

# Radiový Konstruktér

ROČNÍK II

1966

č. 3

Také se tak často ptáte? Pokud si nekladete další otázky, např. kde na to vzít, pomůžeme vám tyto základní otázky amatérského pokusnictví zodpovědět.

Tak tedy – co stavět? Odpověď není jednoduchá. Ať je to však měřicí přístroj, zesilovač nebo přijímač, mělo by to mít švih, mělo by to být moderní, spolehlivé, účelné a užitečné. Témat je spousta; rozhodnete-li se pro zdroj napětí, může mít plynulé řízení ss napětí, pojistku, která vypne připojený přístroj při zkratu apod. Každý konstruktér začíná vždy studiem pramenů; zjišťuje, co již bylo postaveno, vybírá si. Při tom mu chce být pomocníkem i toto číslo Radiového konstruktéra, v němž najde mnoho vyzkoušených zapojení s našimi tranzistory.

že takový přístup neskýtá záruku zdárného konce. Tak jak tedy? Přijměte naši radu: nestavte naostro podle „zázračných“ zapojení, zkoušejte sami na prkénku i několik variant, až budete spokojeni. Neberte žádné ohledy na zásoby v zásuvce (a proto si je ani nevytvářejte); jsou to okovy, které omezí vaši tvůrčí myšlenku a mohou vás odvádět od skutečně elegantního řešení. I když naše rady platí jen do určité míry, rozhodující by měla být koncepce přístroje, které se musí všechno podřídit. Při jejím hledání vám pomůže toto číslo, které obsahuje vyzkoušená základní zapojení.

A konečně, z čeho stavět? Je to marné, čas utíká a technika dvojnásob. Kde jsou ty doby, kdy se o polovodičích psalo

## CO, JAK A Z ČEHO?

Dostáváme se ke druhé otázce, jak stavět. Při studiu pramenů často narazíme na popis přístroje, který by vyhovoval po všech stránkách. Bývá to nejčastěji schéma továrního výrobku renomované firmy a pak se kopíruje; nejčastěji slepě, ale zřídka úspěšně. Jiná cesta při řešení otázky „jak“? je vybrat ze starých zásob součástky, schovávané jen tak pro „strýčka Příhodu“, obracet je v ruce, až přijde nápad, jak je využít. Obě cesty jsou logické: ne každý si troufá vyvíjet samostatně nové obvody, které by měly všech „pět pé“, ale i ohled na kapsu nutí k improvizacím. Je zřejmé,

výhradně ve vědeckých traktátech, kdy amatéři (ale i technici) doufali, že to nebude tak horké a že to nějak doklepu s klasickými elektronkami. Dnes by se vydával všeobecnému posměchu každý pochybný hlas o nutnosti tranzistorizace a za pár let se budeme dívat na konstrukci s elektronkami se stejně shovívavým úsměvem, jaký jsme před dvaceti lety měli pro hrotový detektor nebo Nipkowův kotouč. Jednoznačné heslo doby je používat co nejvíce polovodičů všude, kde to jen jde. A že to jde téměř všude, o tom svědčí toto číslo Radiového konstruktéra.

# jak *pracovat s tranzistory*

Inž. Karel Tomášek — inž. Jindřich Čermák

Každým rokem se doplňují a rostou řady mladých zájemců o radiotechniku. O tom se přesvědčují nejen funkcionáři Svazarmu, ale i redakce časopisu Amatérské radio a její spolupracovníci. Osobní i písemné dotazy a diskuse na přednáškách ukazují, jak velký je zájem o základy tranzistorové techniky, osvědčená zapojení a konstrukční pokyny.

Stejná situace je jistě i v zahraničí. Výrobci tranzistorů ji řeší vydáváním víceméně periodických publikací, v nichž popisují hlavní vlastnosti tranzistorů a uvádějí pokyny k jejich použití. Nabízejí také osvědčená zapojení nejrůznějších tranzistorových přístrojů — od nejjednodušších až po složité přijímače — vyzkoušená v podnikových laboratořích. K této službě zákazníkům nejsou výrobci tranzistorů vedeni nezištnými úmysly; vždyť v pokynech a zapojeních popisují použití a výhody svých tranzistorů, svých výrobků. Kromě běžné formy reklamy se počítá i s pohodlností konstruktérů. Jistě budou při nákupu dávat přednost tranzistorům té firmy, která ke své součástce dodává i vhodná zapojení a dokonalé technické informace.

Podobnou službu zavedla před několika lety naše Tesla Rožnov ve svých „Technických informacích o nových elektronkách“. Nejsou však běžně k dispozici amatérským zájemcům a jejich rozsah — z hlediska doporučených schémat a praktických pokynů — je příliš malý.

Tak vznikl návrh doplnit mezeru v našich publikacích o soubor základních pokynů a schémat, používajících tranzistory a diody Tesly Rožnov. Schémata byla ověřena přímo autory nebo převzata ze spolehlivých pramenů naší i zahraniční literatury.

Lze se domnívat, že při dnešní zásobovací situaci je snad už zbytečné vyrábět doma otočné ladící duály nebo vinout

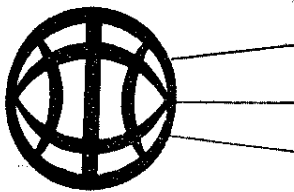
nf transformátory. Aby taková práce přinesla uspokojivý výsledek, předpokládá dobré vybavení domácí dílny. Kromě toho cena zkušeností za zkažený materiál i ztracený čas převyšují cenu součástky v prodejně. Proto byla navržena nebo vybrána taková schémata, v nichž lze použít běžně dosažitelné součástky vyráběné naším průmyslem. Neocenitelnou pomůckou při výběru i objednávkách je Katalog radiotechnického zboží, který vydávají Domácí potřeby Praha. Lze jej zakoupit v radioamatérských prodejnách a obsahuje kromě krátkého popisu součástek také údaj o ceně a typové označení Tesla.

V úvodních kapitolách jsou vysvětleny hlavní vlastnosti tranzistorů, které jsou u nás ke koupi; krátká zmínka je věnována vlastnostem nejmodernějších typů, o nichž se dočítáme v odborné literatuře.

Radioamatér — a právě v tom je tvůrčí těžiště jeho záliby — častěji experimentuje, než tvoří definitivní, vybroušené dílo — hotové zařízení. Proto je ve zvláštní kapitole popsána pokusná stavebnice mechanické konstrukce, která dovoluje nejen rychle odzkoušet zajímavé zapojení, ale v případě potřeby mu dát dočasně i vyhovující vnější úpravu.

Na začátku každé z dalších kapitol jsou vysvětleny hlavní požadavky na obvod, podstata jeho funkce a nároky na použité součástky. Pak následuje soubor vybraných zapojení s podrobnými hodnotami použitých součástek.

Při zpracování textu využili autoři zkušeností z předcházející publikační činnosti a dotazů, s nimiž se setkali v dopisech čtenářů nebo v diskusích na přednáškách a besedách.



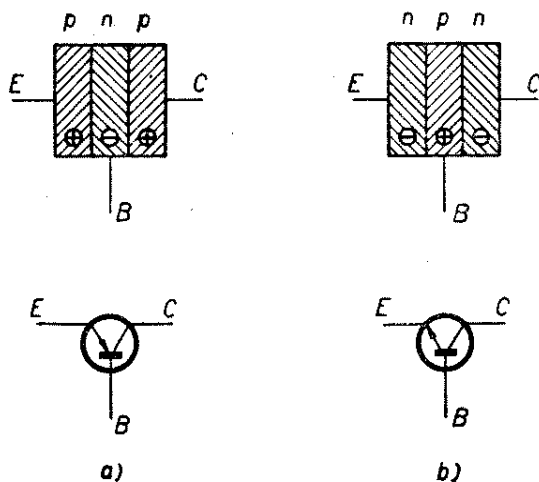
## Základní druhy a typy tranzistorů

Dnes používané typy tranzistorů patří do skupiny tranzistorů plošných. Jejich název vyjadřuje mechanické uspořádání dvou přechodových vrstev mezi emitorem – bází a bází – kolektorem, které tvoří dvě plošky.

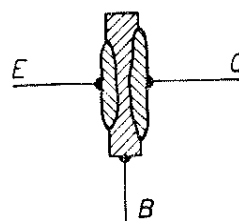
Podle materiálu rozeznáváme tranzistory germaniové nebo křemíkové. Germaniové jsou zatím levnější a jsou běžně dosažitelné profesionálním i amatérským zájemcům. Křemíkové tranzistory s vyšší odolností proti teplotě byly donedávna i stokrát dražší než obdobné typy germaniové a používaly se proto jen v nejnáročnějších zařízeních. V posledních dvou letech se však jejich cena podstatně snížila.

Je pravděpodobné, že spolehlivé křemíkové tranzistory s dlouhou životností vytlačí v důležitých a složitých elektronických zařízeních (počítací stroje, automatizace, telekomunikační systémy) tranzistory germaniové.

Germaniové i křemíkové tranzistory se dnes vyrábějí ve dvou druzích, *pnp* a *npn*. Zkratka označuje druh vodivosti v pořadí emitor-báze-kolektor. Písmeno „*p*“ znamená, že v příslušné elektrodě převládají pozitivní (kladné) nositele nábojů, tzv. díry. Písmeno „*n*“ patří naopak elektrodě, v níž hlavním nositelem elektrického proudu jsou negativní (záporné) elektrony (obr. 1). Při stejném způsobu výroby je vnitřní uspořádání



Obr. 1



Obr. 2

a průřez obou druhů tranzistorů stejný. Tranzistory *nnp* mají však menší šum, pracují do vyšších kmitočtů a nejsou tak náročné na preciznost výroby.

Ve stejném zapojení vyžadují tranzistory obou druhů opačnou polaritu napájecích napětí. Tak např. v zesilovacím stupni je kolektor tranzistoru *pnp* proti bázi záporný, u *nnp* kladný.

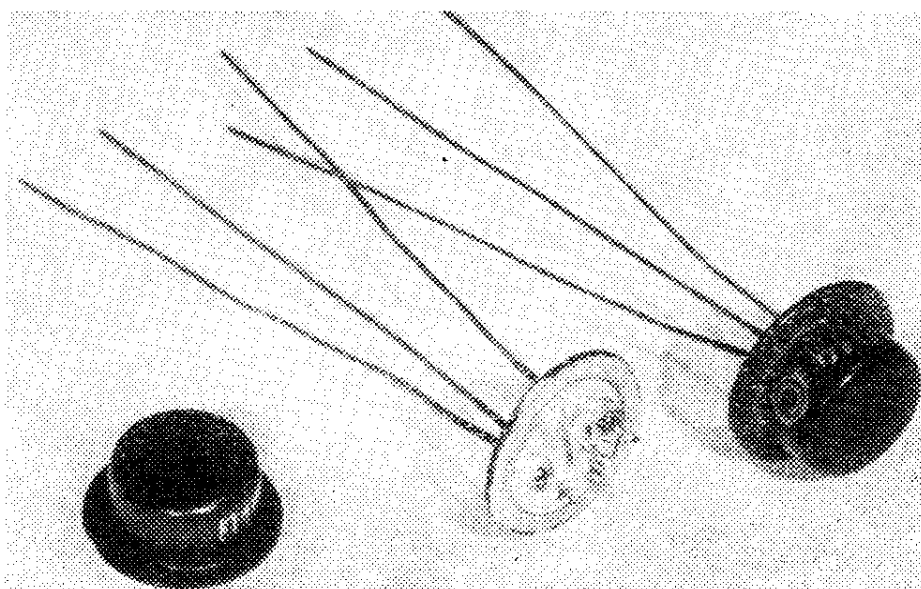
Germaniové tranzistory se dnes v celém světě vyrábějí převážně v provedení *pnp*. Vlivem určitého technického vývoje však v ČSSR převládají v hromadné výrobě tranzistory *nnp* (proto většina schémat v tomto čísle RK je osazena tranzistory *nnp*).

U křemíkových tranzistorů naopak všeobecně převládá druh *nnp*. Do nedávné doby se dokonce zdálo, že druh *pnp* nebude snad vůbec možné vyrobit. V posledních dvou letech se však objevují i křemíkové tranzistory druhu *pnp*. Konstrukteři tedy mají k dispozici tzv. komplementární dvojice (tj. dvojice tranzistorů stejných parametrů, ale opačných druhů, *pnp* i *nnp*), které dovolují výhodné a elegantní řešení zesilovacích a spínacích obvodů, stejně jako u tranzistorů germaniových.

Hlavní vlastnosti tranzistorů – bez ohledu na použitý materiál nebo druh – závisí na výrobní technologii.

V daleko největší míře dnes převládají tzv. slitinové tranzistory. Jak už název říká, jsou jejich kolektory a emitory v základní destičce báze (obr. 2) vyrobeny sléváním, legováním. K základní destičce se přiloží úlomek kovu, obsahující příměsí opačného typu vodivosti. Po zahřátí na teplotu 600 až 1100 °C se úlomek roztaví, pronikne do základní destičky, změní její vodivost a vytvoří emitor. Podobným postupem se pak vyrábí i kolektor. Skutečný vzhled systému

Obr. 3



slitinového tranzistoru je na obr. 3.

Slitinové tranzistory se vyrábějí v provedení *pnp* i *npn*. Jejich hlavní předností je nízká cena, možnost zatížení výkonem od několika mW (1 miliwatt = 0,001 wattu) až do 100 W. Všechny čs. tranzistory, které dnes – s výjimkou 0C169 až 171 – nabízí Tesla Rožnov ve svém katalogu běžným spotřebitelům, jsou slitinové.

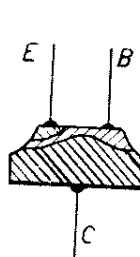
Jejich nevýhodou je pokles zesilovacích schopností na vyšších kmitočtech. Je způsoben tím, že v prostoru báze není elektrické pole, které by urychlilo pohyb nositelů proudu (elektronů nebo děr) procházejících od emitoru ke kolektoru. Nositele se šíří jen tzv. difúzí, kterou si můžeme představit jen jako vzájemné odpuzování jednotlivých stejně nabitých částic. Jejich přechod z emitoru do kolektoru proto trvá určitou dobu, takže tranzistor je schopen zesilovat jen do určitého mezního kmitočtu. Tento kmitočet lze sice zvyšovat zmenšováním tloušťky báze, u slitinových tranzistorů však dosahuje nejvýše asi 10 MHz. Typickým mf slitinovým tranzistorem je např. 156NU70 a jeho *pnp* ekvivalent 0C44.

Dalšího zvýšení mezních kmitočtů se dosahuje vytvořením elektrického pole v oblasti báze, které pohyb nositelů proudu urychluje. Toto pomocné elektrické pole se vytváří rozložením specifického odporu materiálu báze. V blízkosti emitoru je odpor materiálu báze nižší, u kolektoru vyšší.

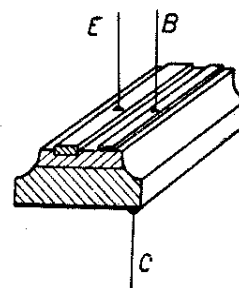
Společným výrobním postupem všech takových tranzistorů je difúze par kovu, který určuje druh vodivosti, do báze. (V tomto případě slovo „difúze“ označuje výrobní postup, tj. pronikání příměsí do báze, nikoli dříve zmíněný druh pohybu nositelů nábojů. Jedním slovem se tedy označují dva různé pojmy). Blízko povrchu je koncentrace proniklých částic značná a do hloubky se zmenšuje, což je právě příčinou různé specifické vodivosti báze. Proto se tato skupina tranzistorů označuje společným názvem „difúzní“ nebo „driftové“ podle urychlujícího pole v bázi.

Prvním typem těchto tranzistorů byly tzv. difúzně – slitinové typy. Jejich báze byla vyrobena difúzí, emitor již popsáním slitinovým postupem. Průřez tímto tranzistorem je na obr. 4 a zhruba představuje tranzistory řady 0C170 nebo sovětské P401 až 403.

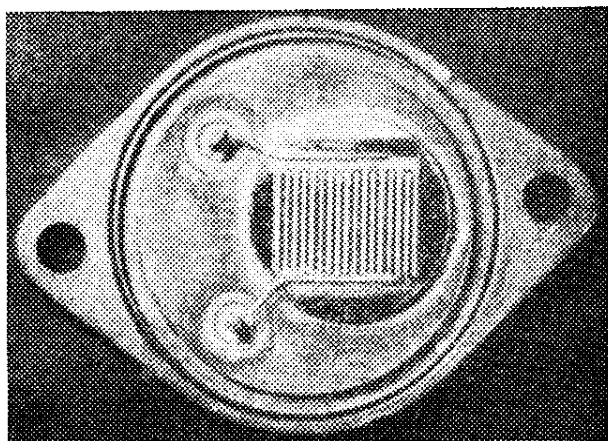
Hlavní výhodou je vysoký mezní kmitočet, až kolem 100 MHz. Kolektor lze



Obr. 4



Obr. 5



Obr. 6

však zatížit elektrickou ztrátou jen asi do 100 mW.

Technologickou obdobou jsou tzv. mesa-tranzistory, u nichž je v difundované bázi emitor i vývod báze zhotoven ve tvaru dvou rovnoběžných proužků (obr. 5). Proužky mají rozměr řádu setin mm (např.  $60 \times 20 \mu$ , tj.  $0,06 \times 0,02$  mm) a nanášejí se na stranu báze napařováním ve vakuu, přičemž při napařování emitoru se základní destička současně zahřívá na vhodnou teplotu slévání.

Při hromadné výrobě se takto zhotovuje na společné základní destičce více takových dvojic elektrod. Destička se pak rozřeže, takže vzniknou systémy pro více mesa-tranzistorů najednou. Přesný geometrický tvar elektrod dovoluje zatížení kolektoru několika sty mW a tranzistory zesilují i do několika tisíc MHz.

Ještě vyššího možného zatížení kolektoru se dosáhne zvětšením plochy elektrod ve tvaru meandru nebo hřebínku. Na obr. 6 je pohled na uspořádání křemíkového mesa-tranzistoru s přípustnou ztrátou kolektoru do 50 W a mezním kmitočtem 5 MHz.

### Práce s tranzistory

Pracujeme-li s tranzistory, musíme dodržovat některé zásady, které vyplývají z jejich specifických elektrických a mechanických vlastností.

Jednotlivé údaje o elektrických, mechanických a klimatických vlastnostech tran-

zistorů nazýváme parametry. Podle jejich významu je dělíme na mezní, provozní, doporučené apod.

### Mezní parametry tranzistoru

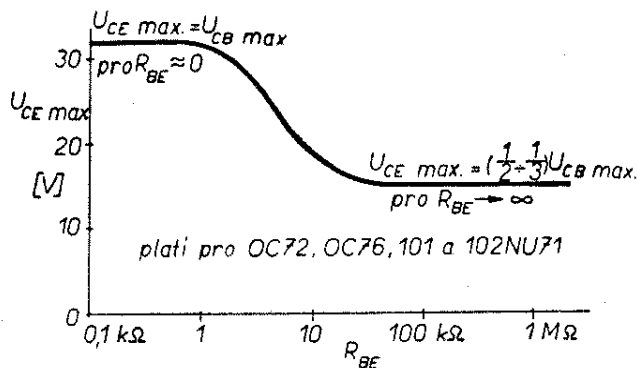
Na rozdíl od elektronek i jiných součástek jsou tranzistory citlivější na překročení přípustných hodnot mezních parametrů. Výsledkem je pak trvalá změna – zhoršení dalších parametrů tranzistoru nebo dokonce jeho úplné zničení. Skutečné proudy jednotlivých elektrod nesmějí být větší než:

- maximální proud kolektoru  $I_C \max$ ,
- maximální proud emitoru  $I_E \max$ ,
- maximální proud báze  $I_B \max$ ,

přičemž si v katalogu všímáme, zda jde o jejich trvalé nebo špičkové hodnoty.

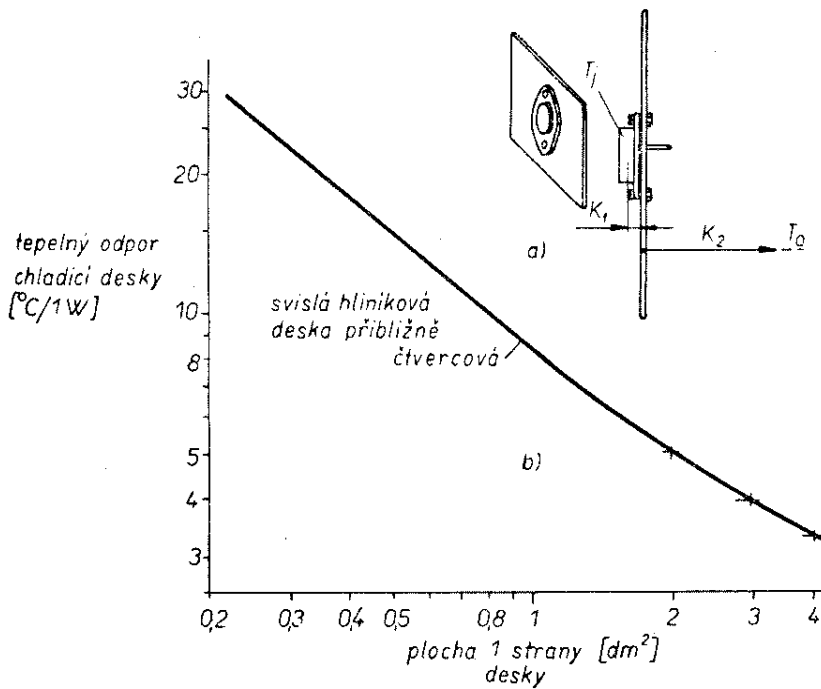
Snad ještě opatrněji dbáme, aby napětí kolektoru nepřestoupilo maximální napětí  $U_{CB \max}$  v zapojení se společnou bází, maximální napětí  $U_{CE \max}$  v zapojení se společným emitorem. Přitom je zajímavé, že pro  $U_{CB \max}$  se udává jediná hodnota, zatímco  $U_{CE \max}$  silně závisí na odporu obvodu, zapojeného mezi bází a emitorem  $R_{BE}$  (obr. 7). Obecně platí, že čím je tento odpor menší, tím větší napětí tranzistor v zapojení se společným emitorem snese. Pro malá  $R_{BE}$  je přibližně  $U_{CE \max} \approx U_{CB \max}$ .

Difúzní vf tranzistory (např. 0C169, 0C170, P401...3) jsou velmi citlivé na závěrné napětí mezi bází a emitorem. Hodnota nad 0,5 až 1 V znamená jisté poškození!



Obr. 7

Obr. 3



Ztráta výkonu v zatíženém tranzistoru se projeví zvýšením jeho vnitřní teploty neboli teploty přechodu  $T_j$  nad teplotu okolí  $T_a$ . Maximální teplota přechodu  $T_{j \max}$  se pro germaniové tranzistory pohybuje od 75 do 100 °C, pro křemíkové od 150 do 200 °C a její přesnou hodnotu pro zvolený typ nalezneme v katalogu (např. pro 105NU70 je  $T_{j \max} = 75$  °C).

Vznikající teplo je tím lépe odváděno do okolí, čím je tranzistor lépe konstruován, čím je menší hodnota jeho tepelného odporu  $K$ , který se pro malé tranzistory udává ve [°C/mW], pro výkonové ve [°C/W]. Znamená tedy, o kolik °C se zvýší teplota přechodu při zatížení ztrátou 1 mW nebo 1 W.

Většina výkonu se v tranzistoru ztrácí na kolektorovém přechodu. Maximální kolektorová ztráta  $P_{C \max}$  bude přímo úměrná rozdílu mezi přípustnou maximální teplotou přechodu a maximální teplotou okolního vzduchu  $T_{a \max}$  (která se za provozu může vyskytovat), avšak bude tím menší, čím větší bude tepelný odpor,

$$P_{C \max} = \frac{T_{j \max} - T_{a \max}}{K}$$

buď [mW; °C; °C; mW/°C]  
nebo [W; °C; °C; W/°C].

U malých tranzistorů postačí k vyzáření tepla povrch jejich pouzdra a hodnota

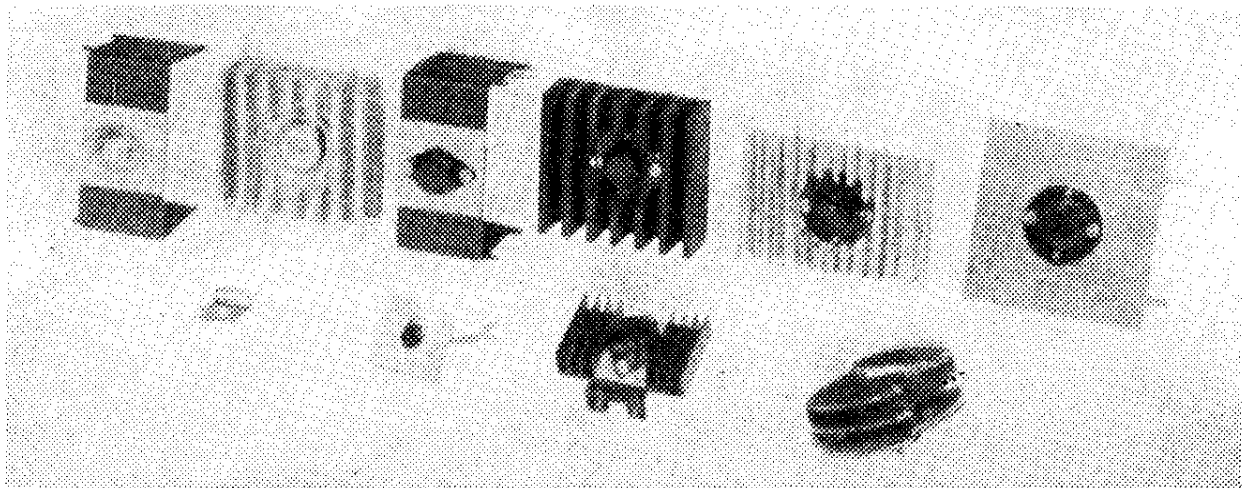
$K$  znamená celkový tepelný odpor mezi přechodem a okolním vzduchem. Doporučuje se zlepšit odvod tepla zasunutím tranzistoru do pouzdra („křídélka“) spojeného s kostrou, jádrem transformátoru apod.

U výkonových tranzistorů nutno většinu tepla odvádět přidavným chladičem, nejčastěji chladicí deskou, spojenou šrouby s dnem pouzdra (obr. 8a). Celkový tepelný odpor  $K$  (který dosazujeme do předcházejícího vztahu) se tedy skládá z vnitřního tepelného odporu  $K_1$  mezi přechodem a dnem pouzdra (jeho hodnota závisí opět na konstrukci tranzistoru, udává ji výrobce a uživatel – amatér ji nemůže ovlivnit) a z tepelného odporu chladiče  $K_2$  (nejčastěji se používá svislá deska přibližně čtvercového tvaru z hliníkového plechu o tloušťce 2 až 4 mm. Její tepelný odpor v závislosti na ploše jedné strany je na obr. 8b).

Téhož chladičového účinku při menších rozměrech lze dosáhnout některým z chladičů na obr. 9.

Čím jsou skutečné hodnoty proudů, napětí i teplot za provozu menší než hodnoty přípustné (maximální), tím bude mít tranzistor větší spolehlivost a delší životnost.





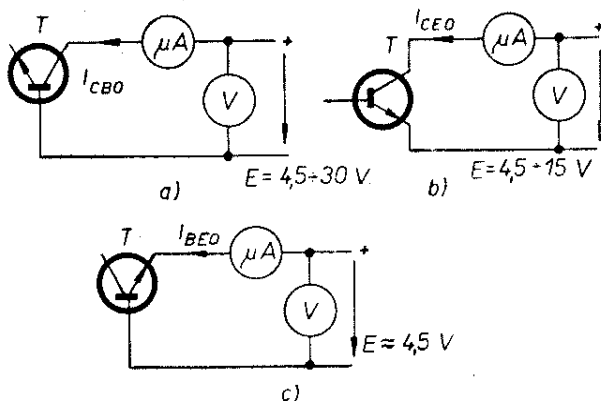
Obr. 9

### Měření hlavních provozních (funkčních) parametrů tranzistoru

Hodnotami provozních parametrů je samostatně charakterizován každý tranzistor a jejich velikost je závislá na pracovním režimu (volbě pracovního bodu) a pracovních podmínkách (např. teplotě okolí  $T_a$  tranzistoru). Právě tyto provozní parametry měříme. Zatímco však při návrhu libovolného zapojení musíme respektovat všechny mezní parametry, k provozním parametrům přihlížíme jen podle druhu zapojení.

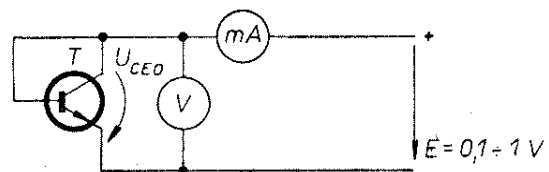
Jeden a tentýž provozní parametr nabývá v různých základních zapojeních (společná báze, emitor nebo kolektor) různých hodnot. Proto mívá ve všech třech případech společný hlavní symbol a k rozlišení slouží indexy  $e, b, c$  (pro střídavé, dynamické parametry) nebo  $E, B, C$  (pro stejnosměrné).

Zbytkový proud kolektor-báze  $I_{CB0}$ ,



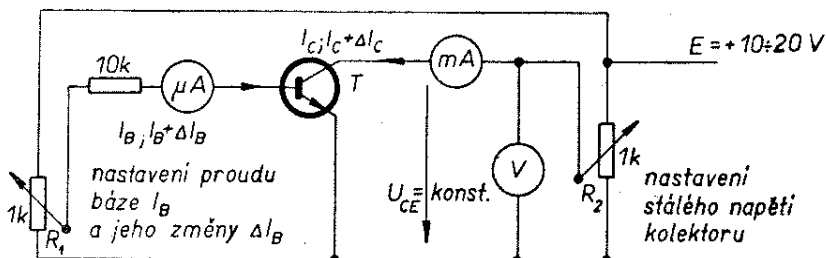
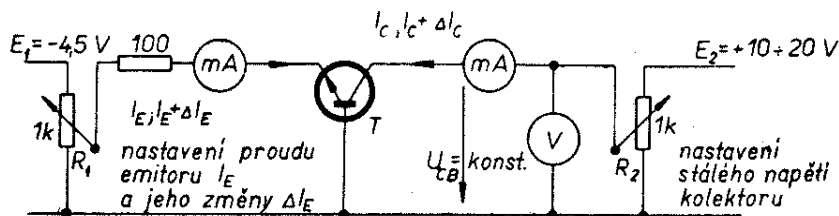
Obr. 10

tj. závěrný proud přechodem kolektor-báze při nulovém proudu emitoru (emitor je odpojen) měříme v zapojení podle obr. 10a pro stanovené napětí mezi kolektorem a bází a určenou teplotu okolí  $T_a$ . Podobně zjišťujeme i zbytkový proud kolektor-emitor  $I_{CE0}$  při nulovém proudu kolektoru (obr. 10b) a zbytkový proud emitor-báze  $I_{BE0}$  při nulovém proudu kolektoru (obr. 10c). V indexech zbytkových proudů -  $I_{CB0}$ ,  $I_{CE0}$ ,  $I_{EB0}$  - označuje písmeno  $C$  - kolektor,  $E$  - emitor,  $B$  - bázi. Znak „0“ místo třetího písmene určuje „volnou“ elektrodu tranzistoru při měření, tj. tu, která není připojena ke zdroji. Ve většině případů se spokojujeme s měřením zbytkového proudu  $I_{CB0}$ . Tranzistory, jejichž zbytkový proud jakkoli kolísá, nepoužíváme. Velikost zbytkových proudů se u germaniových tranzistorů s  $P_{Cmax} = 150 \text{ mW}$  pohybuje v rozmezí jednotek až desítek  $\mu\text{A}$ , u germaniových výkonových tranzistorů dosahuje až stovek  $\mu\text{A}$ , u křemíkových tranzistorů dosahuje velikosti jednotek až desítek  $\text{nA}$  ( $1 \text{ nA} = 1 \text{ nanoampér} = 0,001 \mu\text{A}$ ) při teplotě okolí  $T_a = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ .



Obr. 11

Obr. 12



Obr. 13

Zbytkové napětí kolektor–emitor  $U_{CE0}$  neboli napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru při definovaném proudu emitoru  $I_E$ , resp. proudu kolektoru  $I_C$  a při napětí emitor–báze rovném napětí mezi kolektorem a emitorem měříme v zapojení podle obr. 11. Hodnota tohoto napětí se podle pracovních podmínek pohybuje v rozmezí desítek až stovek mV i více.

Nejdůležitějším parametrem zesilovací schopnosti tranzistoru je proudový zesilovací činitel nakrátko. V zapojení se společnou bází jej měříme podle obr. 12. Je dán poměrem přírůstků stejnosměrných proudů obou elektrod:

$$h_{21b} = \left( \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} \right) U_{CB} = \text{konst.},$$

přičemž napětí kolektoru  $U_{CB}$  je konstantní; pro střídavou složku je tedy obvod kolektoru zkratován. Podle zvolené orientace proudových šipek může být  $h_{21b}$  kladné nebo záporné. Pro jednoduchost výpočtů stabilizačních obvodů se proto používá starší symbol  $\alpha = \alpha_b = |h_{21b}|$ , který značí tzv. absolutní (kladnou) hodnotu, bez ohledu na znaménko  $h_{21b}$ .

Důležitější je proudový zesilovací činitel v zapojení se společným emitorem (obr. 13). Podobně jako v předcházejícím případě je dán poměrem střídavých složek nebo přírůstků proudů kolektoru a báze

$$h_{21e} = \left( \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right) U_{CE} = \text{konst.}$$

při zkratovaném obvodu kolektoru. Také zde používáme při návrhu stabilizačních obvodů symbol  $\alpha_e = |h_{21e}|$ . Starší symbol  $\beta = h_{21e}$  by se neměl používat, neboť porušuje zásadu společného hlavního symbolu rozlišeného indexem.

Přibližnou hodnotu zesilovacího činitele  $h_{21e}$  rychle změříme v zapojení podle obr. 14. Pro  $I_C \gg I_{CE0}$  platí

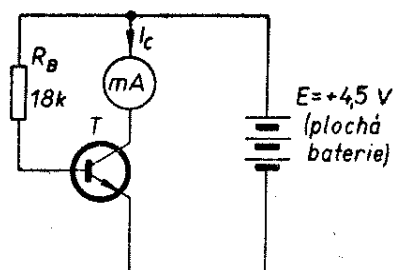
$$h_{21e} \approx R_B \cdot \frac{I_C}{E}.$$

Pro uvedené hodnoty napětí a odporu pak jednoduše

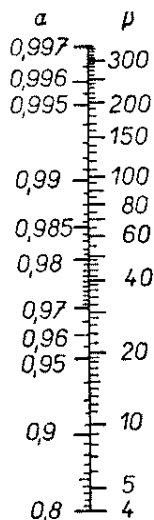
$$h_{21e} \approx 4 \times I_C \text{ [mA]}.$$

K vzájemnému převodu slouží vztahy

$$h_{21e} = \frac{h_{21b}}{1 - h_{21b}}; \quad h_{21b} = \frac{h_{21e}}{h_{21e} + 1}$$



Obr. 14



Obr. 15

nebo nomogram na obr. 15. Hodnota  $h_{21b}$  je vždy menší než jedna (0,90 . . . 0,995). Naopak  $h_{21e}$  je mnohem větší než jedna (10 . . . 300).

Parametry  $h_{21b}$ ,  $h_{21e}$  popisují vlastnosti tranzistoru při malých kmitech proudů a napětí. Pro velký přenášený signál, srovnatelný se stejnosměrnými proudy a napětími ve zvoleném pracovním bodě udává tzv. stejnosměrný zesilovací činitel nakrátko

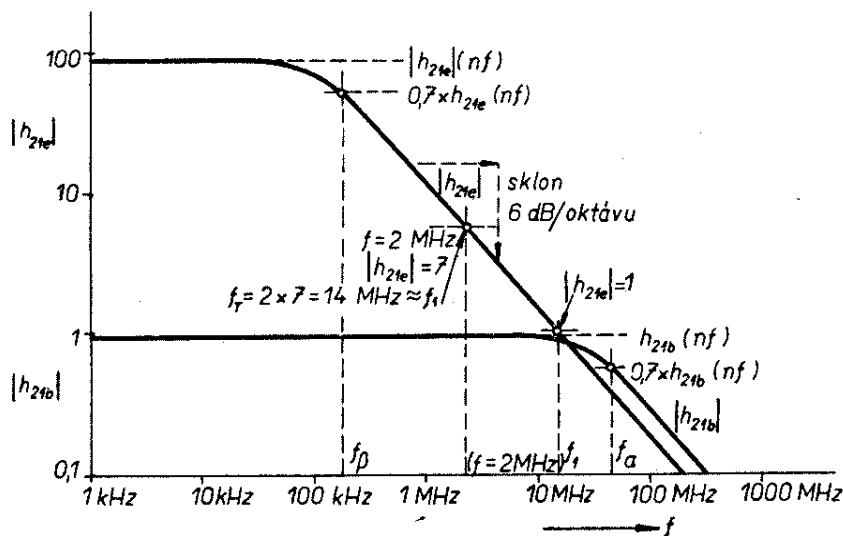
$$h_{21E} = \left( \frac{I_C - I_{CE0}}{I_B} \right); U_{CE} = \text{konst.}$$

nebo 
$$B = \left( \frac{I_C}{I_B} \right); U_{CE} = \text{konst.}$$

při stálém napětí kolektoru.

Vlivem malé rychlosti vnitřních dějů klesají zesilovací schopnosti tranzistoru na vyšší kmitočtech. Proto se pro jednotlivé typy tranzistorů udávají tzv. mezní kmitočty proudového zesilovacího činitele nakrátko. Čím je hodnota mezního kmitočtu vyšší, tím vyšší jsou i kmitočty, na nichž může tranzistor zesilovat nebo oscilovat.

Nejdůležitější je tzv. mezní kmitočet proudového zesilovacího činitele v zapojení se společnouází  $f_{\alpha b}$ . Je to kmitočet, při němž klesne (absolutní) hodnota  $|h_{21b}|$  na 0,7násobek původní hodnoty změřené na nízkých kmitočtech  $h_{21b}(nf)$  (obvykle na 1 kHz).



Obr. 16

U výkonových tranzistorů se udává mezní kmitočet proudového zesilovacího činitele v zapojení se společným emitorem  $f_{\alpha e} = f_{\beta}$ . Je to opět kmitočet, při němž klesne (absolutní) hodnota  $|h_{21e}| = \beta$  na 0,7násobek původní hodnoty, změřené na nízkých kmitočtech  $h_{21e}(nf)$  (opět obvykle na 1 kHz).

Pro převod přibližně platí

$$f_{\alpha e} \approx \frac{f_{\alpha b}}{h_{21e}(nf)}$$

Vzhledem k potížím při měření těchto mezních kmitočtů u moderních vf tranzistorů se v poslední době začínají používat další druhy mezních kmitočtů.

Mezní kmitočet  $f_1$  udává kmitočet, při němž (absolutní) hodnota  $|h_{21e}| = \beta$  klesne na jednotku.

Velmi důležitý je kmitočet  $f_T$ , daný součinem (absolutní) hodnoty  $|h_{21e}| = \beta$  a kmitočtu, na němž se měření provádí. Protože se udává a měří v oblasti, kde  $h_{21e}$  klesá přibližně o polovinu při zdvojnásobení kmitočtu (tj. 6 dB/okt.), je přibližně  $f_T \approx f_1$ .

Na obr. 16 jsou zjednodušeně všechny zmíněné mezní kmitočty vyznačeny.

Informativní význam má tzv. mezní kmitočet oscilací  $f_{osc}$ , při němž je tranzistor ještě schopen se rozkmitat.

## Všeobecné pokyny k práci s tranzistorem

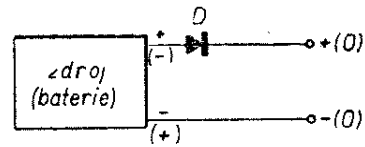
Jak při měření, tak i v pracovním zapojení dbáme na dodržení správné polarizace elektrod. Uspořádání elektrod čs. tranzistorů udává obr. 17. U tranzistorů *npn* se kolektor připojuje – má-li tranzistor pracovat jako zesilovací prvek – na kladný pól zdroje, u *pnp* na záporný pól. Poškození tranzistoru nesprávným polarizováním zdroje (akumulátoru, baterie ap.) zabráníme zapojením diody v propustném směru podle obr. 18 nebo ještě lépe zapojením podle obr. 19. Při změnách nebo úpravách zapojení vždy odpojíme napájecí zdroj. U nových zapojení zvyšujeme napětí zdroje postupně a kontrolujeme proudy a napětí v důležitých bodech.

Při konstrukčním návrhu zapojení dbáme na účinné chlazení tranzistorů. Neumísťujeme je v blízkosti tepelných zdrojů (výkonových odporů, síťových transformátorů apod.) a více zatížené tranzistory opatříme chladičovými plochami nebo tělesy.

Při jakékoli manipulaci s tranzistorem (při měření, montáži atd.) se řídíme těmito hlavními zásadami:

- odpojíme napájecí zdroj,
- vývody tranzistoru nenamáháme nadměrným tahem, krutem a opakovanými ohyby,
- vývody tranzistoru zbytečně nezkracujeme,
- pouzdra tranzistorů nevystavujeme tlaku nebo jinému destruktivnímu prostředí,
- v zařízení zabezpečíme pevné uchytení tranzistoru,
- při pájení nesmí teplota uvnitř tranzistoru překročit max. dovolenou teplotu přechodu  $T_{j\text{max}}$ .

Hrot páječky nemá přesáhnout teplotu  $230 \div 250 \text{ }^\circ\text{C}$ . Páječkou se nedotýkáme



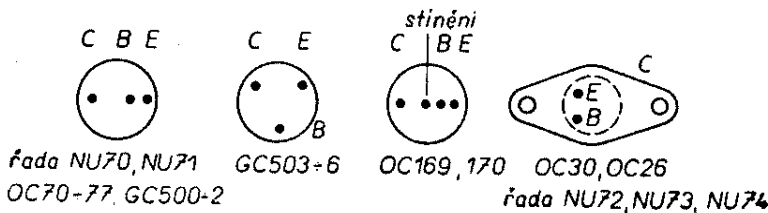
Obr. 18

pouzdra tranzistoru. Vývody pájíme ve vzdálenosti větší než 5 mm od pouzdra a dbáme na dobrý odvod tepla (vývody proto držíme mezi pájeným místem a pouzdem plochými kleštěmi, pinzetou ap.). Doba mezi pájením jednotlivých vývodů musí být taková, aby tranzistor měl čas zchladnout na normální teplotu (u tranzistoru malého výkonu je tato doba asi 10 vt.). Při montáži zařízení dodržujeme zásadu, že tranzistory, stejně jako ostatní polovodičové prvky, mají být do zařízení pájeny až naposled.

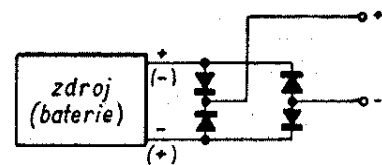
U páječek napájených síťovým napětím hrozí nebezpečí poškození tranzistorů (zvláště v difúzních) přepětím přes nedokonalou izolaci primárních vinutí nebo jejich kapacitu proti zemi. Proto se ve výrobních závodech stále častěji používají nízkonapěťové páječky (24 V) s dobrým oddělovacím síťovým transformátorem.

### Nastavení a stabilizace pracovního bodu

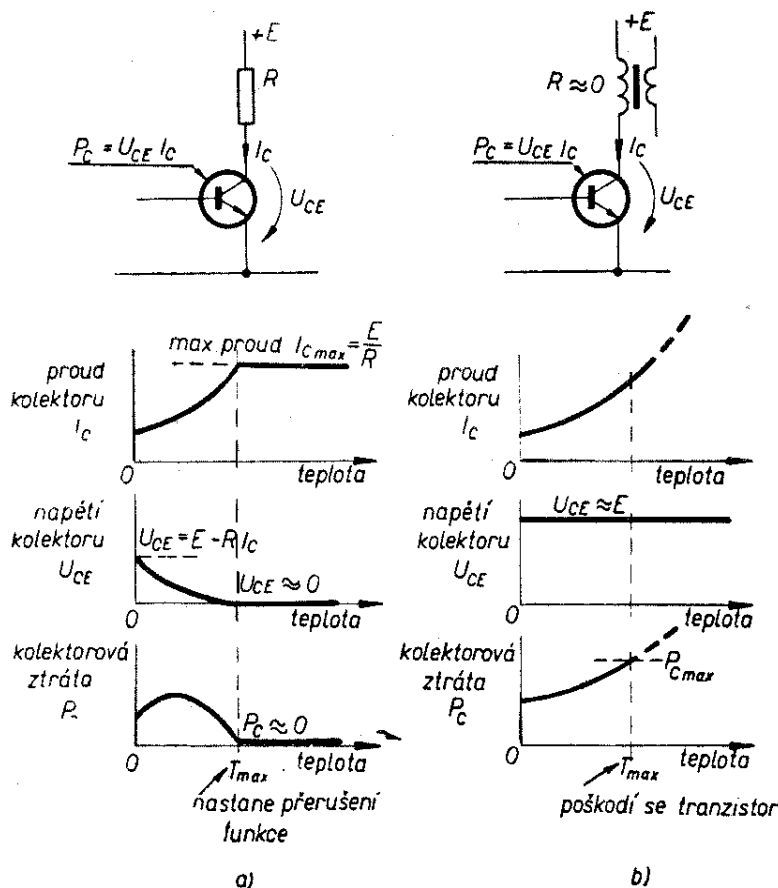
Základem dobré funkce tranzistoru je správná volba jeho pracovního bodu, tj. stavu, v němž se nachází v klidu, bez budicího signálu. Tento pracovní bod bývá nejčastěji definován napětím mezi kolektorem a emitorem  $U_{CE}$  a proudem kolektoru  $I_C$ . Těmito dvěma hodnotami jsou dány i hodnoty všech ostatních proudů a napětí mezi elektrodami tranzistoru. K nastavení a udržení těchto hodnot slouží děliče složené z odporů (popřípadě i z dalších součástek, jak dále uvidíme). Jejich hodnoty závisí nejen na zvoleném pracovním bodě, ale také na vlastnostech použitého tranzistoru a velikosti napáje-



Obr. 17



Obr. 19



ciho napětí. Některé parametry tranzistorů velmi silně závisí na teplotě. Jsou to zvláště oba zbytkové proudy:  $I_{CB0}$  v zapojení se společnou bází a  $I_{CE0}$  v zapojení se společným emitorem.

Proud kolektoru se tedy skládá:

- z činné složky závislé na proudu, který je zaveden do báze,
- ze zbytkového proudu kolektoru.

Protože zpravidla používáme zapojení se společným emitorem, jde o zbytkový proud  $I_{CE0}$ , který se při normální teplotě 25 °C pohybuje řádově kolem stovek  $\mu A$ .

U nevhodně navržených zapojení zůstává proud báze a tím i činná složka proudu kolektoru stálá. Naproti tomu složka zbytkového proudu se při každém zvýšení teploty o 8 až 10 °C zdvojnásobí a zvyšuje i celkový proud kolektoru. Konečný důsledek závisí na velikosti odporu zapojeného v obvodu kolektoru. Je-li tento odpor velký, zvyšuje se se stoupajícím proudem také spád napětí na tomto odporu. O tento spád napětí je však sníženo napětí mezi kolektorem a emitorem, které tedy se stoupající teplotou klesá. Zesilovač ztrácí zesílení, vý-

stupní signál je silně zkreslen. V krajním případě se může napětí kolektoru snížit až k nule a tranzistor přestane pracovat (obr. 20a).

Horší je případ, kdy v kolektoru je zapojeno jen vinutí transformátoru o malém odporu vinutí. Při zvýšení teploty proud kolektoru vzrůstá, ale napětí kolektoru se nemění. Znamená to, že stoupá kolektorová ztráta tranzistoru. Tím dochází k dalšímu jeho ohřátí, dalšímu zvýšení proudu kolektoru atd. Tepelné zatížení tranzistoru lavinovitě narůstá, až překročí přípustnou mez a tranzistor se poškodí (obr. 20b).

Abychom popsáním jevům zabránili, používáme tzv. stabilizaci pracovního bodu. Stabilizace pracovního bodu spočívá v tom, že při zvýšení teploty sníží stabilizační obvod napětí mezi bází a emitorem nebo proud báze. Tím se zmenší činná složka proudu kolektoru (závislá na proudu báze) a kompenzuje zvýšení proudu kolektoru, vyvolané nežádoucím zvýšením teplotně závislého zbytkového proudu kolektoru.

Měřítkem účinnosti stabilizace je tzv. činitel stabilizace

$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}} =$$

$\frac{\text{(přírůstek celkového proudu kolektoru)}}{\text{(přírůstek zbytkového proudu kolektoru, měřeného v zapojení se spol. bází)}}$

Čím je jeho hodnota nižší, tím je stabilizace lepší a naopak.

Pro úplnost poznamenejme, že změny polohy pracovního bodu působí i teplotní závislost napětí mezi bází a emitorem  $U_{BE}$ , potřebného k udržení určitého proudu kolektoru. Se stoupající teplotou toto napětí klesá. To znamená, že při stálem napětí báze působí zvýšení teploty zvýšení kolektorového proudu. U germaniových tranzistorů působí oba vlivy (tj. změna zbytkového proudu a napětí báze) současně. Převládá však vliv změn zbytkového proudu. U křemíkových tranzistorů jsou zbytkové proudy zanedbatelně malé, takže stabilizační prvky je třeba navrhovat z hlediska změn napětí mezi bází a emitorem.

Vzhledem k zásobovacím možnostem průměrného zájemce-amatéra je další výklad zaměřen jen na germaniové tranzistory.

Přesný výpočet hodnot součástek potřebných k nastavení a stabilizaci pracovního bodu je obtížný. Je to způsobeno tím, že závislost proudů a napětí jednotlivých elektrod tranzistoru je nelineární a lze ji početně vyjádřit jen velmi složitými vzorci.

Pro praxi jsou takové vztahy nevhodné. Výpočet však lze podstatně zjednodušit, vyjdeme-li z těchto předpokladů:

1. proud kolektoru nezávisí na napětí kolektoru,

2. proud kolektoru

- v zapojení se společným emitorem se skládá ze zbytkového proudu  $I_{CE0}$  a činné složky závislé na proudu báze,

$$I_C = I_{CE0} + \alpha_e I_B,$$

- v zapojení se společnou bází se skládá ze zbytkového proudu  $I_{CB0}$  a činné složky závislé na proudu emitoru,

$$I_C = I_{CB0} + \alpha_b I_E,$$

- je zhruba stejný jako proud emitoru  $I_C \approx I_E$ , neboť  $\alpha_b \approx 1$  a zbytkový proud  $I_{CB0}$  bývá zanedbatelně malý proti celkovému proudu kolektoru,

3. proudový zesilovací činitel  $\alpha_b$  i  $\alpha_e$  jsou stálé a nemění se se změnou pracovního bodu a teploty,

4. napětí mezi bází a emitorem (bývá kolem 0,1 až 0,4 V) je zanedbatelně malé proti všem ostatním napětím v zapojení.

Využitím těchto zjednodušujících předpokladů snadno navrhujeme i složité stabilizační obvody včetně několikastupňových stejnosměrných zesilovačů.

Všimněme si nejprve zapojení, v nichž se k nastavení pracovního bodu používají jen ohmické odpory a ke stabilizaci se využívá záporné stejnosměrné proudové vazby. Nejdůležitější z nich jsou v tab. I. V levém prvním sloupci jsou zakreslena základní zapojení stejnosměrných obvodů. Ve druhém sloupci jsou tzv. konstrukční vztahy. Použijeme je při návrhu zapojení, tj. hledáme-li pro potřebný pracovní bod (daný napětím kolektoru a proudem kolektoru) potřebné hodnoty součástek. Ve třetím a čtvrtém sloupci jsou tzv. analytické vztahy. Hodí se při studiu literatury nebo schématu, kdy z hodnot součástek a napájecího napětí chceme určit použitý pracovní bod a dosažený činitel stabilizace.

V prvním řádku tabulky je zapojení se společnou bází. Toto zapojení se používalo v samých počátcích pro hrotové tranzistory. Po zavedení plošných tranzistorů (využívaných hlavně v zapojení se společným emitorem) ztratilo svůj význam a udrželo se jen při měření parametrů tranzistorů. Dnes se však začíná znovu používat i pro plošné tranzistory, které mají na vysokých kmitočtech v zapojení se společnou bází lepší vlastnosti než v zapojení se společným emitorem. Vzhledem k opačným napětím, která vyžaduje napájení emitru a kolektoru, jsou použity dvě baterie o napětí  $E_1$  a  $E_2$ . Hlavní výhodou tohoto zapojení je dobrá stabilizace pracovního bodu  $S = 1$ .

Druhý řádek tab. I uvádí zapojení se společným emitorem. Nastavení pracovního bodu je řízeno proudem báze. Protože předpokládáme, že napětí báze je velmi malé, závisí proud báze jen na velikosti napájecího napětí  $E$  a velikosti odporu  $R_3$ . Pracovní bod je však jen nastaven, nikoli stabilizován. Činitel stabilizace je nejhorší:  $S = \alpha_e + 1$ ; tak např. pro běžný tranzistor s  $\alpha_e = 50$  se objeví v celkovém proudu kolektoru každá tepelná změna zbytkového proudu vynásobena 51krát. Proto v praxi používáme toto zapojení co nejméně.

Ve třetím řádku tab. I je podobné zapojení, ke stabilizaci se však používá proudová zpětná vazba, vznikající na emitorovém odporu  $R_1$ . Zvýší-li se teplota a tím také proud kolektoru, zvýší se i proud emitoru. Tím se zvýší spád napětí na odporu  $R_1$  a zmenší se napětí na odporu  $R_3$ . Důsledkem je zmenšení proudu báze, které kompenzuje původní přírůstek proudu kolektoru. Stabilizace je tím lepší, čím větší je odpor  $R_1$ .

Zapojení ve čtvrtém řádku tab. I využívá ke stabilizaci pracovního bodu napěťové zpětné vazby, zavedené odporem  $R_4$ . Zvýšení proudu kolektoru způsobené teplotou vyvolá zvětšení spádu napětí na odporu  $R$  a pokles napětí kolektoru. Protože z kolektoru se odvozuje proud báze, zmenší se i jeho velikost a tím se vyrovná původní zvýšení kolektorového proudu. Čím větší je odpor  $R$ , tím je stabilizace účinnější.

Účinek proudové zpětné vazby se zvýší, má-li báze stálé, konstantní napětí. To zajišťuje zapojení v 5. řádku tab. I, nazývané někdy zapojením můstkovým. Báze je napájena z děliče, jímž protéká mnohem větší proud  $I_D$ , než jaký protéká bází. V konstrukčních vztazích uvedených v tabulce jsme zvolili  $I_D = 10 \times I_B$ . Zvýšení proudu kolektoru (a tím i emitoru) vyvolá větší spád napětí na odporu  $R_1$ . Tím se zmenší napětí na emitorovém přechodu a vrátí proud kolektoru na původní hodnotu. Toto zapojení se dnes používá nejčastěji. Stabilizace je tím lepší, čím větší je odpor  $R_1$  a čím menší je odpor děliče, který napájí bázi (tj. paralelního spojení odporů  $R_2$  a  $R_3$ ).

Všimněme si, že pro zapojení s emitorovým odporem  $R_1$  jsou ve druhém sloupci tabulky uvedeny dvojí vzorce.

Pokud je napájecí napětí jen o málo větší než potřebné napětí kolektoru (např.  $E = (1,5 \dots 2) \times U_{CE}$ ), použijeme vztahy z levé poloviny druhého sloupce. Ty nám zajišťují, že emitorový odpor má hodnotu dostatečnou k dosažení stabilizačního účinku a napětí na něm je asi 10 až 30 % celkového napájecího napětí. Všeobecně platí, že z hlediska stabilizace pracovního bodu, proudového zatížení tranzistorů i ztrát napětí na vinutí transformátorů je vhodné používat vyšší napájecí napětí než 3 V.

Vztahy v pravé polovině druhého sloupce platí, pokud je napájecí napětí mnohokrát větší než potřebné napětí kolektoru. Pak ponecháme na odporu  $R$  v kolektoru jen nezbytně nutný spád napětí, přibližně stejný jako kolektorové napětí  $U_{CE}$ . Všechno ostatní nepotřebné napětí se ztrácí na odporu  $R_1$ . Tím se dosahuje lepší stabilizace, než kdybychom ke zmenšení napětí zvětšili spád na kolektorovém odporu  $R$ .

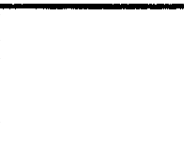

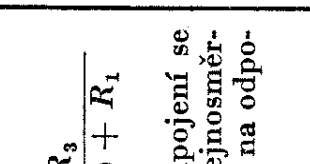
Dosažitelné hodnoty činitele stabilizace  $S$  leží od nejlepší hodnoty  $S = 1$  až po nejhorší  $S = \alpha_e + 1$ .

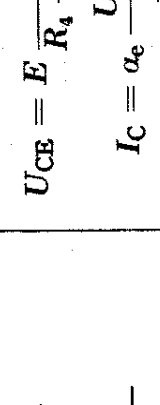
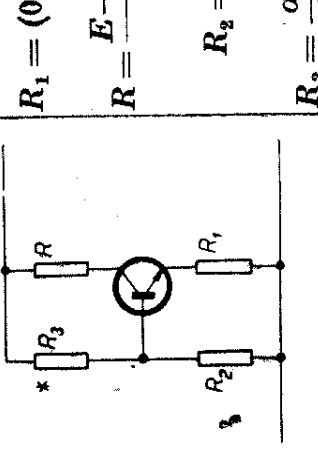
V zapojení podle 3. a 4. řádku tab. I lze dosáhnout hodnoty  $S = 10$  až 20, tedy nepříliš účinné stabilizace.

Pro náročnější zapojení – hlavně taková, která mají pracovat v polních podmínkách – používáme můstkové zapojení podle 5. řádku. Bez obtíží dosáhneme  $S = 3$  až 10, které v praxi dobře vyhovuje. Při návrhu zapojení postupujeme tak, že vypočteme podle konstrukčních vztahů potřebné hodnoty odporů. Pak zpětně kontrolujeme dosaženou hodnotu činitele stabilizace.

Dobrá funkce stabilizačního obvodu s proudovou vazbou je založena na dostatečně velkém odporu v emitorovém obvodu. Spád napětí na tomto odporu však snižuje možnost rozkmitu střídavého napětí na kolektoru a účinnost, což je zvláště nepříznivé z hlediska výkonových zesilovacích stupňů. V těchto případech se lépe osvědčí stabilizace tyčinkovým termistorem, jehož odpor se stoupající teplotou rychle klesá. Podobají se běžným odporům

Tabulka I.

Zapojení	Konstrukční vztahy (používáme při návrhu obvodu)	Analytické vztahy (používáme při kontrole stabilizace za- pojení se známými hodnotami součástek)	Činitel stabilizace $S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}}$
1	2	3	4
	$R_1 = \frac{E_1}{I_C}$ $R = \frac{E_2 - U_{CB}}{I_C}$	$I_C = \frac{E_1}{R_1}$ $U_{CB} = E_2 - R I_C$	$S = 1$
	$R = \frac{E - U_{CE}}{I_C}$ $R_3 = \alpha_e \frac{E}{I_C}$	$U_{CE} = E - R I_C$ $I_C = \alpha_e \frac{E}{R_3}$	$S = \alpha_e + 1$ <p>Pracovní bod není stabilizován!</p>
	<p>pro napájecí napětí nízké</p> $R_1 = (0,1 \dots 0,3) \frac{E}{I_C}$ $R = \frac{E - R_1 I_C - U_{CE}}{I_C}$ $R_1 = \frac{E - 2 U_{CE}}{I_C}$ $R_3 = \alpha_e \frac{E - R_1 I_C}{I_C}$	$I_C = \frac{\alpha_e E}{R_3 + \alpha_e R_1}$ $U_{CE} = E - I_C (R + R_1)$	$S = \frac{R_1 + R_3}{R_3 (1 - \alpha_e) + R_1}$ <p>Ke stabilizaci v zapojení se využívá záporná stejnosměrná proudová vazba na odporu <math>R_1</math></p>

Zapojení	Konstrukční vztahy (používáme při návrhu obvodu)	Analytické vztahy (používáme při kontrole stabilizace zápojení se známými hodnotami součástek)	Činitel stabilizace $S = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CB0}}$
1	2	3	4
<p>4</p> 	$R = \frac{E - U_{CE}}{I_C}$ $R_4 = \alpha_e \frac{U_{CE}}{I_C}$	$U_{CE} = E \frac{R_4}{R_4 + \alpha_e R}$ $I_C = \alpha_e \frac{U_{CE}}{R_4}$	$S = \frac{R_3 + R_4}{R_3(1 - \alpha_a) + R_4}$ <p>Ke stabilizaci se využívá záporná stejnosměrná napěťová vazba na odporu <math>R_4</math></p>
<p>5</p> 	<p>pro napájecí napětí nízké. vysoké*)</p> $R_1 = (0,1 \dots 0,3) \frac{E}{I_C} \quad R = \frac{U_{CE}}{I_C}$ $R = \frac{E - U_{CE} - R_1 I_C}{I_C} \quad R_1 = \frac{E - 2U_{CE}}{I_C}$ $R_2 = \frac{\alpha_e R_1}{5} \quad R_2 = \frac{\alpha_e R_1}{5}$ $R_3 = \frac{\alpha_e}{5} \frac{E - R_1 I_C}{I_C} \quad R_3 = \frac{\alpha_e}{5} \frac{E - R_1 I_C}{I_C}$	$S = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3}}{1 - \alpha_b + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3}}$ <p>Ke stabilizaci se využívá záporná stejnosměrná proudová vazba na odporu <math>R_1</math></p>	<p>*) viz vysvětlení v textu</p>

0,25 W a pod označením TR N2 je vyrábí ZPP Šumperk v řadě hodnot od 32  $\Omega$  do 100 k $\Omega$ .

Základní zapojení stabilizačního obvodu s termistorem je na obr. 21a. Termistor  $R_t$  je zapojen místo dolního odporu napájecího bázi. Při zvýšení teploty okolí se zvýší proud kolektoru. Současně se zmenší odpor termistoru, takže klesne napětí mezi bázi a emitorem i proud tekoucí do báze. Tato změna působí proti původnímu zvýšení proudu kolektoru a vyrovnává jeho kolísání. Aby termistor „zasáhl“ i proti změnám teploty přechodu vyvolaným jinými příčinami než změnou teploty okolí (může jí být např. zvýšení napájecího napětí), má být tepelně dobře spojen s pouzdem nebo chladičem tranzistoru. Elektricky však musí být izolován, neboť má proti těmto součástkám odlišné napětí.

Změna napětí děliče vyvolaná samotným termistorem je větší, než je třeba k udržení stálého proudu. Proto zpravidla nepoužíváme samotný termistor, ale paralelně nebo do série s ním zapojíme ohmický odpor. Různé možné kombinace jsou na obr. 21b až e. Se skutečnými hodnotami součástek se seznámíme při popisu jednotlivých schémat.

Závěrem několik důležitých, všeobecně platných poznámek. Při kontrole hodnot a polaritě napětí mezi jednotlivými elektrodami pamatujeme, že:

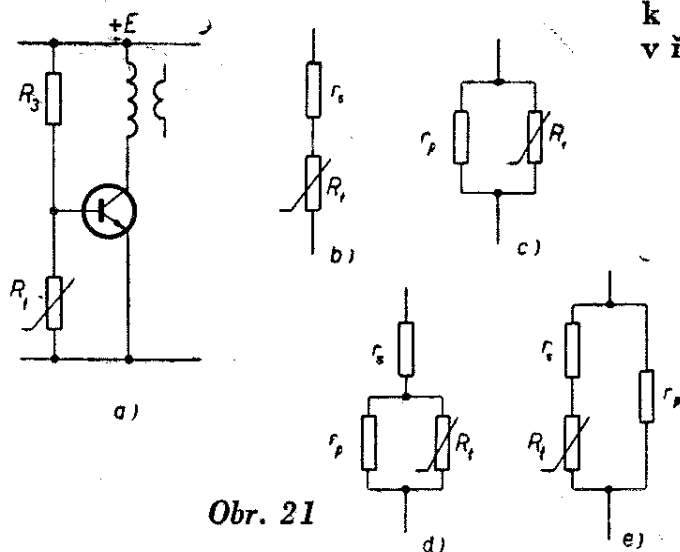
– přechod emitor-báze je polarizován v propustném směru a je na něm napětí několika desetin voltů,

– přechod kolektor-báze je polarizován v závěrném směru a jeho napětí bývá od několika voltů do několika desítek voltů.

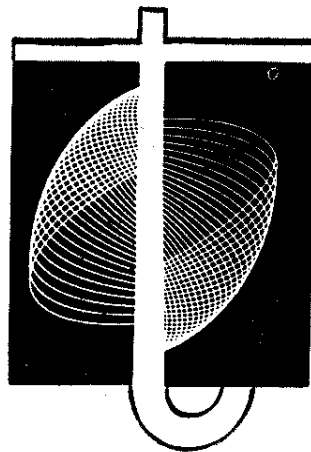
Skutečná polarita závisí i na druhu tranzistoru (*pnp* nebo *nnp*), jak ukazují obr. 30, 31 a příslušný výklad v textu. S výjimkami se setkáme snad jen u spínacích obvodů.

Vzhledem k velmi širokým rozptylům parametrů tranzistorů však musíme počítat s tím, že při uvádění do chodu je třeba skutečný pracovní bod překontrolovat. Při větších odchylkách zkusmo změním některý z odporů. Ten odpor, který se k dodatečnému přesnému nastavení pracovního bodu nejlépe hodí, je v dalším textu označen hvězdičkou. Někteří autoři doporučují použít místo těchto odporů potenciometrické trimry, např. typu WN 79025 až 79030. To je výhodné zvláště při pokusech a zkouškách. V definitivní úpravě zařízení pro skutečný provoz je používáme jen v nezbytně nutných případech. Nikdy však nenahrazujeme potenciometrem celý odpor, ale jen jeho část. Vždy ponecháme v sérii s potenciometrem pevný odpor, který chrání tranzistor, kdybychom nedopatřením celý potenciometr vyřadili.

Jednotlivé výpočty při návrhu děláme pokud možno přesně. Teprve po úplném dokončení výpočtu zaokrouhlíme potřebné hodnoty odporů na nejbližší hodnotu řady Tesla. Řady hodnot, v nichž jsou drobné součástky vyráběny, jsou ve zmíněném Katalogu radiotechnického zboží. Odporů a kondenzátorů jsou nejčastěji k dispozici v řadě E12, potenciometry v řadě E6.



Obr. 21



## Pokusná mechanická konstrukce

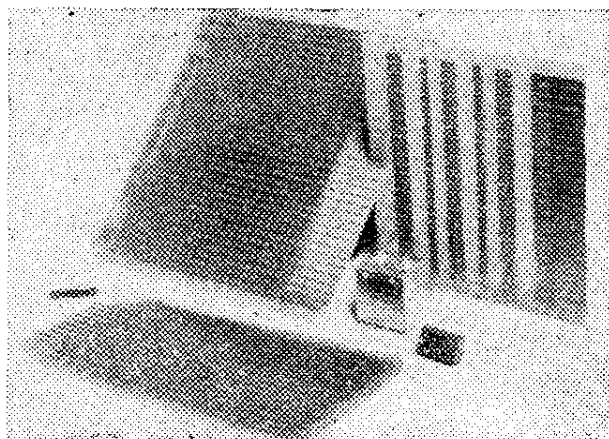
Z vlastních zkušeností i z diskusí s mladšími zájemci vyplývá, že radioamatér věnuje převážnou část své práce pokusnému ověřování a zkoušení různých zapojení a zařízení. V této činnosti je těžiště jeho práce, která mu přináší – kromě fungujícího vzorku – hlavně zkušenosti a poučení. Teprve po nalezení toho nejlepšího řešení se odhodlá dát přístroji konečný tvar, aby sloužil jako zdroj zábavy nebo k dalšímu rozšíření jeho dílny.

S otázkou zkoušek a pokusů s tranzistorovými obvody souvisí volba vhodné pokusné mechanické konstrukce. V první řadě musí umožnit rychle sestavit zařízení a odzkoušet je. Bylo by však výhodné, kdyby umožnila v alespoň trochu přijatelné úpravě dlouhodobější provoz zkoušeného obvodu. Stane se totiž někdy, že výsledek pokusů je natolik zajímavý, že stojí za to jej vyzkoušet v delším provozu. Jindy je zkoušené zařízení složitější a zájemci je po úspěšném odzkoušení líto vzorek rozebrat a začít úplně znovu s definitivní stavbou. Pak by bylo vhodné vložit úspěšný pokusný vzorek do skříňky nebo krytu alespoň trochu estetického vzhledu a používat jej do té doby, než má autor čas nebo chuť věnovat se přestavění „načisto“.

Vzhledem k nutným úpravám a pokusným změnám není možné hned zpočátku navrhnout plošný spoj a do něj zasadit součástky. Je třeba zařízení vyzkoušet v provizorní úpravě s drátovými spoji a teprve pak přenést na desku s plošnými spoji.

Ukazuje se jako výhodné řešit vzorek s drátovými spoji také na desce, aby bylo možné již předem respektovat rozmístění součástek. Přitom se jednotlivé dráty mezi součástkami vedou pokud možno tak, aby se nekřížily. Po ukončení experimentálních prací nedělá převedení na plošný spoj žádné potíže (obr. 23 b).

Proto se v ústavech a laboratořích používají desky s pokusnými plošnými spoji. Nejrozumnější jejich provedení je vidět na obr. 22. Základním prvkem je čtvereček nebo obdélníček fólie, který obepíná je-



Obr. 22

den nebo několik otvorů pro vývody součástek. Vzdálenosti otvorů samozřejmě odpovídají normalizovanému rastru.

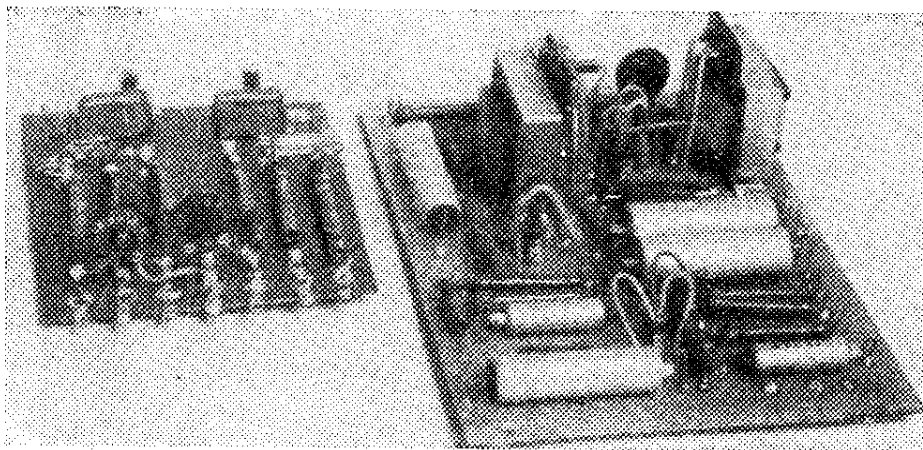
Některé desky mají jen tyto čtverečky, jiné mají na okraji spoj pro přívody napájení nebo zemnicí přívod. Na jedné z kratších stran jsou zástrčky konektorů. Protože zásuvky konektorů, které jsou v radiotechnických prodejnách v prodeji, jsou velmi drahé a přitom mají pochybnou kvalitu, osvědčuje se v domácí praxi vzájemné propojení desek drátovými spoji.

Rozměry desek v jednotlivých typech konstrukcí jsou typizovány a odstupňovány v dohodnuté řadě; pro domácí použití je lze jen těžko stanovit. Záleží to na rozsahu a složitosti zapojení, která zájemce bude chtít zkoušet a stavět. Pokud zvolí za základní zapojení pro jednu desku funkční celek s 2 až 4 tranzistory, stačí rozměr  $74 \times 105$  mm, odpovídající normalizovanému formátu papíru A7. Zdá se, že takové uspořádání desek, na nichž je ucelená stavební jednotka (nf zesilovač, mf zesilovač atd.) je pro domácí praxi výhodnější než malé modulové destičky s jediným např. mf stupněm (tranzistorem).

Kdo ještě nepřišel na chuť domácí výrobě plošných spojů, může k pokusům použít destičky s mosaznými trubičkovými nýtky nebo s nýtovacími pájecími očky (obr. 23 a, b).

V zásadě je možné dvojí uspořádání zapojení na zkušební desce:

– spoje i součástky jsou na straně fólie nebo spojů



Obr. 23a

– spoje jsou na straně fólie a součástky jsou na opačné straně desky.

První způsob je pro pokusy rozhodně přehlednější. Hodí se zvláště pro začátečníky, kterým bude dělat potíže vyhledat tentýž bod na opačné straně desky. Nevýhodou je samozřejmě nepříliš estetický vzhled.

Proto se v profesionálním provedení častěji používá druhý způsob, kdy spoje jsou taženy na spodní straně desky a navenek se ukazuje polhednější strana se součástkami.

Desky jsou na delších stranách opatřeny otvory pro připevnění malých úhelníků pro svislou montáž.

Zkoušecí deska (nebo desky) je šrouby M3 v otvorech úhelníčku připevněna k základní desce (obr. 24). Ta je zhotovena z hliníkového plechu o tloušťce asi 1 mm. Celkové rozměry opět závisí na složitosti zařízení, které na základní desce chceme zkoušet. Vzdálenosti otvo-

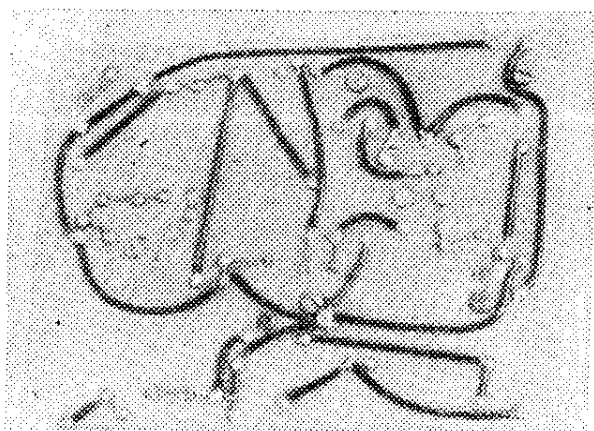
rů v horní ploše desky jsou voleny tak, aby odpovídaly vzdálenosti otvorů v úhelníčích, tj. aby deska se zkoušeným zapojením mohla být upevněna na kterémkoli místě.

Skládá-li se vyvíjené zařízení z více desek, řadíme je postupně po zhotovení a odzkoušení navzájem rovnoběžně, kolmo k předpokládané čelní straně. Na opačné straně je kabeláž spojující jednotlivé desky. Pro přehlednost je vhodné volit u všech desek stejné rozmístění napájecích vývodů, popř. vstupů a výstupů.

Drobné nastavovací prvky – zvláště potenciometrické a kapacitní trimry – jsou upevněny tak, aby drážky jejich hřídelů byly přístupné šroubovákem shora, mezerou mezi deskami.

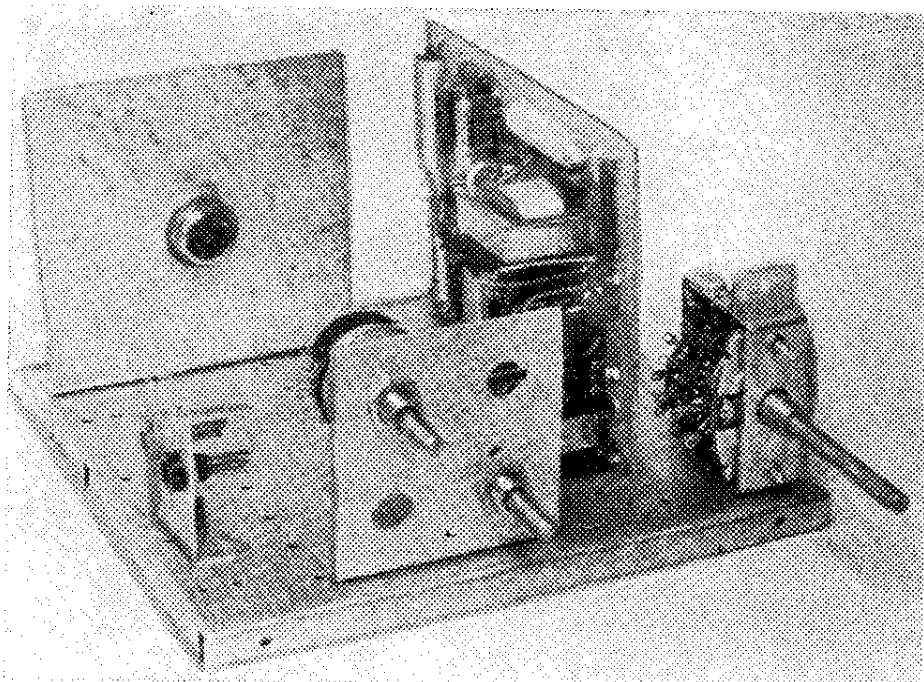
Ovládací prvky, které musí být za provozu nastavovány, jsou umístěny na pomocných úhelníčích na přední krátké straně desky. Volíme potenciometry s delším hřídelem, aby asi o 25 mm přesahoval přes okraj základní desky.

Pokud není možné některé ovládací prvky umístit přímo na desky tak, aby byly ve svislé rovině předního okraje hliníkové základní desky, použijeme soupravu úhelníků. Jejich rozměry a otvory odpovídají síťovému spínači, pojistkovému pouzdru, ručkovému přístroji, potenciometru, zdírkám, signální žárovce, přepínači atd. Tím již předem sledujeme možnost zakrytí konstrukce předním svislým panelem, z něhož vyčnívají jen ovládací prvky. Osvědčí-li se zkoušené zařízení, dá tento panel a kryt, do něhož celé pokusné zařízení zasuneme, výrobku pěkný vzhled. Příklad použití této kon-



Obr. 23b

Obr. 24



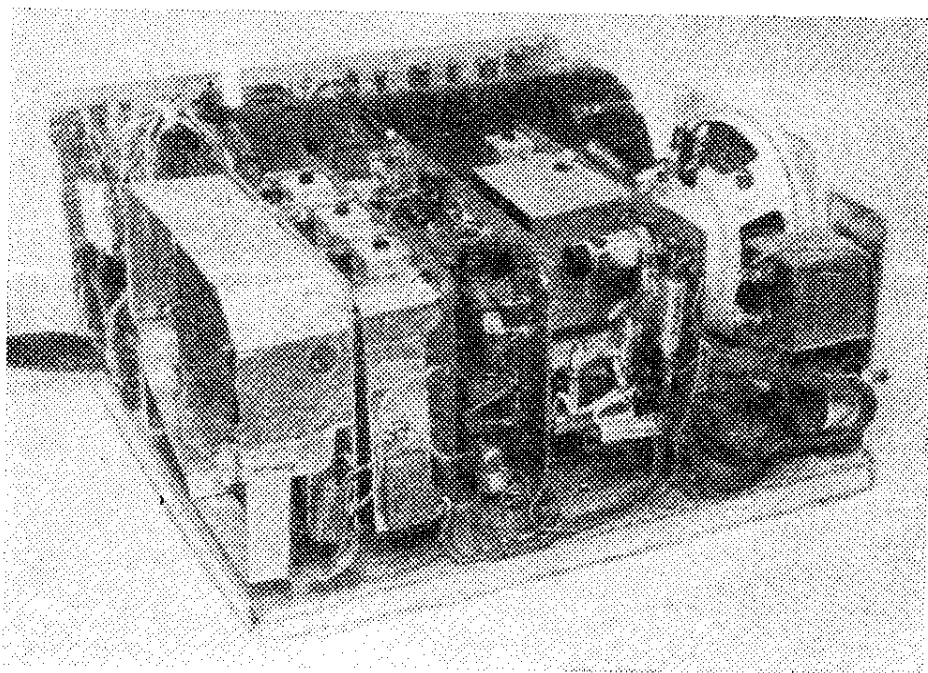
strukce pro pokusný vzorek malého televizoru s tranzistory je na obr. 25.

Prozatímní čelní panel i kryt zhotovíme ze sololitových desek lepených Epoxy 1200 a stříkaných šedým nitrolakem.

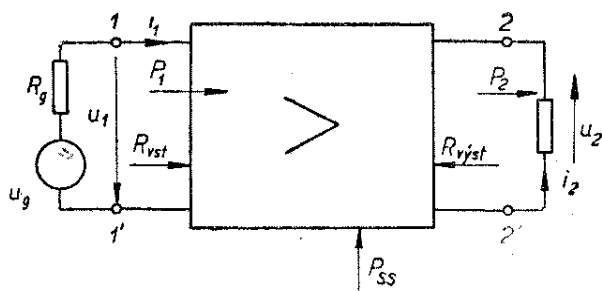
Při uvádění do chodu bývá pokusná deska ověšena měřicími přístroji a jejich šňůrovými přívody. V domácí praxi je pracovník často vyrušen nebo donucen práci přerušit a pracoviště uklidit. Pak rozpojování a přenášení „hnízda“ bývá zdrojem pozdějších omylů nebo poškození

součástek. Proto se osvědčuje přenosná deska z překližky nebo sololitu olemovaná nízkou lištou, aby nepadaly drobné součástky. Má-li rozměry asi  $60 \times 40$  cm, je na ni dobře možné rozložit celé pracoviště včetně napájecího zdroje a měřicích přístrojů. Při úklidu není nutné pracoviště rušit a v další volné chvíli je možné pokračovat bez zbytečného zdržování.

Během doby si amatér vytvoří zásobu destiček s nejčastěji používanými obvo-



Obr. 25



vstupní napětí  $u_1$

výstupní napětí  $u_2$

vstupní proud  $i_1$

výstupní proud  $i_2$

vstupní (budicí) výkon  $P_1 = u_1 i_1$

výstupní (zesílený) výkon  $P_2 = u_2 i_2$

vstupní odpor  $R_{vst} = \frac{u_1}{i_1}$

výstupní odpor  $R_{výst} = \frac{u_2}{i_2}$  (zde se však srovnává napětí  $u_2$  a proud  $i_2$ , přivedený k výstupním svorkám 2, 2' zvnějšku!)

příkon napájení  $P_{ss}$

napěťové zesílení  $A_u = \frac{u_2}{u_1}$

napěťový zisk  $a_u = 20 \log A_u$  [dB]

proudové zesílení  $A_i = \frac{i_2}{i_1}$

proudový zisk  $a_i = 20 \log A_i$  [dB]

výkonové zesílení  $A_P = \frac{P_2}{P_1}$

výkonový zisk  $a_P = 10 \log A_P$  [dB]

účinnost  $\eta = \frac{P_2}{P_{ss}} \cdot 100\%$  [%]

dy, např. nf předzesilovač, nf výkonový stupeň, mf zesilovač, multivibrátor, ss zesilovač atd., což mu dovolí ve velmi krátké době sestavit zkušební vzorek i složitějšího elektronického zařízení nej-různějšího druhu.

### Nízkofrekvenční zesilovače

Nízkofrekvenční zesilovače patří k nej-užitečnějším obvodům většiny zařízení s tranzistoru.

Podle základních požadavků je dělíme na:

- **předzesilovače**, u nichž je amplituda zesilovaných proudů a napětí velmi malá proti nastaveným stejnosměrným proudům a napětím jednotlivých elektrod. Hlavním požadavkem je dostatečné zesílení. Výstupní výkon zesíleného signálu bývá nejvýše několik mW a používá se k buzení následujících výkonových zesilovačů;

- **výkonové zesilovače** dodávají do spotřebiče (zátěže) potřebný výstupní výkon. Hlavním požadavkem tedy je, aby tento výkon byl co největší při malém nelineárním zkreslení. Protože výstupní výkon může být i několik wattů, je roz-

hodující i účinnost tohoto zesilovače. Proto jsou jeho klidové proudy a napětí nastaveny tak, aby odpovídaly amplitudě zesíleného signálu a zbytečně ji nepřevyšovaly.

Výslovně je nutné zdůraznit, že jeden a tentýž tranzistor může pracovat jako předzesilovač nebo ve výkonovém stupni. Hlavní rozdíl spočívá v nastavených klidových pracovních bodech a velikosti zatěžovacího odporu.

Vlastnosti tranzistorového zesilovače (jednostupňového nebo více-  
stupňového) jsou určeny parametry uvedenými v obr. 26. Maximální výstupní výkon  $P_2$  bývá zpravidla doplněn údajem o nelineárním (harmonickém) zkreslení zesíleného signálu.

### Předzesilovač

Základní zapojení předzesilovačů rozlišujeme obvykle podle způsobů přenosu, vazby mezi jednotlivými stupni. Na obr. 27 je (postupně odshora dolů) dvou-  
stupňový předzesilovač s transformátorem, kapacitní a stejnosměrnou vazbou.

V předzesilovacím stupni se dosáhne maximálního výkonového zesílení

$$A_{P \text{ opt}} = \frac{P_2}{P_1}$$

v tzv. přizpůsobeném stavu podle obr. 27a, kdy vstupní odpor tranzistoru se rovná vnitřnímu odporu zdroje signálu

$$R_{vst1} = R_{g \text{ opt}}$$

a výstupní odpor se rovná odporu zatěžovacímu

$$R_{vyst1} = R_{z \text{ opt}}$$

Pro každé základní zapojení je jen jediná hodnota optimálního vnitřního odporu generátoru a optimálního odporu zatěžovacího.

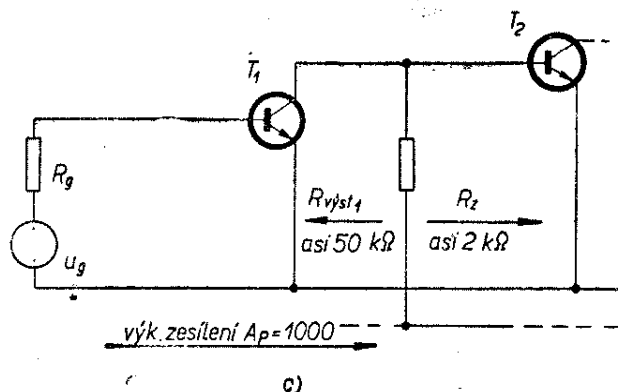
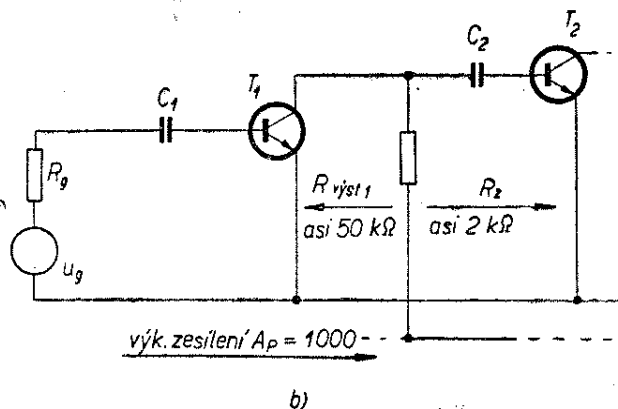
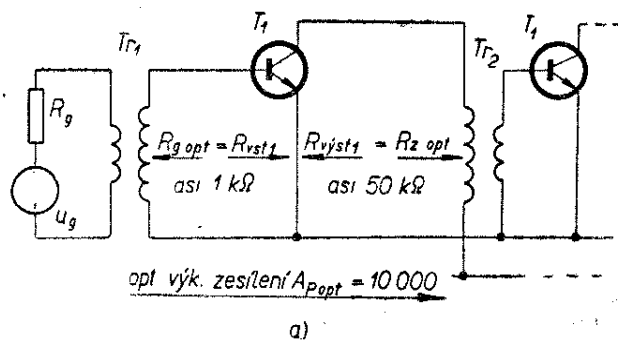
Ve všech ostatních případech je výkonové zesílení menší, než jaké tranzistor může v optimálně přizpůsobeném stavu poskytnout. Skutečné vlastnosti generátoru a zátěže se od těchto optimálních hodnot zpravidla značně liší.

Potřebného stavu je možné dosáhnout právě impedančním přizpůsobením pomocí transformátorové vazby podle obr. 27a. Výkonové zesílení se pak běžně pohybuje kolem  $A_P = 10\,000$  (tj. výkonový zisk asi 40 dB) na jeden tranzistor.

Vzhledem k rozměrům transformátorů a jejich ceně se však dnes téměř všeobecně používá levnější vazba kapacitní (obr. 27b).

V poslední době se stále častěji používá i vazba stejnosměrná (obr. 27c), která dovoluje konstruovat obvody s minimálním počtem součástek. Její nevýhodou – z hlediska méně zkušeného amatéra – je závislost nastavení pracovního bodu jednoho tranzistoru na všech ostatních a naopak. Proto budeme zpočátku nejčastěji používat obvody s kapacitní vazbou, v nichž jsou pracovní body jednotlivých stupňů vzájemně nezávislé.

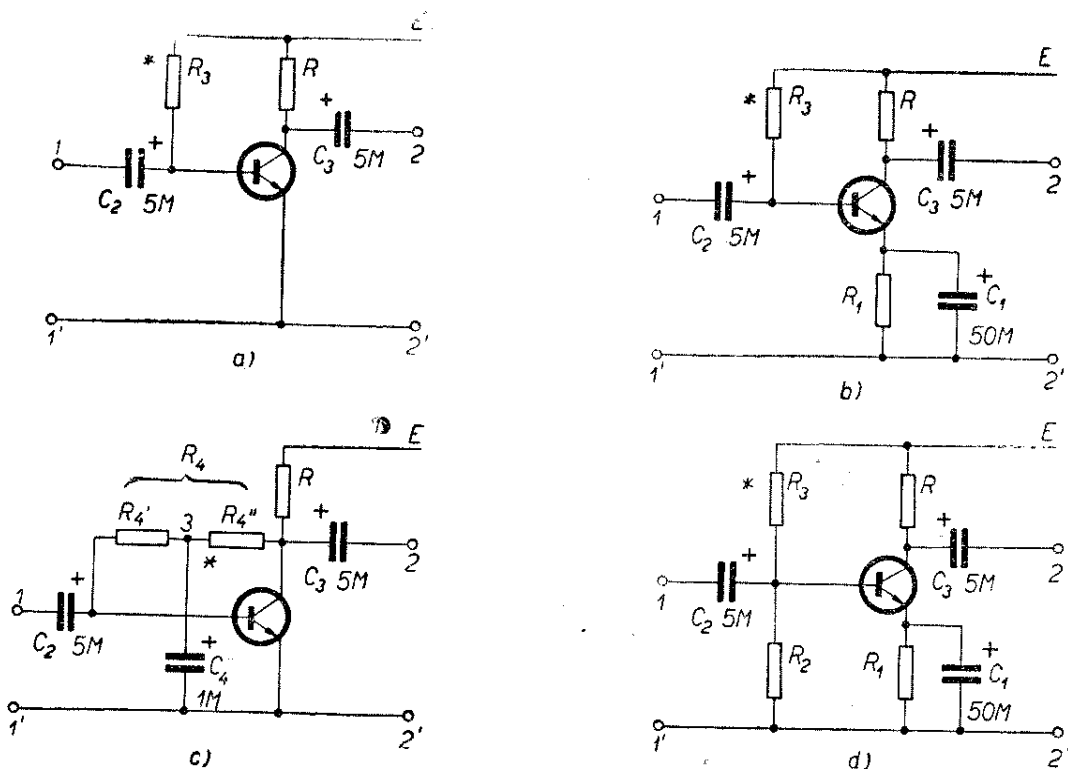
Úspora součástek je však v obou posledních případech zaplácena menším výkonovým zesílením, které se pohybuje v řádu  $A_P = 10^3$ , tj. výkonový zisk je asi 30 dB. Je to způsobeno tím, že vstupní odpor následujícího tranzistoru je velmi malý vzhledem k výstupnímu odporu tranzistoru předcházejícího, který tedy



Obr. 27

pracuje téměř „dokrátka“. Jeho proudové zesílení je tedy téměř stejné jako proudový zesilovací činitel nakrátko  $h_{21}$  nebo  $B$ .

Ještě než přikročíme k ukázce skutečných zapojení předzesilovačů, je třeba uvést i další hlediska ovlivňující volbu typů tranzistorů a jejich pracovních bodů. Jak již bylo řečeno, snažíme se dosáhnout velkého výkonového zesílení, přičemž výkon přenášeného signálu je velmi malý. Používáme proto tranzistory s malou kolektorovou ztrátou a dostatečně velkým proudovým zesilovacím činitelem, např. 103 a 104NU70, 105 až 107NU70; z pnp typů jsou to 0C70, 71, popřípadě 0C75. Protože všechny para-



Obr. 28

metry tranzistoru závisí na poloze pracovního bodu, volíme jej v oblasti, kde je hodnota proudového zesilovacího činitele největší. Bývá to při napětí  $U_{CE} = 2$  až  $5$  V a proudu kolektoru  $I_C = 1$  až  $3$  mA.

U víceústupňových zesilovačů se zřetelně projevuje vlastní šum tranzistoru, kterým je osazen první předzesilovací stupeň. V takových případech vybíráme k osazení speciální nízkošumový typ, jakým je např. 105 nebo 106NU70. Výrobce udává šumové vlastnosti tranzistoru pomocí tzv. míry šumu, označené obvykle symbolem  $F$  v dB. Čím je tato hodnota nižší, tím menší vlastní šum tranzistor má. Dnešní běžné tranzistory mívají míru šumu menší než 12 až 20 dB a speciální nízkošumové typy menší než 10 dB.

Protože však výkon šumu závisí na kmitočtu a šířce kmitočtového pásma, na němž se měří, musí být hodnota míry šumu těmito údaji v katalogu doplněna. Tak např. u většiny starších nf tranzistorů je to kmitočet 1000 Hz a šířka pásma 1 Hz. Vyskytují se však i způsoby odlišné a při vzájemném srovnání šumových vlastností různých tranzistorů je třeba k těmto údajům přihlídnout. Tak

např. vf tranzistory 0C170 mají vyhovující šumové vlastnosti v oblasti vysokých kmitočtů, ale na akustických kmitočtech (širokopásmové zesilovače) jsou použitelné jen s obtížemi.

U většiny tranzistorů závisí míra šumu i na poloze pracovního bodu. Minimální hodnoty šumu jsou zpravidla pro  $U_{CE} = 1 \div 2$  V a  $I_C = 1 \div 2$  mA.

Měření šumových vlastností tranzistoru domácími prostředky je obtížné. Můžeme však využít souvislosti mezi mírou šumu a zbytkovým proudem kolektoru. Ukazuje se totiž, že tranzistory s malým zbytkovým proudem mívají i nízký šum.

Na obr. 28 jsou základní zapojení jednostupňových předzesilovačů s kapacitní vazbou. Funkce tranzistoru a zapojení se společným emitorem jsou ve všech případech stejné. Rozdíl je však v nastavení a ve stabilizaci pracovního bodu.

Ve schématech nejsou uvedeny hodnoty jednotlivých odporů. Najdeme je však v tab. II pro nejčastěji se vyskytující napájecí napětí: 4,5, 9 a 12 V. K osazení se nejlépe hodí tranzistory 105 nebo 106NU70, v nouzi to může být jakýkoli typ nf tranzistoru s malou kolektorovou ztrátou, např. 101 až 104NU70. Při

použití ekvivalentů druhu *pnp* mají přednost typy 0C70 nebo 0C71. Hodnoty odporů byly vypočteny vzhledem k maximálnímu zesílení a minimálnímu šumu pro napětí kolektoru  $U_{CE} = 2 \text{ V}$  a proud kolektoru  $I_C = 0,5 \text{ mA}$  a tranzistor s proudovým zesilovacím činitelem  $\alpha_e = 30$ . Při použití odlišného typu bude při uvádění do chodu třeba pracovní bod individuálně dostavit. Stačí zkusmo změnit hodnotu odporu označeného na obrázcích hvězdičkou.

Použijeme-li v některém zapojení tranzistor s menším proudovým zesílením, nestačí proud nebo napětí přiváděné do báze vybudit na potřebnou hodnotu proud kolektoru. Důsledkem je menší

spád napětí na kolektorovém odporu a tím i vyšší napětí mezi kolektorem a emitorem. V takovém případě zkusíme nahradit „hvězdičkovaný“ odpor některou z menších sousedních hodnot v řadě Tesla.

Pokud jsme naopak zjistili příliš malé napětí kolektoru, snížíme proud kolektoru zvětšením příslušného odporu.

Výhodou nejjednoduššího zapojení na obr. 28a je malý počet součástek a nepatrná ztráta budičeho signálu v děliči napájecím bázi. Vzhledem k nestabilizované poloze pracovního bodu, který se s teplotou silně mění, je však používáme co nejméně.

Tabulka II.

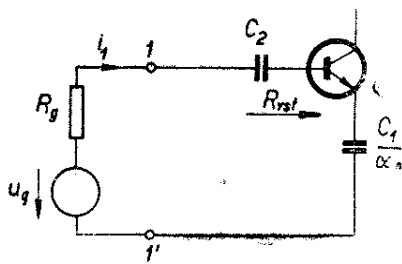
Zapojení na obr. 28	Odpor	Napájecí napětí UE		
		4 $\frac{1}{2}$ 4,5 V plochá baterie	8 $\frac{1}{2}$ 9 V 2 ploché baterie	12 V autobaterie
		typ 313	event. 310	
a)	R R <sub>3</sub>	4k7 M27	15k M56	22k M68
b)	R R <sub>1</sub> R <sub>3</sub>	2k2 3k3 M18	10k 3k3 M47	18k 3k3 M68
c)	R R <sub>3</sub> ' = R <sub>3</sub> ''	4k7 68k	15k 68k	22k 68k
d)	R R <sub>1</sub> R <sub>2</sub> R <sub>3</sub>	2k2 3k3 10k 15k	10k 3k3 10k 39k	18k 3k3 10k 56k

Uvedené hodnoty platí pro napětí kolektoru  $U_{CE} = 2 \text{ V}$ ,  
proud kolektoru  $I_C = 0,5 \text{ mA}$ ,  
napětí na R<sub>1</sub> asi 1,5 V.

Vhodné typy tranzistorů:

*nnp*: 105 a 106NU70

*pnp*: 0C71; 0C70



Obr. 29

Jen o málo složitější je zapojení na obr. 28b, využívající ke stabilizaci pracovního bodu proudové záporné stejnosměrné vazby na odporu  $R_1$ . Na stejném odporu vznikají i střídavá napětí, vyvolaná průtokem zesílené střídavé složky emitorového proudu. Jejich směr je proti účinku vstupního budicího napětí. Na odporu  $R_1$  tedy vzniká i střídavá záporná zpětná vazba. Ve většině případů je výsledné snížení zesílení nežádoucí. Vliv vazby odstraníme blokováním odporu  $R_1$  kondenzátorem  $C_1$ .

Stejnou směrnou zápornou napěťovou vazbu se používá ke stabilizaci pracovního bodu v zapojení na obr. 28c. I zde mohou spolu se stejnosměrným proudem procházet odporem  $R_4$  střídavé složky z kolektoru zpět do báze a snižovat zesílení. K jejich odstranění je odpor  $R_4$  rozdělen do dvou přibližně stejných sekcí  $R_4'$  a  $R_4''$  a jejich střed je vysokofrekvenčně uzemněn kondenzátorem  $C_4$ .

Pro spolehlivá zařízení je samozřejmě nejvýhodnější předzesilovač s úplnou stabilizací podle obr. 28d. Funkce stejnosměrné proudové vazby na odporu  $R_1$  i blokovacího kondenzátoru  $C_1$  je obdobná jako na obr. 28b. Nevýhodou tohoto zapojení je poměrně malý odpor děliče v bázi (z hlediska střídavého budicího

signálu si odpory  $R_2$  a  $R_3$  můžeme představit oba paralelně zapojené mezi svorkami 1, 1'). Znamená to, že část vstupního budicího signálu se na těchto odporech neúčinně ztrácí a snižuje výkonové zesílení.

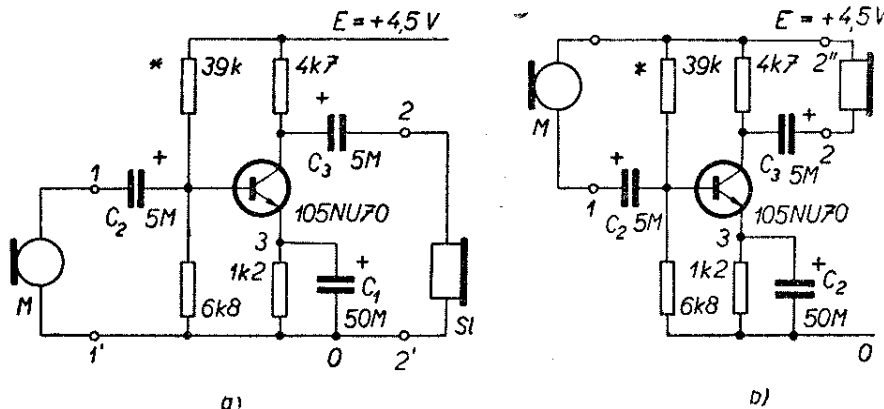
Zvláštní pozornost musíme věnovat volbě blokovacích a vazebních kondenzátorů. Je zajímavé, že u tranzistorů není velikost blokovacího emitorového kondenzátoru  $C_1$  bezprostředně spojena s velikostí blokovaného odporu  $R_1$ , ale se vstupním odporem tranzistoru a vnitřním odporem generátoru signálu.

Vyplývá to z náhradního schématu na obr. 29. Do série je zapojen generátor signálu o vnitřním odporu  $R_g$ , vazební kondenzátor  $C_2$ , vstupní odpor tranzistoru a konečně blokovací kondenzátor  $C_1$  zmenšený  $\alpha_e$ krát. Nemá-li být proud protékající do vstupu tranzistoru závislý na kmitočtu, musí být reaktance obou kondenzátorů zapojených do série zanedbatelně malá proti sériovému spojení odporu generátoru a vstupního odporu tranzistoru. Protože zesilovač může být buzen z zdroje signálu o nejrůznějším vnitřním odporu, uvažujeme nejhorší případ, kdy  $R_g = 0$ .

Potřebné kapacity budou tím větší, čím menší je vstupní odpor tranzistoru a čím větší je jeho proudový zesilovací činitel  $\alpha_e$ . Pro průměrný tranzistor bývá vstupní odpor asi 2 k $\Omega$  a proudový zesilovací činitel  $\alpha_e \approx 30$ . Pak potřebné kapacity

$$C_1 \geq \frac{5000}{f_d} [\mu\text{F}; \text{Hz}]$$

$$C_2 \geq \frac{C_1}{30} [\mu\text{F}; \mu\text{F}]$$



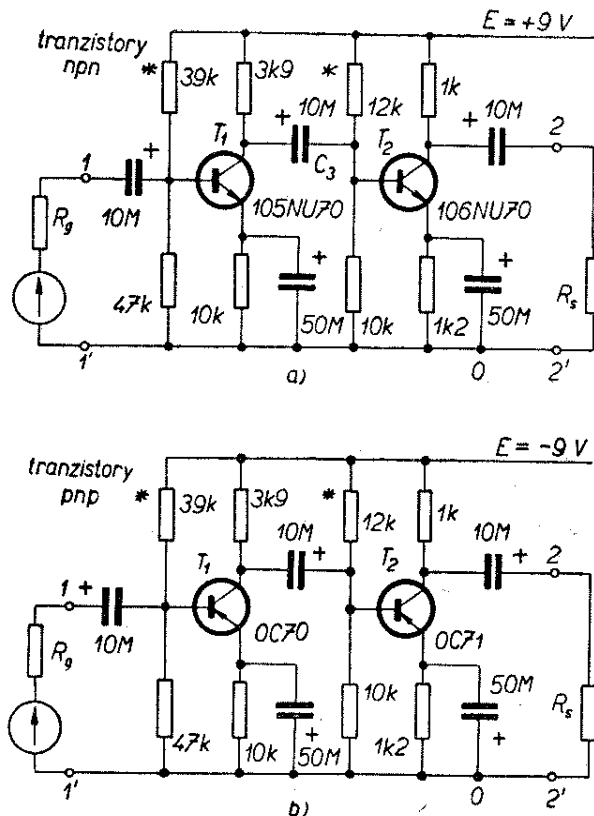
Obr. 30

zabezpečí přenos až do dolního kmitočtu  $f_d$ , na němž je pokles zisku asi 3 dB. V praxi ovšem počítáme jak s výrobním rozptylem kapacit kondenzátorů, tak i parametrů tranzistorů a skutečné kapacity zvolíme alespoň dvakrát větší. Je důležité si uvědomit, že hlavní vliv má emitorový kondenzátor, jehož potřebná kapacita je mnohem větší než kapacita vazebního kondenzátoru. Dále uvážíme, že vypočtené kapacity platí pro jeden zesilovací stupeň. U vícestupňových zesilovačů se pokles zisku na nízkých kmitočtech sčítá. Proto vypočtené kapacity násobíme počtem zesilovacích stupňů. Kapacity výstupních kondenzátorů  $C_3$  v jednostupňových zesilovačích (obr. 28) závisí na velikosti zátěže na výstupních svorkách 2, 2'. Neznáme-li ji předem, zvolíme zhruba  $C_3 = C_2$ .

Vzhledem k potřebným kapacitám a nízkému provoznímu napětí používáme jako vazební a blokovací elektrolytické kondenzátory. K dispozici jsou miniaturní hliníkové kondenzátory TC 902 pro napětí 6 V a TC 903 pro 12 V, nebo subminiaturní typy TC 922 do 6 V a TC 923 do 12 V. Nehodí se však při nízkých provozních teplotách (pod 0 °C), kdy rychle vzrůstá jejich sériový ztrátový odpor. Pro tyto případy volíme některý ze speciálních mrazuvzdorných typů, např. TC 530.

Zvláštní pozornost je třeba věnovat správné polaritě použitých elektrolytických kondenzátorů.

Nejspolehlivější cestou je vzájemné porovnání napětí mezi body, kde je elektrolytický kondenzátor zapojen. Jsou-li např. mezi body 2, 2' v zapojení na obr. 30a sluchátka, je přes jejich vinutí bod 2 spojen stejnosměrně se svorkou 2', která má nulové napětí. Pak je tedy kolektor tranzistoru proti bodu 2 kladnější a k němu musíme připojit kladný pól elektrolytického kondenzátoru  $C_3$ . Kdyby však byla sluchátka připojena mezi kolektor a kladný napájecí přívod podle obr. 30b, je samozřejmě bod 2' kladnější než kolektor, kolektor je proti tomuto bodu zápornější. Ke kolektoru je v tomto případě připojen záporný pól elektrolytického kondenzátoru  $C_3$ . Stejně postupujeme při volbě polaritě vývodů elektrolytické-



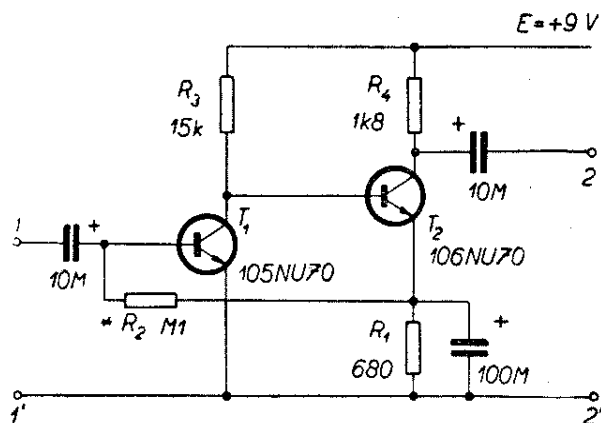
Obr. 31

ho kondenzátoru  $C_2$ , jímž je ke vstupu předzesilovače připojen mikrofon. Emitor (bod 3) má proti dolnímu napájecímu přívodu (mezi body 1' a 2') kladnější napětí, takže sem patří kladný vývod blokovacího elektrolytického kondenzátoru  $C_1$ .

Zcela opačnou polaritu napájecího napětí a tím i polaritu všech elektrolytických kondenzátorů má zapojení s tranzistory druhu *pnp*.

U vícestupňových zesilovačů postupujeme stejně (obr. 31). Tak např. pro tranzistory *nnp* má kondenzátor  $C_3$  kladný vývod připojen ke kolektoru tranzistoru  $T_1$  a záporný k bázi tranzistoru  $T_2$ . Kolektor  $T_1$  má totiž větší kladné napětí proti nulovému přívodu než báze  $T_2$ . Kolektor  $T_1$  je tedy proti bázi  $T_2$  kladný. Dvoustupňové zapojení předzesilovače na obr. 31 má napěťové zesílení  $A_u = 50 \div 100$ . Hodí se velmi dobře k zesílení slabých signálů krystalky, k přesnému vyrovnání Wheatstoneova můstku nebo k buzení jednočinného výkonového zesilovače.

Značnou úsporu součástek znamená použití stejnosměrné vazby mezi oběma



Obr. 32

tranzistory podle obr. 32. Zapojení má i dobré tepelné stabilizační vlastnosti. Zvýší-li se totiž vlivem teploty kolektorový (a tím i emitorový) proud  $T_2$ , zvýší se spád napětí na odporu  $R_1$ . Tím se zvýší napětí, z něhož se odvozuje proud báze tranzistoru  $T_1$ . Důsledkem je zvýšení proudu jeho kolektoru a spádu napětí na odporu  $R_3$ . Napětí báze  $T_2$  klesá a vrací (stabilizuje) proud jeho kolektoru na původní hodnotu.

Hvězdičkou označený odpor  $R_2$  se nejlépe hodí k přesnému nastavení pracovních bodů obou tranzistorů.

Popisované předzesilovače mají poměrně nízký vstupní odpor – kolem 1 k $\Omega$ . Kde není možné zatěžovat zdroj signálu tak malým odporem, použijeme zapojení se střídavou zápornou proudovou vazbou v emitoru podle obr. 33.

Přivedeme-li na jeho bázi napětí  $u_1$ , protéká do báze proud  $i_1$ , který v emitoru vyvolá proud  $i_e \approx i_1 (\alpha_e + 1)$ . Tento

proud vytvoří na emitorovém odporu napětí  $u_e = i_e R_1 = R_1 i_1 (\alpha_e + 1)$ , téměř stejně velké jako vstupní napětí  $u_1$ . Protože obě tato napětí mají vzhledem k zemi stejný smysl, působí na vstup tranzistoru jen jejich rozdíl. Pak pro náhradní schéma na obr. 33b platí

$$u_1 = u_{be} + u_e = h_{11e} i_1 + R_1 (\alpha_e + 1) i_1,$$

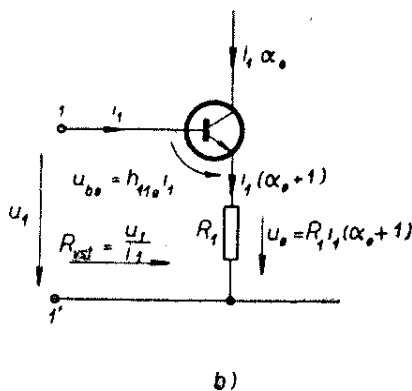
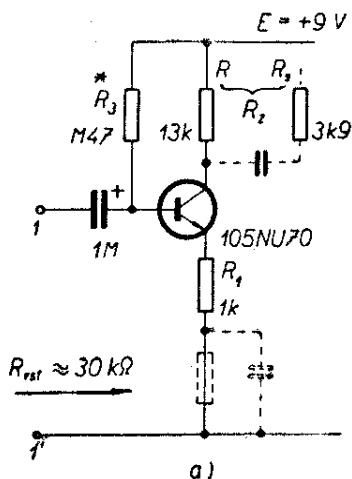
odkud vypočteme vstupní odpor jako poměr budicího napětí a proudu

$$R_{vst} = \frac{u_1}{i_1} = h_{11e} + R_1 (\alpha_e + 1) \approx R_1 \alpha_e.$$

Vstupní odpor předzesilovače podle obr. 33 je tedy vyšší než bez zpětné vazby. Jeho hodnota je přibližně dána  $\alpha_e$  krát znásobeným emitorovým odporem  $R_1$ . Vstupní odpor se také zvýší. Záporná zpětná vazba má příznivý vliv i na celý předzesilovač, neboť zmenšuje změny jeho vlastností, vyvolané stárnutím tranzistoru, kolísáním napájení atd. Nepříjemným důsledkem je ovšem pokles napětového zesílení, které je pro větší  $R_1$  (stovky ohmů) dáno přibližně poměrem  $A_u \approx R_2/R_1$ . Pro hodnoty vepsané v obr. 33a by byl vstupní odpor asi  $\alpha_e \cdot R_1 \approx 30 \text{ k}\Omega$  a pro  $R_2 \approx 3 \text{ k}\Omega$  (paralelní spojení odporů  $R$  a  $R_2$ ) je napětové zesílení  $A_u \approx 3$ .

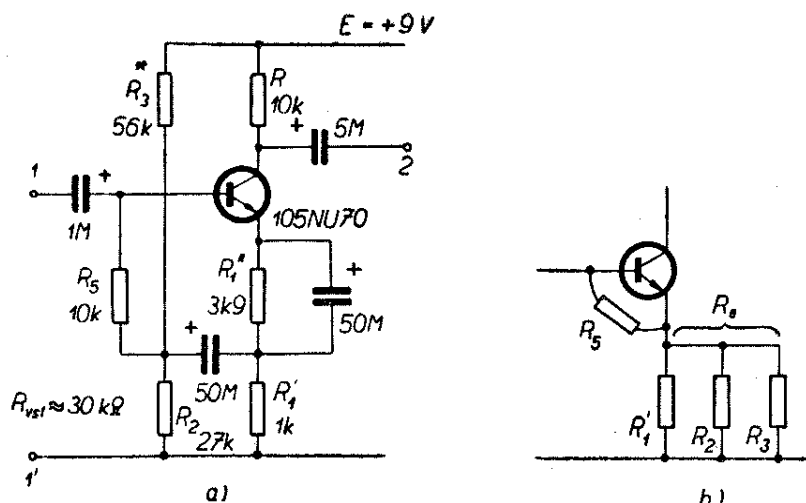
V praxi zpravidla vychází hodnota  $R_2$  potřebná z hlediska stabilizace pracovního bodu vyšší než z hlediska požadavku záporné zpětné vazby. V takovém případě je část emitorového odporu blokována kondenzátorem, jak je čárkovaně vyznačeno na obr. 33a.

U těchto zapojení je třeba dbát, aby zvýšení vstupního odporu emitorovým



Obr. 33

Obr. 34



odporem nebylo znehodnoceno příliš malým odporem děliče napájecího bázi. Odpor  $R_3$  na obr. 33a je sice dostatečně velký, stabilizace pracovního bodu je však nevalná.

Výhodnější je upravené můstkové zapojení podle obr. 34a. Při bližším rozboru bychom zjistili, že odpor  $R_5$  je vlastně paralelně připojen mezi bázi a emitor a snižuje jen nepatrně hodnotu  $h_{11e}$ . Oba odpory  $R_2, R_3$  jsou paralelně připojeny k  $R_1$  (obr. 34b), takže vstupní odpor  $R_{vst} \approx a_e R_e$  není stabilizačními a napájecími obvody prakticky ovlivněn. Do obvodu proudové záporné střídavé vazby je zapojena jen část emitorového odporu  $R_1'$ . Horní část  $R_1''$  je blokována, takže se podílí jen na stabilizaci pracovního bodu.

Na hodnotu vstupního odporu má vliv celkový odpor  $R_e$ , jímž střídavý signál v obvodu emitoru prochází (zde paralelní spojení odporů  $R_1$  a  $R_3$ ).

V kaskádním zapojení dvou tranzistorů na obr. 35 je výsledné proudové zesílení mezi bázi  $T_1$  a emitorem  $T_2$  dáno součinem proudových zesílení obou tranzistorů. Pak také vstupní odpor

$$R_{vst} \approx 1\alpha_e \cdot 2\alpha_e \cdot R_e$$

je i pro malá  $R_e$  značně větší než v předcházejících případech. Kromě toho byly pro osazení zvoleny typy s velkým proudovým zesilovacím činitelem.

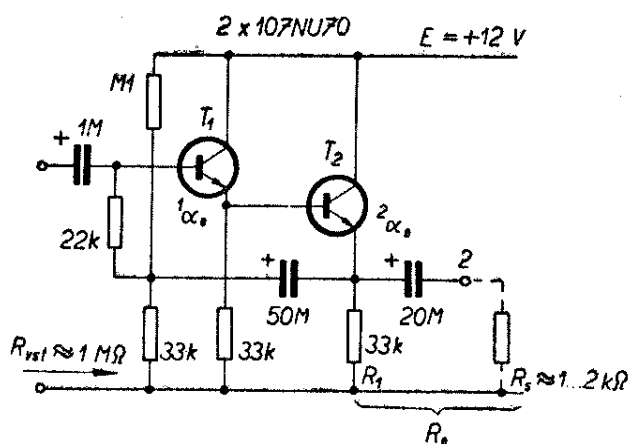
Stojí snad za zmínku, že se zvyšováním vstupního odporu klesají nároky na velikost vstupního vazebního kondenzátoru.

### Výkonové zesilovače

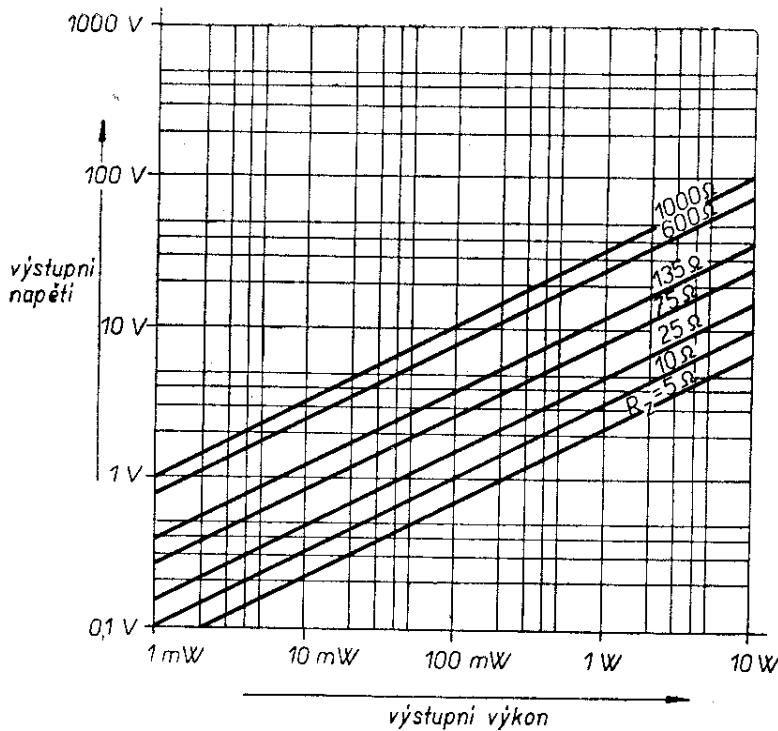
Výkonové zesilovače jsou buzeny z předzesilovače, jehož poslední stupeň nazýváme budícím. K výstupu výkonového zesilovače je připojen spotřebič, zpravidla reproduktor.

Výkonové zesilovače používají obvykle transformátorovou vazbu. Důvodem je pokud možno bezeztrátový přenos budícího i výstupního signálu. Kromě toho se odpor spotřebiče zpravidla podstatně liší od potřebného zatěžovacího odporu tranzistoru a jejich přizpůsobení obstará vhodný impedanční převod výstupního transformátoru.

Zdokonalování tranzistorů a výroba reproduktorů s vyšším odporem kmitací cívky (např. Tesla ARZ 095 – 25  $\Omega$ ) je příčinou stále častějšího používání stejnosměrné nebo kapacitní vazby i ve výkonových zesilovačích.



Obr. 35



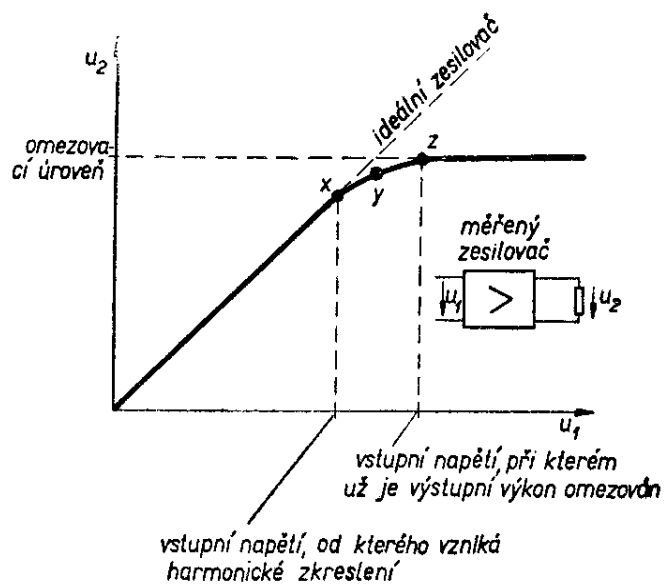
vých zesilovačích. Mívají menší počet součástek a dobrou stabilizaci pracovních bodů. Naproti tomu méně zkušeným zájemcům může vadit vzájemná souvislost nastavených pracovních bodů a závislost na každém jednotlivém odporu.

Vinutí transformátorů patří k nejméně oblíbeným záležitostem amatérské dílny. Vyžaduje totiž zásobu nebo snadný nákup vhodných plechů, koster cívek, drátů, prokládacích olejových papírů atd. Naštěstí vyrábí a dodává družstvo Jiskra Pardubice řadu malých transformátorů, které budeme v dalších popisech používat. Přehled těchto transformátorů je v tab. III. (na III. a IV. str. obálky).

Hlavním ukazatelem jakosti výkonového zesilovače je maximální výstupní výkon. Ten obvykle zjišťujeme měřením napětí  $u_2$  na spotřebiči. K vzájemnému převodu výstupního napětí a výkonu při určitém odporu spotřebiče slouží diagram na obr. 36.

Důležité však je, aby výstupní signál nebyl při maximálním zatížení příliš zkreslen. U profesionálních výrobků se udává hodnota tzv. harmonického zkreslení v %. Jeho měření však vyžaduje speciální měřicí zařízení. Snadno měřitelným ukazatelem linearity může být tzv. amplitudová charakteristika (obr. 37). Udává závislost výstupního napětí při

postupném zvyšování vstupního napětí. Pro malé signály je závislost lineární: zdvojnásobení vstupního napětí znamená i zdvojnásobení výstupního napětí (do bodu  $x$ ). Jakmile však některý ze stupňů – obvykle výkonový, koncový – začíná zkreslovat, je změna výstupního napětí menší než změna napětí vstupního (bod  $y$ ). Za ohybem amplitudové charakteristiky (bod  $z$ ) již zesilovač silně omezuje.



Obr. 37

Zajímá nás samozřejmě i účinnost výkonového zesilovače

$$\eta = \frac{P_2}{P_{ss}} \cdot 100 \% \quad [\%]$$

jako poměr výstupního výkonu  $P_2$  k napájecímu příkonu  $P_{ss}$  (obr. 26).

K osazení výkonových zesilovačů se používají tranzistory s dostatečným proudovým zesilovacím činitelem, malým zbytkovým napětím mezi kolektorem a emitorem a možností dostatečného rozkmitu kolektorového proudu.

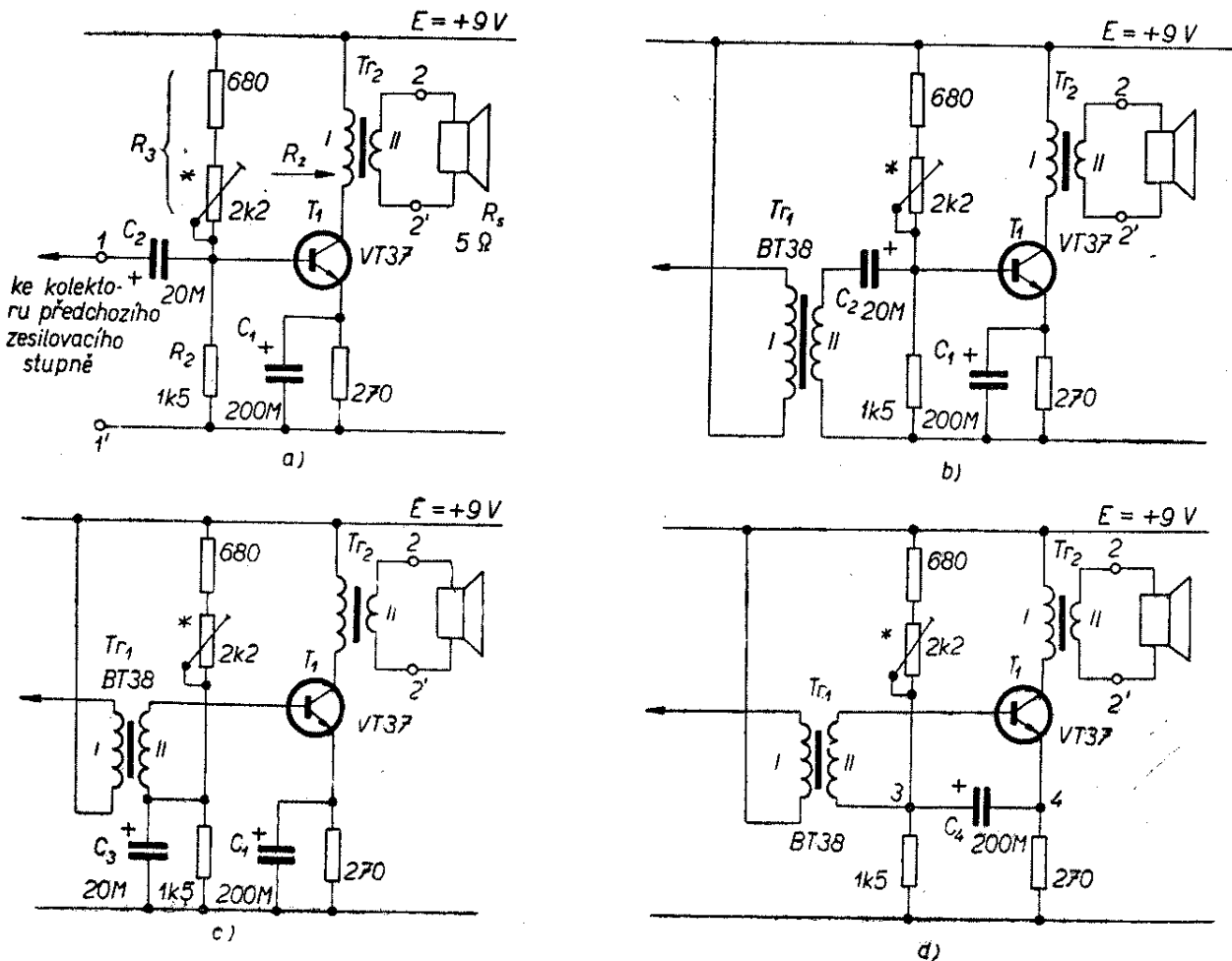
Pro menší výstupní výkony používáme nejčastěji jednočinné výkonové zesilovače podle obr. 38.

Signál je dále přenášen transformátorem s vazbou. Maximálního výstupního výkonu se dosahuje, je-li kolektor zatížen odporem

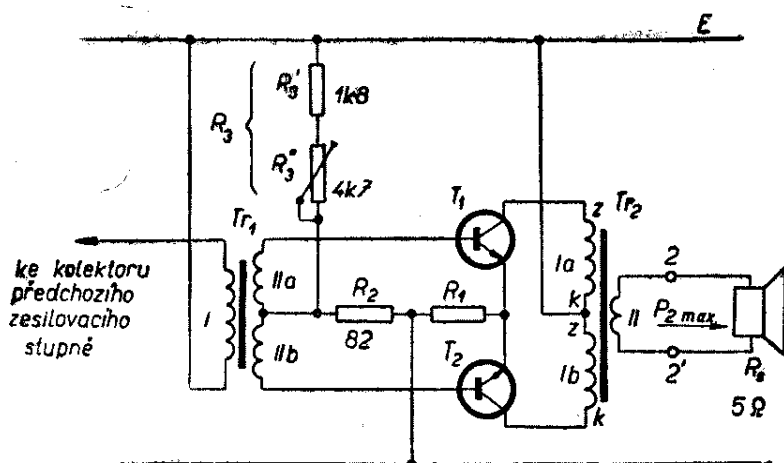
$$R_z = \frac{U_{CE}}{I_C}$$

kde  $U_{CE}$  = napětí kolektoru a  $I_C$  = proud kolektoru ve zvoleném nebo doporučeném pracovním bodě. Pro běžné tranzistory o malé kolektorové ztrátě bývá hodnota zatěžovacího odporu kolem několika set ohmů. Pro tranzistory s kolektorovou ztrátou několika wattů může být i několik ohmů. To je důvodem, proč se pro tranzistorová zapojení nehodí staré výstupní transformátory, původně určené pro elektronky. Jejich optimální zatěžovací odpor je totiž mnohem vyšší, řádu kiloohmů.

Hodnoty součástek stabilizačních prvků odpovídají klidovému pracovnímu bodu  $U_{CE} = 5 \text{ V}$ ;  $I_C = 15 \text{ mA}$ . Výkon výstupního signálu při plném vybuzení se pohybuje kolem 25 až 30 mW. K osa-



Obr. 38. Použité transformátory viz tabulka III.



Obr. 39

tranzistory $T_1, T_2$	$Tr_1$	$Tr_2$
103, 104NU70	BT38	VT38
101, 102, 104NU71	BT39	VT39

$R_1$	$P_2 \text{ max}$	
	$E = +6 \text{ V}$	$+9 \text{ V}$
47	50 mW	100 mW
10	500 mW	700 mW

zení použijeme tranzistor 101, 102 nebo 104NU71, nejlépe opatřený chladičím křídélkem.

Vstup může být uspořádán různě.

Na obr. 38a se používá kapacitní vazba. Výhodou je jednoduchost a malý počet součástek. Nevýhodou je ztráta části budicího výkonu v odporech napětového děliče  $R_2, R_3$ , připojených paralelně ke vstupu tranzistoru a nepřizpůsobení předcházejícího budicího stupně, který pracuje téměř dokrátka (na obr. naznačen šipkou spoj k jeho kolektoru).

Poslední nedostatek odstraňuje zapojení s budicím transformátorem  $Tr_1$  na obr. 38b. Dovoluje lepší využití budicího předzesilovače, takže celkový výkonový zisk – ve srovnání s předcházejícím – se zvýší o několik dB.

Uspořádání podle obr. 38c se od předcházejícího liší jen uspořádáním předpětového napájení báze. Vstupní budicí proud na sekundárním vinutí  $II$  transformátoru  $Tr_1$  protéká bez zeslabení přímo do báze. Neuplatní se tedy ztráty v odporech děliče  $R_2, R_3$ .

Konečně zapojení podle obr. 38d má stejné vlastnosti jako předcházející, k přenosu střídavého signálu však stačí jediný kondenzátor  $C_4$ . Body 3, 4 jsou sice pro střídavý proud navzájem spojeny, avšak spolu s dolním koncem vinutí  $II$  transformátoru  $Tr_1$  mají střídavé napětí proti zemi: to může být zdrojem nestabilit a rušivých kmitání.

Účinnost jednočinných zesilovačů bývá zpravidla 25 až 35 %.

Vyšších výstupních výkonů vyšší účinnosti se dosáhne dvojčinnými výkonovými zesilovači.

Základní zapojení je na obr. 39. Na vstupu i výstupu je použita transformátorová vazba. Sekundární vinutí transformátoru  $Tr_1$  a primární vinutí transformátoru  $Tr_2$  je rozděleno do dvou stejných sekcí.

Tranzistory se ve funkci střídají v kladných a záporných půlvlnách. Tak např. při kladném napětí na vinutí  $IIa$  transformátoru  $Tr_1$  se otvírá a pracuje horní tranzistor  $T_1$ . Jeho kolektorový proud předává prostřednictvím vinutí  $Ia - II$  transformátoru  $Tr_2$  zesílený výstupní výkon do spotřebiče  $R_L$ . Současně je na vinutí  $IIb$  transformátoru  $Tr_1$  záporné napětí. Tranzistor  $T_2$  je uzavřen. Na jeho kolektoru je až dvojnásobek napájecího napětí, takže volíme typ tranzistoru, jehož  $U_{CE \text{ max}} > 2E$ .

Pracovní bod je nastaven tak, že v klidu jsou tranzistory téměř uzavřeny a protéká jimi jen klidový proud, velmi malý proti kolektorovému proudu při plném vybuzení. Znamená to, že odběr z baterie i kolektorová ztráta je přímo úměrná stupni vybuzení. Z tohoto hlediska také určujeme minimální velikost zatěžovacího odporu jednoho (každého) tranzistoru.

$$R_z \geq 0,1 \frac{E^2}{P_{C \text{ max}}}$$

kde  $E$  = napětí napájecí baterie,

$P_{C \text{ max}}$  = maximální přípustná kolektorová ztráta použitého tranzistoru.

Odporový dělič  $R_2, R_3$  je navržen tak, aby jím bylo možno nastavit napětí mezi bází a emitorem obou tranzistorů na 0,1 až 0,4 V. Vzhledem k rozptylům para-

Srovnávací tabulky čs. a zahraničních tranzistorů

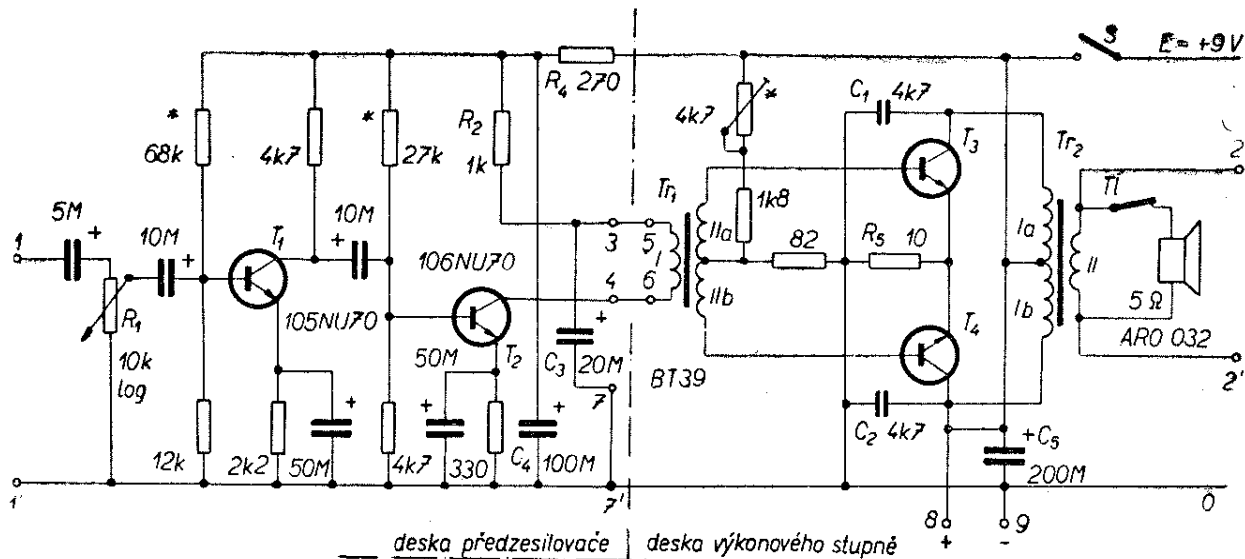
Vysvětlivky ke sloupcí „výrobce“: Tel. – Telefunken, Va – Valvo, Ph – Philips, S – Siemens, In – Intermetall, Di – Ditratherm, Ra – Raytheon, Cl – Clevite, Te – Tekade, Tung. – Tunggram, CO – COSEM, Mi – Mistral

Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA
AC105	Tel.	GC500, GC501	AC548	Jug.	0C70, 0C71	AF117	S, Va	0C170	CTP1004	Cl, In	0C26
AC106	Tel.	GC500, GC501	AC549	Jug.	0C70, 0C71	AF124	S, Va	0C170vkv	CTP1005	Cl, In	0C26
AC107	Va, Ph	GC501	AC550	Jug.	0C72	AF125	S, Va	0C169	CTP1032	Cl, In	0C72
AC108	S	0C70, 0C71	AC551	Jug.	0C72	AF126	S, Va	0C170	CTP1033	Cl, In	0C72
AC109	S	0C71	AC552	Jug.	0C77	AF127	S, Va	0C170	CTP1034	Cl, In	0C72
AC116	Tel.	GC500	AC553	Jug.	GC500	AF129	In	0C170vkv	CTP1035	Cl, In	0C72
AC117	Tel.	0C71	AC554	Jug.	GC501	AF130	In	0C170vkv	CTP1036	Cl, In	0C72
AC120IV	Tel.	GC500	AC555	Jug.	GC502	AF131	In	0C169	CTP1104	Cl, In	0C26
AC121	S	GC501	AD130III	S	0C26, 0C30	AF132	In	0C170	CTP1108	Cl, In	0C26
AC121V, VI	S	GC502	AD140	Ph, Va	0C72	AF133	Tel.	0C170	CTP1109	Cl, In	0C26
AC122	Tel.	GC500, GC501	AD150	Jug.	0C72	AF134	Tel.	0C170vkv	CTP1320	Cl	0C72
AC129	Tel.	0C72	AD430	Jug.	0C72	AF135	Tel.	0C169	CTP1330	Cl	0C72
AC131	Tel.	GC503	AD431	Jug.	0C30	AF136	Tel.	0C170	CTP1340	Cl	0C72
AC131/30	Tel.	0C71	AD432	Jug.	0C26	AF137	Tel.	0C170	CTP1350	Cl	0C72
AC132	Va	0C71, 0C72	AD433	Jug.	0C30	AF138	Tel.	0C170	CTP1360	Cl	0C72
AC150	Tel.	0C71	AD434	Jug.	0C30	AF178	Ph	GF505	EFT124	Rum.	GC501
AC151IV	S	0C71	AD436	Jug.	0C30	AF182	Di	GF505	EFT125	Rum.	GC500
AC151V	S	0C70	AD437	Jug.	4NU72	AF185	Ph	GF505	EFT130	Rum.	GC501
AC152IV5 V	S	0C72, 0C76	AD438	Jug.	4NU72	CK721	Ra	0C71	EFT131	Rum.	GC500
AC230	Jug.	0C70	AD439	Jug.	4NU72	CK722	Ra	0C71	EFT212	Rum.	0C26
AC240	Jug.	0C71	AD456	Jug.	5NU72	CK723	Ra	0C70	EFT213	Rum.	4NU73
AC241	Jug.	0C71	AD458	Jug.	0C26	CK725	Ra	0C71	EFT214	Rum.	5NU73
AC242	Jug.	0C75	AD460	Jug.	4NU73	CK727	Ra	0C71	EFT238	Rum.	3NU74
AC250	Jug.	0C72	AD464	Jug.	4NU73	CK751	Ra	0C72	EFT239	Rum.	4NU74, 5NU74
AC251	Jug.	0C75	AD466	Jug.	0C26	CK759	Ra	0C169	EFT240	Rum.	6NU74
AC340	Jug.	0C71	AF101	Tel.	2NU73	CK760	Ra	0C169	EFT306	Rum.	0C169
AC341	Jug.	0C71	AF105	Tel.	4NU73	CK762	Ra	0C169	EFT307	Rum.	0C169
AC350	Jug.	0C71	AF106	S	0C170	CK766	Ra	0C169	EFT308	Rum.	0C169
AC351	Jug.	0C72	AF111	In	GF505	CK872	Ra	0C72	EFT317	Rum.	0C170vkv
AC350	Jug.	0C76	AF112	In	0C170	CK878	Ra	GC500	EFT319	Rum.	0C169
AC350	Jug.	0C70	AF113	In	0C169	CK882	Ra	0C72	EFT320	Rum.	0C170
AC350	Jug.	0C71	AF114	In	0C170	CK888	Ra	0C72	EFT321	Rum.	0C70
AC541	Jug.	0C71	AF115	S, Va	0C170vkv	CK896	Ra	0C72	EFT322	Rum.	0C71
AC542	Jug.	0C72	AF116	S, Va	0C169	CK897	Ra	GC504	EFT323	Rum.	0C500, 0C72
					0C170	CK898	Ra	GC505	EFT351	Rum.	0C70

Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	
EFT352	Rum.	0C71	GFT45	Te	0C169	0C38	Ph	0C72	0C38	0C38	0C72	0C38	In	0C361	
EFT353	Rum.	0C72, GC500	GT14	USA	0C72	0C44	Ph	0C169	0C44	0C44	0C169	0C44	In	0C362	
GC100	RFT	0C70	GT20	USA	0C72	0C45	Ph	0C169	0C45	0C45	0C169	0C45	In	0C363	
	(NDR)		GT38	USA	0C71, GC504	0C57	Ph	GC503	0C57	0C57	GC503	0C57	In	0C390	
GC101	RFT	0C70	GT74	USA	0C75	0C58	Ph	GC504	0C58	0C58	GC504	0C58	In	0C400	
GC111	RFT	0C77	GT81	USA	0C72	0C59	Ph	GC505	0C59	0C59	GC505	0C59	In	0C410	
GC112	RFT	0C77	GT109	USA	0C72	0C60	Ph, Va	GC506	0C60	0C60	GC506	0C60	In	0C601	
GC115	RFT	0C71	GT122	USA	0C76	0C65	Ph	GC503	0C65	0C65	GC503	0C65	Tel.	0C602	
GC116	RFT	0C71	GT222	USA	0C71	0C66	Ph	GC504	0C66	0C66	GC504	0C66	Tel.	0C602spec.	
GC117	RFT	0C72	GT759	USA	0C71	0C70	Ph, Va	0C70	0C70	0C70	0C70	0C70	Tel.	0C603	
GC118	RFT	0C71	GT760	USA	0C169	0C71	Ph, Va	0C71	0C71	0C71	0C71	0C71	Tel.	0C604	
GC120	RFT	0C70	GT762	USA	0C169	0C72	Ph, Va	0C72	0C72	0C72	0C72	0C72	Tel.	0C604spec.	
GC121	RFT	0C70	HA1	USA	0C169	0C74	Ph, Va	0C74	0C74	0C74	0C74	0C74	Tel.	0C612	
GC122	RFT	0C70	HA2	USA	0C71	0C75	Ph, Va	0C75	0C75	0C75	0C75	0C75	Tel.	0C613	
GC123	RFT	0C77	HA3	USA	0C71, GC504	0C76	Ph, Va	0C76	0C76	0C76	0C76	0C76	Tel.	0C614	
GC300	RFT	GC502	HA8	USA	0C71, GC504	0C77	Ph, Va	0C77	0C77	0C77	0C77	0C77	Tel.	0C615	
GC301	RFT	GC502	HA9	USA	GC504	0C79	Ph, Va	GC501	0C79	0C79	GC501	0C79	Tel.	0C622	
GD100	RFT	0C30	HA10	USA	GC504	0C80	Ph, Va	GC502	0C80	0C80	GC502	0C80	Tel.	0C623	
GD110	RFT	0C30	HJ15	USA	GC504	0C84	Ph	GC500	0C84	0C84	GC500	0C84	Tel.	0C624	
GD120	RFT	0C30	HJ17D	USA	0C71, 0C75	0C140	Va	GS504	0C140	0C140	GS504	0C140	Tel.	0C810	
GD125	RFT	5NU72	HJ22D	USA	0C72, GC500	0C169	Va	0C169	0C169	0C169	0C169	0C169	RFT	(NDR)	
GD130	RFT	5NU72	HJ32	USA	0C169	0C170	Va	0C170	0C170	0C170	0C170	0C170	RFT	0C811	
GD150	RFT	0C30	HJ34	USA	0C169	0C302	In	0C72, GC500	0C302	0C302	0C72, GC500	0C302	RFT	0C812	
GD160	RFT	0C30	HJ37	USA	0C170	0C303	In	0C70	0C303	0C303	0C70	0C303	RFT	0C813	
GD170	RFT	4NU72	HJ50	USA	GC500	0C304	In	0C71	0C304	0C304	0C71	0C304	RFT	0C70	
GD175	RFT	5NU72	HJ55	USA	0C170	0C307	In	0C76	0C307	0C307	0C76	0C307	RFT	0C70	
GF100	RFT	5NU72	HJ56	USA	0C71, 0C75	0C308	In	0C72, GC500	0C308	0C308	0C72, GC500	0C308	RFT	0C70	
GF105	RFT	0C169	HJ57	USA	0C72, GC500	0C309	In	0C77	0C309	0C309	0C77	0C309	RFT	0C70	
GF120	RFT	0C169	HJ60	USA	0C169	0C318	In	GC501,	0C318	0C318	GC502,	0C318	RFT	0C70	
GF121	RFT	0C169	HJ72	USA	0C169	0C320	In	GC504,	0C320	0C320	GC505,	0C320	RFT	0C70	
GF122	RFT	0C169	HJ72	USA	0C169	0C330	In	GC502,	0C330	0C330	GC504,	0C330	RFT	0C70	
GF127	RFT	0C169	HJ72	USA	0C170	0C331	In	GC504,	0C331	0C331	GC505,	0C331	RFT	0C70	
GF128	RFT	0C170	MN24	USA	0C26	0C340	In	GC505,	0C340	0C340	GC506,	0C340	RFT	0C70	
GF130	RFT	0C170kv	MN25	USA	0C26	0C341	In	GC504,	0C341	0C341	GC505,	0C341	RFT	0C70	
GF133	RFT	0C170kv	MN26	USA	0C26	0C342	In	GC504,	0C342	0C342	GC505,	0C342	RFT	0C70	
GFT20	Te	0C70	OC16	Ph	0C26	0C343	In	GC505,	0C343	0C343	GC506,	0C343	RFT	0C70	
GFT21	Te	0C71	OC32	Ph	GC503	0C350	In	GC506,	0C350	0C350	GC507,	0C350	RFT	0C70	
GFT26	Te	0C26	OC33	Ph	0C70	0C351	In	GC506,	0C351	0C351	GC507,	0C351	RFT	0C70	
GFT31	Te	0C75	OC34	Ph	0C71	0C360	In	GC506,	0C360	0C360	GC507,	0C360	RFT	0C70	
GFT32	Te	0C72	OC37	Ph	0C76										
GFT44	Te	0C169													

Typ	Výrobce	Dkviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA
0C1016	Tung. (MLR)	0C26	P14	SSSR	0C72	SFT102	CO	0C71	TF65	S	0C71, 0C72	TF65	S	0C71
0C1044	Tung.	0C169	P14A	SSSR	0C72	SFT103	CO	0C75	TF65/30	S	0C71	TF65/30	S	0C71
0C1045	Tung.	0C169	P14B	SSSR	0C72	SFT106	CO	0C169	TF65/60	S	0C77	TF65/60	S	0C77
0C1070	Tung.	0C70	P15	SSSR	0C76	SFT107	CO	0C169	TF65M	S	0C71	TF65M	S	0C71
0C1071	Tung.	0C71	P25	SSSR	0C77	SFT108	CO	0C170	TE65/30M	S	0C71	TE65/30M	S	0C71
0C1072	Tung.	0C72	P25A	SSSR	0C77	SFT109	CO	0C71	TE65/60M	S	0C77	TE65/60M	S	0C77
0C1074	Tung.	G-C500	P25B	SSSR	0C77	SFT113	CO	0C26	TF68	S	0C169	TF68	S	0C169
0C1075	Tung.	0C75	P27	SSSR	0C169	SFT115	CO	0C169	TF75	S	0C72	TF75	S	0C72
0C1076	Tung.	0C76	P27A	SSSR	0C169	SFT116	CO	0C170	TF77	S	G-C500	TF77	S	G-C500
0C1077	Tung.	0C77	P28	SSSR	0C169	SFT117	CO	0C170kv	TF77/30	S	G-C500	TF77/30	S	G-C500
0C6015	Tung.	0C170kv	P29	SSSR	0C169	SFT119	CO	0C169	TF78	S	G-C500,	TF78	S	G-C500,
0D603	Tel.	0C30, 0C26	P29A	SSSR	0C169	SFT120	CO	0C170	TF78/30	S	0C30	TF78/30	S	0C30
0D603/50	Tel.	0C26	P30	SSSR	0C169	SFT121	CO	G-C500	TF80	S	G-C501,	TF80	S	G-C501,
P4A	SSSR	4NU74	P39	SSSR	0C72	SFT122	CO	G-C500	TF80/30	S	0C26	TF80/30	S	0C26
P4B	SSSR	6NU74	P40	SSSR	0C72	SFT123	CO	0C72, G-C500	TF80/60	S	0C26	TF80/60	S	0C26
P4V	SSSR	2NU74				SFT124	CO	G-C501	TF80/80	S	5NU73	TF80/80	S	5NU73
P4C	SSSR	4NU74				SFT125	CO	G-C500	TF85	S	0C26	TF85	S	0C26
P4D	SSSR	5NU74				SFT127	CO	0C169	TF90	S	0C26	TF90	S	0C26
P5A	SSSR	0C70	P201	SSSR	4NU73	SFT128	CO	0C169	TF90/30	S	0C26	TF90/30	S	0C26
P5B	SSSR	0C70	P201A	SSSR	4NU73	SFT129	CO	0C169	TF90/60	S	0C70, 0C71	TF90/60	S	0C70
P5V	SSSR	0C70	P202	SSSR	6NU73	SFT130	CO	G-C501	TC1	Tewa (Pol.)	0C70	TC1	Tewa (Pol.)	0C70
P5C	SSSR	0C70	P203	SSSR	4NU74	SFT131	CO	G-C500	TC2	Tewa	0C70	TC2	Tewa	0C70
P5D	SSSR	0C70	P209A	SSSR	6NU74	SFT151	CO	0C71	TC5	Tewa	0C70	TC5	Tewa	0C70
P5E	SSSR	0C70	P210	SSSR	7NU74	SFT152	CO	0C71	TC6	Tewa	0C70	TC6	Tewa	0C70
P6A	SSSR	0C70	P210A	SSSR	0C169	SFT212	Bulh.	2NU74,	TC8	Tewa	0C77	TC8	Tewa	0C77
P6B	SSSR	0C75	P401	SSSR	0C170	SFT213	Bulh.	3NU74,	TC9	Tewa	0C169	TC9	Tewa	0C169
P6V	SSSR	0C75	P402	SSSR	0C170			4NU74,	TC10	Tewa	0C169	TC10	Tewa	0C169
P6G	SSSR	0C75	P403	SSSR	0C170kv			5NU74,	TC20	Tewa	0C170	TC20	Tewa	0C170
P6D	SSSR	0C75	P403A	SSSR	0C170kv			0C169	TC37	Tewa	0C170	TC37	Tewa	0C170
P8	SSSR	GC502	P406	SSSR	0C169	SFT214	Bulh.	0C169	TC38	Tewa	0C170	TC38	Tewa	0C170
P9A	SSSR	0C169	P407	SSSR	0C169	SFT306	CO	0C169	TC39	Tewa	0C170	TC39	Tewa	0C170
P10	SSSR	0C169	P410	SSSR	GF503	SFT307	CO	0C169	TC40	Tewa	0C170kv	TC40	Tewa	0C170kv
P10A	SSSR	0C169	P410A	SSSR	GF503	SFT308	CO	0C169	TC41	Tewa	GF502	TC41	Tewa	GF502
P10B	SSSR	0C170	P411	SSSR	GF503	SFT317	MI	0C170kv	TC450	Tewa	0C72	TC450	Tewa	0C72
P10B	SSSR	0C170	P414	SSSR	GF503	SFT319	MI	0C169	TC51	Tewa	0C77	TC51	Tewa	0C77
P11	SSSR	0C170	P414A	SSSR	0C170kv	SFT320	MI	0C170	TC52	Tewa	0C76	TC52	Tewa	0C76
P1A	SSSR	0C170	P414A	SSSR	0C170kv	SFT321	Bulh.	0C70	TC55	Tewa	G-C500	TC55	Tewa	G-C500
P12	SSSR	0C169	P414B	SSSR	0C170kv	SFT322	Bulh.	0C71	TC60	Tewa	0C30	TC60	Tewa	0C30
P12A	SSSR	0C169	P415	SSSR	GF506	SFT323	Bulh.	0C76	TC70	Tewa	0C26	TC70	Tewa	0C26
P13	SSSR	0C169	P415A	SSSR	GF505	SFT351	Bulh.	0C70, 0C71						
P13A	SSSR	0C72	P415B	SSSR	GF505	SFT352	Bulh.	0C71						
P13B	SSSR	0C72	SFT101	CO (Franc.)	0C70	SFT353	Bulh.	0C72						

Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA	Typ	Výrobce	Ekviv. TESLA
2N34	USA	0C72	2N215	USA	0C75	2N215	USA	0C75	2N215	USA	0C75	2N215	USA	0C75
2N36	USA	0C72	2N217	USA	0C72	2N217	USA	0C72	2N217	USA	0C72	2N217	USA	0C72
2N38	USA	0C72	2N219	USA	0C169	2N219	USA	0C169	2N219	USA	0C169	2N219	USA	0C169
2N39	USA	0C70	2N220	USA	0C71	2N220	USA	0C71	2N220	USA	0C71	2N220	USA	0C71
2N40	USA	0C70	2N230	USA	0C26	2N230	USA	0C26	2N230	USA	0C26	2N230	USA	0C26
2N42	USA	0C70	2N231	USA	0C169	2N231	USA	0C169	2N231	USA	0C169	2N231	USA	0C169
2N43	USA	0C77	2N234	USA	0C26	2N234	USA	0C26	2N234	USA	0C26	2N234	USA	0C26
2N44	USA	GC500	2N236	USA	0C26	2N236	USA	0C26	2N236	USA	0C26	2N236	USA	0C26
2N54	USA	0C72	2N237	USA	GC504	2N237	USA	GC504	2N237	USA	GC504	2N237	USA	GC504
2N56	USA	0C72	2N241	USA	GC500	2N241	USA	GC500	2N241	USA	GC500	2N241	USA	GC500
2N60	USA	GC500	2N249	USA	GC500	2N249	USA	GC500	2N249	USA	GC500	2N249	USA	GC500
2N62	USA	0C72	2N252	USA	0C169	2N252	USA	0C169	2N252	USA	0C169	2N252	USA	0C169
2N65	USA	0C72	2N255	USA	0C26	2N255	USA	0C26	2N255	USA	0C26	2N255	USA	0C26
2N68	USA	0C30	2N265	USA	0C72	2N265	USA	0C72	2N265	USA	0C72	2N265	USA	0C72
2N76	USA	0C71	2N270	USA	GC500	2N270	USA	GC500	2N270	USA	GC500	2N270	USA	GC500
2N79	USA	0C71	2N274	USA	0C71	2N274	USA	0C71	2N274	USA	0C71	2N274	USA	0C71
2N82	USA	0C70	2N280	USA	0C75	2N280	USA	0C75	2N280	USA	0C75	2N280	USA	0C75
2N84	USA	0C30	2N283	USA	0C75	2N283	USA	0C75	2N283	USA	0C75	2N283	USA	0C75
2N88	USA	GC504	2N284	USA	0C76	2N284	USA	0C76	2N284	USA	0C76	2N284	USA	0C76
2N90	USA	GC504	2N291	USA	GC500	2N291	USA	GC500	2N291	USA	GC500	2N291	USA	GC500
2N101	USA	0C30	2N300	USA	0C170vk	2N300	USA	0C170vk	2N300	USA	0C170vk	2N300	USA	0C170vk
2N104	USA	0C71	2N307A	USA	0C26	2N307A	USA	0C26	2N307A	USA	0C26	2N307A	USA	0C26
2N109	USA	0C72	2N309	USA	0C169	2N309	USA	0C169	2N309	USA	0C169	2N309	USA	0C169
2N112	USA	0C169	2N318	USA	0C170	2N318	USA	0C170	2N318	USA	0C170	2N318	USA	0C170
2N115	USA	0C72	2N322	USA	GC500	2N322	USA	GC500	2N322	USA	GC500	2N322	USA	GC500
2N117	USA	0C169	2N325	USA	0C26	2N325	USA	0C26	2N325	USA	0C26	2N325	USA	0C26
2N128	USA	0C170	2N344	USA	0C171	2N344	USA	0C171	2N344	USA	0C171	2N344	USA	0C171
2N130	USA	GC504	2N350	USA	0C26	2N350	USA	0C26	2N350	USA	0C26	2N350	USA	0C26
2N137	USA	0C72	2N359	USA	0C72	2N359	USA	0C72	2N359	USA	0C72	2N359	USA	0C72
2N139	USA	0C169	2N363	USA	0C70	2N363	USA	0C70	2N363	USA	0C70	2N363	USA	0C70
2N141	USA	0C30	2N368	USA	0C70	2N368	USA	0C70	2N368	USA	0C70	2N368	USA	0C70
2N155	USA	0C26	2N373	USA	0C170	2N373	USA	0C170	2N373	USA	0C170	2N373	USA	0C170
2N158	USA	0C26	2N381	USA	GC500	2N381	USA	GC500	2N381	USA	GC500	2N381	USA	GC500
2N180	USA	0C72	2N384	USA	0C171	2N384	USA	0C171	2N384	USA	0C171	2N384	USA	0C171
2N181	USA	GC500	2N399	USA	0C26	2N399	USA	0C26	2N399	USA	0C26	2N399	USA	0C26
2N187	USA	0C72	2N401	USA	0C26	2N401	USA	0C26	2N401	USA	0C26	2N401	USA	0C26
2N189	USA	0C71	2N406	USA	0C71, 0C72	2N406	USA	0C71, 0C72	2N406	USA	0C71, 0C72	2N406	USA	0C71, 0C72
2N195	USA	0C72	2N409	USA	0C169	2N409	USA	0C169	2N409	USA	0C169	2N409	USA	0C169
2N199	USA	0C72	2N414	USA	0C169	2N414	USA	0C169	2N414	USA	0C169	2N414	USA	0C169
2N204	USA	0C71	2N416	USA	0C169	2N416	USA	0C169	2N416	USA	0C169	2N416	USA	0C169
2N207	USA	GC504	2N438	USA	0C169	2N438	USA	0C169	2N438	USA	0C169	2N438	USA	0C169
2S37	Jap.	GC500	2N460	USA	GC500	2N460	USA	GC500	2N460	USA	GC500	2N460	USA	GC500
2S38	Jap.	GC500	2N462	USA	GC500	2N462	USA	GC500	2N462	USA	GC500	2N462	USA	GC500
2S43	Jap.	0C170	2N465	USA	GC500	2N465	USA	GC500	2N465	USA	GC500	2N465	USA	GC500
2S44	Jap.	0C72, GC500	2N484	USA	0C169	2N484	USA	0C169	2N484	USA	0C169	2N484	USA	0C169
2S45	Jap.	0C169	2N503	USA	0C170	2N503	USA	0C170	2N503	USA	0C170	2N503	USA	0C170
2S52	Jap.	0C169	2N525	USA	0C72	2N525	USA	0C72	2N525	USA	0C72	2N525	USA	0C72
2S56	Jap.	GC500	2N538	USA	0C26	2N538	USA	0C26	2N538	USA	0C26	2N538	USA	0C26
2S91	Jap.	GC500	2N564	USA	0C76	2N564	USA	0C76	2N564	USA	0C76	2N564	USA	0C76
2S109	Jap.	0C170	2N568	USA	GC500	2N568	USA	GC500	2N568	USA	GC500	2N568	USA	GC500
2S110	Jap.	0C170	2N610	USA	GC500	2N610	USA	GC500	2N610	USA	GC500	2N610	USA	GC500
2S112	Jap.	0C170	2N612	USA	0C72	2N612	USA	0C72	2N612	USA	0C72	2N612	USA	0C72
2S141	Jap.	0C170	2N631	USA	0C72	2N631	USA	0C72	2N631	USA	0C72	2N631	USA	0C72
2S142	Jpa.	0C170	2N640	USA	0C170	2N640	USA	0C170	2N640	USA	0C170	2N640	USA	0C170
2S143	Jap.	0C170	2N642	USA	0C170	2N642	USA	0C170	2N642	USA	0C170	2N642	USA	0C170
2S145	Jap.	0C169	2N650	USA	GC500	2N650	USA	GC500	2N650	USA	GC500	2N650	USA	GC500
2S148	Jap.	0C169	2N658	USA	0C76	2N658	USA	0C76	2N658	USA	0C76	2N658	USA	0C76
2SA49	Jap.	0C169	2N660	USA	0C76	2N660	USA	0C76	2N660	USA	0C76	2N660	USA	0C76
2SA52	Jap.	0C169	2N670	USA	GC500	2N670	USA	GC500	2N670	USA	GC500	2N670	USA	GC500
2SA53	Jap.	0C169	2N680	USA	GC500	2N680	USA	GC500	2N680	USA	GC500	2N680	USA	GC500
2SA58	Jap.	0C170	2N799	USA	0C170	2N799	USA	0C170	2N799	USA	0C170	2N799	USA	0C170
2SA60	Jap.	0C170	2N1008	USA	GC500	2N1008	USA	GC500	2N1008	USA	GC500	2N1008	USA	GC500
2SA73	Jap.	0C169	2N1039	USA	0C26	2N1039	USA	0C26	2N1039	USA	0C26	2N1039	USA	0C26
2SA93	Jap.	0C170	2N1098	USA	GC500	2N1098	USA	GC500	2N1098	USA	GC500	2N1098	USA	GC500
2SA175	Jap.	0C170	2N1109	USA	0C170	2N1109	USA	0C170	2N1109	USA	0C170	2N1109	USA	0C170
2SA230	Jap.	0C170	2N1111	USA	0C170	2N1111	USA	0C170	2N1111	USA	0C170	2N1111	USA	0C170
2SA239	Jap.	GC500	2N1128	USA	GC500	2N1128	USA	GC500	2N1128	USA	GC500	2N1128	USA	GC500
2SA240	Jap.	0C170vk	2N1142	USA	0C169	2N1142	USA	0C169	2N1142	USA	0C169	2N1142	USA	0C169
2SA340	Jap.	0C170vk	2N1224	USA	0C26	2N1224	USA	0C26	2N1224	USA	0C26	2N1224	USA	0C26
2SA378	Jap.	GC501	2N1314	USA	0C26	2N1314	USA	0C26	2N1314	USA	0C26	2N1314	USA	0C26
2SA431	Jap.	GC501	2N1400	USA	0C169	2N1400	USA	0C169	2N1400	USA	0C169	2N1400	USA	0C169
2SB25	Jap.	5NУ73	2N1425	USA	0C169	2N1425	USA	0C169	2N1425	USA	0C169	2N1425	USA	0C169
2SB26	Jap.	0C26	2N1515	USA	0C169	2N1515	USA	0C169	2N1515	USA	0C169	2N1515	USA	0C169
2SB62	Jap.	5NУ72	2N1517	USA	0C170vk	2N1517	USA	0C170vk	2N1517	USA	0C170vk	2N1517	USA	0C170vk
2SB63	Jap.	0C30	2N2026A	USA	0C26	2N2026A	USA	0C26	2N2026A	USA	0C26	2N2026A	USA	0C26
2SB200	Jap.	GC502	2S30	Jap.	0C169	2S30	Jap.	0C169	2S30	Jap.	0C169	2S30	Jap.	0C169
2SB364	Jap.	0C72	2S31	Jap.	0C26	2S31	Jap.	0C26	2S31	Jap.	0C26	2S31	Jap.	0C26
2SB365	Jap.	0C71	2S32	Jap.	0C72	2S32	Jap.	0C72	2S32	Jap.	0C72	2S32	Jap.	0C72
2SB415	Jap.	0C72	2S33	Jap.	0C169	2S33	Jap.	0C169	2S33	Jap.	0C169	2S33	Jap.	0C169
2SD44	Jap.	2SD178	2S34	Jap.	GC500	2S34	Jap.	GC500	2S34	Jap.	GC500	2S34	Jap.	GC500
2SD178	Jap.	107NУ70	2S35	Jap.	0C169	2S35	Jap.	0C169	2S35	Jap.	0C169	2S35	Jap.	0C169
107NУ70	Jap.	107NУ70	2S36	Jap.	0C169	2S36	Jap.	0C169	2S36	Jap.	0C169	2S36	Jap.	0C169



Obr. 40

metrů tranzistorů je i zde část odporu  $R_3$  nahrazena proměnným odporem. Při uvádění do chodu nastavíme jeho běžcem základní proud obou kolektorů na hodnotu asi 3 až 10 mA. Čím je proud nižší, tím nižší je základní spotřeba zesilovače (bez buzení); signály o malé amplitudě jsou však zkresleny. Nastavíme-li vyšší proud, blíží se zesilovač ke třídě A, tj. má malé zkreslení, odebírá však i bez buzení značný příkon, který se jen málo mění s přeneseným výkonem.

Účinnost takto nastaveného dvojitelného zesilovače může teoreticky dosáhnout asi 78,5 %. Ve skutečnosti bývá kolem 50 % i nižší, zvláště při nižším napájecím napětí (větší ztráty na odporu vinutí a zbytkovém napětí kolektoru).

Vzhledem k vyššímu výstupnímu výkonu, který poskytuje spolupráce dvou tranzistorů, můžeme použít k osazení i starší typy 103 nebo 104NU70 s kolektorovou ztrátou do 50 mW. V těchto případech používáme výstupní transformátor VT38 (viz tab. III) a výstupní výkon signálu může být až 50 mW.

Lépe se však osvědčují speciální typy pro výkonové stupně, jako např. 101, 102 a 104NU71 s kolektorovou ztrátou do 125 mW. Pro ně je určen výstupní transformátor VT39, z něhož pak můžeme odebírat výstupní výkon 300 až 500 mW. Protože tento výstupní transformátor má primární vinutí rozděleno do dvou samostatných sekcí, nezapomeneme je propojit,

jak je naznačeno na obr. 39 (z – začátek, k – konec). Při volbě napájecí baterie však musíme uvážit, že špičkový proud kolektoru může být i přes 100 mA.

S maximálním výstupním výkonem samozřejmě souvisí také potřebný budící výkon i odpory děliče napájecího bázi. Společný odpor  $R_1$  mírně napomáhá stabilizaci pracovního bodu. Současně na něm vzniká záporná zpětná vazba, vyrovnávající poněkud případné rozdíly v parametrech obou tranzistorů.

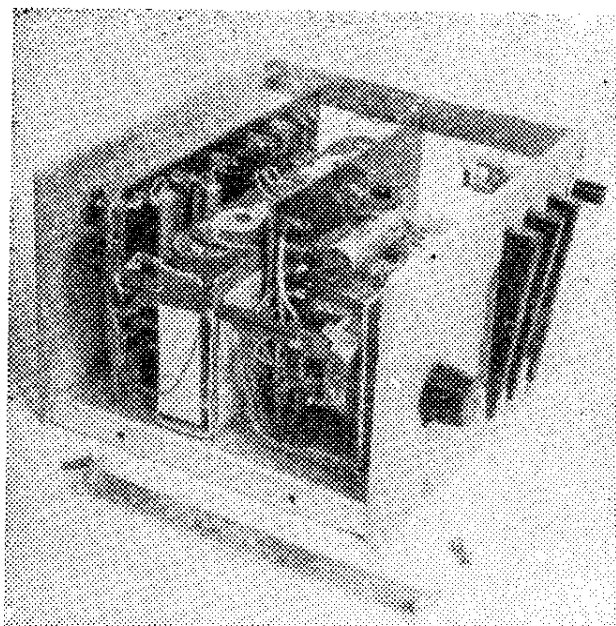
Oba použité tranzistory musí mít pokud možno stejné stejnosměrné i střídavé parametry. Vyplatí se však připlatit a zakoupit odborně vybranou dvojici. V katalogu Tesly Rožnov ji poznáme podle číslice „2“ před znakem tranzistoru (např. 2 – 101NU70).

Některá další zapojení jsou v následující kapitole.

### Vícestupňové zesilovače

Ve většině případů nesplňuje ani samotný předzesilovač, ani výkonový zesilovač požadavky na citlivost nebo výstupní výkon. Proto zapojujeme jednotlivé stupně za sebou tak, že tvoří vícestupňový zesilovač. Několik takových zapojení vidíme na dalších obrázcích.

Univerzální třístupňový zesilovač, všestranně použitelný v domácí dílně, je na obr. 40.



Obr. 41

Paralelně ke vstupním svorkám je připojen potenciometr  $R_1$ , který slouží k nastavení zesílení prvního předzesilovacího stupně osazeného tranzistorem  $T_1$ . Mezi oběma předzesilovacími stupni je kapacitní vazba. V kolektoru  $T_2$  je zapojeno primární vinutí budicího transformátoru  $Tr_1$ . Zapojení výkonového stupně a jeho funkce byla vysvětlena v předcházející části.

Všimněme si však funkce filtračních členů  $R_4, C_4$  a  $R_2, C_3$ . Jak jsme již uvedli, dosáhnou špičky kolektorového proudu při plném vybuzení hodnoty blízké se i ke 100 mA. V takových okamžicích může na vnitřním odporu baterie dojít k po-

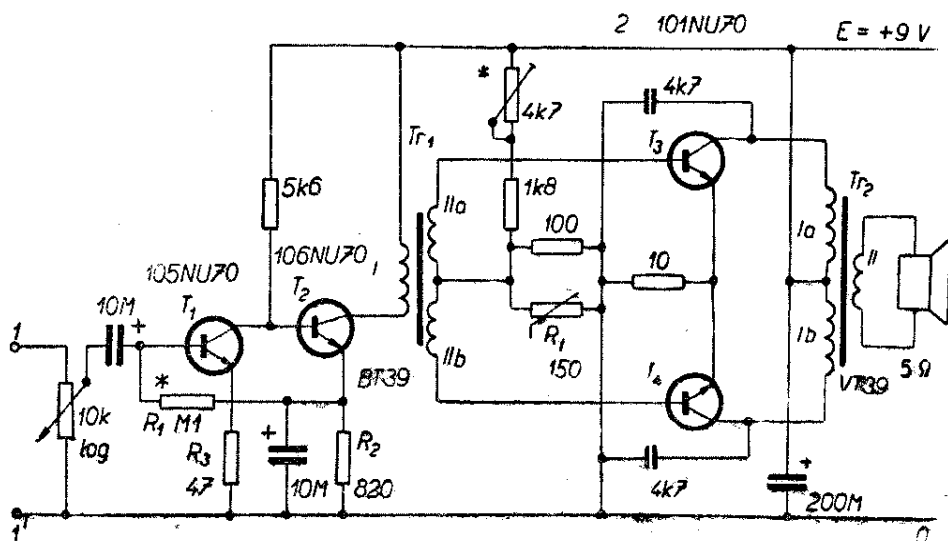
klesu napájecího napětí, který nestačí vyrovnat ani velký elektrolytický kondenzátor  $C_6$ .

Přeneseli se tento pokles na některý z předzesilovacích stupňů, vrátí se zvětšen do koncového stupně a zvýší tím jeho původní vybuzení. Důsledkem je vznik nežádoucí kladné zpětné vazby na nízkých kmitočtech. Proto je v kladném napájecím přívodu zapojen filtrační člen  $R_4, C_4$  a  $R_2, C_3$ . Pokud by se přesto taková nestabilita vyskytla – zvláště při použití starších baterií o větším vnitřním odporu, pomůže změna smyslu některého vinutí transformátoru, např. primárního vinutí  $I$  transformátoru  $Tr_1$ .

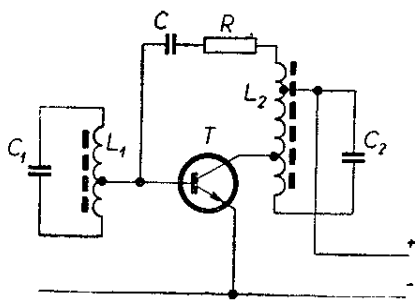
K vybuzení výstupního výkonu 100 mW stačí vstupní napětí několik mV. Kondenzátory  $C_1, C_2$  zvyšují stabilitu zesilovače na horním okraji pásma.

Celý zesilovač i s malým kontrolním reproduktorem ARO 032 a dvěma plochými bateriemi typu 313 je umístěn v malé skřínce (obr. 41). Jeho obvody jsou – podle čerchované čáry na obr. 40 – rozděleny na dvě desky. První, umístěná blíž zadní stěny, nese součástky předzesilovače. Na druhé je výkonový stupeň s oběma transformátory. Další reproduktor (měřicí přístroj, osciloskop) lze připojit ke zdírkám 2, 2'; k odpojení vestavěného reproduktoru slouží tlačítko  $Tl$ . Ze zdírek 8, 9 můžeme napájet další pokusný obvod, např. vř díl nebo adaptér.

Spínač baterie  $S$  je mechanicky spojen s hřídelem potenciometru  $R_1$ . Desku předzesilovače můžeme používat samostatně. V takovém případě jsou zkrato-



Obr. 42



Obr. 43

vány body 3 a 4. Současně jsou rozpojeny body 7, 7'. Odpor  $R_2$  přebírá funkci kolektorového odporu tranzistoru  $T_2$  a zesílený signál odebíráme přes kondenzátor  $C_3$  na svorce 7 proti zemi (bod 7').

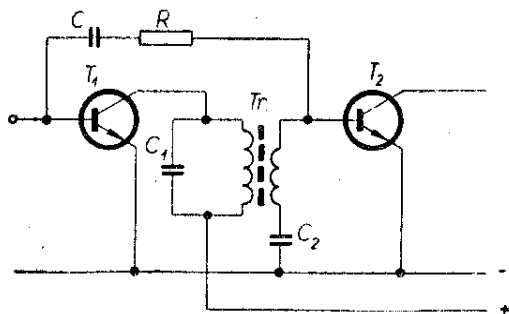
Jiný třístupňový zesilovač vidíme na obr. 42. Jeho celkové uspořádání je stejné jako v předcházejícím případě, liší se však řešením jednotlivých obvodů. Tak např. předzesilovač používá mezi tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  stejnosměrnou vazbu. Jeho funkce a způsob nastavení pracovního bodu byly uvedeny ve výkladu k obr. 32.

Stabilizaci výkonového stupně zlepšuje termistor  $R_t$ , připojený paralelně k dolnímu odporu děliče napájecího báze tranzistorů  $T_3, T_4$ . Vhodný je např. typ TRN2 - 150.

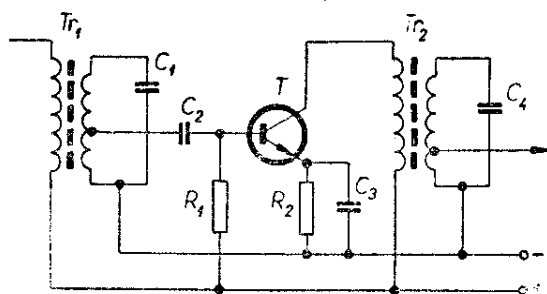
### Vf zesilovače

S rostoucím kmitočtem signálu, který zesilujeme, vzrůstají i potíže s realizací zesilovačů. Při návrhu tranzistorových vf zesilovačů nutno brát v úvahu některé specifické vlastnosti tranzistorů, jako jsou:

- poměrně velká strmost (poměr  $\frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}}$ ),



Obr. 44



Obr. 45

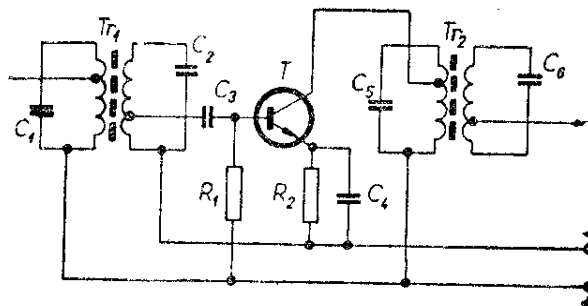
která je už při nízkých kmitočtech komplexní, což se projeví zpožděním fáze výstupního signálu;

- závislost téměř všech parametrů tranzistorů na napětí, proudu, úrovni zesilovaného signálu a teplotě okolí;
- nelinearita parametrů;
- široké výrobní tolerance parametrů.

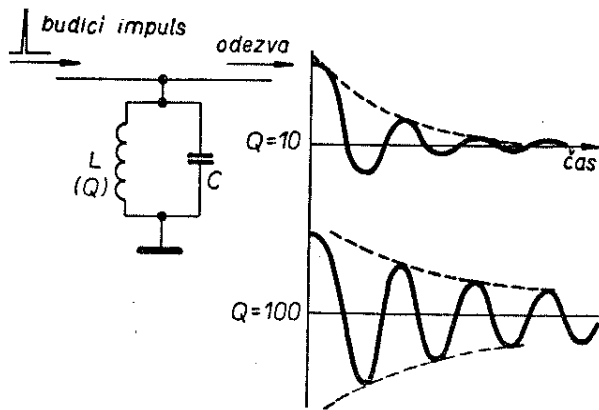
Použitelnost tranzistorů ve vf obvodech je omezena zejména jejich mezním kmitočtem (tranzistor je tím vhodnější, čím je mezní kmitočet vyšší), kolektorovou kapacitou (má být co nejmenší), odporem báze (má být co nejmenší) a šumem (musí být minimální).

Tranzistor přenáší signál i ve zpětném směru a tato vnitřní vazba ovlivňuje nepříznivě zesilovací vlastnosti (může způsobit rozkmitání, nestabilitu, zmenšit zesílení). Účinky vnitřní zpětné vazby zmenšíme tzv. neutralizačním obvodem  $R$  a  $C$ , jak ukazují obr. 43 a 44.

Nejrozšířenější aplikací vf zesilovačů jsou mezifrekvenční zesilovače přijímačů. Jako vazební členy mezi jednotlivými stupni se používají mf transformátory s jedním laděným vinutím (obr. 45) nebo se dvěma laděnými vinutími (obr. 46).



Obr. 46



Obr. 47

Skutečné schéma neutralizovaného mf zesilovače s tranzistorem 155NU70 nebo 156NU70 je na obr. 78.

### Oscilátory

Oscilátory slouží k získání střídavých napětí a proudů sinusového (harmonického) průběhu\*).

Funkce oscilátoru nejlépe vyplyne z obr. 47. Máme-li samotný pralelní ladící obvod, pak vnější budící impuls v něm vybudí doznívající sinusové kmity. Rychlost doznívání (čárkovaná obalová křivka) závisí na činiteli jakosti  $Q$  použitých součástek, především cívky. Čím jsou horší a čím mají větší ztráty, tím rychleji kmitý doznívají.

Připojme nyní k obvodu (tranzistorový) zesilovač podle obr. 48. Část výstupního napětí  $\beta u_2$  se zavede z výstupu zpět do vstupního obvodu tak, aby podporovala budící účinek vnějšího generátoru  $G$ . Protože podle obrázku musí neustále platit rovnost napětí

$$(u_1 + \beta u_2) A_u = u_2,$$

bude celkové napěťové zesílení mezi svorkami 1, 1' a 2, 2'

\*) Obecnějším pojmem je „generátor“ – zařízení, které slouží k výrobě periodických i neperiodických obecných průběhů, např. generátor napětí obdélkového nebo pilovitého průběhu. Oscilátor je tedy zvláštním druhem generátoru.

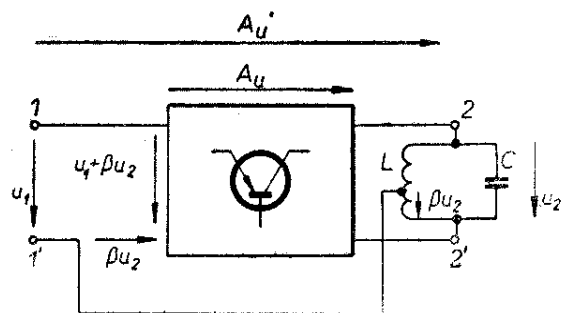
$$A_{u'} = \frac{A_u}{1 - \beta A_u}.$$

Podle toho, jak budeme zvyšovat zesílení  $A_u$  nebo činitel zpětné vazby, bude se  $\beta A_u$  blížit k jedné a zesílení  $A_{u'}$  velmi rychle vzrůstá, tj. k vybudění kmitů o stejné výstupní amplitudě postačí menší vstupní napětí. V okamžiku, kdy  $\beta A_u = 1$ , tj.  $1 - \beta A_u = 0$ , bude zesílení  $A_{u'}$  nekonečné a k udržení výstupních kmitů na obvodu postačí nepatrné podněty náhodného neklidu proudu a napětí elektrod.

Oscilátor se rozkmitá na kmitočtu, při němž  $\beta A_u = 1$  a fázový posuv kmitů po průchodu celou smyčkou zpětné vazby je nulový. Obě podmínky jsou zpravidla zajištěny tak, že oscilátor se skládá z laděného obvodu (který určuje kmitočet) a obvodu, který slouží jako zdroj energie k úhradě ztrát laděného obvodu i eventuální zátěže. V praxi se ovšem vyskytují nejrůznější obvodová uspořádání, jak uvidíme na několika následujících schématech.

S nekonečným zesílením by měla teoreticky do nekonečna vzrůstat i amplituda výstupních kmitů. Ve skutečnosti se však omezí na tzv. nelineárních vlastnostech jednotlivých součástek. Tak např. při vzrůstání proudu kolektoru klesá jeho napětí. V okolí zbytkového napětí kolektoru řádu desetin voltu však poklesne zesílení tranzistoru natolik, že se kladná zpětná vazba zmenší pod potřebnou mez a vzrůst proudu se zastaví. Proud pak začne klesat po sestupné části sinusovky až do okamžiku, kdy v okolí zbytkových proudů kolektoru opět poklesne zesílení a oslabí účinek kladné vazby.

Jakostní oscilátory používají ke zvýšen



Obr. 48

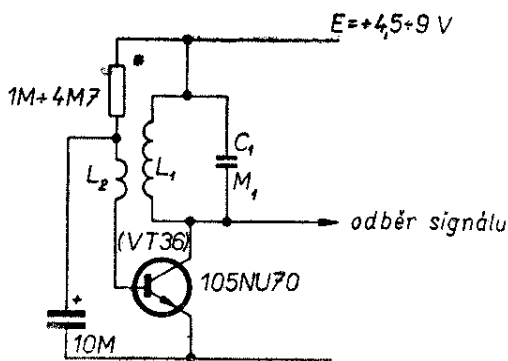
stability zvláštní obvody s diodami nebo termistorem.

Základní zapojení oscilátoru, vhodné pro méně náročné použití v nf oblasti, je na obr. 49.

Tranzistor pracuje v zapojení se společným emitorem, takže mezi budícím napětím na bázi a výstupním na kolektoru je rozdíl fáze 180°. V kolektoru je zapojen vlastní laděný obvod, jehož hodnoty volíme podle požadovaného kmitočtu.

$$f = \frac{1}{6,28 \sqrt{L_1 C_1}} \quad [\text{Hz}; \text{H}; \text{F}]$$

Aby laděný obvod nebyl zatěžován nízkým vstupním odporem báze, má cívka další vinutí  $L_2$  o malém počtu zá-



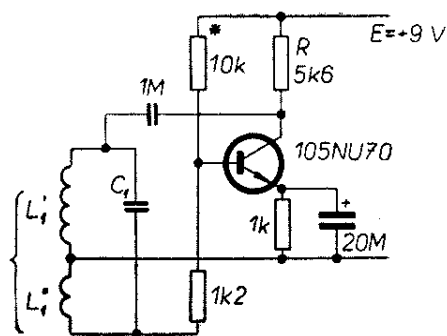
Obr. 49

vitů. Jeho smysl (tj. připojení začátku a konce) je takový, že obrací fázi přenášeného napětí o dalších 180°. Tím je zajištěno, že po průchodu celou smyčkou zpětné vazby se napětí vrací v původní fázi.

K prvním pokusům lze použít místo ladicí cívky výstupní transformátor VT36 nebo VT37 (indukčnost primárních vinutí  $L_1 = 0,8 \text{ H}$ ) viz tab. III.

Odběr signálu má být co nejmenší, tj. zatěžovací odpor co největší. Připojujeme jej zpravidla ke kolektoru tranzistoru. Nejlepším řešením je však použití oddělovacího zesilovacího stupně s vysokým vstupním odporem, např. podle obr. 33.

Schematickou obdobu předcházejícího oscilátoru vidíme na obr. 50. K obrácení fáze v ladicím obvodu se používá jediné



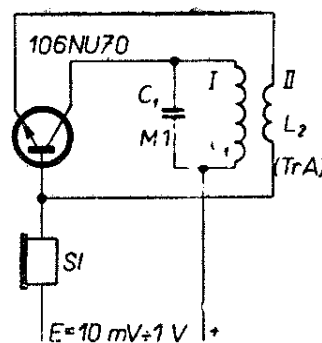
Obr. 50

vinutí s odbočkou (Hartleyovo zapojení). Nevýhodou je paralelní připojení odporu  $R$  k  $L_1'$ , které snižuje jakost obvodu.

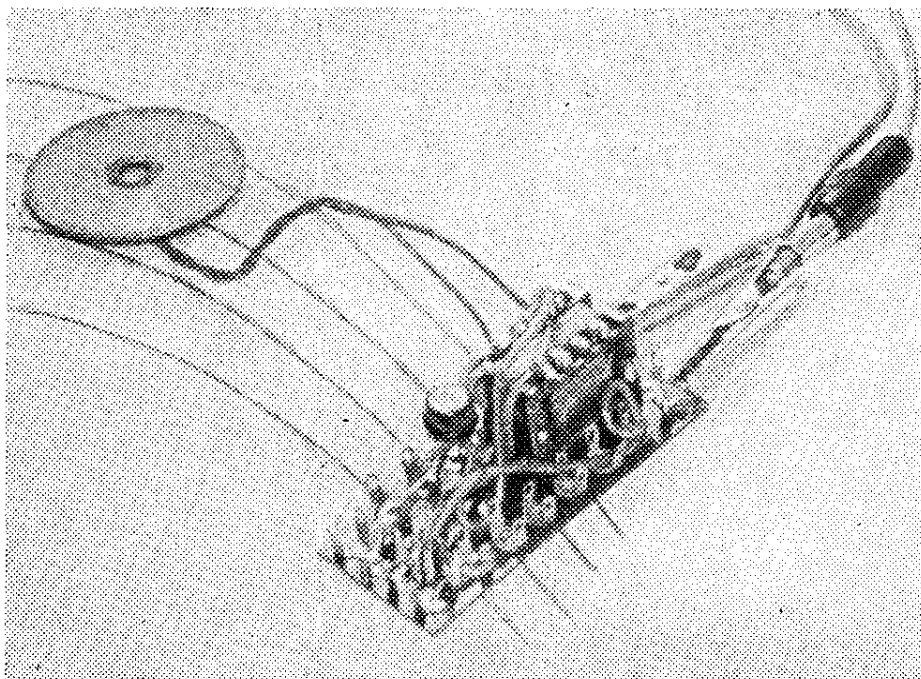
V zapojení na obr. 51 pracuje tranzistor se společnou bází. Kromě nižšího vstupního odporu se od předcházejících zapojení liší i tím, že tranzistor zachovává fázi přenášeného signálu. Stejná fáze tedy musí být zachována i při přenosu z vinutí  $L_1$  do  $L_2$ . (v obr. 49 – 51 není u transformátorů zakresleno železné jádro).

Oscilátory v zapojení se společnou bází pracují již při napětí několika desetin nebo dokonce setin voltu. Lze je např. napájet z galvanického „článku“ složeného z měděného a zinkového plíšku (mince), oddělených vlhkým novinovým papírem. Dostatečný zdroj představuje i měděný a železný drát, zabodnutý do citronu, jablka apod.

Velmi zajímavé jsou pokusy s oscilátory napájenými ze sluneční baterie. Zhotovíme ji jednoduchou úpravou desky selenového usměrňovače o průměru asi 50 mm. Vrstva selenu na železné podkladové desce je však pokryta lehce tavitelnou slitinou, která brání průchodu světla.



Obr. 51



Obr. 52

Proto spodní stěnu desky opatrně zahřejeme nad žehličkou nebo deskou elektrického vařiče. Roztavení horní vrstvy se projeví náhlým zvýšením lesku. Pak několika tahy čistým tvrdým štětcem nebo drátěným kartáčem slitinu setřeme a odkryjeme tak matnou, šedou vrstvu selenu, citlivou na světlo. Při ohřívání držíme desku při okraji čelistmi plochých kleští tak, aby pokrývaly asi 0,5 cm<sup>2</sup> původního povlaku. K němu pak opatrně, rychle a čistou páječkou připájíme přívodní drát (kapka cínu musí zůstat na povrchu vrstvy). Druhý pól takového článku sluneční baterie představuje základní železná deska. Při osvětlení žárovkou 40 W ze vzdálenosti asi 25 cm článek budí odporem 1 kΩ proud asi 100 μA (obr. 52).

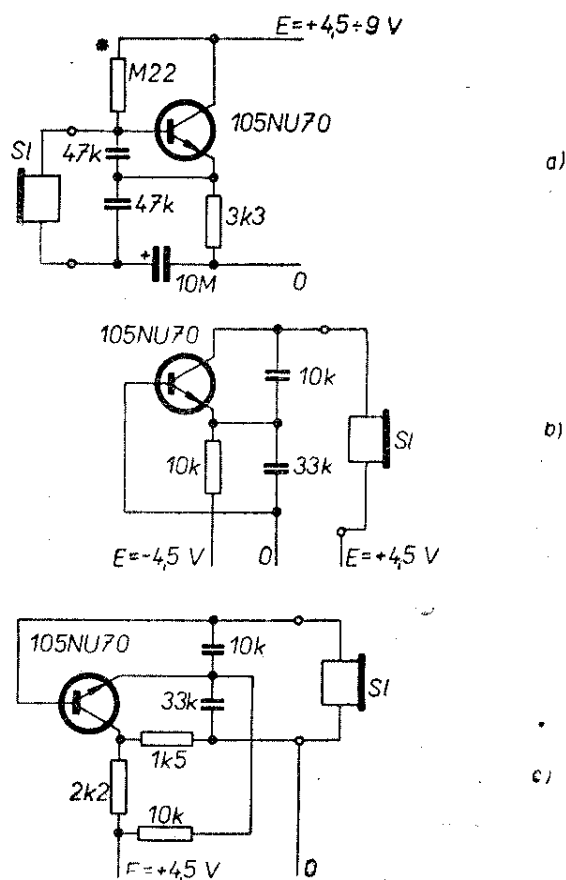
Nejjednodušší zapojení oscilátoru využívá jako indukčnost vinutí sluchátek. Potřebného přizpůsobení impedance nebo fáze se dosáhne pomocí odbočky kapacitního děliče, složeného ze dvou sériově zapojených kondenzátorů.

Několik takových zapojení, kmitajících v pásmu 400 až 1000 Hz, je na obr.53.

Hodnoty kapacit děliče odpovídají sluchátkům *Sl* o ss odporu 2 × 2 kΩ. Při použití telefonní vložky s odporem 2 × 27 Ω se zvětší kapacity kondenzátorů deset - až dvacetkrát. Nastavení

požadované výšky tónu se dosáhne současnou změnou obou kapacit.

Tyto oscilátory se hodí pro jednoduchá



Obr. 53

$$40 \cdot \frac{3}{66} R_K$$

zařízení, např. pro individuální nácvik telegrafních značek.

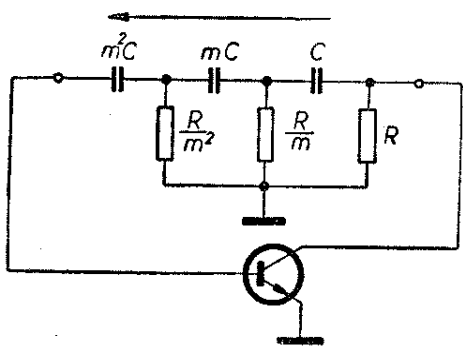
Indukční cívku s pomocným vinutím přenášejícím napětí opačné fáze je možné nahradit fázovacím čtyřpólem podle obr. 54, složeným z odporů a kondenzátorů. Při kmitočtu

$$f \approx \frac{1}{20 RC \sqrt{1+m^2}}$$

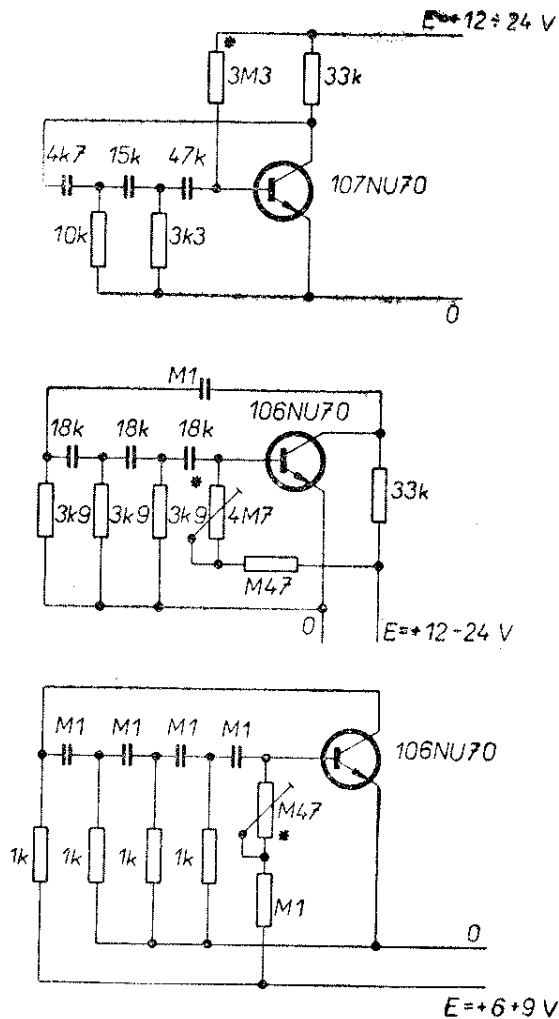
je fáze výstupního proudu  $i_2$  pootočena proti vstupnímu proudu  $i_1$  o  $180^\circ$ . Předpokladem dobré funkce je velký vnitřní odpor budicího generátoru (zde výstupní odpor kolektorového obvodu) a malý vstupní odpor zátěže (vstupní odpor obvodu báze). Všimněme si, že členy čtyřpólu nemusí mít tytéž hodnoty, ale stojí navzájem v poměru  $1 : m : m^2$ , kde  $m$  je větší než 1. Znamená to, že ve směru přenosu (ve směru šipky) se kapacity zvětšují a odpory zmenšují. Čím je  $m$  větší, tím menší ztráty čtyřpól má a tím menší zesílení může mít použitý tranzistor, aby byla splněna podmínka rozkmitání.

$$h_{21e} > \frac{6 + 9m + 6m^2 + 8m^3}{m^3}$$

V praxi volíme  $m$  v rozmezí od 1 do 3 a potřebný proudový zesilovací činitel se pohybuje od 30 asi do 10. Protože však musíme počítat s rozptylem parametrů tranzistorů a také vzhledem k potřebné rezervě pro eventuální pokles napájecího napětí volíme tranzistory s vysokým  $h_{21e}$ , např. 107NU70, 155 a 156NU70, 0C75, v nouzi snad 106NU70 a 0C71.



Obr. 54



Obr. 55

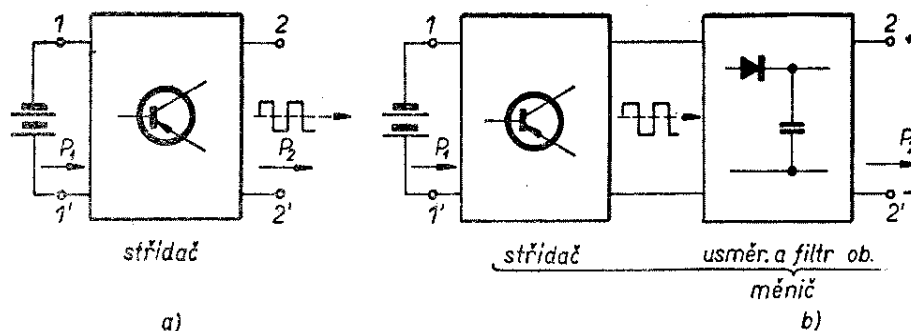
Malé změny kmitočtu dosáhneme např. tím, že část jednoho z odporů nahradíme potenciometrickým trimrem.

V literatuře najdeme i fázovací čtyřpóly s větším počtem za sebou zařazených RC členů (např. 4 nebo 5). Mají menší ztráty, vystačí i s horším tranzistorem a menším  $m$ , což má příznivý vliv na snížení kolektorového pracovního odporu a tím i napájecího napětí.

Na obr. 55 je několik zapojení nf oscilátorů s fázovacím čtyřpólem, pracujících na kmitočtu asi 1 kHz.

### Měníče a střídače

Měníče a střídače patří v podstatě do skupiny tranzistorových generátorů. Nehledáme u nich však nezkreslený harmonický průběh nebo stálost kmitočtu;



jejich kmity slouží k přeměně nízkého napětí baterie na vyšší napětí, potřebné např. k napájení vakuových elektronek nebo síťových spotřebičů. Pokud je toto zařízení zdrojem střídavého napětí (zpravidla s kmity pravoúhlého průběhu), nazýváme je střídačem (obr. 56a). Požadujeme-li však na jeho výstupu stejnosměrné napětí zbavené filtrací zbytků střídavé složky (obr. 56b), nazýváme je měničem.

V praxi se měnič obvykle skládá ze střídače a následujících usměrňovacích a filtračních členů.

Měniče a střídače patří tedy do skupiny napájecích zdrojů, u nichž je hlavním požadavkem vysoká účinnost  $\eta$ , poměr výstupního výkonu  $P_2$  na spotřebiči  $R_s$  k vstupnímu výkonu  $P_1$ , odebíranému z baterie

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \cdot 100 \%$$

V praxi se pohybuje od 50 do 80 %.

Dále je třeba, aby výstupní napětí bylo stálé, málo závislé na velikosti spotřebiče, teplotě okolí apod. Každé ze skutečných zapojení tento požadavek plní různým způsobem. Pokud je to nutné, můžeme zavést v měniči nebo střídači speciální stabilizační smyčku záporné zpětné vazby.

Všimněme si nyní, na jaké podstatě je přeměna napětí v tomto obvodu založena.

Na rozdíl od všech předcházejících obvodů nepracuje zde tranzistor jako zesilovač slabých střídavých signálů. Budícím proudem v bázi je však řízen tak, že přechází velmi rychle (skokem) mezi dvěma pracovními stavy, které se liší hodnotou odporu mezi kolektorem a emitorem.

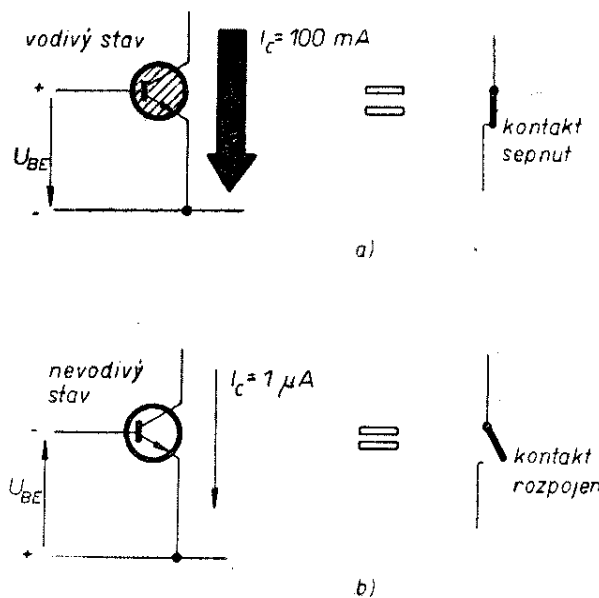
Rozlišujeme:

a) vodivý stav tranzistoru (obr. 57a, tranzistor vede, je otevřen), je-li mezi jeho kolektorem a emitorem jen velmi malý odpor, např. několik  $\Omega$ ;

b) nevodivý stav tranzistoru (obr. 57b, tranzistor nevede, je uzavřen, zahrazen), brání-li průtoku proudu mezi kolektorem a emitorem vnitřní odpor i několika  $M\Omega$ .

Podle proudu přivedeného do báze se tranzistor chová jako kontakt spínače: v případě a) je sepnut; stav b) odpovídá rozpojenému kontaktu.

Na jednoduchých příkladech si můžeme popsat princip funkce celého měniče nebo střídače. Jeho základní obvod je na obr. 58. V obvodu jsou do série zapojeny: baterie  $B$ , tranzistor  $T$  a primární vinutí  $I$  transformátoru  $Tr$ . Na sekundárním vinutí  $II$  je připojen spotřebič  $R_s$ , který je do primárního obvodu



Obr. 57

transformován jako zatěžovací odpor  $R_z$  v obvodu kolektoru. Pro jednoduchost předpokládejme, že ohmické odpory vinutí jsou zanedbatelně malé.

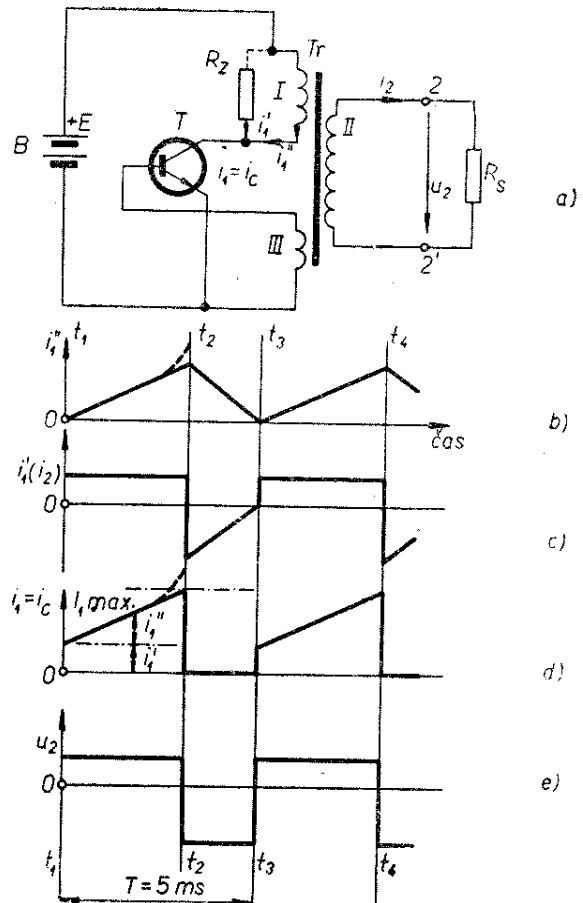
V počátečním stavu, do okamžiku  $t_1$  tranzistor nevede a primárním ani sekundárním obvodem neprotéká proud. Když tranzistor sepne, skládá se jeho proud  $i_1$  ze dvou složek. Činná složka  $i_1'$  protéká transformovaným odporem  $R_z$  a je v době  $t_1$  až  $t_2$  původcem přenosu energie z baterie do spotřebiče (obr. 58c). Jinými slovy můžeme říci, že proud  $i_1'$  je vlastně proud  $i_2$ , transformovaný v poměru závitů vinutí  $I$  a  $II$ . Induktivní složka  $i_1''$  protéká magnetizačním vinutím  $I$  transformátoru  $Tr$  a vzrůstá podle přímky (obr. 58b). Tento proud současně budí lineárně vzrůstající magnetický tok v jádře. Tento tok představuje určitou zásobu energie, která se v době od  $t_1$  do  $t_2$  v jádře hromadí.

Dosáhne-li celkový proud předem zvolené hodnoty  $i_1 = I_1 \max$ , přejde tranzistor do nevodivého stavu a přeruší průtok proudu primárním obvodem (obr. 58d).

Po přerušení proudu začne pokles magnetického toku, který svoji energii odevzdá do zátěže ve formě napětového impulsu  $u_2$  v době od  $t_2$  do  $t_3$  (obr. 58e). Po jeho ukončení se tranzistor znovu uvede do vodivého stavu a celý děj se opakuje.

Je zřejmé, že v obou pracovních takttech se způsob přenosu energie z baterie do spotřebiče principiálně liší. V prvním taktu (od  $t_1$  do  $t_2$ ) pracuje střídač jako transformátor, na jehož sekundárním vinutí (tj. na spotřebiči) se objeví napětí dané závitovým převodem obou vinutí. Spotřebič je přes transformátor a tranzistor bezprostředně spojen s baterií a čerpá odtud energii. Zcela opačně je tomu ve druhém taktu (od  $t_2$  do  $t_3$ ).

Tranzistor nevede, spotřebič je odpojen od baterie. Zdrojem energie je mizející magnetický tok, nastřádaný v jádře během předcházejícího taktu. Využívá se tedy induktivního účinku změny magnetického toku na sekundární vinutí, v němž se indukuje napětí opačné polarity než v taktu předcházejícím. Výstupní napětí na spotřebiči závisí na velikosti energie magnetického toku a velikosti

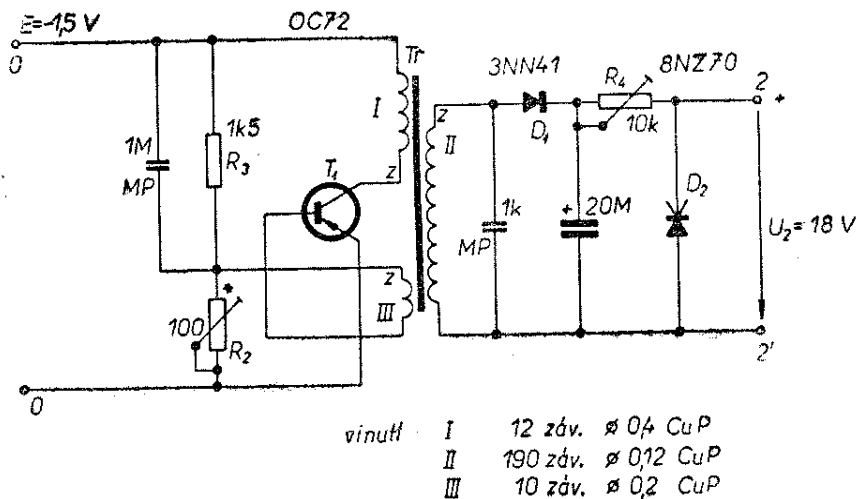


Obr. 58

odporu spotřebiče, nikoli však na závitovém poměru. Tento poměr se volí tak, aby totéž napětí indukované v primárním vinutí nepoškodilo nevodivý tranzistor.

Podle toho, který způsob se používá, dělíme střídače a měniče na transformátorové a induktivní nebo smíšené, využívá-li se obou společně. Podle zapojení tranzistorů – podobně jako výkonové zesilovače – dělíme střídače na jednočinné nebo dvojčinné.

Přepínání tranzistoru z vodivého do nevodivého stavu se provádí automaticky pomocí zpětnovazebního vinutí  $III$ , navinutého na jádře společně s vinutím  $I$  a  $II$  (obr. 58a). Řekli jsme již, že v okamžiku  $t_2$  končí první pracovní takt tím, že se tranzistor uzavře, uvede se do nevodivého stavu. Dosáhne se toho tím, že se přeruší smyčka kladné zpětné vazby (např. omezením zesílení použitého tranzistoru). Dochází k tomu zcela automaticky, neboť po překročení určité hod-



noty proudu kolektoru proudový zesilovací činitel klesá. Tím se zpomalí vzrůst proudu, poklesne zpětnovazební napětí indukované ve vinutí III a tranzistor se uzavře. Aby nebylo trvání prvního taktu příliš závislé na rozptylu parametrů tranzistoru, využívá se současně i přesycení magnetického jádra transformátoru. Jeho materiál, průřez a počet závitů vinutí se volí tak, aby při zvoleném maximálním proudu v době  $t_2$  bylo dosaženo ohybu magnetizační křivky. Pokles indukčnosti vinutí znamená prudký vzrůst kolektorového proudu (vyznačeno v obr. 58b čárkovaně), pokles proudového zesilovacího činitele a uzavření tranzistoru, jak jsme již popsali.

Skutečné vztahy a průběhy proudů a napětí jsou poněkud složitější. Nemá to však vliv na podstatu funkce střídače v obou pracovních taktech.

Výhodou střídačů – ve srovnání se síťovým napětím o kmitočtu 50 Hz – je možnost volby pracovního kmitočtu ve velmi širokých mezích. Tento kmitočet  $f$  je dán převrácenou dobou  $T$  trvání jednoho cyklu

$$f = \frac{1}{T}.$$

Pro příklad: na obr. 58 je  $T = 5 \text{ ms} = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s}$ , což odpovídá  $f = 200 \text{ Hz}$ . Zpravidla se volí od několika set Hz do několika kHz. Vyšší kmitočet dovolí menší rozměry transformátoru a menší kapacity filtračních kondenzátorů. Naproti tomu se mohou rušivě uplatnit vlastní kapacity usměrňovacích diod

(zvláště selenových) a stoupá nebezpečí rušení rozhlasových nebo televizních přijímačů.

Pro zajímavost poznamenejme, že v počátcích tranzistorové techniky byly měniče převážně používány jako zdroje anodových obvodů elektronkových vysílačů nebo přijímačů pracujících v terénu, kde není k dispozici světelná síť. V současné době se často používají při konstrukci elektronických blesků. Vlastnosti střídačů jsou ovlivněny rozvojem dopravní techniky (napájení zářivek ve vozech tramvají a vlaků) a v neposlední řadě turistikou a motorismem (napájení drobných síťových spotřebičů z autobaterie).

Vinutí transformátoru (i ve všech dalších schématech) označená I a III nemají vzájemně příliš odlišná napětí, takže je můžeme vinout v těsné blízkosti a k oddělení postačí jednoduchý proklad. Od obou těchto vinutí však důkladným prokladem (několik vrstev olejového papíru nebo plátna) oddělíme sekundární vinutí II. Všechna vinutí vineme ve stejném smyslu.

Uvedme si nyní několik užitečných zapojení tranzistorových střídačů a měničů.

Na obr. 59 je zapojení měniče, který dovoluje získat z baterie o velmi nízkém napětí (zde  $E = 1,5 \text{ V}$ , monočlánek, 1 článek akumulátorové baterie) napětí pro napájení běžných tranzistorových obvodů, např. 18 V. Základem zapojení je jednočinný střídač transformátorového typu. V době, kdy tranzistor vede, je

spotřebič, resp. filtrační člen prostřednictvím diody  $D_1$  a transformátoru  $Tr$  připojen k baterii a čerpá odtud potřebnou energii. Ve druhém pracovním taktu, kdy induktivním účinkem vzniká na sekundárním vinutí  $II$  napěťová špička, je dioda  $D_1$  uzavřena a odděluje zátěž od baterie. Vinutím  $III$  se do báze tranzistoru zavádí kladná zpětná vazba. Rozkmitání napomáhá předpětí báze získané z odporového děliče  $R_2, R_3$ . Individuální pracovní bod nastavíme změnou  $R_2$ . Při větším  $R_2$  (tj. při větším předpětí báze) se obvod snadno rozkmitá a stoupá maximální výstupní výkon. Nevýhodou však je zvýšení základního klidového proudu – podobně jako jsme o něm hovořili u výkonových zesilovačů – a snížení účinnosti. V praxi tedy nastavíme nejmenší předpětí, při němž střídač spolehlivě kmitá a dodává potřebný výstupní výkon. Aby nebyla rušena nízkofrekvenční zařízení, je zvolen pracovní kmitočet  $f = 14$  kHz nad běžně používaným nf pásmem. Výstupní výkon je asi 40 mW. Účinnost 60 % už zahrnuje určitou ztrátu, kterou představuje stabilizační obvod  $R_4, D_2$  se Zenerovou diodou.

Transformátor je vinut na feritovém hrníčkovém jádře o  $\varnothing 14$  mm, v nouzi  $\varnothing 25$  mm (znamená snížení pracovního kmitočtu). Vinutí jsou provedena ve stejném smyslu a jejich začátky jsou v obr. 59 označeny písmenem z.

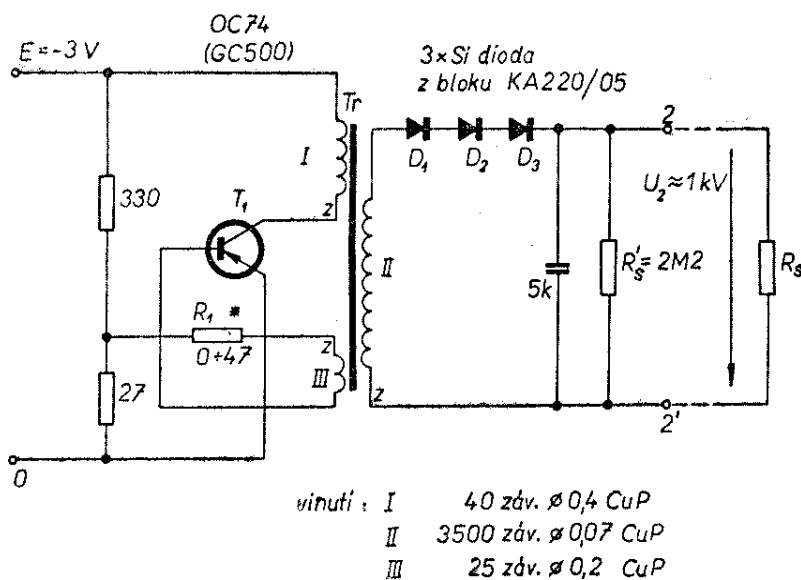
Tranzistor OC72 může být nahrazen typem OC70 nebo OC71. Při použití *npn*

druhů 101 až 104NU71 (popřípadě 105 a 106NU70) nutno změnit polaritu napájení, diod a elektrolytu.

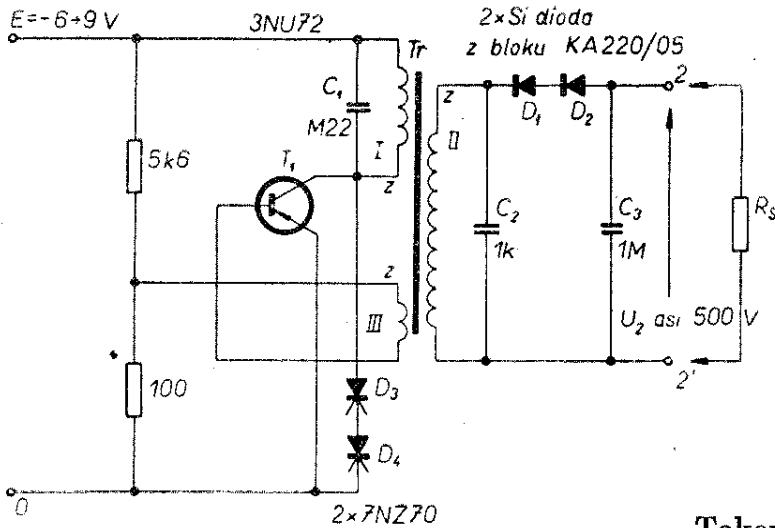
Měníče pro vyšší výstupní napětí volíme zpravidla v uspořádání indukčním. Jak jsme již řekli, je jejich výstupní výkon stálý a odběr energie ze střídače se uskutečňuje v době, kdy je tranzistor uzavřen. Pak ani při úplném zkratu výstupních svorek nehrozí poškození tranzistoru – nanejvýš vysadí oscilace.

Příklad zapojení jednočinného měniče indukčního typu je na obr. 60. Hodí se ke konstrukci vysokonapěťové zkoušečky nebo k napájení menší obrazovky. Jeho zapojení je zcela prosté a od principiálního schématu na obr. 58 se liší jen řešením předpětí báze a samozřejmě usměrňovacími a filtračními členy na sekundárním vinutí. Vhodnou hodnotu odporu  $R_1$  vyhledáme zkusmo při uvádění do chodu v rozmezí od nuly do několika desítek  $\Omega$ . Transformátor  $Tr$  je navinut na hrníčkovém jádru o  $\varnothing 25$  mm se vzduchovou mezerou asi 0,1 mm. Aby ani při úplném odlehčení výstupu nedošlo k nadměrnému zvýšení výstupního napětí, jehož pulsy by mohly nejen poškodit diodu a kondenzátor  $C_1$ , ale i tranzistor, musí být výstup neustále zatížen odporem  $R_s' < 2M\Omega$ . Tuto nevýhodu lze odstranit omezovacím obvodem podle obr. 61.

Základní uspořádání jednočinného indukčního měniče je vcelku shodné s předcházejícím zapojením. Funkci omezova-



Obr. 60



Obr. 61

vinutí I	80 záv. ø 0,55 CuP
II	1800 záv. ø 0,1 CuP
III	15 záv. ø 0,3 CuP

ciho obvodu zastávají dvě Zenerovy diody  $D_3, D_4$ , zapojené paralelně mezi kolektor a emitor. Omezení tohoto napětí nejen chrání tranzistor před poškozením při odlehčení výstupu, ale podstatně zmenšuje vliv kolísání napětí napájecí baterie (obr. 62) i zatěžovacího odporu. Tak např. při zatížení proudem 2 mA ( $R_s = 200 \text{ k}\Omega$ ) klesne výstupní napětí jen na 400 V. Hodnoty a typy ostatních součástek jsou zřejmé z údajů ve schématu. Měníč odebírá z baterie proud asi 150 mA, pracovní kmitočet je asi 3 kHz. Transformátor  $Tr$  je navinut na feritovém dvoudílném transformátorovém jádře E/f o průřezu středního sloupku  $8 \times 8 \text{ mm}$ .

Pracovní kmitočet je možno mírně ovlivnit změnou kondenzátorů  $C_1, C_2$ .

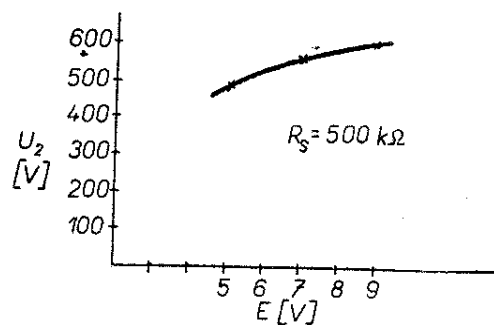
Přes poměrně vysoký pracovní kmitočet obou posledních zapojení (asi 3 kHz) lze křemíkové usměrňovací diody nahradit i selenovými sloupky Siemens E 053/50, popřípadě E 500 C 1,5, nebo čs. sloupky T 10 15 11/14, které jsou k dostání v radiotechnických prodejnách. Ideálem levné diody ovšem stále zůstává sovětská DG-C27.

Dosud popisovaná zapojení využívala transformátorového nebo indukčního způsobu přenosu energie. Protože podle výkladu k obr. 58 může být k přenosu využito současně obou principů, setkáme se často se smíšeným zapojením měniče.

Takové zapojení pro elektronický blesk vidíme na obr. 63. Jde opět o jednočinné zapojení, v němž však je tranzistor zapojen se společným kolektorem. Primární vinutí I je zapojeno v emitoru. Pak se tranzistor chová v podstatě jako emitorový sledovač. K jeho buzení je třeba větší vstupní napětí než v předcházejících případech, jak ostatně vyplývá z neobvykle vysokého počtu závitů vinutí III.

Zapojení se společným emitemorem se zvláště osvědčuje u dvojitých výkonových střídačů, neboť ke chlazení tranzistorů lze použít jediný chladič (oba kolektory a tím i obě pouzdra mají stejné napětí.).

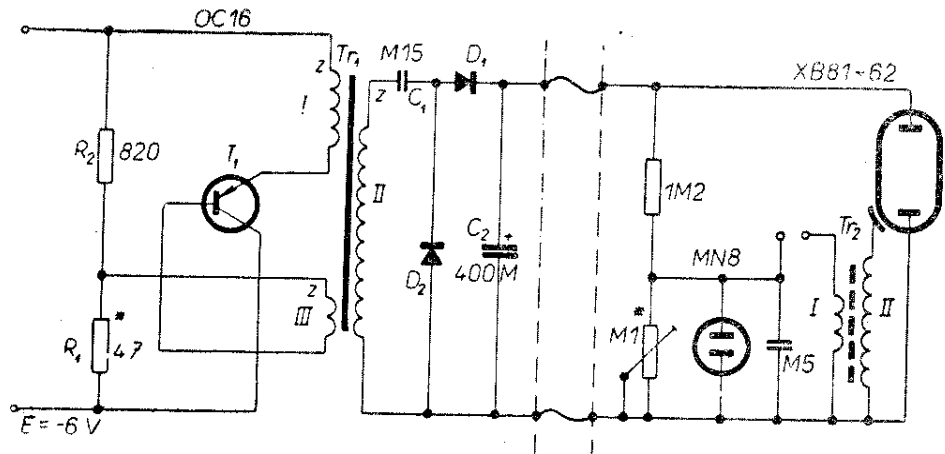
Hlavní rozdíl je však v uspořádání usměrňovacího členu, jehož diody připomínají Delonův zdvojovač. Znamená to, že obě diody se ve své funkci střídají, takže jsou využity oba pracovní takty střídače. Tak např. v prvním transformátorovém taktu vede dioda  $D_1$  a nabíjí kondenzátor  $C_2$ . Ve druhém, indukčním, je  $D_1$  uzavřena a dioda  $D_2$  nabíjí kondenzátor  $C_1$ . Na  $C_2$  se objeví součet obou dílčích napětí (viz také obr. 38c).



Obr. 62

Obr. 63

$Tr_1$ : vinutí I: 30 z  $\varnothing$  0,6  
 CuP; II: 1500 z  $\varnothing$  0,1  
 CuP; III: 120 z  $\varnothing$  0,25  
 CuP.  
 $Tr_2$ : vinutí I: 20 z  $\varnothing$  0,6  
 CuP; II: 2000 z  $\varnothing$  0,07  
 CuP



Transformátor  $Tr_1$  je navinut na feritovém transformátorovém jádře o průřezu středního sloupku  $8 \times 8$  mm (typ 4K 0930 018). Důkladný proklad několika vrstev olejového papíru odděluje vysokonapěťové vinutí II od ostatních. Startovací transformátor  $Tr_2$  je navinut do kostřičky WA 260 16, do níž je zasunuto a zaklínováno doladovací železové jádro  $M8 \times 18/A$ . S ohledem na zmenšené nebezpečí průrazu bude dolní vývod vinutí II (s nulovým napětím) současně začátkem, přiléhajícím k vinutí I.

Kondenzátor  $C_2$  má kapacitu 400  $\mu$ F a je složen ze dvou bloků 200M/285 V TC 519. Spojovací šňůra musí snést vybíjecí proud výbojky, ale také napětí 300 až 350 V. Volíme proto typ s dobrou

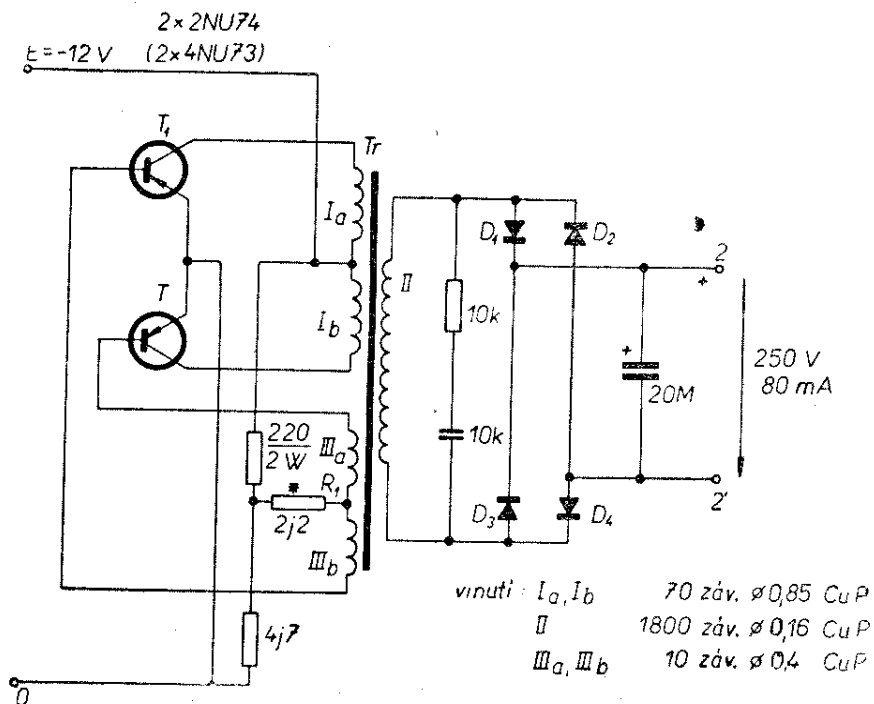
izolací a dostatečným průřezem, alespoň dvoupramenný vodič YH s PVC izolací  $2 \times 0,75$  mm<sup>2</sup>.

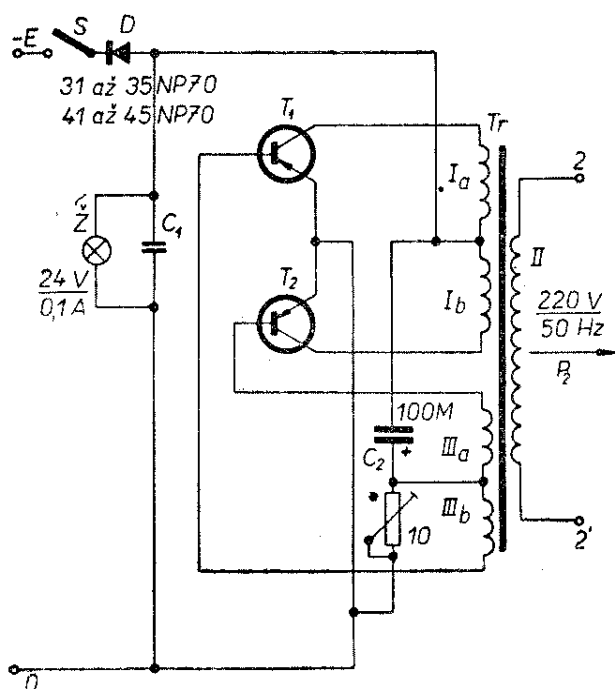
Tranzistor OC16 může být nahrazen maď. ekvivalentem OC1016 nebo čs. tranzistorem 3NU73. Diody  $D_1$ ,  $D_2$  tvoří dva bloky KA 220/0,5, popřípadě lze použít dvě sovětské diody DG-C27.

Zbývá ještě všimnout si zapojení měničů s větším výstupním výkonem. Protože se od nich vyžaduje stálé výstupní napětí málo závislé na zátěži, používají se zpravidla dvojčinná zapojení transformátorového typu.

Na obr. 64 je zapojení měniče, vhodného k napájení anodových obvodů elektronik komunikačního přijímače nebo vysílače při polním provozu. Je napájen

Obr. 64





Obr. 65 Bližší údaje o transformátoru a tranzistorech viz tabulka IV.

z akumulátorové (auto) baterie 12 V, z níž při plném zatížení ( $250 \text{ V} \times 80 \text{ mA} = 20 \text{ W}$ ) odebírá proud asi 2,5 A. Odporů děliče slouží opět ke snadnějšímu rozkmitání střídače. Při uvádění do chodu bude třeba hodnotu  $R_1$  vyhledat zkusmo v oblasti od 0 do  $20 \Omega$  jako kompromis mezi spolehlivou funkcí a minimální spotřebou při chodu naprázdno.

Transformátor  $Tr$  je navinut na jádře složeném z křemíkových plechů M17 (německá norma M55, tj. Röhtr 2) o tloušťce 0,35 mm, skládaných střídavě.

Usměrňovací diody  $D_1$  až  $D_4$  – vzhledem k poměrně nízkému pracovnímu kmitočtu 150 Hz – mohou být selenové sloupky asi z 15 destiček o  $\varnothing 18$  nebo 25 mm. Lepší jsou samozřejmě opět sovětské DG-C27 nebo křemíkové diody z bloku KA 220/05.

Protože transformátorový střídač připojuje v pracovních taktách spotřebič přes transformátor a tranzistor přímo k baterii, chráníme jej před poškozením přetížením. I když je velmi pravděpodobné, že přetížení nebo zkratování výstupních svorek bude mít za následek přerušování kmitů, není poškození tranzistorů vyloučeno.

V poslední době se projevuje samozřejmě má neochota zasahovat do složitých zařízení, jakými jsou komunikační přijímače apod. a v napájecích obvodech oddělovat a na vnější svorky vyvádět anodové i žhavicí napájení. Snahou je přivést k vidlici síťové šňůry takového přístroje ve všech případech náhradních střídavých „220 V“ síťového kmitočtu 50 Hz, vyrobených z akumulátorové baterie pomocí tranzistorového střídače.

Vzhledem k výstupním výkonům desítek až stovek wattů se i zde nejčastěji používá dvojčinné transformátorové zapojení, např. podle obr. 65. Zapojení nepotřebuje výkladu, neboť je prakticky shodné s uspořádáním střídače na předcházejícím obrázku. Liší se jen úsporným zapojením děliče báze, v němž je horní odpor nahrazen elektrolytickým kondenzátorem  $C_2$ . Kondenzátor  $C_1$  slouží k utlumení event. přepětí, které vznikne na vinutí při odpojení napájení. Dioda  $D$  chrání tranzistory před poškozením, kdybychom omylem přepólovali přívody od baterie. Přítomnost napájecího napětí správné polaritě na střídači indikuje žárovka  $Z$ .

Zapojení je univerzální a s vhodnými součástkami podle tabulky IV (na II. str. obálky) je lze konstruovat pro nejrůznější napájecí napětí a výkony. Desky musí být vzájemně izolovány, neboť jsou spojeny s kolektory, které mají navzájem různá napětí.

Skutečné uspořádání střídače z 12 V na 220 V – 50 W podle 4. řádku tab. IV je na obr. 66. Výborně se osvědčil při napájení drobných spotřebičů při pokusech nebo dovolené (holící strojek, malý televizor, komunikační přijímač apod.) z autobaterie 12 V.

### Stabilizované zdroje napětí

Řada elektronických zařízení (např. měřicí přístroje, oscilátory, stejnosměrné zesilovače apod.) – mají-li správně pracovat – musí být napájeny ze stabilizovaného zdroje, jehož napětí nezávisí na kolísání napětí elektrovedné sítě nebo na změnách zátěže. Výstupní napětí běžných

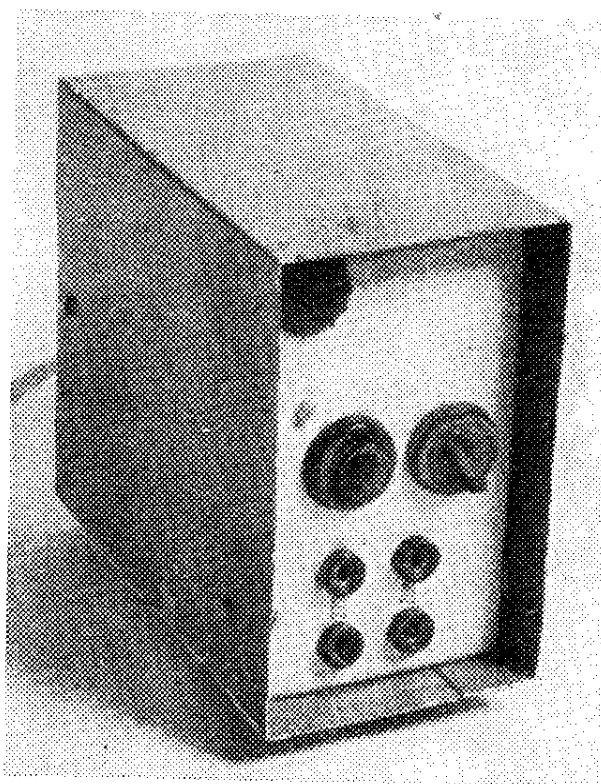
napájecích zdrojů jednocestných, dvoucestných, můstkových usměrňovačů atd. není příliš stabilní, není dostatečně „tvrdé“. Proto tam, kde činnost zařízení vyžaduje stabilní napájecí napětí, používáme stabilizátory napětí, které připojujeme za napájecí zdroj.

Stabilizátory napětí s tranzistory můžeme – podobně jako stabilizátory osazené elektronkami – rozdělit na paralelní a sériové. U paralelních stabilizátorů působí tranzistor jako samočinně řízený bočník, který vyrovnává kolísání napájecího napětí i zátěže. U sériových stabilizátorů pracuje tranzistor jako proměnný předřadný odpor k zátěži. V obou případech může být tranzistor řízen ze vstupu nebo z výstupu.

Stabilizátory řízené ze vstupu reagují zejména na změny vstupního napětí a jsou proto vhodné pro zařízení s konstantním odběrem proudu. Pro zařízení s proměnným odběrem proudu jsou vhodné stabilizátory řízené z výstupu, které reagují na změny napájecího napětí i na změny zátěže.

Paralelní stabilizátory používáme pro malé výkony na zátěži (několik W) a nižší stabilizovaná napětí (stabilizované napětí musí být menší než napětí mezi kolektorem a emitorem použitého tranzistoru). Sériové stabilizátory jsou vhodné pro větší výkony a vysoká stabilizovaná napětí (mezi kolektorem a emitorem tranzistoru je napětí dané přibližně rozdílem vstupního napětí a napětí na zátěži).

Příkladem jednoduchého paralelního stabilizátoru napětí (řízeného ze vstupu) je zapojení na obr. 67a. Vlastní stabilizaci obstarává Zenerova dioda ZD, jejíž Zenerovo napětí  $U_z$  volíme podle požadovaného napětí  $U_2$ . Tranzistor  $T$  vybíráme tak, aby jeho max. proud kolektoru  $I_{c\max}$



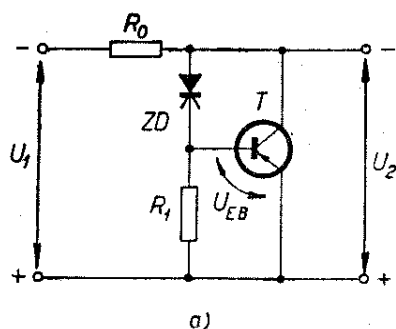
Obr. 66

$> BI_z\max$ , kde  $B$  je stejnosměrný proudový zesilovací činitel tranzistoru  $T$  a  $I_z\max$  maximální Zenerův proud diody ZD. Velikost odporů  $R_0$  a  $R_1$  zjistíme ze vztahů:

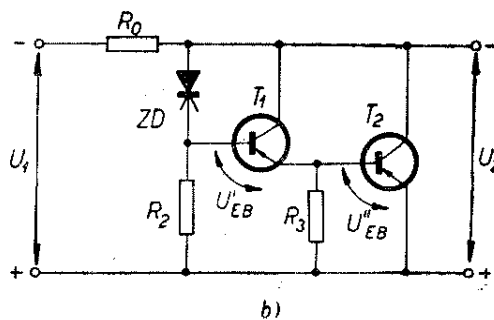
$$R_0 = \frac{U_{1\min} - U_z\max}{B \cdot I_z + I_2}$$

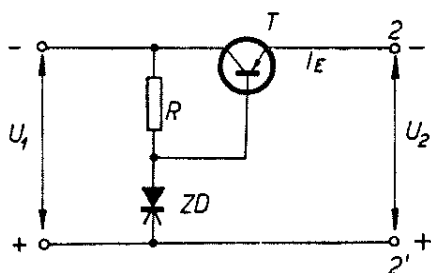
$$R_1 \approx \frac{U_{EBO}}{0,2 I_z\max}$$

kde  $I_2$  je proud tekoucí do zátěže. Pro odebírané proudy řádu jednotek až desítek A je možné použít dva nebo více tranzistorů v Darlingtonově zapojení, jak ukazuje obr. 67b. V tomto případě platí:



Obr. 67





Obr. 68

$$R_2 \approx 2 \frac{U'_{EBO} + U''_{EBO}}{0,2 I_{z \max}}$$

$$R_3 \approx \frac{U''_{EBO}}{0,2 B_1 I_{z \max}}$$

U germaniových tranzistorů bývá  $U_{EBO} = 0,1$  až  $0,3$  V, u křemíkových  $0,4$  až  $0,7$  V. Pro dosažení dobré stabilizace musí být v obou případech  $U_1 \gg U_2$ .

Nejjednodušší zapojení sériového stabilizátoru je na obr. 68. Odpor  $R$  vypočteme ze vztahu

$$R = \frac{U_{2 \max} + U_{CE \min}}{I_{z \max}}$$

Hlavní nevýhodou tohoto zapojení je poměrně velký vnitřní odpor na svorkách 2, 2'. Tuto nevýhodu odstraníme zařazením diferenciálního zesilovače před regulační tranzistor. Příkladem může být stabilizátor 12 V/1 A na obr. 69, kde platí

$$U_2 \approx U_z \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right).$$

Potenciometr  $P$  umožňuje regulaci výstupního napětí asi o  $\pm 10\%$ . (Hodnota výstupního napětí  $U_2$  je ohraničena napětím  $U_{CE}$  tranzistoru  $T_1$ ; musí platit  $U_{CE} \approx U_2 - U_z < U_{CE \max}$ ).

### Amatérské přijímače

Rozhlasový přijímač je a dlouho ještě bude nejlákavějším přístrojem k ověření výhodných vlastností tranzistorů i vlastní zručnosti. Obsahuje převážně vf a nf zesilovače, někdy i oscilátor, které již byly podrobně popsány v předcházejících kapitolách.

Nelze obecně rozhodnout, který druh přijímače je nejlepší. Vždy je nutné brát v úvahu hlavní způsob využití: jde-li o kapesní miniaturní provedení k poslechu zpráv a lehké hudby bez minimálních nároků na jakost reprodukce, přijímač přenosný, na němž občas zalovíme mezi vzdálenějšími stanicemi, nebo „druhý“ přijímač do domácnosti, vytvářející zvukovou kulisu programem nejbližší stanice.

Podle všech těchto okolností rozhodujeme nejen o volbě schématu a mechanickém provedení, ale i o volbě napájecích zdrojů.

Všeobecně platí, že čím je použitá baterie menší, tím je menší její účinnost a tím více zaplatíme za každý miliwatt odebraného výkonu. Proto se dnes snad už všude ustupuje od subminiaturních destičkových speciálních baterií, jako je např. typ 51D nebo 71D. Nehledě k nižší skladovací době – alespoň tak vypadá praxe – nebývají ani běžně k dispozici v menších prodejnách. Začínají se používat baterie do kapesních svítilen nebo v poslední době jejich speciální provedení pro tranzistorové přijímače. Přitom rozměry téže baterie v obou provedeních jsou stejné, takže je lze v nouzi vzájemně nahradit – ovšem za cenu horšího využití jejich vlastností.

Baterie pro použití v kapesních svítilnách jsou konstruovány pro větší vybíjecí proud (žárovka, např. 300 mA). Náš n. p. Baterie je označuje obaly modré barvy. Stejný vzhled a rozměry, ale zelený obal mají baterie pro tranzistorové přijímače, konstruované pro dlouhodobý odběr menšího proudu, např. 20 mA.

O volbě baterie rozhoduje velikost vybíjecího proudu, tj. složitost zařízení, počet napájených tranzistorů, jejich pracovní body atd.

Z typů uvedených v katalogu přicházejí v úvahu hlavně:

typ 5081, tužkový monočlánek 1,5 V; budeme jej používat skutečně jen u miniaturních kapesních přijímačů s odběrem asi do 10 mA. Jeho nevýhodou je malá kapacita a nebývá vždy všude k dostání;

typ 233, malá válečková baterie 3 V se hodí pro stejné účely. Má však větší kapacitu a vyskytuje se častěji než typ 5081;

typ 313, plochá baterie 4,5 V pro odběr do 20 mA. Nejběžnější typ v prodeji, napětí jediné baterie už stačí pro malé přijímače, páskové vývody umožňují snadné připojení k přijímači. Jsou také velmi ekonomické, neboť při běžném používání přijímače vydrží v provozu 1 ÷ 2 měsíce;

typ 5100 a 5101, nové typy baterií o napětí 9 V. Jsou určeny k dlouhodobému napájení stolních a kabelových přijímačů v domácnosti, na chatě a pod.

V prodeji jsou i malé zapouzdřené NiCd akumulátory. Jejich nevýhodou je poměrně vysoká cena a nutnost konstrukce nabíječe.

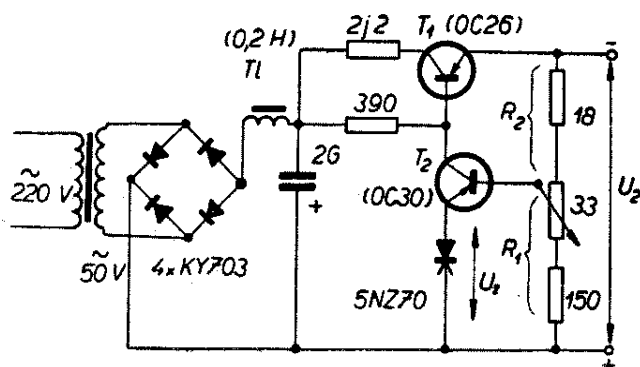
Příliš nízké napětí zvyšuje vliv napěťových ztrát na vinutích transformátorů i zbytkových napětí tranzistorů a ztěžuje řádnou stabilizaci pracovních bodů.

Za optimální napájecí napětí lze považovat 9 V, které nejsnáze získáme ze dvou plochých baterií zapojených do série.

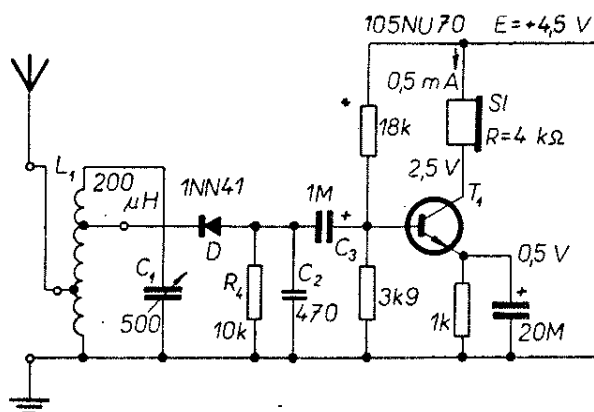
Pro snadnou výměnu se používají držáky (např. podle obr. 80).

### Krystalky

Vysmívaným, avšak mezi mládeží nesmrtelným typem přijímače je krystalka. Charakteristickou vlastností krystalky je



Obr. 69



Obr. 70

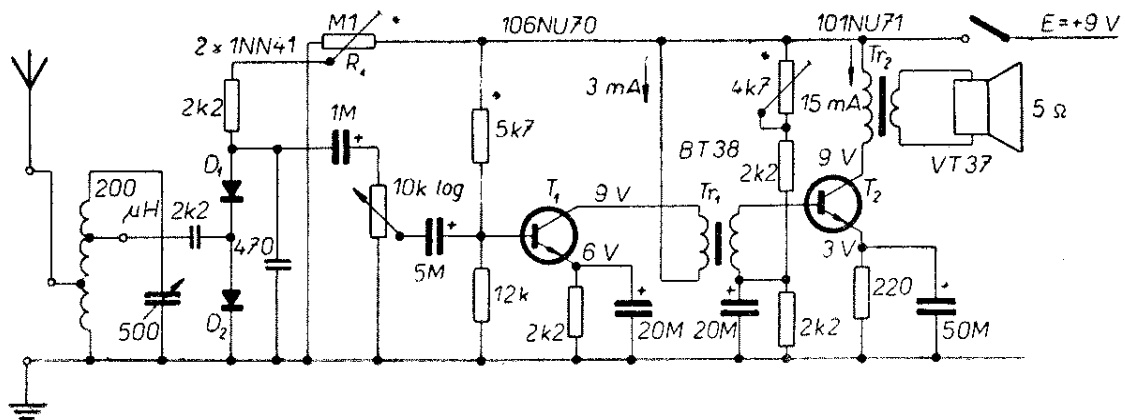
detekce vf signálu ze vstupního laděného obvodu bez vf zesílení. V blízkosti vysílače může budít sluchátka (stejnoseměrný odpor jejich vinutí 2 až 4 kΩ), hlasitější poslech získáme připojením nf zesilovače.

Pro pokusy s krystalkou se dobře hodí vf cívka pro středovlnný odlaďovač, která je běžně v prodeji. Má indukčnost asi 200 μH a na dvou odbočkách lze zkusmo vyhledat nejlepší impedanční přizpůsobení antény a detekční diody.

Čím vyšší odbočku zatížíme (počítáme od země), tím bude příjem hlasitější. Současně však je ladicí obvod silně zatěžován, jeho činitel jakosti se snižuje a ztrácí selektivitu. Nejsilnější stanice se rozloží po celé stupnici a zakryje stanice slabší.

Vzhledem k trvalému nedostatku jednoduchých vzduchových ladicích kondenzátorů o maximální kapacitě asi 500 pF použijeme zpětnovazební kondenzátor ZK-56. Můžeme ovšem hned zpočátku zakoupit dvojité (duál) 2 × 500 pF (typ 1PN 705 17) pro pozdější stavbu superhetu a zatím využít jen jedné poloviny.

Nejjednodušší zapojení krystalky je na obr. 70. Vf napětí vyladěné na obvodu  $L_1, C_1$  se přivádí na diodu  $D$  (germaniová hrotová dioda nebo dioda s přivařeným hrotem, např. 1NN41 nebo 0A7). Zbytečné a nežádoucí produkty demodulace zkratuje kondenzátor  $C_2$  k zemi. Nf signál prochází přes kondenzátor  $C_3$  na bázi tranzistoru  $T_1$ . Hodnoty předpětových odporů odpovídají tranzistoru 105NU70. Lze však použít jakýkoli jiný malý tranzistor, třeba i *pn*p, ovšem při opačné polaritě napájecího napětí a elektrolytických kondenzátorů.



Obr. 71

Protože zesílený signál má jen velmi malou amplitudu, je nastaven pracovní bod odpovídající předzesilovači, tj. maximálnímu výkonovému zesílení. Celkový odebraný proud nepřesahuje 2 mA, takže baterii lze složit z nejmenších článků. Pohodlnější je ovšem použít plochou baterii.

Důležitou funkci má odpor  $R_4$ , neboť svádí k zemi stejnosměrnou složku, která vznikla usměrněním vf signálu. Kdyby nebyl  $R_4$  připojen, stejnosměrné napětí by nabílo kondenzátory  $C_3$  a  $C_2$  a jejich napětí by znemožnilo řádnou funkci usměrňovací diody. To platí pro všechny detekční obvody. Správnost jejich zapojení kontrolujeme tak, že v obvodu od jednoho vývodu diody k druhému nemá být ss odpor větší než asi  $10 \div 20 \text{ k}\Omega$  nebo nesmí být dokonce vůbec přerušen, např. kondenzátorem.

Nutno si však uvědomit, že hranice citlivosti je dána omezenými detekčními schopnostmi samotné diody. K detekci se využívá zakřivení její stejnosměrné charakteristiky, tj. rozdílného elektrického odporu, který má dioda pro kladné a záporné napětí. Je zajímavé, že nevelké zakřivení je právě v okolí nulových napětí, pro nejslabší signály. Proto lze její detekční schopnosti mírně zlepšit stejnosměrným předpětím v propustném směru (asi  $0,2 \div 0,3 \text{ V}$ ), kterým zkusmo vyhledáme oblast největšího zakřivení.

Dalšího zvětšení budičeho napětí (obr. 71) se dosahuje dvoucestnou detekcí diodami v Delonově zdvojovači. K nastavení vhodného předpětí slouží potenciometr  $R_1$ . Vazební transformátor  $Tr_1$  bud-

to navineme podle 1. řádku tab. III (typ  $Tr A$ ), nebo použijeme budicí transformátor BT 38, z jehož sekundáru využíváme jen jedno vinutí (druhé je nezapojeno). Výkonový jednočinný stupeň je schopen odevzdat podle stavu baterie 15 až 30 mW při zkreslení pod 10 %.

Výstupní výkon zužitkujeme nejlépe v dostatečně velkém reproduktoru, nejméně o  $\varnothing 10 \text{ cm}$  (např. poměrně levný ARO 389 nebo eliptický ARE 489).

K zesílení nf signálu můžeme samozřejmě použít i kterýkoli z popsaných nf zesilovačů – zvláště máme-li jej předem sestaven na „typizované“ desce pokusné stavebnice. Ani pak však nemá smysl zvětšovat počet nf zesilovacích stupňů nad 2 až 3, neboť slabé signály utonou v šumu prvního tranzistoru, který všechny následující stupně zesílí. Jediným východiskem je dobrá anténa, která diodě dodá dostatečné napětí. Proto se u krysťalky neosvědčuje feritová (trámečková) anténa. U lepších přijímačů, které si popíšeme později, zajišťuje dostatečné napětí pro detekční diodu vf předzesilovač.

### Přímozesilující přijímače

Do této skupiny patří přijímače s vf zesílením, u nichž vf signál od antény až k detekční diodě prochází v původní kmitočtové poloze. Představují další krok každého amatéra na cestě k přijímači se směřovačem a mezifrekvenčním zesilovačem – superhetu.

Výhodou přímozesilujících přijímačů je malý počet součástek, zvláště vf tranzistorů a laděných obvodů. Má však i řadu

nevýhod, které nevidí jen nadšený konstruktér. Ke zvětšení zesílení se používá v prvním vf stupni kladná zpětná vazba. Její kritická hodnota těsně pod bodem rozkmitání vyžaduje individuální jemné a trpělivé nastavení, zvláště při příjmu slabších stanic. Také hodnoty součástek obvodu zpětné vazby jsou choulostivé a uvedení do chodu dá často více práce než sladění superhetu. Přes všechny tyto výhrady jsou a dlouho ještě budou přímo zesilující přijímače oblíbeným zapojením zkušenějších začátečníků.

V horní části obrázku 72 vidíme schéma, v němž je vf tranzistor v zapojení se společnou bází. V tomto uspořádání se méně projevuje pokles zesilovacích schopností tranzistoru na vyšších kmitočtech. Vzhledem k nevelké citlivosti audionového stupně není účelné vinout ladičí cívku  $L_1$  na feritový trámeček. Představa feritové antény svádí k přemrštěným nárokům, které zde nemohou být splněny. Proto je zde opět použita cívka pro středovlnný odladovač, podobně jako v předcházejících zapojeních.

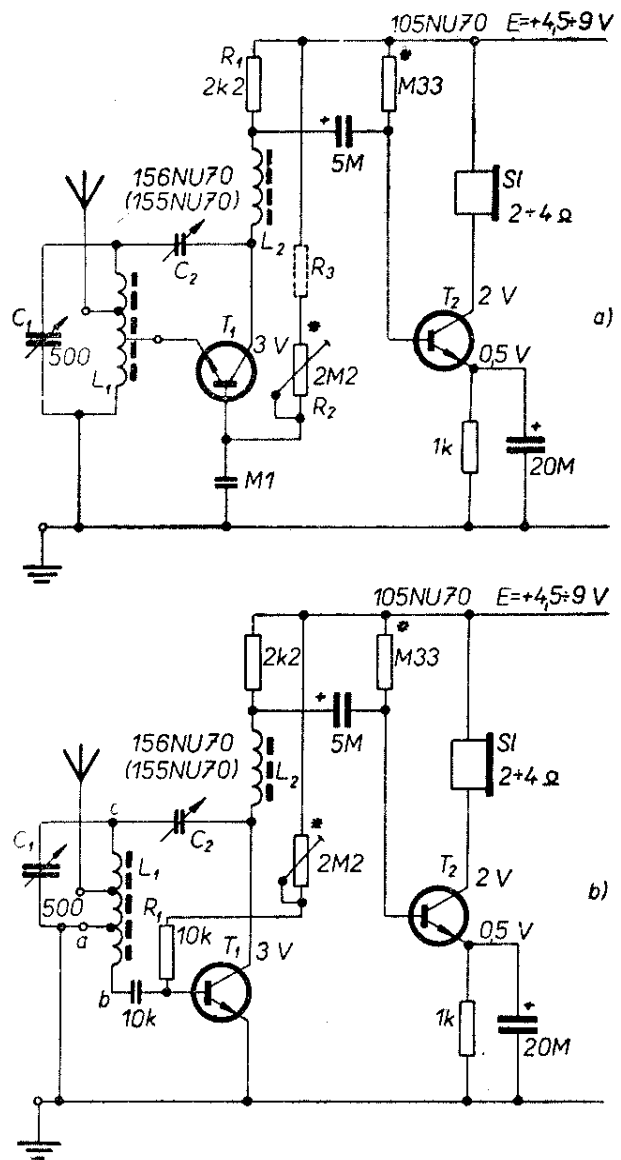
Pracovním odporem pro zesílené vysoké kmitočty je reaktance tlumivky  $L_2$ . Zhotovíme ji navinutím asi 220 záv. drátem CuP o  $\varnothing$  0,15 mm do hrníčkového jádra o  $\varnothing$  14 mm. Část zesíleného napětí se vrací přes kondenzátor  $C_2$  do ladičího obvodu, zvyšuje jeho jakost a tím i citlivost a selektivitu. K nastavení zpětné vazby stačí opět zpětnovazební otočný kondenzátor s pevným dielektrikem, nebo lépe hrníčkový trimr upravený podle obr. 74c.

Demodulovaný a zesílený nf signál odbíráme z odporu  $R_1$  a budíme jím následující jednoduchý nf předzesilovač, osazený jakýmkoli dobrým nf tranzistorem.

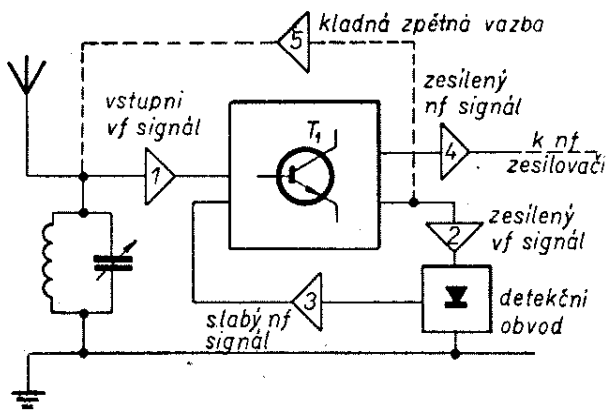
Pozorní čtenáři si jistě všimli, že nastavení pracovního bodu pomocí odporu  $R_2$  odpovídá zapojení na obr. 28a, před jehož použitím jsme varovali. Souvisí však s vlastní funkcí audionového stupně, v němž je tranzistor  $T_1$  využit k vf zesílení, detekci i nf zesílení. Z hlediska zesilování by bylo třeba, aby pracoval v lineární oblasti a měl nastaven proud, při němž nejlépe zesiluje. Z hlediska detekce je však třeba, aby jeho vstup byl pokud možno nelineární, tj. aby měl co nejmenší předpětí. Oba požadavky jsou protichůd-

né a je věcí pečlivého nastavení odporu  $R_2$ , aby byly splněny určitým kompromisem. Není vyloučeno, že pro tranzistor s vyšším proudovým zesílením bude třeba do série s  $R_2$  zařadit odpor  $R_3$  řádu M $\Omega$ .

V dolní části obrázku 72 je podobné zapojení, tranzistor  $T_1$  však pracuje v zapojení se společným emitorem. Všimněme si dobře uspořádání odboček ladičí cívky. Její odbočka *a* je tentokrát spojena se zemí a dolní konec *b* je spojen s bází. Toto uspořádání odpovídá skutečnosti, že tranzistor v zapojení se společným emitorem obrací fázi přenášeného signálu o 180°. Protože však rozsah ladění zde odpovídá jen části indukční cívky mezi body *a*, *c*,



Obr. 72



Obr. 73

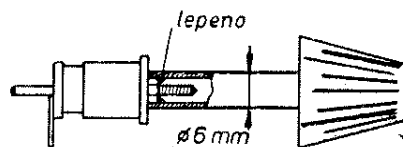
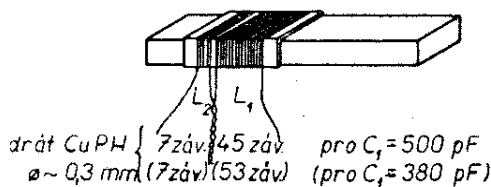
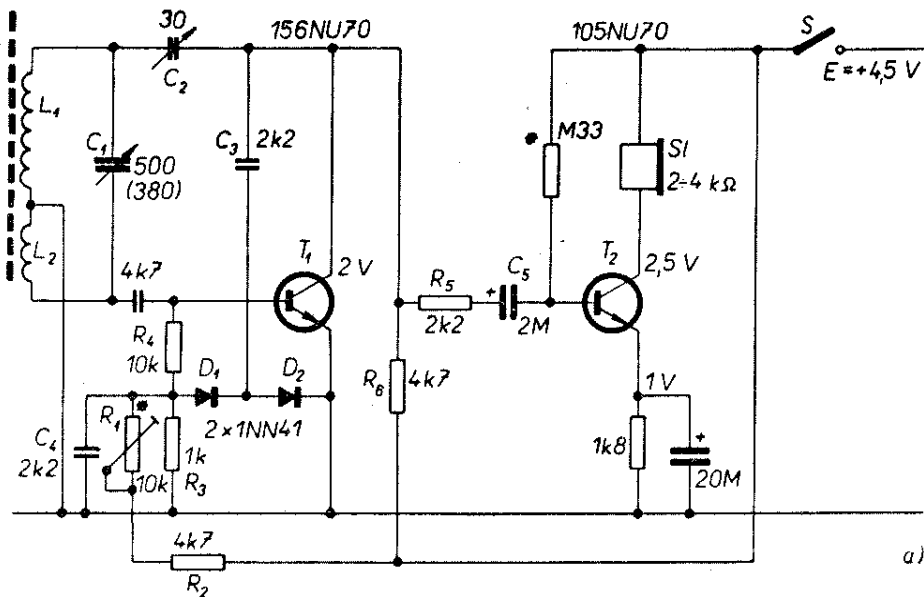
musíme její indukčnost zvýšit na původní hodnotu zašroubováním dalšího, druhého jádérka. Tlumivka  $L_2$  je stejná jako v předcházejícím případě.

Nejcitlivější přímozesilující přijímače využívají v prvním stupni tzv. reflexního zapojení. Jak ukazuje obr. 73, je první tranzistor  $T_1$  využit dvakrát: poprvé pracuje jako vf zesilovač, podruhé jako nf

zesilovač. Ze vstupního laděného obvodu přichází slabý vstupní vf signál 1. Tranzistor jej zesílí (2) a přivede do detekčního obvodu. Vznikající slabý nf signál 3 se vrací znovu na bázi tranzistoru  $T_1$ . Zesílený nf signál 4 postupuje k vlastnímu nf zesilovači. Kromě toho se část zesíleného vf signálu přivádí zpět na vstup (vyznačeno čárkovane 5), aby vznikající kladná zpětná vazba odtlumila a zvýšila činitel jakosti vstupního obvodu.

Výhodou reflexního zapojení je také oddělení funkce detekce a zesílení. Tranzistor  $T_1$  má nastaven pracovní bod v lineární oblasti, kde má nejlepší zesilovací vlastnosti.

Zapojení přijímače s reflexním stupněm je na obr. 74a. Vinutí  $L_1 + L_2$  ladicího obvodu jsou uspořádána na feritovém trámečku podle obr. 74b. Ladicí kondenzátor  $C_1$  může být buďto levnější zpětnovazební typ 500 pF, nebo miniaturní (ale také poněkud dražší) WN 70400 s kapacitou 380 pF. Nastavení rozsahu ladě-



Obr. 74

ní do pásma 190 až 550 m se provede posouváním papírové kostry s vinutím  $L_1 + L_2$ .

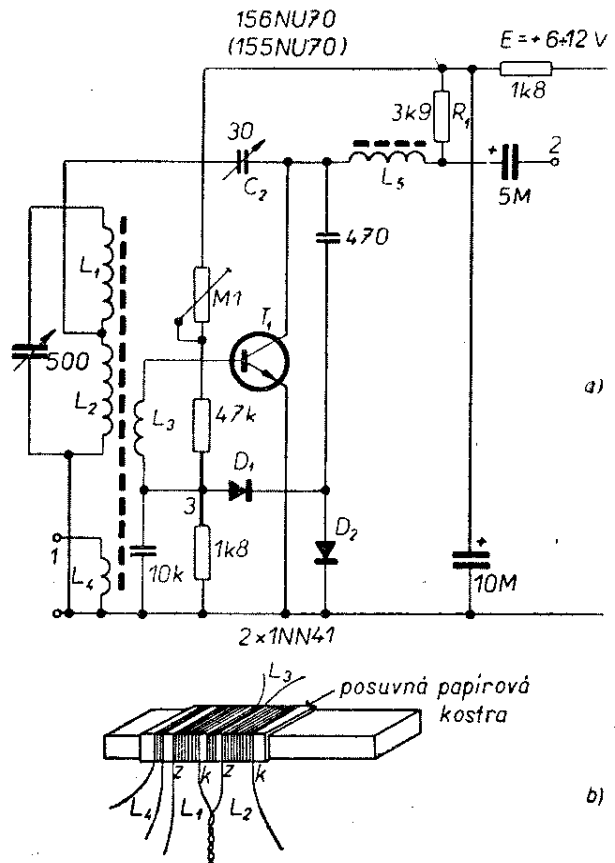
Zlomek zesíleného vf signálu se přes kondenzátor  $C_2$  vrací zpět na ladící obvod a vznikající kladná zpětná vazba zvyšuje jeho činitele jakosti. Převážná jeho část se však na dvoucestném detekčním obvodu  $D_1, D_2$  demoduluje. Kondenzátor  $C_4$  zbaví vznikající nf signál nežádoucích produktů demodulace. Odpojem  $R_4$  přechází nf signál zpět k bázi  $T_1$  a objeví se zesílený na jeho kolektoru. Odtud pak přes  $R_5$  a  $C_5$  budí nf tranzistor  $T_2$  v obvyklém zapojení.

Odporový dělič  $R_1$  až  $R_4$  slouží k nastavení pracovního bodu tranzistoru i propustného předpětí obou diod (viz výklad k obr. 71). Protože odpojem  $R_1$  lze tyto pracovní body mírně posouvat, vyhledáme při uvádění do chodu optimální účinnost detekce a spolehlivé nasazování zpětné vazby v celém rozsahu ladění.

K nastavení kladné zpětné vazby slouží kondenzátor  $C_2$ , hrníčkový trimr 30 pF. Můžeme jej nastavit při uvádění do chodu jednou provždy na pevnou hodnotu. Zpětná vazba má přitom co nejvíce zvýšit zesílení, avšak v celém rozsahu  $C_1$  se nesmí tranzistor  $T_1$  rozkmitat. Výhodnější je ovšem přilepit k rotoru trimru tmelem Epoxy 1200 dutou pertinaxovou nebo kovovou trubičku s vnějším průměrem 6 mm a zpětnou vazbu při poslechu nastavovat knoflíkem (obr. 74c).

Zapojení na obr. 74a využívá pro zesilování nf i vf signálu téhož pracovního odporu  $R_6$ . To může být zdrojem obtíží (nestabilit) při vícecestňovém, citlivém nf zesilovači. Výhodnější je proto zapojení na obr. 75a s úplným oddělením vf i nf zesilovací cesty. Vinutí  $L_1$  až  $L_4$  jsou uspořádána podle obr. 75b na feritovém trámečku délky 80 mm. Hlavní ladící vinutí  $L_1 + L_2$  je rozděleno do 2 sěkcí, mezi nimiž je vinutí  $L_3$ . Vzájemný závitový poměr přizpůsobuje nízký vstupní odpor báze impedanci kmitavého obvodu. S ladícím obvodem je vinutím  $L_4$  volně vázána event. anténa, kterou připojíme na zdířku 1.

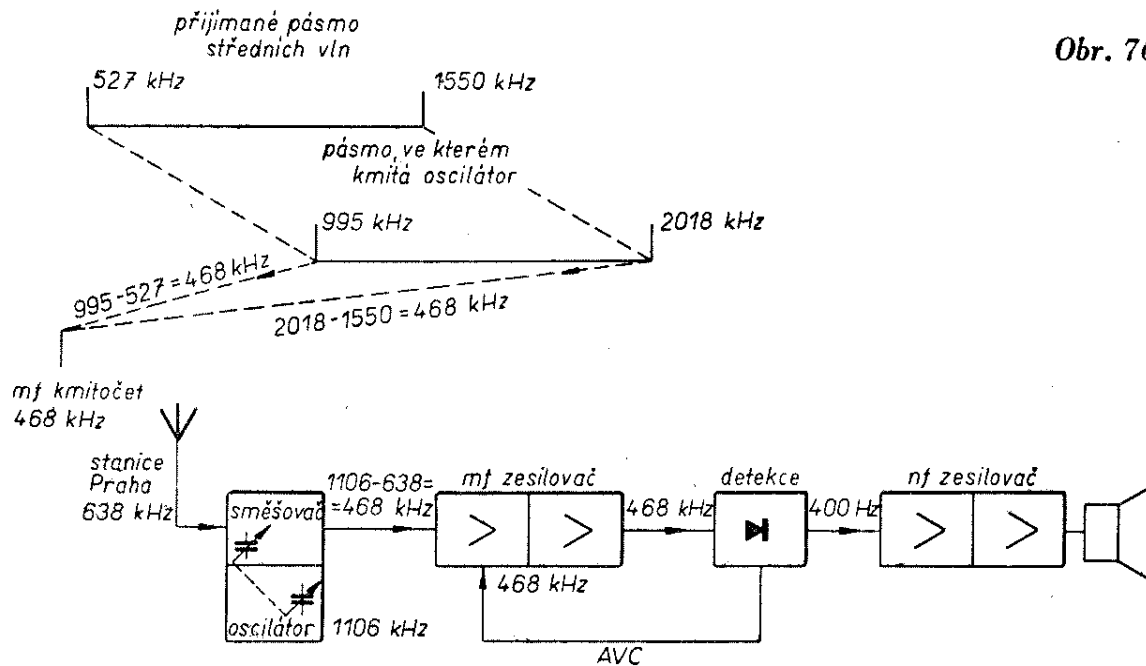
Z kolektoru tranzistoru  $T_1$  (v nouzi také 154 nebo 155NU70) je přes kondenzátor  $C_2$  zavedena kladná zpětná vazba



- $L_1 = L_2$  28 záv.  $\varnothing 0,35$  CuP nebo lanko  $20 \times 0,05$
- $L_3$  13 záv.  $\varnothing 0,35$  CuP nebo lanko  $20 \times 0,05$
- $L_4$  6 záv.  $\varnothing 0,5$  CuP
- $L_5$  viz text

Obr. 75

ke zvýšení citlivosti a selektivity. Kondenzátor  $C_2$  je běžného otočného typu s pevným dielektrikem. Při zvoleném závitovém poměru  $L_1 : L_2$  je kritický bod hned na počátku jeho rozsahu a proto může být nahrazen hrníčkovým trimrem. Postup při jeho úpravě, popř. trvalém nastavení, byl popsán u předcházejícího obrázku. Pokud by snad po zavedení vazby citlivost naopak poklesla, zaměníme vývody vinutí  $L_3$ . Tlumivka  $L_5$ , resp. její reaktance, tvoří zatěžovací odpor tranzistoru  $T_1$  pro vysoké kmitočty. Má 220 závitů drátu o  $\varnothing 0,15$  CuP, divoce navinutých v hrníčkovém jádře o  $\varnothing 14$  mm. Z ní se odebírá zesílené vf napětí pro dvoucestný detekční obvod s diodami  $D_1, D_2$ . Na jeho výstupu v bodě 3 se objeví nf signál. Nf signál se přivádí přes vinutí  $L_3$  do báze tranzistoru  $T_1$ . Pro nf kmitočty je reaktance  $L_5$  zanedbatelná a vlastním



pracovním odporem je tentokrát odpor  $R_1$ . Z něho se pak zavádí nf signál přes svorku 2 na vstup následujícího nf zesilovače. Předpětový obvod slouží jednak k nastavení vhodného proudu kolektoru  $T_1$  a současně je zdrojem propustného předpětí pro obě detekční diody. O jeho nastavení platí totéž, co bylo uvedeno ve výkladu k obr. 71 a 74.

Citlivost reflexního stupně stačí i ke stavbě kapesního nebo kabelkového přijímače. Jako nf zesilovač lze doporučit zapojení z obr. 71.

### Superhety s tranzistory

Citlivost přijímače lze zlepšovat zvyšováním počtu zesilovacích stupňů. Jak však jsme již uvedli, nelze počet nf stupňů zvýšit nad 2 až 3, nemá-li se rušivě uplatnit vlastní šum tranzistorů. Je zde ovšem druhá možnost: zvýšit zesílení vf obvodů před detekcí. Pohledem na předcházející schémata však zjistíme, že by i všechny další vf obvody musely být laditelné, stejně jako obvod první. To však vyžaduje speciální ladicí kondenzátory, skládající se ze tří i více sekcí ovládaných jediným knoflíkem.

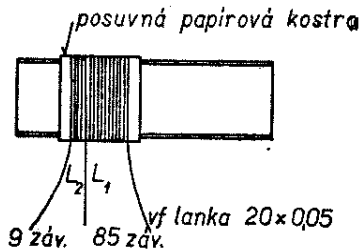
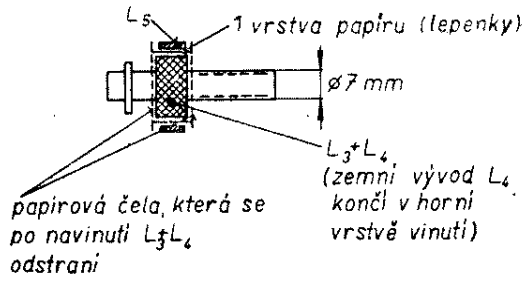
Proto se používají přijímače s nepřímým zesílením, u nichž pomocí prvního zesilovacího a směšovacího stupně překládáme všechny přijímané kmitočty do jediné kmitočtové polohy (obr. 76). Tento tzv. mezifrekvenční (mf) kmitočet se zesiluje v několikastupňovém mf zesilovači. Jeho laděné obvody jsou pevné, neměnné, naladěné jednou provždy při uvádění do chodu tzv. sladováním.

Mf kmitočet se obvykle volí v pásmu 440 až 470 kHz, v němž nepracují trvale silné vysílače.

Kmitočet oscilátoru, který budí směšovač, je vždy naladěn o hodnotu mf kmitočtu nad kmitočtem přijímaným. Dobré vf tranzistory umožňují konstrukci tzv. samosměšujících oscilátorů, v nichž jediný tranzistor zastává funkci směšovače i oscilátoru.

Jako laděné obvody pro mf zesilovače slouží tzv. mezifrekvenční transformátory. Lze je sice vyrobit i v domácí dílně, jednodušší však je zakoupit levné výrobky z řady MFTR družstva Jiskra.

Na obr. 77 je schéma jednoduchého superhetu se středovlnným rozsahem se 4 tranzistory pro první pokusy. Induktivnosti  $L_1 + L_2$  ladicího obvodu jsou vinuty na feritovém trámečku podle obrázku



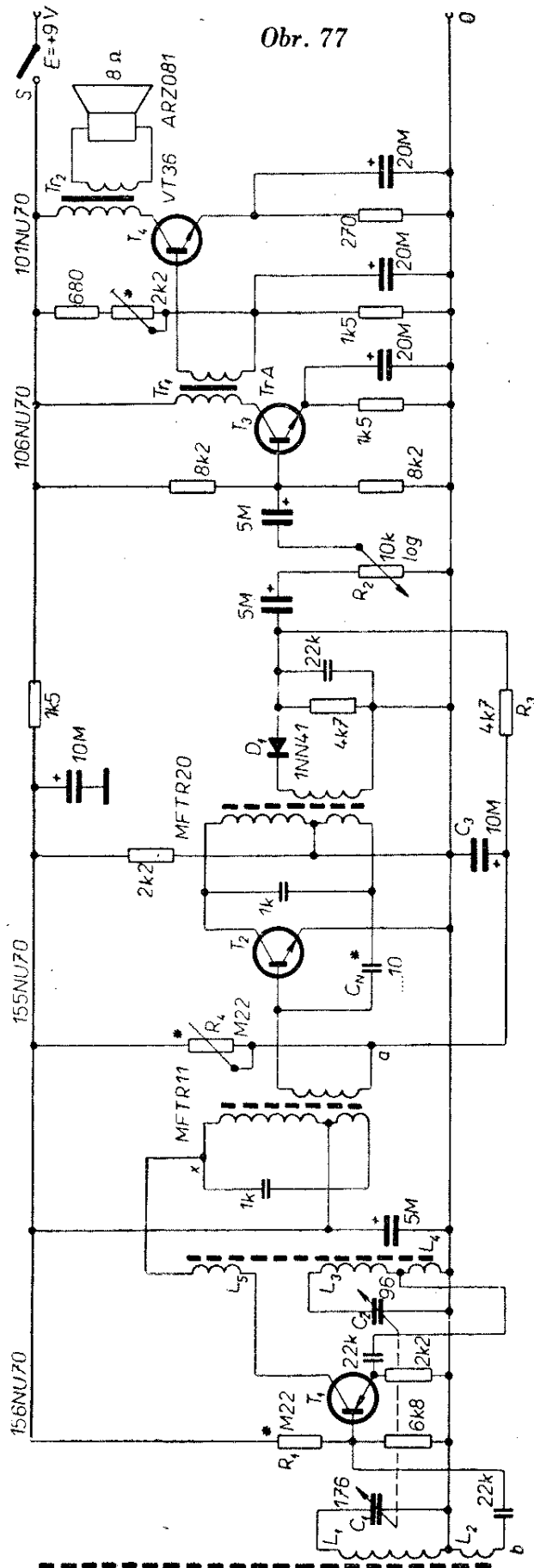
vinutí:  $L_3$  130 záv.  $\varnothing$  0,15 CuP  
 $L_4$  5 záv.  $\varnothing$  0,15 CuP  
 $L_5$  30 záv.  $\varnothing$  0,2 CuP

Obr. 77a

vedle schématu. K ladění se používá dvojitý kondenzátor (duál)  $C_1 + C_2$ , používaný v přijímači T 58. Nestejná kapacita obou sekcí zajišťuje potřebný rozdíl přijímaného a oscilátorového kmitočtu. Cívka oscilátoru je vinuta na kostříčce se šroubovacím jádrem M6. Není vyloučeno, že bude třeba poněkud změnit hodnotu odporu  $R_1$  tak, aby při minimálním proudu kolektoru oscilátor spolehlivě kmital v celém rozsahu ladění.

V kolektoru  $T_1$  je zapojeno primární vinutí mf transformátoru MFTR11. Ladící styroflexový kondenzátor 1k je ve všech transformátorech této řady vestavěn. Tranzistor  $T_2$  zastává funkci jediného mf zesilovače. Také v jeho kolektoru je zapojen mf transformátor, tentokrát však typu MFTR20, který je vhodný k buzení detekčního dílu. Střídavá nf složka se přivádí z diody  $D_1$  na vstupní potenciometr  $R_2$  nf zesilovače. Jeho zapojení již známe z dřívější kapitoly, takže se jím nemusíme podrobněji zabývat.

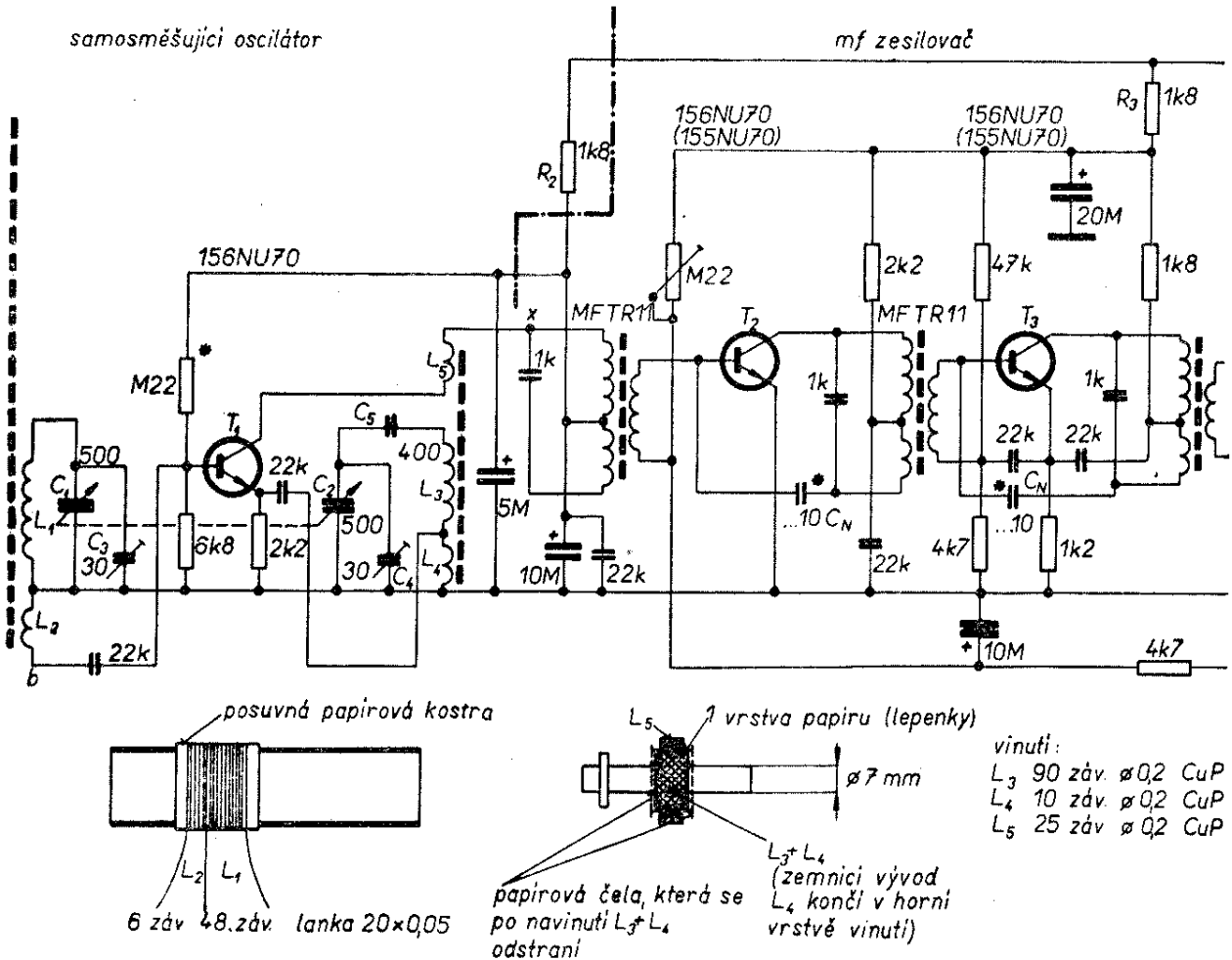
Stejnoseměrná složka za diodou  $D_1$  se filtruje obvodem  $R_3, C_3$  a přivádí se do bodu a – báze tranzistoru  $T_2$ . Protože je – vzhledem k zemnicímu spoji – záporná, působí proti kladnému předpětí báze, zavedenému odporem  $R_1$ . Při slabém příjí-



Obr. 77

samosměšující oscilátor

mf zesilovač



Obr. 78 – Levá polovina zapojení

maném signálu je vliv stejnosměrné záporné složky zanedbatelný a tranzistor  $T_2$  má pracovní bod s největším zesílením. Silná stanice vybudí i velké záporné napětí v obvodu  $R_3, C_3$ , které posune pracovní bod tranzistoru k menšímu proudu elektrod, kde má menší zesílení. Tímto automatickým řízením zisku (AVC, ARU) jsou všechny stanice přijímány přibližně se stejným detekovaným napětím.

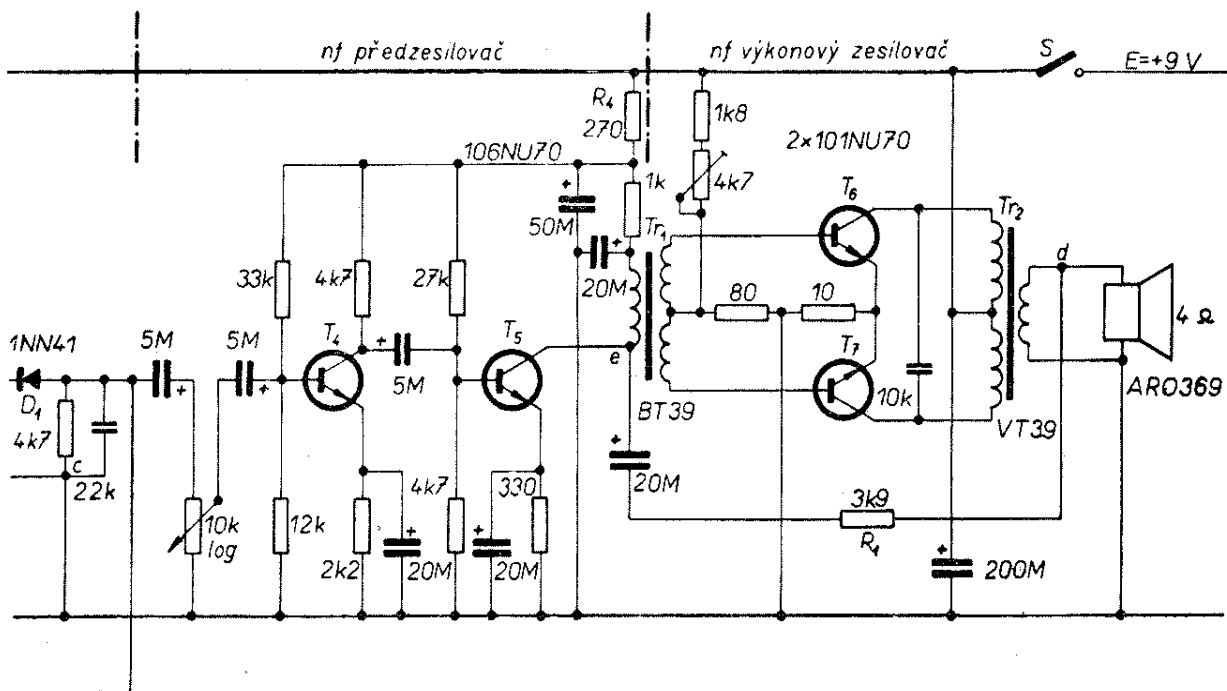
Zvláštní funkci má tzv. neutralizační kondenzátor  $C_N$ . Jeho hodnotu vyhledáme při sladování zkusmo jako kompromis mezi zvýšením zesílení a dostatečnou stabilitou mf zesilovače.

Na obr. 78 je zapojení standardního, spolehlivého superhetu se sedmi tranzistory. Hodí se pro stavbu kabelkového nebo stolního (bezšňurového) „druhého“ přijímače pro domácnost.

Všimněme si uspořádání ladicích obvodů samosměšujícího oscilátoru. Ve srovnání s předcházejícím zapojením mají obě

sekce kondenzátoru  $C_1 + C_2$  stejnou kapacitu – 500 pF. Aby oscilátor kmital na vyšším kmitočtu, je do série s  $C_2$  zapojen sériový kondenzátor („padding“)  $C_5$ . K doladění  $L_1$  s  $(L_3 + L_4)$  na vyšším okraji kmitočtového pásma slouží dva hrníčkové trimry  $C_3, C_4$ . Uspořádání vinutí ladicího i oscilačního obvodu je na obrázku dole. Dvoustupňový mf zesilovač je osazen tranzistory  $T_2, T_3$ . V obou stupních opět vidíme neutralizační kondenzátory  $C_N$ . Tranzistor  $T_3$  ve druhém mf stupni má pevně nastavený pracovní bod, zatímco pracovní bod  $T_2$  je ovládán stejnosměrnou složkou detekovaného signálu (viz výklad k předcházejícímu schématu).

Zapojení třístupňového nf zesilovače s dvojitým výkonovým stupněm je odvozeno z obr. 40. Jeho vlastnosti zlepšuje záporná zpětná vazba, zavedená přes odpor  $R_1$  ze sekundárního vinutí  $Tr_2$  do kolektoru  $T_5$  mezi body  $d, e$ . Pokud by se po zavedení vazby zesilovač rozkmital,



Obr. 78 – Pravá polovina zapojení

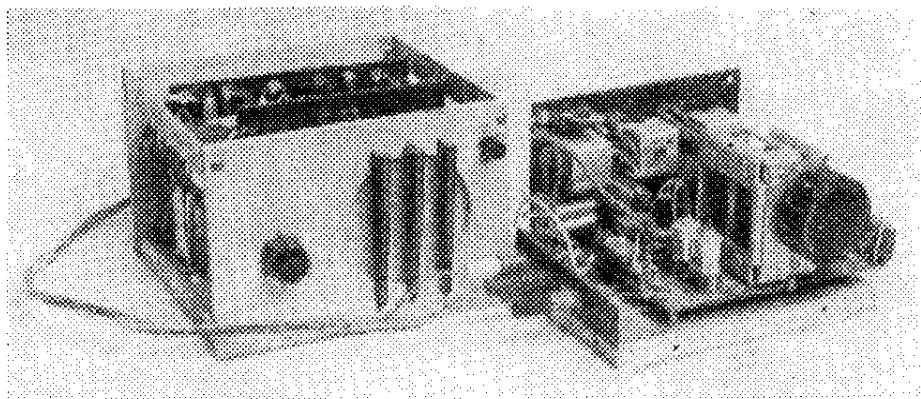
přehodíme smysl sekundárního vinutí  $Tr_2$ .

Poněkud neobvyklé je použití sériových oddělovacích odporů  $R_2$  až  $R_4$ . Odpovídá totiž postupné výstavbě na jednotlivé destičky popsané pokusné konstrukce. Rozdělení je zřejmé z čerchovaných dělicích čar na horním okraji obr. 78. Pohled na přijímač v pokusném uspořádání je na obr. 79. Definitivní uspořádání téhož přijímače je na obr. 80 a 81.

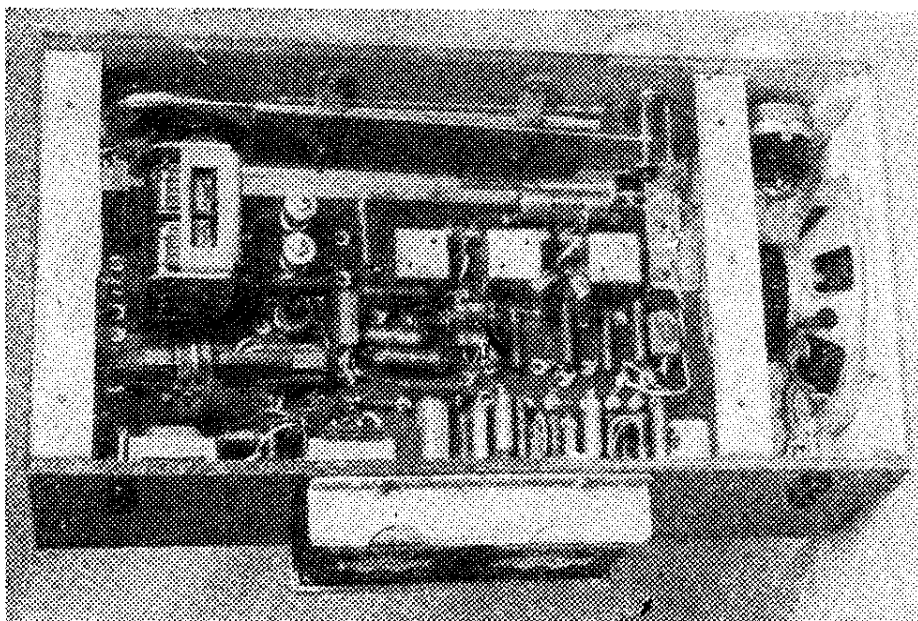
Čitlivost superhetu bývá taková, že po sestavení – samozřejmě podle schématu, bez chyb a omylů – je schopen přijímat nejbližší silné vysílače. Plné využití jeho vlastností je však možné teprve po sladění, tj. naladění jednotlivých jeho obvodů na potřebné hodnoty.

Reproduktor nahradíme odporem 4j7,

k němuž paralelně připojíme střídavý voltmetr se základním rozsahem asi 1 V. Výbornou pomůckou pro sladování je signální generátor s možností modulace nf kmitočtem 400 Hz do hloubky 30 %. Nejprve jej naladíme na mf kmitočty (pro případ řady transformátorů MFTR 11 až 20 je to 468 kHz). Připojením jeho výstupu přes malý kondenzátor (asi 10 pF) zavedeme tento signál do bodu  $x$  prvního mf transformátoru. Doladěním jáderek všech mf transformátorů dosáhneme maximální výchylky na připojeném nf voltmetru. Aby však všechny obvody pracovaly lineárně s nejmenším vlivem AVC a přenášený signál nebyl omezován, dbáme, aby výstupní napětí na sekundáru výstupního transformátoru nepřestoupilo asi 0,15 V. Tyto mf transformátory jsou



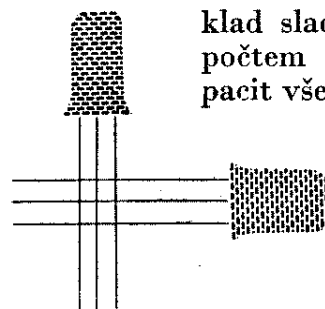
Obr. 79



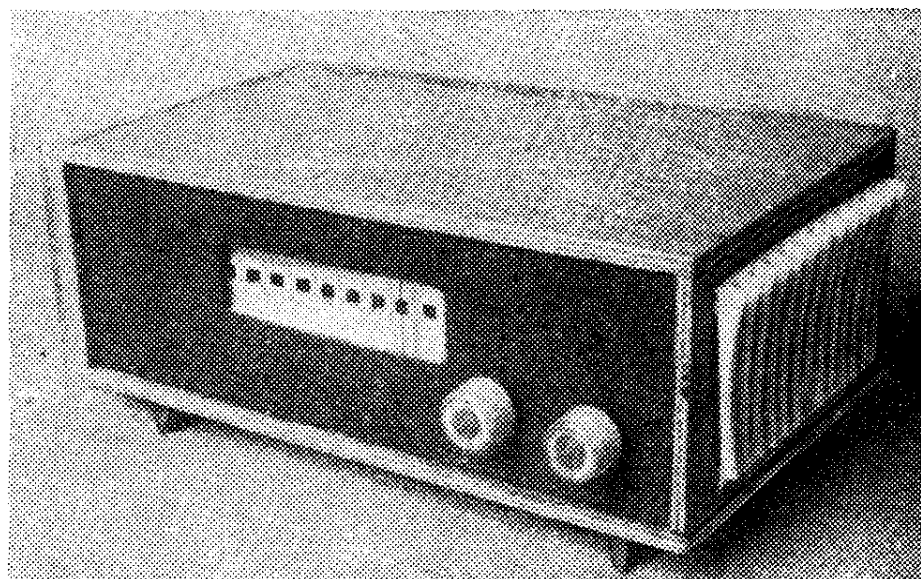
již z výroby naladěny na mf kmitočet 468 kHz. Proto před sladováním s jejich jádérky netočíme. Pak odpojíme v bodě *b* cívku  $L_2$  a přes kondenzátor 22k zavědeme do báze  $T_1$  dolní krajní kmitočet přijímaného pásma, 527 kHz. Jádrem cívky oscilátoru doladíme na maximální výchylku. Pak při úplném otevření kondenzátoru vyhledáme trimrem  $C_4$  maximální výchylku na kmitočtu 1550 kHz. Postup několikrát opakujeme, až změna doladovacích prvků na jednom okraji pásma nemá vliv na vyladění na opačném okraji.

Nyní uvedeme v bodě *b* ladicí obvod do původního stavu a na max. výchylku doladíme i vstupní obvod feritové antény:

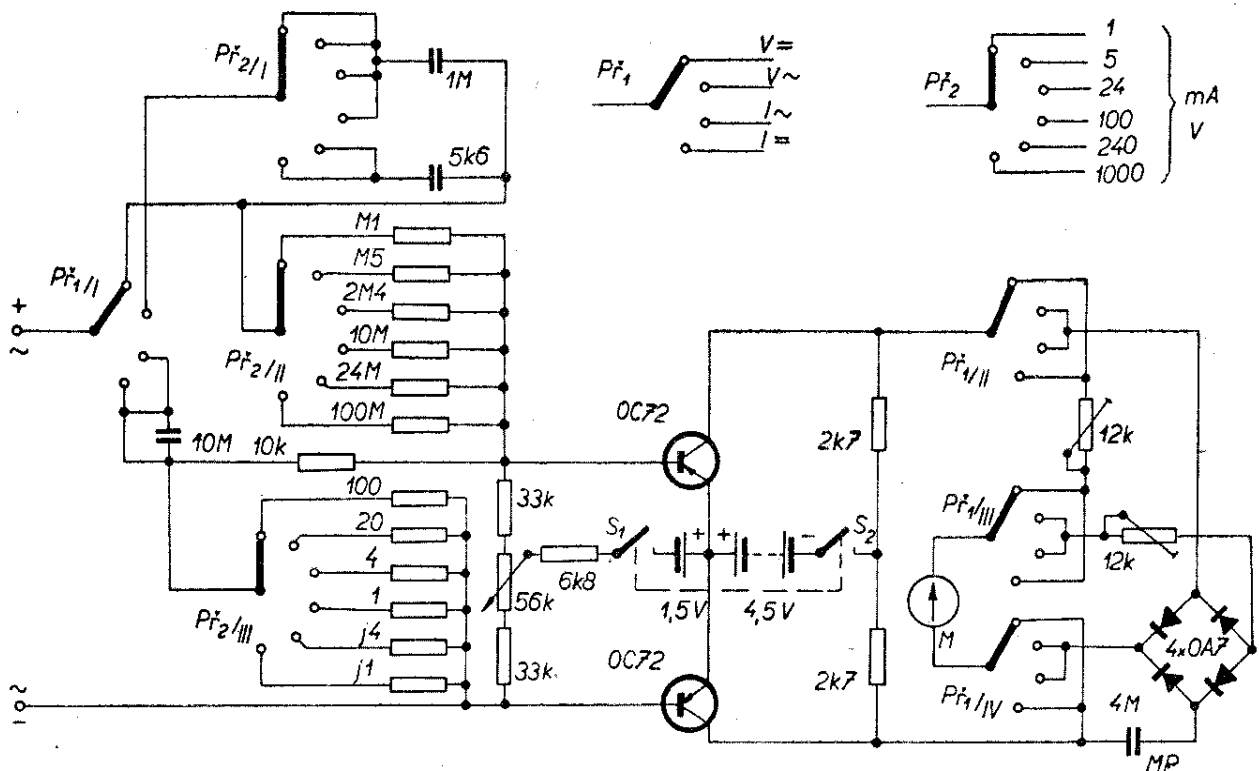
posouváním kostry s vinutím na nižších a doladováním trimru  $C_3$  na vyšších kmitočtech. Není-li k dispozici signální generátor s možností modulace, nebo máme-li jen sací měřič, sledujeme postup doladění ss mikroampérmetrem (100  $\mu$ A) pomocí průtoku proudu detekčním obvodem



v bodě *c*. Podrobnější výklad sladování spolu s výpočtem indukčností a kapacit všech nf obvodů najde zájemce v RK 1/1965 a v knize Novák, Kozler: Konstrukce radioamatérských součástek.



Obr. 81



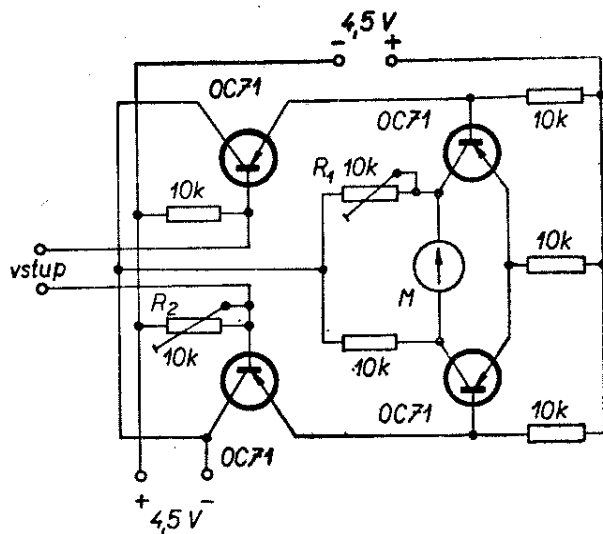
Obr. 82

### Měřicí přístroje

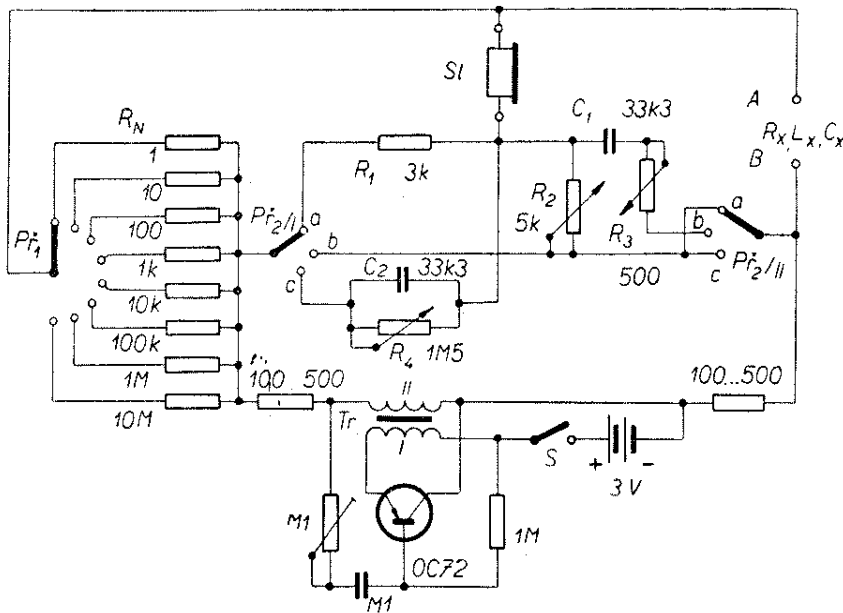
Tranzistory spolu s ostatními polovodičovými prvky umožňují konstruovat přenosná měřicí zařízení, která mají malou váhu i rozměry a jsou nezávislá na elektrovodné síti.

Na obr. 82 je schéma univerzálního přístroje se vstupním odporem asi  $100 \text{ k}\Omega/\text{V}$ , kterým lze měřit stejnosměrná a střídavá napětí (v rozsazích  $1 \text{ V}$  až  $1 \text{ kV}$ ) a proudy (v rozsazích  $1 \text{ mA}$  až  $1 \text{ A}$ ). Měřidlu  $M$  (např. DHR5 nebo DHR8 s rozsahem  $200 \mu\text{A}$ ) je předřazen souměrný stejnosměrný zesilovač s tranzistory 2-OC72 (resp. OC70, OC71, GC500-2 vybranými tak, aby měly stejné zbytkové proudy a zesilovací činitel  $h_{21e}$ ) v zapojení se společným emitorem. Stejnosměrný proud bází těchto tranzistorů, dodávaný z baterie  $1,5 \text{ V}$ , se nastavuje potenciometrem  $56 \text{ k}\Omega$  tak, aby na měřidle  $M$  byla nulová výchylka. Při měření střídavých veličin se do obvodu měřidla  $M$  zařazuje můstkový usměrňovač s diodami 0A7 (resp. řady GA nebo KA). Použité bočníky a předřadné odpory jsou jednoprocenní.

Měření malých stejnosměrných napětí umožňuje milivoltmetr se základním rozsahem  $20 \text{ mV}$  a vnitřním odporem asi  $1 \text{ M}\Omega/\text{V}$  (obr. 83). Jeho rozsah můžeme zvětšit vhodnými odpory připojenými do série se vstupem. Tranzistory OC71 (resp. OC70, OC72 atd.) umístíme do společného měděného bloku, abychom zabezpečili teplotní stabilitu. Vyrovnání nuly na měřidle  $M$  ( $100 \mu\text{A}$ ) provedeme nejprve od-



Obr. 83



porem  $R_1$  při vstupu přístroje nakrátko a pak při vstupu naprázdno korigujeme nulou měřidla  $M$  odporem  $R_2$ . Nulování provádíme před každým měřením.

Měření odporů, kondenzátorů a indukčností umožňuje můstek  $RLC$  (obr. 84). K určení neznámých hodnot  $R_x$ ,  $C_x$ ,  $L_x$  je použita můstková metoda. Zdrojem signálu je tranzistorový oscilátor s tranzistorem 0C72 (0C70, 0C71 apod.). Transformátor  $Tr$  je navinut na jádře M30 (resp. EB8), primární vinutí má 4900 záv. drátu 0,07 mm CuP, sekundární vinutí 700 záv. drátu 0,1 mm CuP. Potenciometr  $M1$  nastavujeme tak, aby oscilátor kmital při zkratovaných svorkách  $A$ ,  $B$  a v poloze přepínače  $P\check{r}_1$  na  $R_N = 1\Omega$ . Jako indikátor používáme sluchátka  $Sl$  s vysokou impedancí (2000  $\Omega$ , 4000  $\Omega$ ). Odpor  $R_N$  volíme jednocentní. Drátový odpor  $R_2$  opatříme stupnicí a ocejchujeme v poměru  $p = R_2 : R_1$ . Platí

$$R_x = R_N \frac{R_2}{R_1} = p \cdot R \quad [\Omega]$$

Při měření odporů je  $P\check{r}_2$  v poloze  $a$ . V poloze  $b$  přepínače  $P\check{r}_2$  můžeme měřit kapacitu, přičemž platí

$$C_x = C_1 \cdot \frac{R_2}{R_N} = 33,33 \cdot 10^3 \frac{R_2}{R_N} \quad [\Omega, \text{pF}]$$

V poloze  $c$  přepínače  $P\check{r}_2$  lze měřit indukčnosti; pak

$$L_x = 0,033 R_2 \cdot R_N \quad [\mu\text{H}; \Omega]$$

Odporové normály  $R_N$  jsou značeny takto: odporu 1  $\Omega$  přísluší rozsah 100  $\mu\text{F}$ , 10  $\Omega$  rozsah 10  $\mu\text{F}$ , 100  $\Omega$  rozsah 1  $\mu\text{F}$  atd. Odpor  $R_3$  (bez stupnice) slouží k vyrovnání  $\text{tg } \delta$  měřeného kondenzátoru. Pro měření indukčností (poloha  $c$  přepínače  $P\check{r}_2$ ) jsou odporové normály  $R_N$  označeny rozsahy indukčností takto: 1  $\Omega$  přísluší rozsahu 100  $\mu\text{H}$ , 10  $\Omega$  rozsahu 1 mH, 100  $\Omega$  rozsahu 10 mH atd. Odpor  $R_4$ , který je rovněž bez stupnice, vyrovnáváme ztrátový odpor měřené cívky.

Elektrické schéma jednoduchého tranzistorového sledovače signálu je na obr. 85. S detektorem složeným z kondenzátoru 1000 pF a diody GA201-6 je možné sledovač použít i při hledání závad ve vf a mf stupních přijímačů (při hledání závady postupujeme od vstupu k výstupu přijímače).

Zdrojem zkušebního signálu může být multivibrátor podle obr. 86. Multivibrátor je zdrojem pravoúhlých kmitů, tj. zdrojem základního kmitočtu a řady vyšších harmonických (odtud název multivibrátor). Můžeme jím zkusit nf, mf i vf díly přijímačů. Multivibrátor pracuje na základním kmitočtu asi 1 kHz a je osazen tranzistory 156NU70. Jejich dobré vf zesilovací schopnosti zajišťují vznik vyšších harmonických až asi do 10 MHz.

## System značení čs. polovodičových prvků Tesla Rožnov

V minulých letech prošla systematika značení polovodičových prvků, výrobků Tesly Rožnov, několika změnami. Protože ze složení znaku lze usuzovat na vlastnosti diody nebo tranzistoru, všimněme si významu jednotlivých písmen a číslic.

a) Staré značení polovodičových prvků bylo stanoveno normou TESLA NT - K003. Podle této normy se označení polovodičového prvku skládá ze tří částí: ze skupiny číslic, skupiny písmen a opět skupiny číslic.

První skupina číslic udává postupné číslo typu.

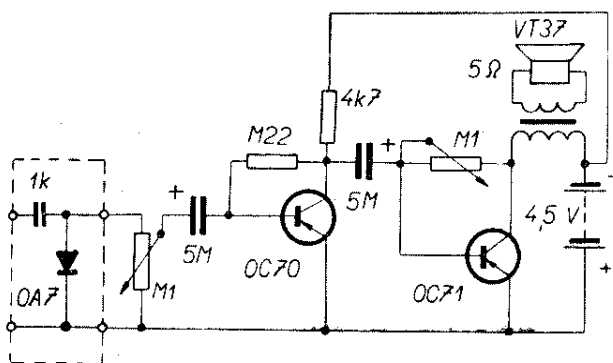
Skupina písmen určuje druh polovodičového prvku podle tohoto klíče:

- NN - hrotové diody,
- NP - plošné diody (plošné usměrňovače),
- NQ - hrotové diody pro oblast vyšších kmitočtů,
- NT - hrotové tranzistory,
- NU - plošné tranzistory,
- NV - speciální tranzistory,
- PN - odporové fotonky,
- PP - hradlové fotonky.

Druhá skupina číslic (třetí část znaku) udává materiálový index nebo mechanické uspořádání, a to:

- 40 až 49 - sklo,
- 50 až 59 - keramika,
- 60 až 69 - plastická hmota,
- 70 až 79 - kov,
- 80 až 99 - zvláštní provedení.

Např. 106NU70 je nf germaniový plošný tranzistor v kovovém pouzdře.



Obr. 85

b) Nové označení je zavedeno (od roku 1963) normou NR-K026 a je podobné značení, které používá sdružení západoevropských výrobců polovodičových prvků. Typový znak se podle normy NR-K026 skládá ze skupiny písmen a skupiny číslic.

Skupina písmen je dvoumístná. První písmeno udává použitý polovodičový materiál:

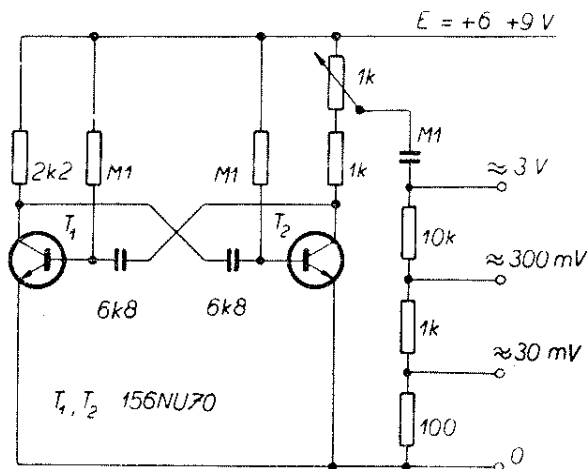
- G - germanium,
- K - křemík.

Druhé písmeno určuje druh polovodičového prvku:

- A - dioda,
- C - nf tranzistor,
- D - nf výkonový tranzistor,
- E - tunelová dioda,
- F - vf tranzistor,
- L - vf výkonový tranzistor,
- P - fotodioda nebo fototranzistor,
- S - spínací tranzistor,
- U - výkonový spínací tranzistor,
- T - řízený usměrňovač,
- Y - usměrňovač,
- Z - Zenerova dioda.

Skupina číslic, která je na druhém místě znaku, je vždy třímístná a rozlišuje jednotlivé prvky bez zvláštního bližšího významu.

Např. označení GC500 náleží nf germaniovému tranzistoru, znak GF505 vf (mesa) germaniovému tranzistoru.



Obr. 86

## DOPORUČENÁ LITERATURA

[1] R. F. Shea: Základy tranzistorových obvodů, SNTL 1958.

[2] J. Budínský: Nízkofrekvenční tranzistorové zesilovače, SNTL 1962.

[3] J. Budínský: Technika tranzistorových spínacích obvodů, SNTL 1963.

[4] S. Holenda, K. Jurkovič: Tranzistory v teorii a praxi, SVTL 1962.

[5] J. Čermák: Tranzistory v radioamatérově praxi, SNTL 1960.

[6] J. Čermák: Měření a zkoušení tranzistorů, SNTL a SVTL 1962.

[7] J. Lukeš: Tranzistorová elektronika, SNTL.

[8] J. Lukeš: Obvody s polovodičovými diodami, SNTL 1965.

[9] J. Lukeš: Tranzistory a miniaturizace, Práce 1960.

[10] T. Machovski: Tranzistory v radio-technice, SVTL 1961.

[11] V. Špány: Plošný tranzistor v impulzových obvodech, SVTL 1962.

[12] I. Slavíček: Tranzistory řídí techniku, Práce - SNTL 1966.

[13] I. Alexin, N. Daniluc: Elektronická relé, SNTL 1966.

[14] J. Cetkovský, J. Šmaha, Z. Fibich: Zenerovy diody, SNTL 1966.

[15] P. A. Popov: Výpočet nf tranzistorových zesilovačů, SNTL 1963.

[16] M. Ulrich: Speciální polovodičové prvky, SNTL 1963.

[17] J. Koutný, J. Kudlák, J. Mikušek: Technologie sériové výroby tranzistorů a polovodičových diod, SNTL 1964.

[18] E. Kvítek, J. Slezák, M. Staněk: Vstupní obvody přijímačů, SNTL 1964.

[19] V. Hoffner: Směšovače a oscilátory, SNTL 1964.

[20] J. Eichler: Demodulační obvody, SNTL 1963.

[21] A. Melezinek: Začínáme s tranzistory, Naše vojsko 1964.

[22] B. Mirtes: Stejnoseměrné zesilovače, SNTL 1965.

[23] E. Aisberg: Tranzistor - nič jednodušší, SVTL 1963.

[24] Z. Škoda: S tranzistorem a baterií, Mladá fronta 1963.

[25] J. Hajič: Tranzistorová zařízení pro radiem řízené modely, Naše vojsko 1964.

## OPRAVA

V RK 2/66 „Stereofonie“ v obr. 54 na str. 40 není omylem zakreslen vazební (oddělovací) kondenzátor 4  $\mu\text{F}$  mezi katodou pravé triody a diodami. Prosíme čtenáře, aby si tuto chybu laskavě opravili. A ještě poznámku: transformátor VT 39 se již nevyrábí - proto přinášíme jeho údaje v tabulce III. na III. a IV straně obálky.

**RADIOVÝ KONSTRUKTÉR** — časopis Svazarmu, vychází dvouměsíčně. Vydává Vydavatelství časopisů MNO, Praha 1, Vladislavova 26, tel. 234 355-7 ● Hlavní redaktor František Smolík ● Redakční rada: K. Bartoš, L. Březina, inž. J. Čermák, K. Donát, O. Filka, A. Hálek, inž. M. Havlíček, V. Hes, inž. J. T. Hyan, K. Krbec, A. Lavante, inž. J. Navrátil, V. Nedvěd, inž. J. Nováková, inž. O. Petráček, dr. J. Petránek, K. Pytner, J. Sedláček, L. Zýka ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, telefon 223 630 ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 3,50 Kčs, pololetní předplatné 10,50 Kčs, roční předplatné 21,— Kčs ● Rozšiřuje Poštovní novinová služba v jednotkách ozbrojených sil VČ MNO — administrace, Praha 1, Vladislavova 26. Objednávky přijímá každý poštovní úřad a doručovatel ● Dohlédací pošta Praha 07 ● Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS — vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Tiskne Naše vojsko, závod 01, Na valech 1, Praha 6, Dejvice ● Za původnost příspěvků ručí autor. Redakce rukopis vrátí, bude-li vyžádán a bude-li připojena frankovaná obálka se zpětnou adresou ● Toto číslo vyšlo 20. června 1966

☺ Vydavatelství časopisů MNO Praha

A—23—61348

Tabulka IV.

E [V]	P <sub>2</sub> [W]	T <sub>1</sub> = T <sub>2</sub>	Transformátor							C <sub>1</sub> [μF]	Chladicí deska [dm <sup>2</sup> ]
			Jádro	I <sub>a</sub> ; I <sub>b</sub>		II		III <sub>a</sub> , III <sub>b</sub>			
				poč. záv.	∅ CuP	záv.	∅ CuP	poč. záv.	∅ CuP		
6	20	2-2NU73	M20	38	1,3	1800	0,25	34	0,4	1G	0,5
6	50	2-2NU74	M29	22	1,7	1000	0,4	19	0,6	2G5	0,5
12	20	2-3NU73	M20	80	1,0	1800	0,25	34	0,34	G25	0,5
12	50	2-3NU74	M29	46	1,3	1000	0,4	19	0,4	G5	0,5
12	100	2-3NU74	M34	36	1,7	770	0,6	15	0,6	1G	1
12	200	2-3NU74	EI130	28	2,2	600	0,8	12	0,6	G5	2

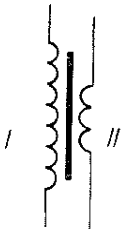
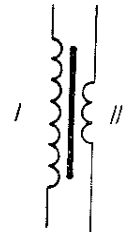
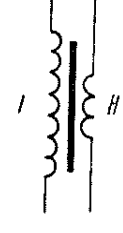
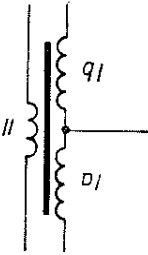
Komplementární dvojice čs. tranzistorů

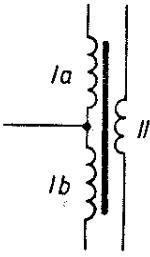
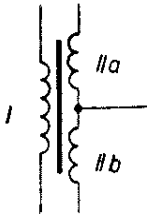
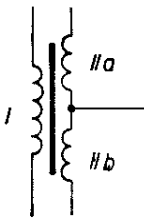
npn \ pnp	0C169 (0C44)	0C170 (0C45)	0C70	0C71	0C72	GC500- GC502	0C75	0C76	0C77
105NU70			×						
106NU70				×					
107NU70							×		
155NU70	×								
156NU70		×							
101NU71					×				
102NU71								×	
103NU71									×
104NU71						×			

Převod starších čs. typů polovodičových prvků na perspektivní typy

Starší typ	Perspekt. typ	Starší typ	Perspekt. typ	Starší typ	Perspekt. typ
0C57	GC503	2NN41	GA203	3NN75	KA502
0C58	GC504	3NN41	GA203	32NP75	KY701
0C59	GC505	4NN41	GA204	33NP75	KY702
0C60	GC506	5NN41	GA204	34NP75	KY703
0C74	GC500	6NN41	GA201	35NP75	KY704
0C79	GC501	7NN41	GA205	36NP75	KY705
0C80	GC502	1NN75	KA503		
1NN41	GA201	2NN75	KA503		

Tabulka III.

Způsob použití	Uspořádání vinutí	Výrobky družstva Jiskra		Pokyny k domácímu zhotovení
		označení	hodnoty vinutí	
Univerzální vazební transformátor mezi tranzistory předzesilovače nebo jako budicí transformátor jednočinného koncového stupně		Tr A*)	I: 3000 z $\varnothing$ 0,08 CuP II: 1000 z $\varnothing$ 0,1 CuP	Transformátory zhotovíme navinutím uvedeného počtu závitů na miniaturní jádro některého z následujících typů: 1. EB8 $\times$ 8 křemkaté plechy 2. EI10 nebo křemkaté plechy skládané střídavě 3. feritové jádro E, f8 $\times$ 8 s mezerou 0,1 mm
Jednočinný výstupní transformátor s impedančním převodem 100 $\Omega$ /10 $\Omega$ . Vhodný pro výkonové stupně s nižším napájecím napětím a větším proudem, např. $U_{CE} = 3$ V; $I_C = 20 \dots 30$ mA		VT36	I: 525 z $\varnothing$ 0,19 CuP II: 100 z $\varnothing$ 0,4 CuP	
Jednočinný výstupní transformátor s impedančním převodem 300 $\Omega$ /4 $\Omega$ . Vhodný pro výkonové stupně s vyšším napájecím napětím a menším proudem, např. $U_{CE} = 4,5$ až 9 V; $I_C = 10 \dots 15$ mA		VT37	I: 525 z $\varnothing$ 0,19 CuP II: 64 z $\varnothing$ 0,5 CuP	
Dvojičinný výstupní transformátor pro tranzistory o kolektorové ztrátě do 50 mW, např. I02... I04NU70, 0C70... 71 apod. Při napájecím napětí $E = 8 \dots 9$ V lze dosáhnout výstupního výkonu signálu asi 120 mW		VT38	Ia, Ib: po 410 z $\varnothing$ 0,19 CuP II: 64 z $\varnothing$ 0,5 CuP	

Způsob použití	Uspořádání vinutí	Výrobky družstva Jiskra		Pokyny k domácímu zhotovení
		označení	hodnoty vinutí	
<p>Dvojitý výstupní transformátor pro tranzistory o kolektorové ztrátě do 165 mW, např. 101 až 104NU70, 0C72, 0C76 (s chladičím křídélkem nebo v držáku, který je spojen s jádrem transformátoru!) Při napájecím napětí <math>E = 6\text{ V}</math> lze dosáhnout výstupního výkonu signálu až 500 mW</p>		VT39	<p>Ia, Ib: po 142 z <math>\varnothing 0,30\text{ CuP}</math></p> <p>II: 64 z <math>\varnothing 0,5\text{ CuP}</math></p>	<p>Transformátory zhotovíme navinutím uvedeného počtu závitů na miniaturní jádro některého z následujících typů:</p> <ol style="list-style-type: none"> <li>1. EB8 <math>\times</math> 8 křemíkaté plechy</li> <li>2. EI10 nebo 12 křemíkaté plechy skládané střídavě</li> <li>3. feritové jádro E/f8 <math>\times</math> s mezerou 0,1 mm</li> </ol>
<p>Dvojitý budicí transformátor, vhodný pro výstupní transformátor VT38</p>		BT38	<p>I: 3000 z <math>\varnothing 0,08\text{ CuP}</math></p> <p>IIa, IIb: po 1000 z <math>\varnothing 0,08\text{ CuP}</math></p>	
<p>Dvojitý budicí transformátor, vhodný pro výstupní transformátor VT39</p>		BT39	<p>I: 1600 z <math>\varnothing 0,08\text{ CuP}</math></p> <p>IIa, IIb: po 1000 z <math>\varnothing 0,125\text{ CuP}</math></p>	

\* ) Tento typ není v řadě miniaturních transformátorů družstva Jiskra. Je však velmi užitečný a stojí za to jej zhotovit, např. i úpravou typu Jiskra VT 35, z něhož odvineme původní sekundární vinutí a nahradíme je vinutím 1000 z drátu o  $\varnothing 0,1\text{ CuP}$ . Vhodný je i budicí transformátor BT 38, z něhož použijeme jednu polovinu (sekcí) sekundárního vinutí