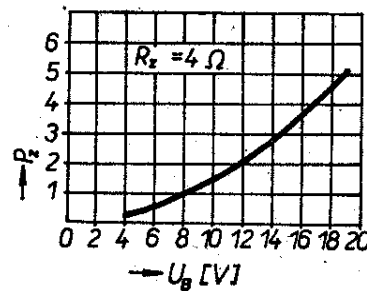
S obvodem TBA810 byl navržen výkonový zesilovač se zapojením podle obr. 13. Vstup zesilovače je přímo připojen k běžci potenciometru regulátoru hlasitosti. K vývodu 6 je proti zemi připojen článek RC (56  $\Omega$  a 500  $\mu$ F); volbou odporu se ovlivňuje napěťové zesílení zesilovače. Báze tranzistoru  $T_7$  pro automatické nastavování výstupu na polovinu napájecího napětí se přes vývod 7 blokuje pro střídavé napětí kondenzátorem  $C_3$ , 100  $\mu$ F. K zajištění kmitočtové stability je k výstupu zesilovače připojen Boucherotův člen RC (1  $\Omega$ , 0,1  $\mu$ F) a kondenzátory  $C_5$  a  $C_6$  (2,7 nF – vývod 5 a 470 pF). Zesilovač je navázán na reproduktor přes elektrolýtický kondenzátor  $C_8$  (1 000  $\mu$ F). V tomto zapojení byla ověřena vyhovující činnost zesilovače v rozmezí napájecích napětí 3,5 až 20 V. Pro zesilovač v zapojení podle obr. 3 platí technické údaje v tab. 3 (str. 53), zesilovač byl



Obr. 13. Aplikace obvodu TBA810 ve funkci výkonového zesilovače



Obr. 14. Závislost výstupního výkonu na napájecím napětí při zkreslení 10 %

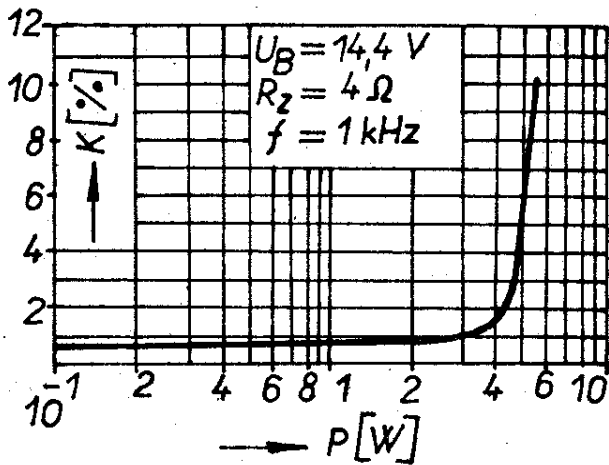


Obr. 15. Závislost výkonové ztráty zesilovače na napájecím napětí při zkreslení 10 %  
 $P_z$  ve wattch

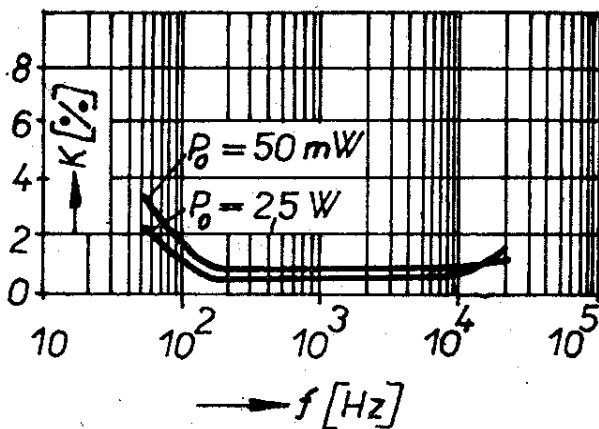
proměřen a získané výsledky jsou zpracovány ve formě grafů na obr. 14 až 21. Na obr. 14 je závislost výstupního výkonu na napájecím napětí. Závislost platí pro zátěž 4  $\Omega$ , zkreslení 10 % a kmitočet měřicího signálu 1 kHz. Závislost výkonové ztráty na napájecím napětí za podobných měřicích podmínek je na obr. 15. Zkreslení závisí na výstupním výkonu podle grafu na obr. 16. Při výstupním výkonu 50 mW a 2,5 W je závislost zkreslení výstupního napětí na kmitočtu podle grafu na obr. 17.

Z měření výstupního napětí v závislosti na kmitočtu vyplynul i graf na obr. 18. Kompenzační kondenzátor měl při měření kapacitu 500 a 1 000 pF ( $C_4$ ).

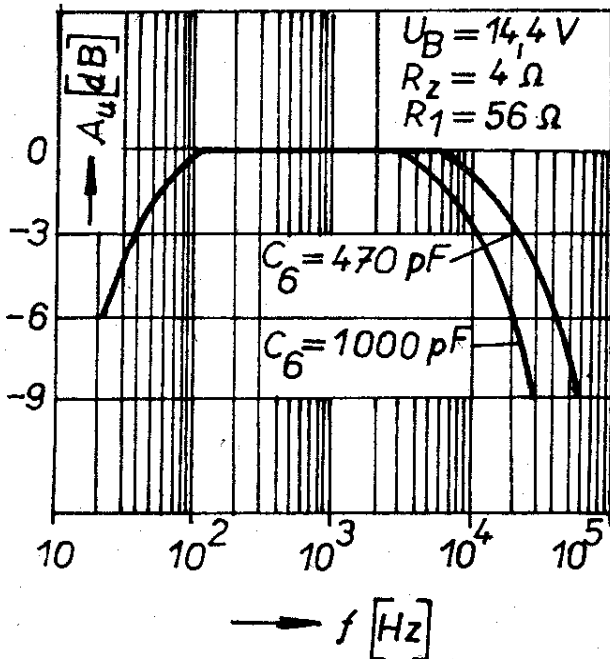
Aby byla zajištěna kmitočtová stabilita a požadovaná šířka pásma, je třeba pro zvolené napěťové zesílení a při určitém odporu  $R_1$  volit také kon-



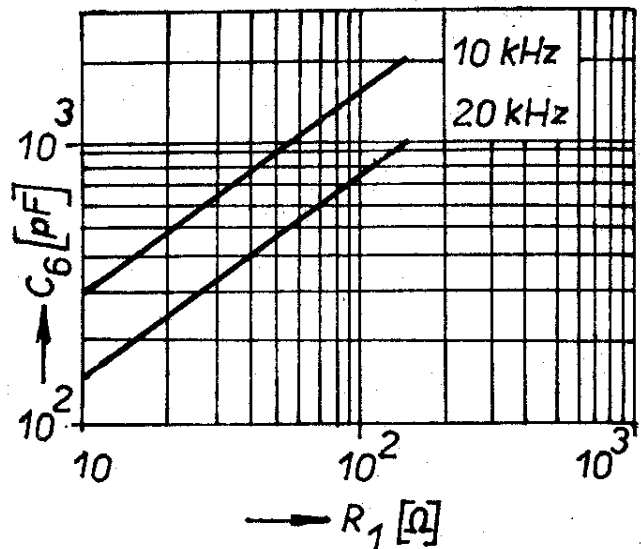
Obr. 16. Závislost zkreslení na výstupním výkonu



Obr. 17. Závislost zkreslení na kmitočtu



Obr. 18. Kmitočtová závislost napětového zesílení



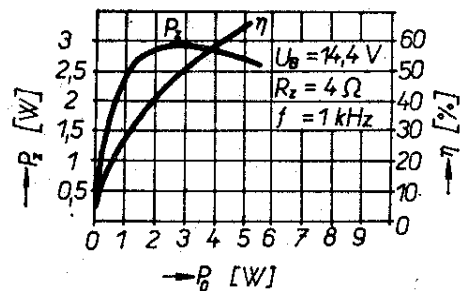
Obr. 19. Závislost kapacity kondenzátoru  $C_6$  na odporu  $R_1$

denzátor  $C_6$  (kompenzační) o určité kapacitě. Pro šířky pásma 10 kHz a 20 kHz je vztah mezi součástkami a zvoleným napětovým zesílením vyjádřen grafem na obr. 19.

Jak závisí výkonová účinnost a výkonová ztráta zesilovače na výstupním výkonu, lze odvodit z grafu na obr. 20.

Zesilovač má bez zatížení velmi malý odběr proudu. Závislost klidového odběru proudu zesilovače na napájecím napětí (bez připojené zátěže) je v grafu na obr. 21.

Pro aplikaci zesilovače v přenosných přístrojích, které pracují s napájecím napětím 4,5 až 6, popř. 9 V, lze použít zapojení podle obr. 22. Při tomto zapojení se vystačí s menším počtem vně připojovaných součástek a reproduktor se připojuje mezi výstup a kladný pól napájecího napětí.

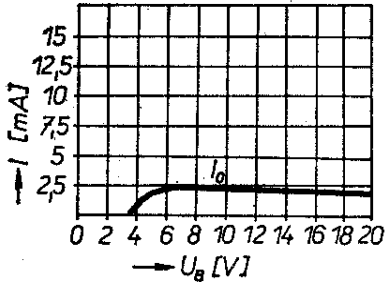


Obr. 20. Závislost výkonové účinnosti a výkonové ztráty na výstupním výkonu

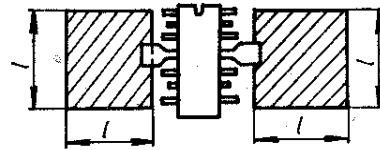
Velmi důležitou úlohu při návrhu zesilovače hraje volba chladiče. Volba chladiče musí vycházet z požadavku, že teplota, generovaná výkonovou ztrátou v křemikové destičce, nesmí být

nikdy větší než 15 °C. V zásadě je možné řešit chlazení obvodu dvojím způsobem: buď připojit obvod k chladiči pomocí širokých prostředních vývodů, nebo tyto vývody připájet k plochám fólie desky s plošnými spoji. Při pájení nesmí teplota středních širokých vývodů překročit 260 °C a nesmí se pájet při této teplotě déle než 12 vteřin.

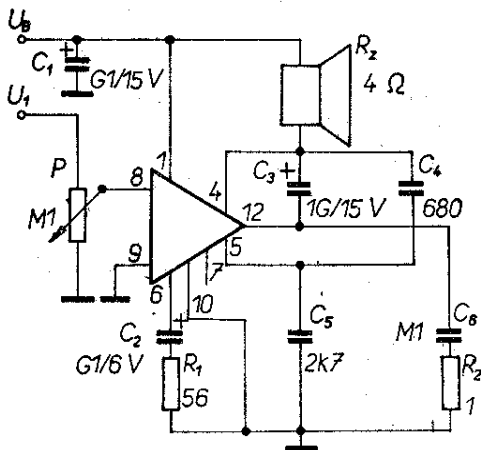
Použije-li se jako chladič měděná fólie desky s plošnými spoji v uspořádání podle obr. 23, platí mezi výstupním výkonem a délkou strany jednoho chladičového čtverce závislost podle grafu



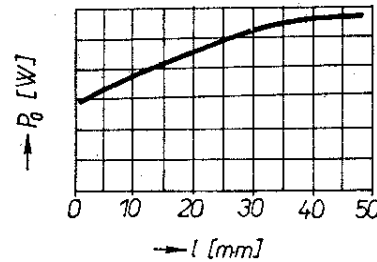
Obr. 21. Závislost klidového odběru zesilovače na napájecím napětí



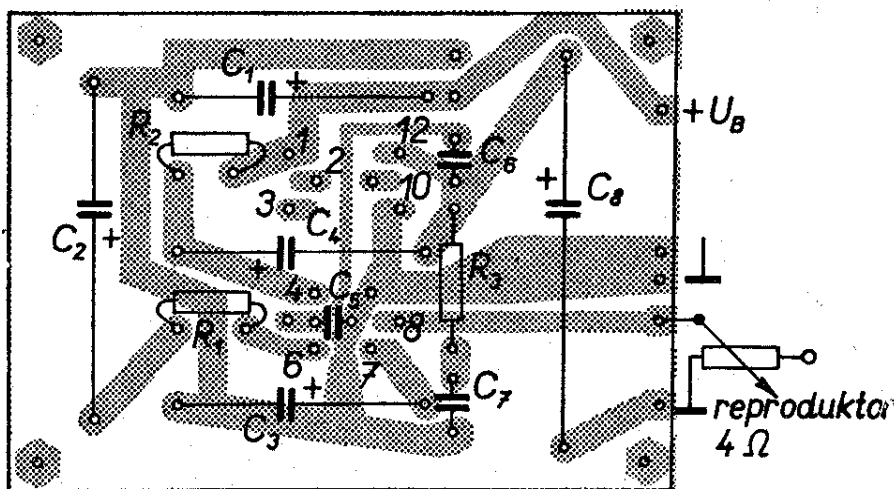
Obr. 23. Příklad uspořádání měděné fólie na desce s plošnými spoji pro chlazení integrovaného zesilovače



Obr. 22. Zapojení výkonového zesilovače pro menší napájecí napětí



Obr. 24. Závislost mezi délkou strany jednoho ze čtverců chladičové fólie a výstupním výkonem (tloušťka měděné fólie 35 μm)



Obr. 25. Deska s plošnými spoji H202 pro výkonový zesilovač v zapojení podle obr. 3

na obr. 24. Uvedená závislost platí pro tloušťku fólie 35  $\mu\text{m}$ .

Plné výkonové zatížitelnosti integrovaného obvodu lze dosáhnout jeho upevněním k profilovanému chladiči, k chladiči se žebry.

S obvodem TBA810 byl navržen výkonový zesilovač k rozhlasovému přijímači do motorových vozidel. Bylo zvoleno zapojení podle obr. 13, deska s plošnými spoji zesilovače je na obr. 25, deska osazená součástkami při pohledu zdola i shora je na obr. 26. Při návrhu desky se vycházelo z toho, že jak integrovaný obvod, tak i chladič budou umístěny na straně desky s měděnou fólií a ostatní součástky na druhé straně desky. Toto řešení je výhodné především při použití profilovaných chladičů.

Při osazování desky s plošnými spoji se postupuje tak, jak je to obvyklé – od součástek lehčích a méně rozměrných k součástkám těžším a rozměrnějším. Oživení osazené desky je relativně velmi jednoduché. Vstup (horní konec potenciometru hlasitosti) připojíme k zemi, nebo k zemi připojíme vývod 8 integrovaného obvodu. Od výstupu odpojíme zátěž. Pro počátek ožívování je výhodné použít jako zdroj napájecího napětí regulovatelný stabilizovaný zdroj napětí s elektronickou pojistkou a s výstupním napětím 3 až 20 V. Na začátku napájíme zesilovač napětím asi 3 V, napětí zvětšujeme a přitom kontrolujeme klidový odběr proudu zesilovače v závislosti na napájecím napětí. Nebude-li odběr proudu větší než asi 20 mA, je zapojení i integrovaný obvod v pořádku a zesilovač můžeme ožívovat nízkofrekvenčním signálem a se zátěží.

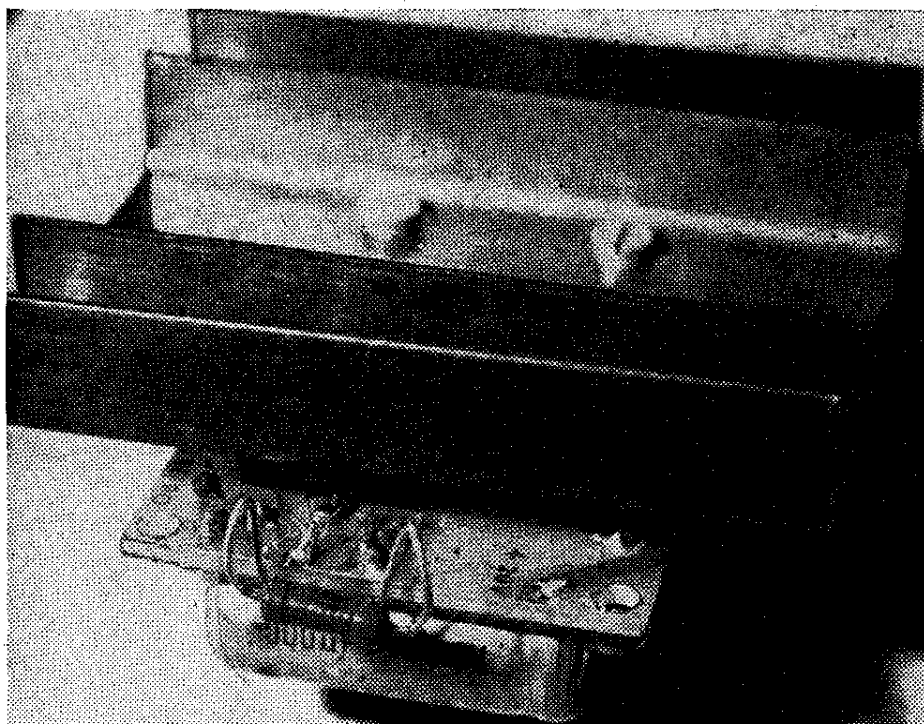
Nízkofrekvenční signál asi 50 mV přivedeme na horní konec potenciometru hlasitosti (předtím samozřejmě zrušíme předchozí zkrat). Na výstup zesilovače připojíme zatěžovací odpor 4  $\Omega$ . Nakonec připojíme napájecí napětí, nejprve opět asi 3 V. Napájecí zdroj musí být schopen dodávat proud asi 1,5 A, jinak při závěrečném nastavení dochází k omezení výstupního napětí vlivem omezení proudu napájecího zdroje.

Napájecí napětí pozvolna zvětšujeme. Sledujeme přitom odběr proudu ze zdroje a pokud je to možné i souměrnost rozkmitu výstupního napětí. Pokud není k dispozici osciloskop, ke kontrole postačí měřit stejnosměrné napětí na výstupu zesilovače před kondenzátorem  $C_8$ . Takto kontrolujeme zesilovač v první fázi ožívování.

Druhou fází ožívování tvoří vlastně měření kmitočtové charakteristiky. Je vhodné měřit kmitočtovou charakteristiku u každého zesilovače, záleží-li nám na jakosti reprodukce. K této druhé fázi potřebujeme tónový generátor a střídavý milivoltmetr a popř. i osciloskop. Kmitočtová charakteristika by měla odpovídat grafu na obr. 18.

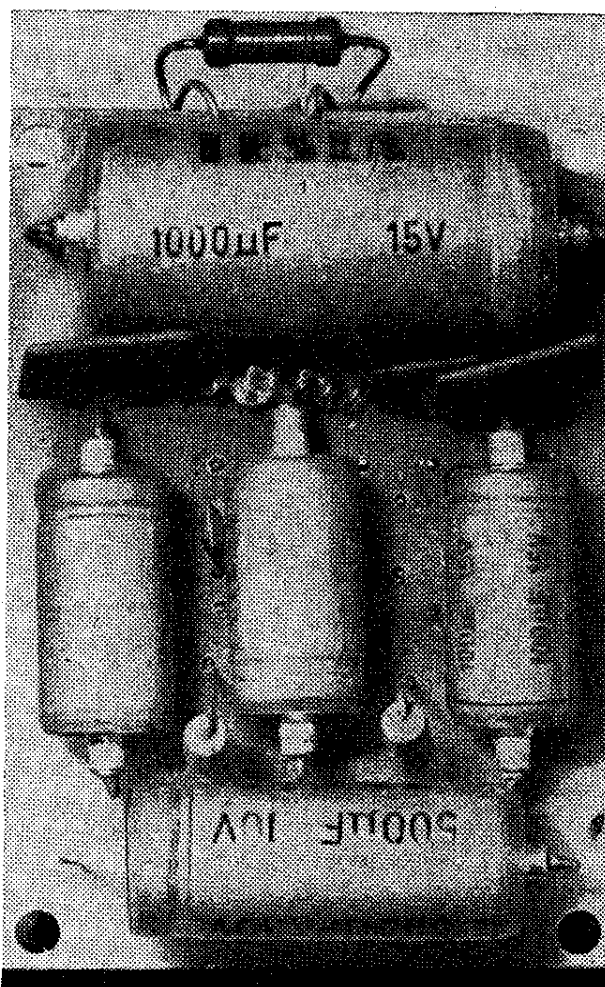
Zesilovač má velký vstupní odpor (řádu megaohmů, typicky 5 M $\Omega$ ). Proto je schopen zpracovat i napětí např. z keramické gramofonové vložky. Běžně je možné připojit tento výkonový zesilovač za korekční zesilovač jakéhokoli provedení, na výstup z magnetofonu nebo za předzesilovač pro dynamickou gramofonovou vložku. Vzhledem k téměř dokonalé imunitě proti přetížení je obzvláště výhodné použít zesilovač v rozhlasovém přijímači pro motorová vozidla nebo jako zesilovač pro přehrávání magnetofonových kazet.

Závěrem ještě poznámka ke konstrukci a především k návrhu chladiče. Podle typu integrovaného obvodu je buď třeba tvarovat střední široké chladičí vývody (u TBA810), nebo lze použít obvod bez úprav. Široké chladičí vývody lze k ploše chladiče např. přitisknout páskovou podložkou – podle způsobu styku chladiče a vývodů IO je třeba i navrhnout chladič. Druhou možností je vyvrtat do širokých středních vývodů IO díry a vývody přitisknout k chladiči přišroubováním šroubky s podložkami. Oba způsoby jsou v zásadě rovnocenné. Já jsem upevnění vyřešil plochými pásky. Chladič jsem zhotovil z měděného plechu tloušťky 1 mm ohnutého tak, aby vzniklo žebrovaní. Celkové uspořádání je zřejmé z obr. 26. Pro účinnější odvádění tepla je vhodné umístit zesilovač v poloze s chladičem nahoře.



a

b



Obr. 26. Osazená deska se součástkami a s chladičem (a – shora, b – zdola)

Tab. 1. Mezní údaje integrovaného obvodu TBA810

Parametr	Maximální velikost
Napájecí napětí $U_B$	20 V
Špičkový výst. proud $I_1$	3 A
Trvalý výst. proud $I_2$	2,2 A
Výkonová ztráta při teplotě okolí 55 °C	1 W
při teplotě chladiče 30 °C	5 W
Teplota přechodu	-25 až +150 °C

Tab. 2. Tabulka tepelných odporů

Odpor	Definice	Velikost
$R_{tj-tab}$	tepelný odpor mezi přechodem a plochými vývody	12 °C/W
$R_{tj-a}$	tepelný odpor mezi přechodem a okolím	95 °C/W

Tab. 3. Elektrické parametry integrovaného obvodu TBA810

Parametr	Podmínky	Min.	Typ.	Max.	Jednotka
Klidový odběr proudu	$U_B = 14,4 \text{ V}$		9	20	mA
	$U_B = 9 \text{ V}$		7	15	mA
Výstupní výkon pro zkreslení 10 % při $R_z = 4 \Omega$ a $f = 1 \text{ kHz}$	$U_B = 16 \text{ V}$		6,5		W
	$U_B = 14,4 \text{ V}$		5,5		W
	$U_B = 9 \text{ V}$		2,3		W
	$U_B = 6 \text{ V}$		1		W
Vstupní citlivost	$P = 5,5 \text{ W}$ $U_B = 14,4 \text{ V},$ $R_z = 4 \Omega,$ $f = 1 \text{ kHz}$ $R_1 = 56 \Omega$ (obr. 13)		65		mV
	$R_1 = 12 \Omega$ (obr. 13)		15		mV
Vstupní odpor			5		M $\Omega$
Kmitočtový rozsah (-3 dB) (obr. 13)	$U_B = 14,4 \text{ V},$ $R_z = 4 \Omega, R_1 = 56 \Omega,$ $C_0 = 500 \text{ pF}$	40		20k	Hz
	$C_0 = 1 \text{ nF}$	40		20k	Hz
Zkreslení	$P = 0,05 \text{ až } 2,5 \text{ W}$ $U_B = 14,4 \text{ V},$ $R_z = 4 \Omega,$ $f = 1 \text{ kHz}$		0,7		%
Napětové zesílení při otevřené smyčce	$U_B = 14,4 \text{ V}$ $R_z = 4 \Omega, f = 1 \text{ kHz}$		80		dB
Vstupní šumové napětí	$U_B = 14,4 \text{ V},$ $20 \text{ Hz} \leq f \leq 20 \text{ kHz}$		2		$\mu\text{V}$
Vstupní šumový proud	$U_B = 14,4 \text{ V},$ $20 \text{ Hz} \leq f = 20 \text{ kHz}$		0,1		nA
Účinnost	$P = 5 \text{ W}, U_B = 14,4 \text{ V},$ $R_z = 4 \Omega, f = 1 \text{ kHz}$		65		%

Údaje platí při teplotě okolí 25 °C.  $U_B$  je napájecí napětí.

# KONSTRUKCE ELEKTRONICKÝCH ZAŘÍZENÍ

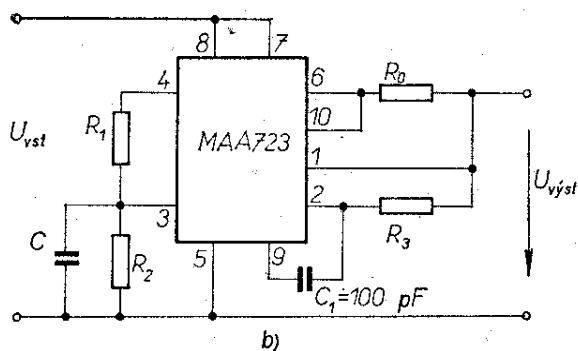
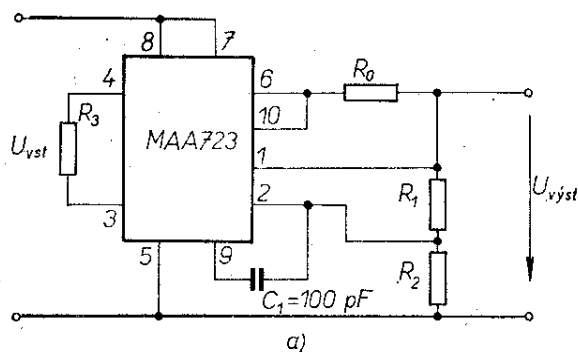
P. Hudeček, J. Mates

(Dokončení z RK 4/74)

Obvod obsahuje zdroj referenčního napětí, zesilovač odchylky, regul. tranzistor pro proud do 150 mA a tranzistor, umožňující nastavit proudové omezení. Stabilita výstupního napětí je lepší než o 0,01 %, přičemž vstupní napětí musí být alespoň o 5 V větší než výstupní. Příklady zapojení obvodu MAA723 jsou na obr. 66a, 66b. Velikost referenčního napětí je asi 7,5 V. Zapojení ke stabilizaci napětí většího, než 7 V se tedy bude lišit od zapojení ke stabilizaci menšího napětí. V prvním případě (obr. 66a) zapojíme neinvertující vstup zesilovače odchylky na referenční napětí, na invertující vstup přivedeme napětí z děliče tvořeného odpory  $R_1$  a  $R_2$ . Výstupní napětí je

$$U_2 = U_{\text{ref}} \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

V druhém zapojení (obr. 66b) použijeme



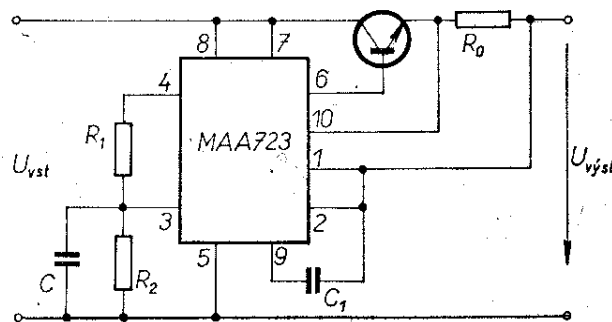
Obr. 66. Základní zapojení stabilizátorů s MAA723

me odporový dělič ke zmenšení referenčního napětí, výstupní napětí připojme přes odpor  $R_3$  na invertující vstup. Pro výstupní napětí platí

$$U_2 = U_{\text{ref}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Nejmenšího teplotního driftu dosáhneme v obou případech při  $R_3 = R_1 \parallel R_2$ . Odpor  $R_0$  je snímací odpor pro proudové omezení. Má stejnou funkci, jako odpor  $R$  v zapojení podle obr. 66b. Kondenzátor  $C$  zabraňuje rozkmitání stabilizátoru. Největší proud, který může obvod dodávat do zátěže je 150 mA. Pro větší zatížení je třeba ke stabilizátoru připojit výkonový tranzistor (obr. 66c).

Při konstrukci elektronického zařízení je třeba věnovat velkou pozornost umístění jednotlivých dílů. Transformátor je zdrojem rušivého elektromagnetického pole, proto jej dáme co nejdále od obvodů, které zpracovávají malé signály. Usměrňovač s filtrem, popř. stabilizátorem připevníme co nejbližše transformátoru. Obsahuje-li zařízení obvody velmi citlivé na rušení, je třeba buď zdroj nebo tyto obvody odstínit – oddělíme je vodivou přepážkou, nebo umístíme do kovové krabice. Důležité je i správné uzemnění. Kostry a společný vodič spojujeme zásadně v jednom bodě. Dlouhé přívody zkrucujeme, abychom omezili vliv magnetického pole.



Obr. 67. Základní zapojení obvodu MAA723

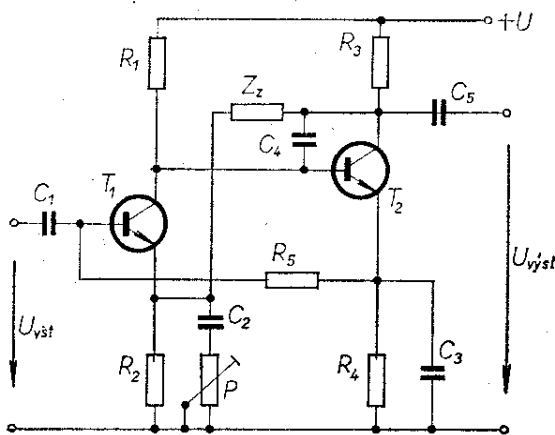
Regulační tranzistory stabilizovaných zdrojů, diody a Zenerovy diody je třeba často chladit. Chladiče musíme umístit tak, aby se od nich nezahřívaly ostatní součásti zařízení.

### Nf zesilovače

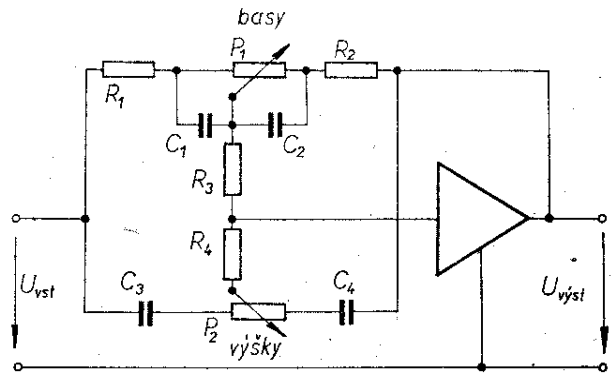
Nízkofrekvenční zesilovače patří k zařízením, vhodným pro amatérskou stavbu. Nejsou příliš nákladné, nevyžadují složité mechanické součásti a k jejich oživování stačí malé množství přístrojů.

Zesilovač se skládá ze dvou základních částí – předzesilovače a výkonového zesilovače. Nejdříve se seznámíme s několika základními zapojeními, používanými v předzesilovačích. Úkolem předzesilovače je zesílit signál na úroveň, potřebnou k vybudování výkonového zesilovače a korigovat kmitočtovou charakteristiku, což je nezbytné pro některé zdroje signálu (magnetická přenoska, magnetofonová hlava). Kromě toho obsahuje regulátor hlasitosti a korekční zesilovač, umožňující řídit zesílení vysokých a hlubokých tónů.

Na obr. 68 je zapojení velmi často používaného vstupního obvodu. Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  jsou přímo vázány. Báze  $T_1$  je napájena z emitoru  $T_2$ . Tento způsob nastavení pracovního bodu má velmi příznivé účinky na stejnosměrnou stabilitu celého zesilovacího stupně. Zvětšili-li se kolektorový proud  $T_2$ , zvětší se i kolektorový proud  $T_1$ , zmenší se napětí na kolektoru  $T_1$ , zmenší se proud báze  $T_2$ , což opět zmenší kolektorový proud



Obr. 68. Vstupní obvod zesilovače



Obr. 69. Zapojení korektoru

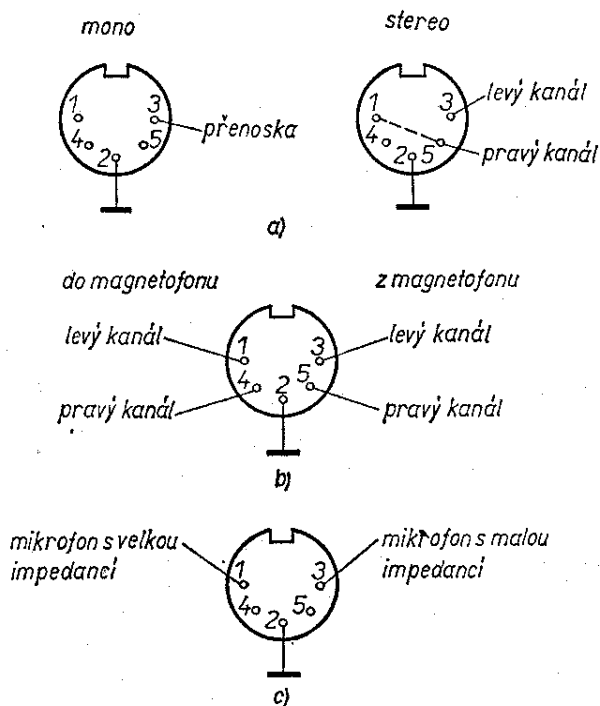
$T_2$ . Z kolektoru druhého tranzistoru je vedena záporná zpětná vazba do emitoru  $T_1$ . Jako zpětnovazební impedance je zapojen buď odpor – zesílení pak nezávisí na kmitočtu, nebo různé členy RC upravující kmitočtovou charakteristiku. Zesílení je 10 až 40 dB a závisí stejně jako všechny ostatní parametry na poloze běžce potenciometru  $P$ . Vstupní impedance je v rozmezí 100 až 150 k $\Omega$ , výstupní impedance je 50 až 200  $\Omega$ . Silnou zápornou zpětnou vazbou je dosaženo malého nelineárního zkreslení (0,1 až 0,5 %). Napájecí napětí bývá 10 až 35 V.

Typické zapojení korekčního zesilovače je na obr. 69. Potenciometr  $P_1$  určuje zesílení signálů nízkých kmitočtů. Pro signály vyšších kmitočtů je zkratován kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$ . V levé krajní poloze běžce je zesílení signálů nízkých kmitočtů největší. V pravé krajní poloze je tomu naopak. Stejně se řídí zesílení signálů vysokých kmitočtů potenciometrem  $P_2$ . Součástky volíme tak, aby zesílení na kmitočtu 1 kHz bylo 0 dB a nezáviselo na poloze běžců  $P_1$  a  $P_2$ . Zpravidla platí  $R_1 = R_2$ ,  $C_1 = C_2$  a  $C_3 = C_4$ . Pro správnou funkci korektoru je třeba, aby jeho zesilovač měl velký vstupní a malý výstupní odpor – může být tvořen jednoduchým stupněm se společným emitorem, v kvalitnějších zesilovačích se používají zesilovače se dvěma nebo i více tranzistory, popř. integrované obvody (např. operační zesilovač MAA501). Potlačení nebo zdůraznění hloubek a výšek bývá (na kmitočtech 20 Hz a 20 kHz) až 20 dB.

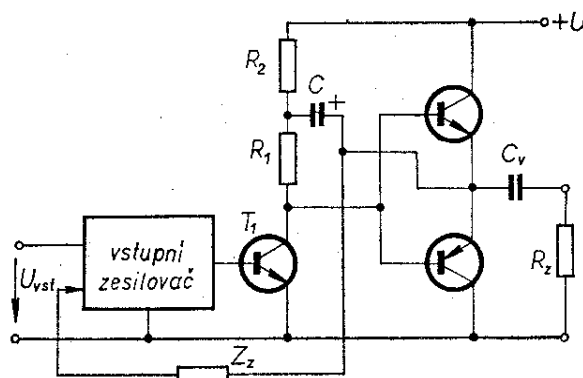
Tab. 47. Charakteristické vlastnosti zdrojů nf signálu

Zdroj signálu	Citlivost asi	Vstupní odpor asi	Korekce
magnetofonová hlava	2 až 5 mV	100 kΩ	ano
magnetická přenoska	2 až 5 mV	50 kΩ	ano
krystalová přenoska	50 až 350 mV	2 až 3 MΩ	ne
mikrofon	2 až 5 mV	50 kΩ	ne

V tab. 47 jsou uvedeny požadované vlastnosti předzesilovače pro různé zdroje signálu. Zapojení konektorů podle normy platné v Evropě je na obr. 70. Je zbytečné, aby byl zesilovač vybaven několika vstupními obvody, z nichž každý vyhovuje pro jeden zdroj signálu. V praxi použijeme např. obvod podle obr. 68. Zpětnovazební impedanci  $Z_z$  můžeme přepínat a tak dosáhnout různých tvarů kmitočtové charakteristiky.



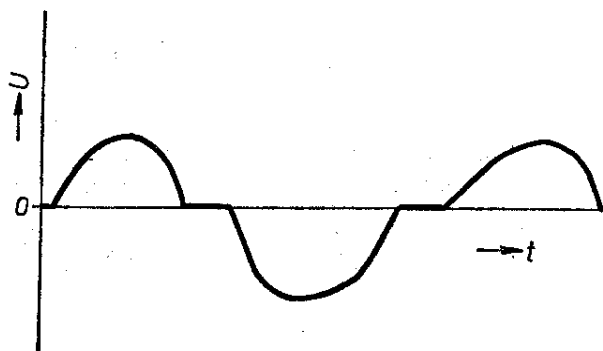
Obr. 70. Zapojení konektorů podle DIN



Obr. 71. Výkonový zesilovač s komplementárními tranzistory

Současně přepínáme odporové děliče na vstupu, které upravují citlivost a vstupní impedanci.

Princip zapojení výkonového zesilovače je na obr. 71. Signál přichází nejdříve do zesilovače  $Z$ . Za ním následuje tranzistor  $T_1$ , který pracuje jako budič koncové dvojice, tvořené komplementárními tranzistory  $T_2$  a  $T_3$ . Kolektorový odpor  $T_1$  je rozdělen a z výstupu zesilovače je zavedena záporná zpětná vazba kondenzátorem  $C$ . Ten má dvojí funkci. Tranzistory  $T_2$  a  $T_3$  pracují v zapojení se společným kolektorem, jejich napěťové zesílení je tedy menší než jedna. Abychom dosáhli co největší účinnosti zesilovače, musí být rozkmit napětí na bázích tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$  větší než  $U_N$ . Vlivem kondenzátoru  $C$  se proto k napájecímu napětí tranzistoru  $T_1$  superponuje střídavé napětí z výstupu. Jinou funkci má kondenzátor při malém signálu na výstupu. Tranzistory  $T_2$  a  $T_3$  potřebují k tomu, aby začaly vést proud, určité napětí mezi bází a emitorem. Napětí na zatěžovacím odporu zesilovače bez kondenzátoru  $C$  má průběh podle obr. 72 – vzniká tzv. přechodové zkreslení. Zkreslení odstraníme připojením kondenzátoru – výkon do zátěže je při malých signálech dodáván přímo z budiče. Z výstupu je vedena silná záporná zpětná vazba do vstupního zesilovače přes impedanci  $Z_z$ . Tím je dosaženo malého nelineárního zkreslení a dobré stejnosměrné stability zesilovače. Úkolem vstupního zesilovače je oddělit výkonovou část od předzesilovače, za-



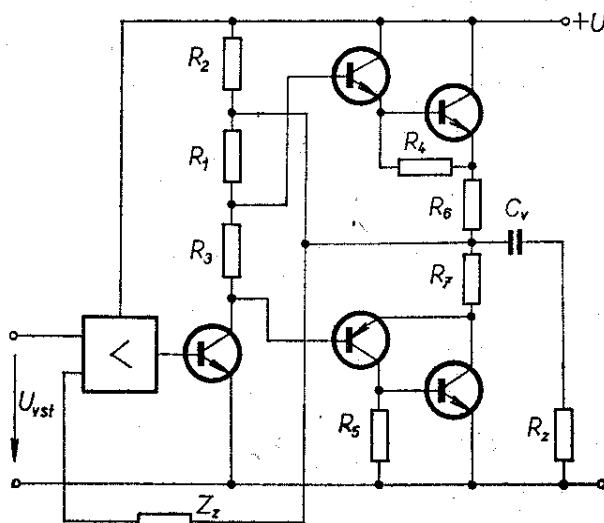
Obr. 72. Přechodové zkreslení

jistit dostatečný vstupní odpor a citlivost koncového stupně a umožnit zavedení záporné zpětné vazby. Je tvořen jedním i více tranzistory. V jednotranzistorovém zapojení je zpětná vazba vedena do emitoru tranzistoru. U kvalitních zesilovačů se setkáváme s diferenciálním zesilovačem – na jeden tranzistor jde signál z předzesilovače, na druhý je zapojen zpětnovazební odpor z výstupu.

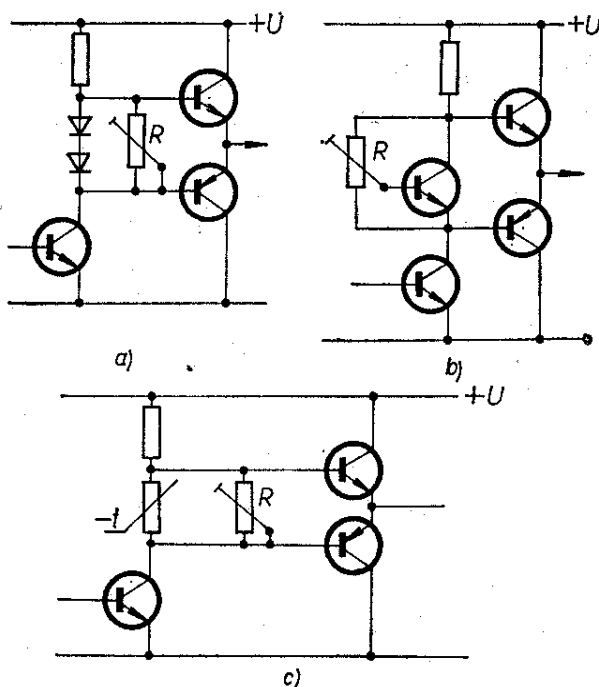
Komplementární dvojici výkonových tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$  můžeme nahradit zapojením podle obr. 73. Potom však musíme odstranit přechodové zkreslení jiným způsobem, než v předcházejícím případě, neboť tranzistor  $T_1$  pracuje s malým proudem ve srovnání se zapojením na obr. 71. Proud na velikost, potřebnou k vybuzení výkonových tranzistorů  $T_4$  a  $T_5$ , zesilují tranzistory  $T_2$  a  $T_3$ . Mezi báze  $T_2$  a  $T_3$  proto zapojíme zdroj napětí. Koncovými tranzistory protéká v klidovém stavu proud (obvykle 10 až 100 mA) a zkreslení je odstraněno.

Při práci zesilovače se výkonové tranzistory zahřívají a potřebné předpětí se zmenšuje. Proto používáme teplotně závislý zdroj a umísťujeme ho tak, aby byl v přímém kontaktu s chladičem výkonových tranzistorů. Na obr. 74 abc jsou tři možná zapojení. Používáme diody, termistor nebo tranzistor. Klidový proud nastavujeme ve všech zapojeních odporovým trimrem  $R$ .

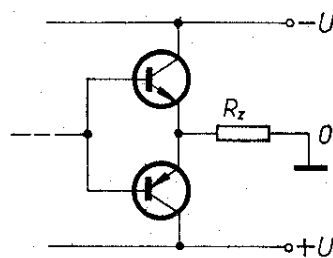
Zesilovač můžeme napájet dvěma způsoby. Buď podle obr. 71 (pak musíme zátěž oddělit kondenzátorem  $C_v$ ), nebo souměrným napětím (obr. 75), Oddělovací kondenzátor potom není



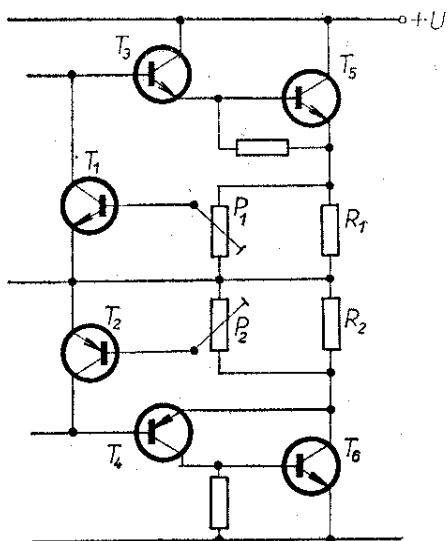
Obr. 73. Výkonový zesilovač



Obr. 74. Obvody k nastavení klidového proudu koncovými tranzistory (u obr. a má být trimr v sérii s diodami, nikoli paralelně)



Obr. 75. Symetrické napájení zesilovače



Obr. 76. Elektronická pojistka

nutný, zvětšují se však nároky na vstupní zesilovač.

Další zapojení, které uvedeme, je elektronická pojistka, která chrání koncové tranzistory před zničením v případě zkratu na výstupu (obr. 76). Odporů  $R_1$  a  $R_2$  jsou 0,2 až 0,5  $\Omega$ . Zvětší-li se proud, který jimi protéká, nad povolenou hranici, otevrou se tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  a proud koncovými tranzistory se omezí.

Na závěr uvedeme několik rad těm, kteří si chtějí nízkofrekvenční zesilovač sami postavit. V koncovém stupni můžeme použít buď zapojení s komplementárními tranzistory nebo s tranzistory stejného typu. První zapojení má výhodnější vlastnosti a je jednodušší, na našem trhu však nejsou zatím křemíkové komplementární výkonové tranzistory k dispozici. Rozhodneme-li se pro druhou možnost, jsou z dosažitelných součástek nejlepší tranzistory KD602. Tranzistory řady KU nejsou příliš vhodné. Pokud je použijeme, máme obvykle potíže s nastavením klidového proudu a se stabilitou zesilovače, který se rozkmitá na vyšších kmitočtech. Kmitání můžeme odstranit zapojením malého kondenzátoru mezi kolektor a bázi tranzistoru  $T_1$  (zapojení na obr. 71). V amatérských podmínkách je nejsnazší postavit koncový stupeň podle již vyzkoušeného zapojení, jichž nalezneme v odborných časopisech celou řadu –

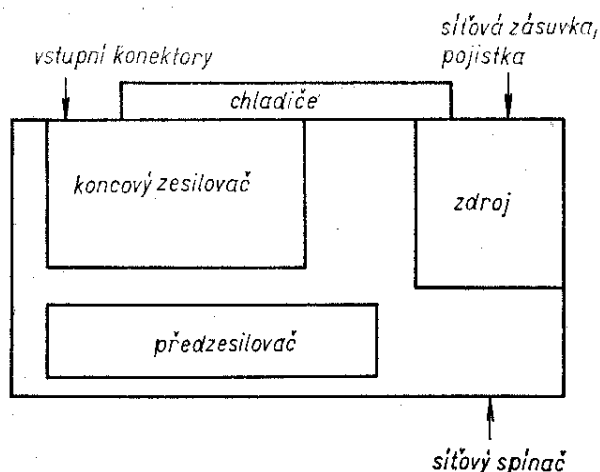
návrh koncového zesilovače je totiž dosti obtížná záležitost. Naproti tomu předzesilovač můžeme sestavit z dílčích zapojení sami. Je třeba pouze seřadit jednotlivé části (vstupní obvod, korektory, různé filtry) tak, aby byla zaručena jejich správná funkce (především korektorů, které obvykle vyžadují napájení ze zdroje signálu s malou impedancí a zatížení velkou impedancí). Je-li to nutné, zapojíme mezi stupně oddělovací zesilovač, nejčastěji tvořený emitorovým sledovačem. Dále musíme upravit celkové zesílení podle citlivosti koncového zesilovače – ta bývá 0,3 až 1,5 V.

Napájecí napětí může být stabilizované i nestabilizované. Napájení koncového stupně nestabilizovaným napětím je ekonomičtější. Napájecí napětí pro předzesilovač musí být velmi dobře vyfiltrováno. Filtr RC navrhujeme takto: za diodami usměrňovače je velký kondenzátor (2 000 až 5 000  $\mu\text{F}$ ). Z něho odebíráme napětí pro výkonový stupeň. Pak následuje dvou až tříčlankový filtr RC, na němž dostáváme napětí pro korektory. Napětí pro vstupní obvod je opět filtrováno členem RC. Zemnit zesilovače musíme velmi pečlivě podle zásad, uvedených v kapitole o zdrojích.

Velkou pozornost věnujeme vlastnímu provedení, neboť na něm závisí do značné míry kvalita celého zesilovače. Nejlépe je umístit celý předzesilovač na jednu desku, kterou připevníme u čelního panelu. Vhodné je připevnit všechny potenciometry přímo do desky. Chladič koncových tranzistorů tvoří zadní panel, na kterém je i síťová zásuvka a pojistky. Zdroj musí být co nejdále od vstupních obvodů, transformátor můžeme přišroubovat na boční stěnu nebo zadní panel. Vstupní konektory připevníme na druhou boční stěnu nebo na tu stranu zadního panelu, na níž není síťová zásuvka a s deskou předzesilovače je spojíme stíněnými vodiči. Vzorové uspořádání je na obr. 77.

### Lineární integrované obvody

Rozvoj technologie výroby polovodičových prvků umožňuje v současné době vytvořit na jedné křemíkové destičce obvody, obsahující velké množství tran-



Obr. 77. Celkové uspořádání zesilovače

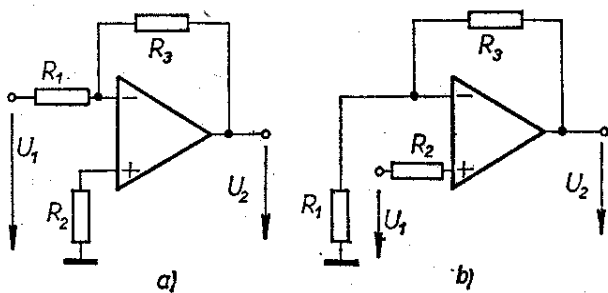
zistorů, diod a odporů. Národní podnik TESLA Rožnov vyrábí velký počet integrovaných obvodů, z nichž mnohé nacházejí uplatnění i v amatérské praxi. Integrované obvody rozdělujeme na číslicové a lineární. Jako číslicové označujeme takové obvody, jejichž vstupní a výstupní napětí může nabývat pouze dvou velikostí. U obvodů vyráběných v n. p. TESLA Rožnov je to napětí 0 až 0,7 V – tzv. logická nula a napětí 2,4 až 5 V – logická jednička. Návrh zapojení s číslicovými obvody je komplikovaný a předpokládá větší znalosti matematiky a logiky (viz seriál Stavebnice číslicové techniky v AR 1 až 8/1974).

Ostatní integrované obvody nazýváme lineární. Toto označení je velmi nepřesné, neboť mohou pracovat i v nelineárním režimu – jako multivibrátory, omezovače apod. Při aplikacích lineárních integrovaných obvodů je třeba vycházet z aplikačních listů, publikovaných výrobcem. Výrobce totiž na rozdíl od spotřebitelů zná vlastnosti jednotlivých součástí v integrovaném obvodu a může jich při návrhu konkrétního zapojení využít. Jednodušší lineární integrované obvody považujeme za několik tranzistorů, popř. odporů sdružených v jednom pouzdru a tak s nimi také zacházíme. Parametry tranzistorů bývají horší než u diskretních součástek, celý obvod má však mnohem menší rozměry. Mezi takové obvody patří třístuňové zesilovače typu MAA115, 125,

145, 325, 435, diferenciální zesilovače MBA125 a 145, vysokofrekvenční zesilovače MA3005 a MA3006. Ukázky zapojení uvádět nebudeme a zájemce odkážeme na starší číslo Radiového konstruktéra (6/1970) a Technické zprávy n. p. TESLA Rožnov. Přes velmi krátkou dobu vývoje integrovaných obvodů se některé obvody tak rozšířily, že jsou dnes považovány za nové obvodové prvky. Konstruktor elektronického zařízení nemusí přesně znát jejich vnitřní zapojení, při návrhu vychází z parametrů, měřitelných na vnějších vývodech. Jde především o číslicové obvody – hradla, klopné obvody, paměti; z lineárních obvodů o operační zesilovače. Operační zesilovače jsou obvody známe již dlouhou dobu a používané v analogových počítačích – zde také vznikl jejich název. Brzy po zavedení výroby integrovaných zesilovačů se staly velmi oblíbenou součástí a dnes se s nimi setkáváme v téměř všech oborech slaboproudé elektrotechniky. Jedním z nejrozšířenějších typů je obvod  $\mu A709$ , jehož ekvivalent vyrábí TESLA Rožnov pod označením MAA501 až 4. Jednotlivé typy se liší některými parametry a rozsahem pracovních teplot. Protože jde o velmi užitečný obvod, seznámíme se s ním podrobněji. Nejdříve je třeba vysvětlit význam některých pojmů, používaných k popisu jeho vlastností. Jsou to:

- napěťová nesymetrie vstupů – napětí, které musíme připojit mezi vstupy, aby bylo výstupní napětí nulové (u MAA501 až 4 několik mV);
- proudová nesymetrie vstupů – rozdíl proudů a vstupů, je-li výstupní napětí nulové;
- vstupní napěťový rozsah – rozsah vstupních napětí, v němž má zesilovač specifikované vlastnosti ( $\pm 8$  V při napájecím napětí  $\pm 15$  V);
- činitel potlačení součtového signálu – poměr vstupního napěťového rozsahu k maximální změně napěťové nesymetrie, měřené v tomto rozsahu (udává se v





Obr. 78. Základní zapojení OZ

dB – typická velikost je 80 dB);  
 – maximální diferenční napětí – maximální napětí, které můžeme připojit na invertující vstup, je-li neinvertující uzemněn.

Typická velikost dalších parametrů operačního zesilovače MAA501 až 4: napěťové zesílení 40 000, vstupní odpor 400 kΩ, vstupní odpor 150 Ω.

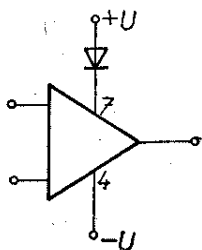
V teorii obvodů nazýváme operačním takový zesilovač, jehož napěťové zesílení je nekonečně velké, vstupní vodivost a výstupní odpor jsou nulové. Dvě základní zapojení operačního zesilovače jsou na obr. 78. Pro invertující zapojení (obr. 78a) platí

$$\frac{U_2}{U_1} = - \frac{R_3}{R_1},$$

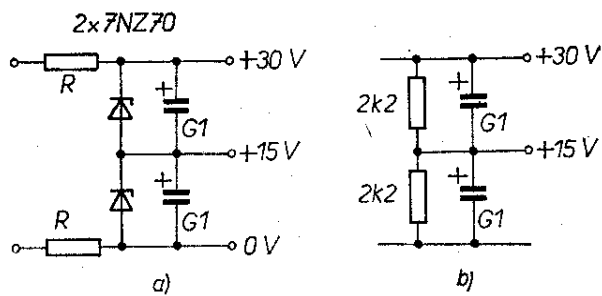
$$R_{vst} = R_1,$$

$$R_{výst} \rightarrow 0.$$

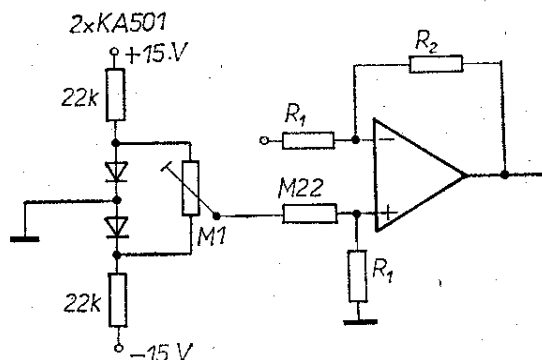
V následujícím odstavci uvedeme některé zásady, které dodržujeme při práci s obvodem MAA501 až 4. Zesilovač se zničí, připojíme-li napájecí napětí opačně, proto používáme ochranu diodou (obr. 79). V těsné blízkosti vývodů pro napájení blokuje napájecí napětí keramickými kondenzátory 0,1 μF. Symetrické napájecí napětí by mělo být



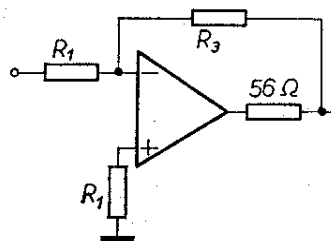
Obr. 79. Ochrana OZ diodou



Obr. 80. Zdroje pro OZ

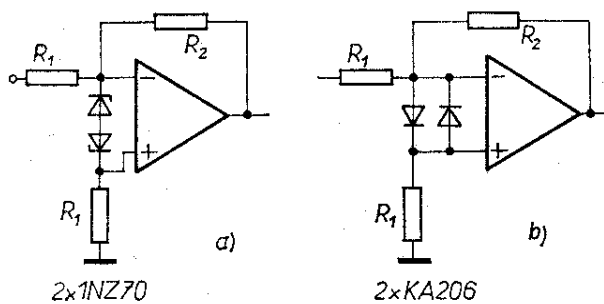


Obr. 81. Kompenzace nesymetrie vstupů



Obr. 82. Zapojení ochranného odporu na výstupu

stabilizované (alespoň Zenerovou diodou). Nemáme-li k dispozici zdroj symetrického napětí, vytvoříme střed uměle dvěma Zenerovými diodami (obr. 80a). V méně náročných zapojeních stačí odporový dělič (obr. 80b). Na výstupu operačního zesilovače je určité nenulové napětí i tehdy, jsou-li oba vstupy uzemněny. Aby bylo co nejmenší, je třeba volit v zapojeních na obr. 78  $R_1 = R_2$ . Dokonaleji kompenzujeme nesymetrii vstupů podle obr. 81. Obvod chráníme před zkratem na výstupu připojením malého odporu (asi 56 Ω). Zpětnou vazbu zapojíme až za něj, abychom nezvětšovali výstupní odpor (obr. 82). Napětí mezi vstupními



Obr. 83. Ochrana vstupů OZ

svorkami nesmí překročit 5 V. Vstup chráníme buď dvěma sériově spojenými Zenerovými diodami (obr. 83a) nebo dvěma křemíkovými diodami (obr. 83b). Obvod buď zasouváme do objímky nebo pájme. Pájecí body je nejlépe umístit na kružnici o průměru 10 mm a přívody opatrně roztáhnout.

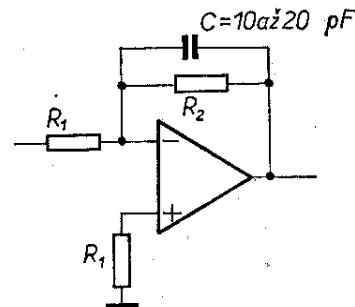
Pro správnou funkci obvodu je velmi důležité správně nastavit prvky kmitočtové kompenzace (vývody 1, 5, 8). Jejich úkolem je zamezit nežádoucímu kmitání zesilovače. Operační zesilovač je téměř vždy zapojen se silnou zápornou zpětnou vazbou, vedenou do invertujícího vstupu. Fázový posuv mezi tímto vstupem a výstupem je 180°. Na vyšších kmitočtech se fázový posuv zmenšuje, původně záporná zpětná vazba se změní v kladnou a obvod se rozkmitá. Změně fázového posuvu zabránit nemůžeme, neboť je způsobena vlastnostmi tranzistorů (viz kapitola tranzistory).

Zmenšíme-li zesílení na vyšších kmitočtech tak, že je menší než útlum ve zpětné vazbě, bude kmitání odstraněno. Operační zesilovač MAA501 má vyvedeny tři vnitřní body – bázi a kolektor  $T_4$  (vývody 1 a 8) a bázi  $T_{12}$  (vývod 5). Mezi body 1 a 8 zapojujeme odpor a kondenzátor, mezi bod 5 a výstup kondenzátor. Doporučené hodnoty jednotlivých součástek uvádí TESLA Rožnov v katalogu. Čím silnější je záporná zpětná vazba, tím větší musí být použité korekční obvody a kapacita kondenzátorů. Zapojením korekcí se zmenšuje šířka pásma, zpracovávaného zesilovačem a rozkmit výstupního signálu. Stává se, že zesilovač kmitá i s korekčními prvky podle doporučení výrobce. Pak

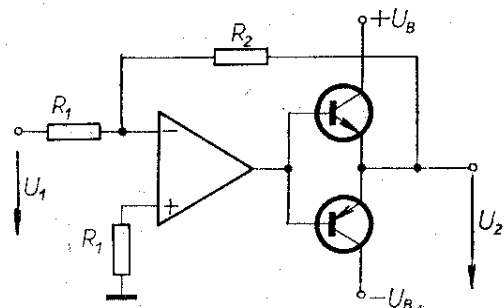
nezbývá nic jiného, než je zkusmo měnit tak, aby přestaly oscilace a aby zároveň byla dostatečná šířka pásma. Zlepšení může přinést také zapojení podle obr. 84.

Měřit parametry operačního zesilovače je dost obtížné především v amatérských podmínkách. K ověření správné funkce doporučujeme následující postup. Operační zesilovač zapojíme jako invertující zesilovač. Na neinvertující vstup připojíme obvod z obr. 81 a nastavíme na výstupu nulu. Pak přivedeme na vstup signál z generátoru a na osciloskopu sledujeme výstupní napětí. Zjistíme, nedochází-li ke zkreslování signálu, zkontrolujeme velikost zesílení a jeho závislost na napájecím napětí. Maximální rozkmit napětí při zatěžovací impedanci větší než 5 k $\Omega$  se musí co nejvíce blížit napájecímu napětí (rozdíl bývá 10 až 25 % napájecího napětí).

Při vývoji obvodů MAA501 až 4 se počítalo s jejich uplatněním především v regulační a měřicí technice. Později se ukázalo, že mohou být použity i v mnohých jiných oblastech elektroniky. V technických zprávách publikovaných v n. p. TESLA Rožnov a v odbor-



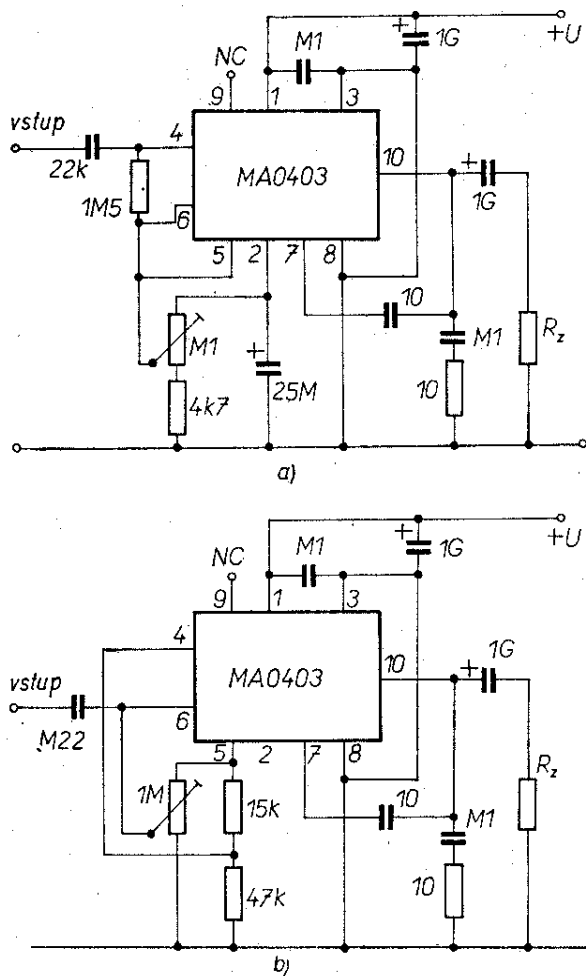
Obr. 84. Zlepšení stability na vyšších kmitočtech



Obr. 85. Připojení proudového zesilovače k MAA501

ných časopisech nalezneme celou řadu zapojení s operačními zesilovači. Vhodnou volbou prvků zapojených ve smyčce zpětné vazby dostaneme stejnosměrný zesilovač, jehož kmitočtová charakteristika může mít nejrůznější tvar. Výstupní a vstupní parametry upravíme snadno připojením diskretních polovodičových prvků. V tomto případě je vhodné vést zpětnou vazbu přes celý obvod. Na obr. 85 je znázorněno připojení proudového zesilovače. Při amatérské práci budeme používat nejlevnější operační zesilovač MAA504. Jeho vlastnosti jsou sice nejhorší z obvodů řady MAA500, pro většinu zapojení však zcela určitě postačí.

Dalšími obvody, které mohou nalézt uplatnění v amatérských zařízeních, jsou výkonové zesilovače MA0402 a MA0403. Obvody se liší svým maximálním výkonem, elektrické zapojení je



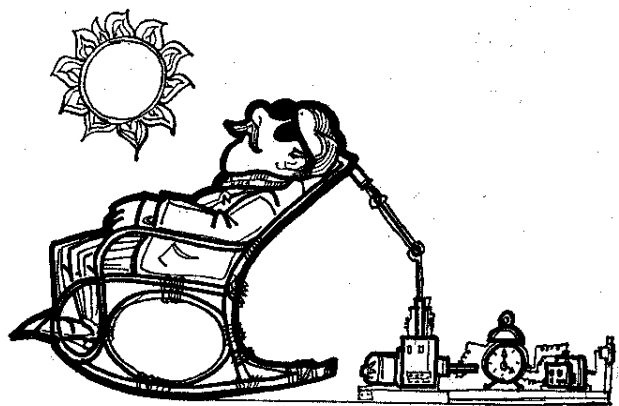
Obr. 86. Základní zapojení IO MAA0403

stejně. Zesilovač je určen k použití v nf technice, může se však uplatnit i jinde – např. k řízení malých motorků, relé apod. Obvod je umístěn v upraveném pouzdru DIL (dual-in-line). Na vývody 3 a 8 je třeba připojit chladič, je-li výstupní výkon větší než 0,7 W. Při výkonu 3 W musí být chladič plocha asi 40 cm<sup>2</sup>. Základní zapojení zesilovače jsou na obr. 86.

První zapojení má vstupní impedanci 1 MΩ a citlivost 280 mV pro výstupní výkon 2,5 W. Druhé zapojení má citlivost asi 30 mV při vstupní impedanci 20 kΩ. Kmitočtový rozsah je pro obě zapojení 40 Hz až 80 kHz při výkonu 1 W a zatěžovací impedanci 8 Ω.

### Literatura

- [1] Součástky pro elektroniku. Katalog n. p. TESLA Lanškroun 1972 až 73.
- [2] Příruční katalog elektronek, obrazovek, polovodičových prvků. TESLA Rožnov 1973.
- [3] Katalog výrobků ZPA.
- [4] Katalog výrobků Metra Blansko.
- [5] Kabeš, K.: Výpočet transformátorů. Sdělovací technika č. 2/1956.
- [6] Retík, J.; Hušek, B.: Keramické kondenzátory. AR č. 8, 9, 10/1973.
- [7] Škola amatérského vysílání. AR č. 4, 5/1971.
- [8] Chvojka, F.: Radiotechnika. Naše vojsko: Praha 1969.
- [9] Posselt, F.; Pavlica, I.: Magnetické zesilovače. SNTL: Praha 1970.
- [10] Rojzen-Mednikovová: Použití magnetických zesilovačů v automatizovaných stejnosměrných pohonech. SNTL: Praha 1967.

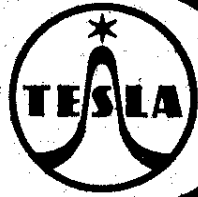


## OBSAH

<b>Informační exploze</b> . . . . .	1
<b>Zajímavá a praktická zapojení 7</b> . . . . .	2
<b>Napájecí zdroje, stabilizátory, regulátory, měniče</b>	
Jakostní síťový zdroj s možností řídit napětí i proud . . . . .	2
Zapojení stabilizátorů bez stabilizačních diod . . . . .	3
Jednoduchý zdroj napětí dvojí polaroty . . . . .	3
Impulsní stabilizátor napětí . . . . .	6
Nabíječka akumulátorů s tyristory . . . . .	8
Regulátor výkonu spotřebičů, napájených stejnosměrným napětím 2 až 24 V . . . . .	10
Měnič napětí bez transformátoru . . . . .	11
Měnič napětí s transformátorem . . . . .	12
<b>Nf technika a elektroakustika</b>	
Nf zesilovač Hi-Fi pro sluchátka . . . . .	13
Jakostní směřovací zesilovač s tónovým korektorem . . . . .	14
Nf zesilovač Hi-Fi s výstupním výkonem 45 W . . . . .	15
Pětikanálový tónový korektor . . . . .	17
Ukazatel vybuzení pro stereofonní signál . . . . .	19
„Phasing unit“ . . . . .	20
Fuzz pro elektrickou kytaru . . . . .	21
Ještě fuzz pro elektrickou kytaru . . . . .	22
Oscilátory pro elektronické hudební nástroje . . . . .	23
Tříkanálová barevná hudba . . . . .	25
<b>Měřicí technika</b>	
Univerzální měřicí přístroj . . . . .	27
Přímoukazující měřič kapacity . . . . .	29
Megaohmmetr . . . . .	30
Sinusový generátor RC 10 Hz až 1 MHz . . . . .	31
Generátor signálu trojúhelníkovitého průběhu . . . . .	33
Zkoušeč tranzistorů bez měřidla . . . . .	36
Měřič kmitočtu 10 Hz až 1 MHz . . . . .	38
<b>Přijímací technika</b>	
Přijímač pro střední a dlouhé vlny bez cívek . . . . .	39
Přijímač pro příjem vysílání časových signálů . . . . .	40
<b>Konstrukční část</b>	
Univerzální korekční předzesilovač . . . . .	40
Korekční zesilovač s integrovanými operačními zesilovači . . . . .	42
Výkonový zesilovač s IO typu TBA810 . . . . .	45
<b>Dodatek z RK 4/74</b> . . . . .	54

**RADIOVÝ KONSTRUKTÉR** – vydává vydavatelství MAGNET, Praha 1, Vladislavova 26, telefon 260651-9 ● Šéfredaktor ing. František Smolík ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, tel. 296930 PSČ 120 00 ● Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, I. Harminc, L. Hlinský, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, ing. F. Králík, K. Novák, ing. O. Petráček, L. Tichý, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženišek ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 4,50 Kčs, pololetní předplatné 13,50 Kčs, roční předplatné 27 Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil MAGNET – administrace, Praha 1, Vladislavova 26, PSČ 113 66. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohlédací pošta 07 ● Tiskne Polygrafia, závod 01, Svobodova 1, 128 17 Praha – Vyšehrad ● Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy a telefonické dotazy pouze po 14. hod. ● Toto číslo vyšlo 22. září 1974. © Vydavatelství Magnet Praha

# ELEKTRONICKÉ měřicí PŘÍSTROJE



- Měřiče napětí a odvozených veličin
- Měřiče hodnot elektrických obvodů
- Měřiče kmitočtu, fáze, času a čítače
- Generátory
- Přístroje pro zobrazení elektrických veličin
- Ostatní měřicí přístroje a zařízení

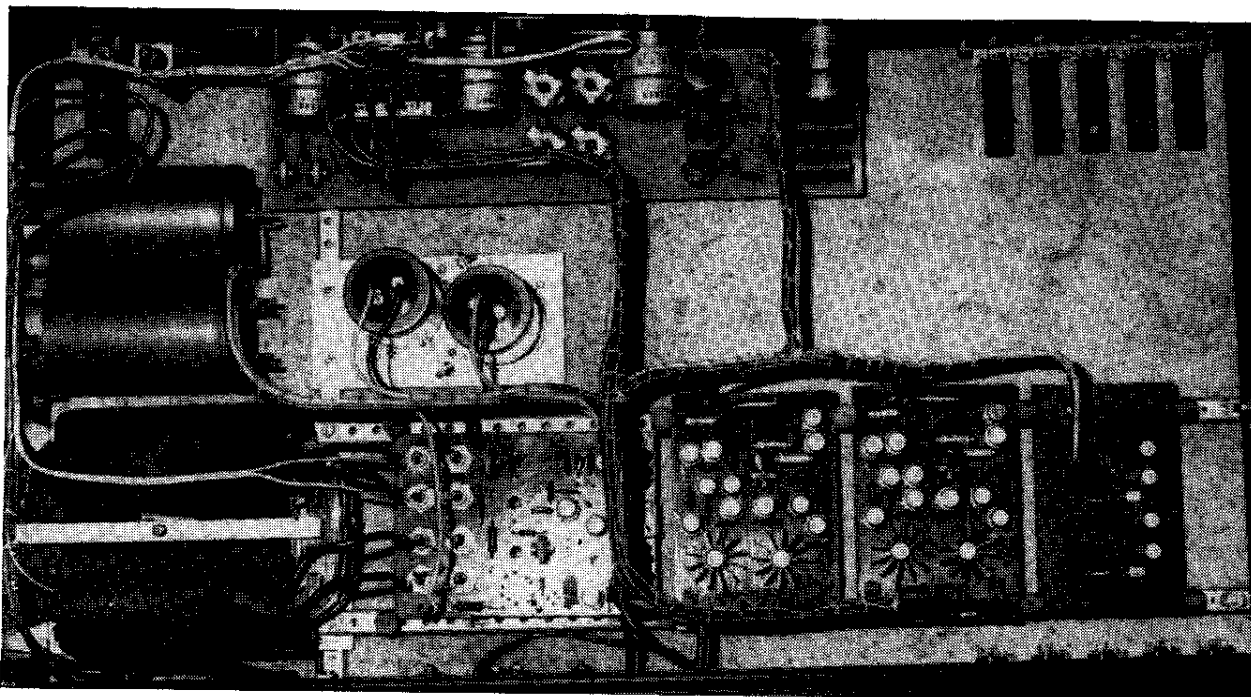
INFORMACE, předvedení přístrojů, které můžete ihned odebrat, žádejte přímo ve značkových prodejnách TESLA nebo u jejich nadřízených OBLASTNÍCH STŘEDISEK SLUŽEB TESLA:

Pro Středočeský, Jihočeský, Západočeský a Východočeský kraj – OBS TESLA Praha 1, Václavské náměstí 35, PSČ 110 00, tel. 26 40 98; pro Severočeský kraj – OBS TESLA Ústí n. L., Pařížská 19, PSČ 400 00, tel. 274 31; pro Jihomoravský kraj – OBS TESLA Brno, Rokytova ul. – areál č. 6, PSČ 600 00, tel. 67 74 49; pro Severomoravský kraj – OBS TESLA Ostrava, Gottwaldova 10, PSČ 700 00, tel. 204 09; pro Západoslovenský kraj – OBS TESLA Bratislava, Borodáčova 96, PSČ 800 00, tel. 200 65; pro Středoslovenský kraj – OBS TESLA Banská Bystrica, Malinovského 2, PSČ 974 00 tel. 255 50; pro Východoslovenský kraj – OBS TESLA Košice, Luník I, PSČ 040 00, tel. 362 32.

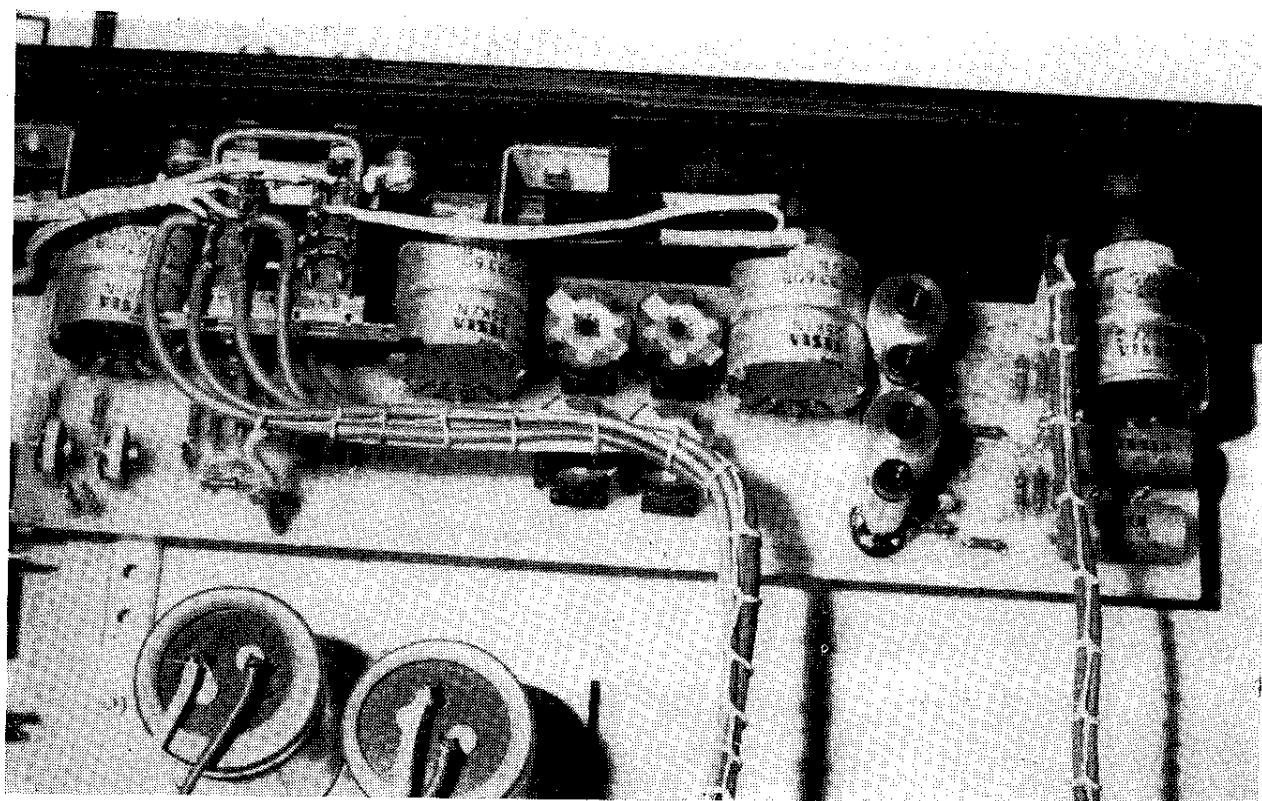
Přímý kontakt s výrobními podniky TESLA Brno a TESLA Liberec zařizuje

## TESLA obchodní podnik

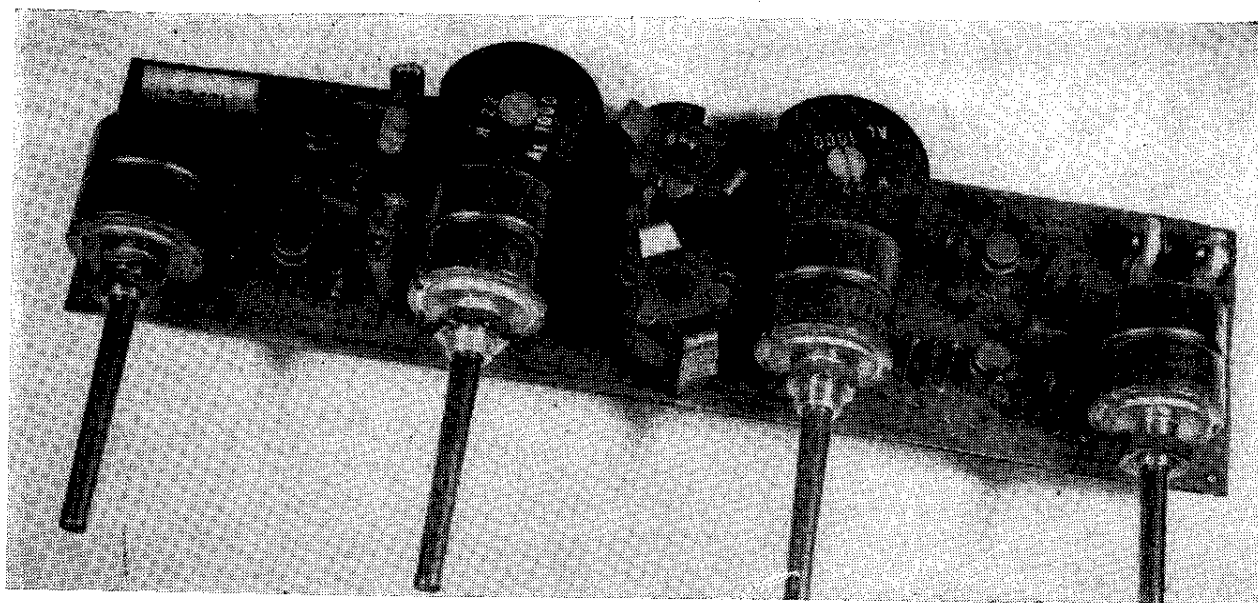
- Adresa pro písemný styk: 113 40 Praha 1, Dlouhá 35, pošt. schr. č. 764
- Adresa pro osobní styk: Praha 8–Karlín, Sokolovská 95, 2. patro, obchodní úsek – odbor přístrojů, telefony: 275 156—8, 637 05—6, linka 86 a 69.



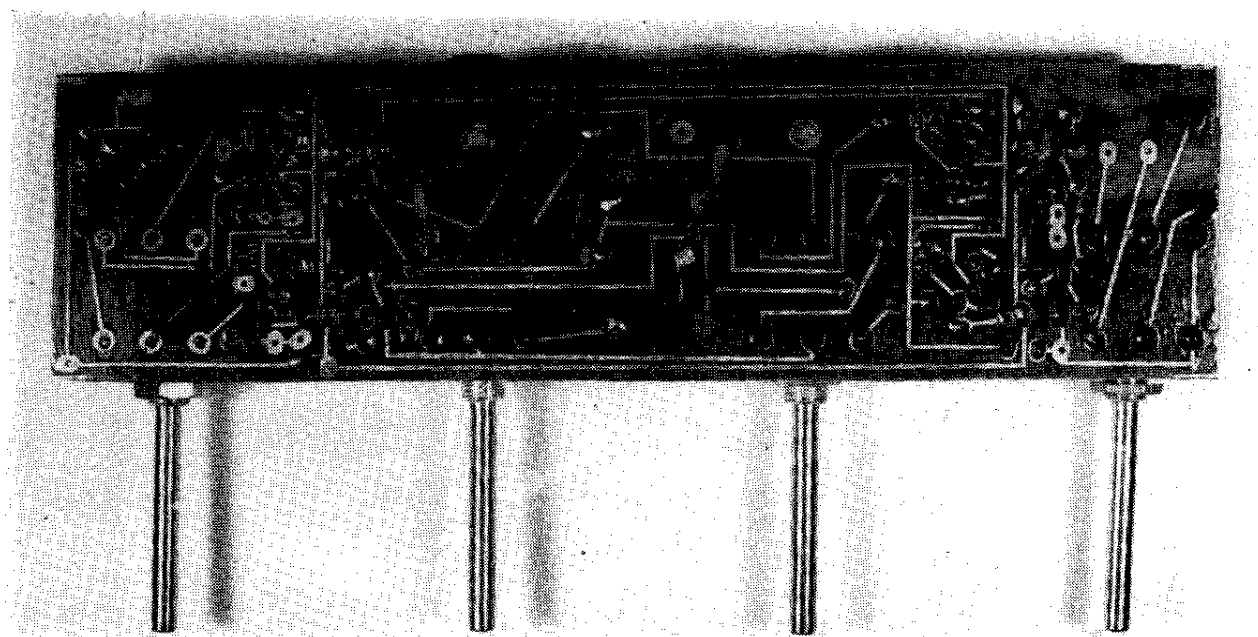
*Obr. 6. Osazená deska s plošnými spoji korekčního zesilovače v sestavě nf zesilovače  $2 \times 50 \text{ W}$*



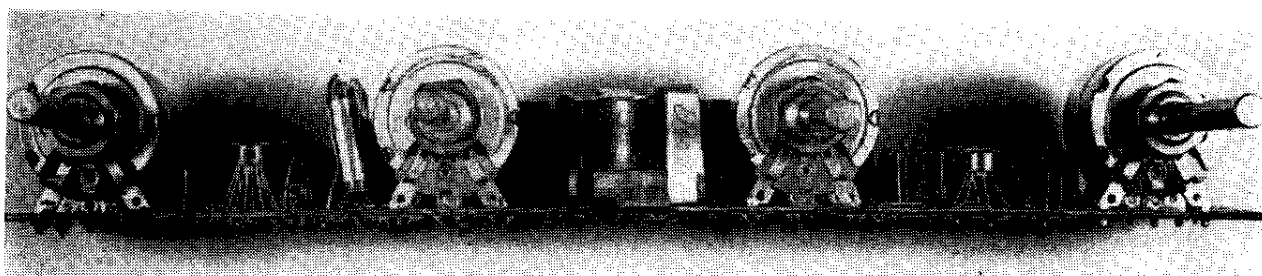
*Obr. 6a. Detailní pohled na osazenou desku korekčního zesilovače*



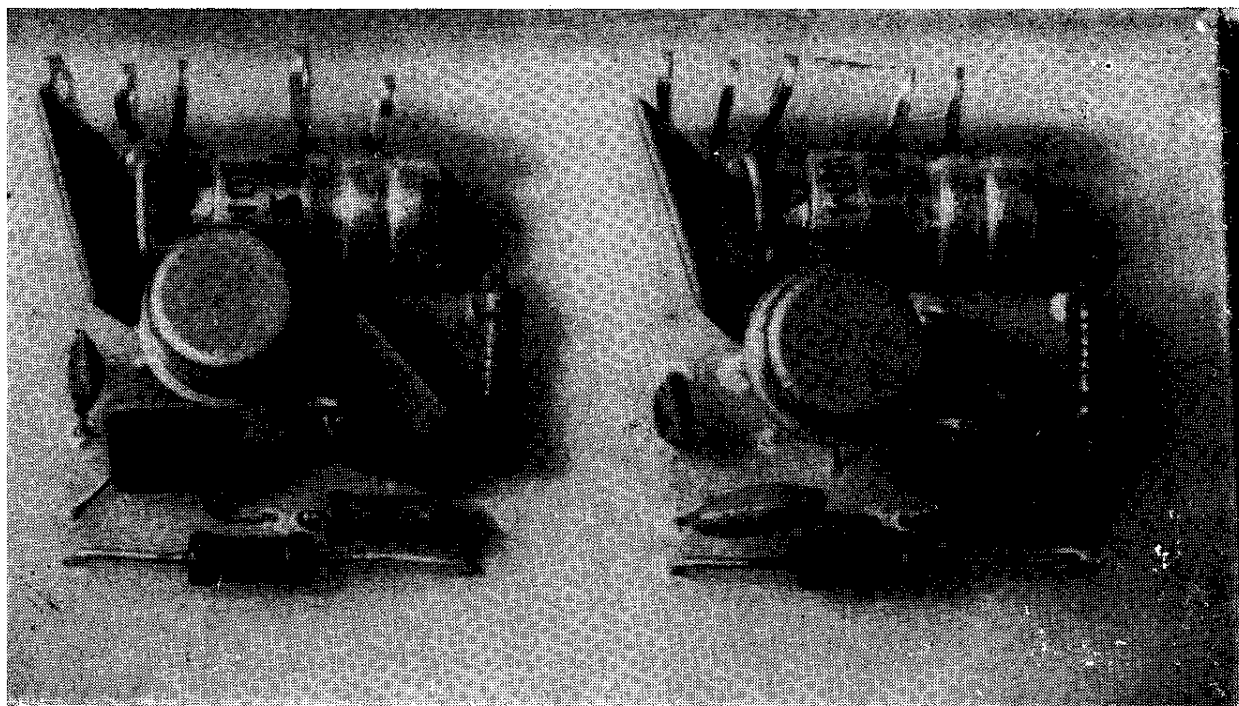
*Obr. 7. Deska s plošnými spoji podle obr. 5 (str. 32), osazená součástkami větších rozměrů (cívky a odpory TR 151)*



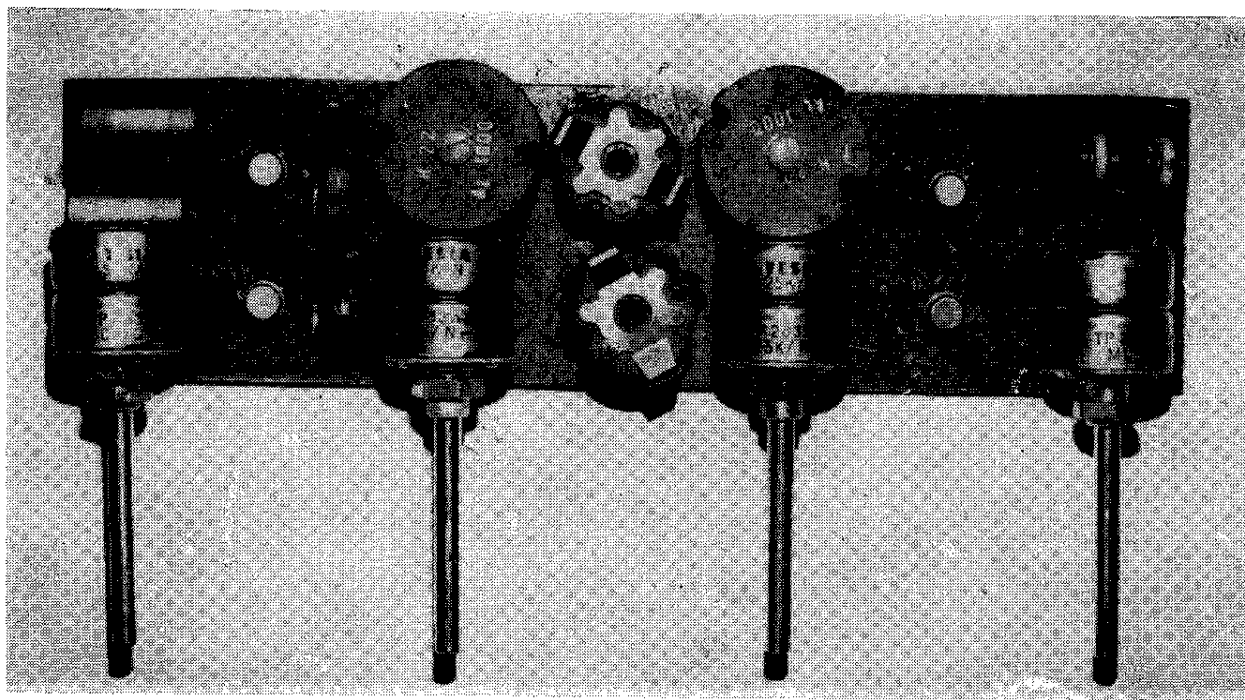
*Obr. 9. Zkušební deska s plošnými spoji, zhotovená suchými obtisky Transotyp*



*Obr. 10. Výšková dispozice desky s plošnými spoji podle obr. 5*



*Obr. 3. Rozmístění součástek na desce s plošnými spoji*



*Obr. 8. Umístění cívek mimo díry v plošných spojích*