

Radiotechnik (či elektronik, či jakýkoli jiný technik) se dnes neobejde bez častého a soustavného studia odborných textů, ať již domácích nebo zahraničních. Snad ještě nikdy v dějinách techniky nedošlo k tak prudkému a bouřlivému rozvoji technického odvětví, jako jsme toho svědky právě u elektroniky v současné a nedávno minulé době. Elektronika, tranzistor, integrovaný obvod — to jsou pojmy, které znamenají nejen revoluci v technice samé, ale i v myšlení techniků, v přístupu k řešení různých technických problémů, v možnosti realizace na první pohled fantastických záměrů atd.

toovat se ve výrobě integrovaných obvodů, není, myslím, dnes v lidských silách znát alespoň částečně produkci i jen předních firem, neboť nové výrobky přibývají téměř lavinovitě. Dnes se prakticky pro každý obor elektroniky vyrábějí speciální integrované obvody a to navíc v mnoha (někdy málo, někdy více) odlišných variantách. Revoluci ve výrobě např. elektronických varhan, ve výrobě různých měřicích a řídicích aparatur a přístrojů, ve výrobě spotřebního zboží a vlastně ve všech oborech elektroniky mají „na svědomí“ integrované obvody. Přední světové firmy jsou ochotny navrhnout a do

## QUEM AD FINEM

Tak jako u sportu se před časem začalo mluvit o hranici lidských možností, tak si musí každý technik klást otázku — co je omezujícím (nebo omezujícími) faktorem (faktory) rozvoje elektroniky, kdy skončí a čím skončí onen rozmach, jaké cesty čekají elektroniku v budoucnosti? K jakému konci (quem ad finem) spěje elektronika? Tyto otázky napadnou nutně každého, kdo sleduje třeba současné (i radioamatérské) časopisy, především americké, neboť právě v nich je vidět nejlépe onen každoroční (nebo i časově kratší) skok ve kvalitě uveřejňovaných konstrukcí, přístrojů, součástek atd., daný neobyčejně rozvinutou a neobyčejně pružnou součástkovou základnou, jež je důsledkem tvrdého konkurenčního boje. Bylo-li např. ještě před dvěma, třemi lety možné orien-

jednoho roku (i dříve) dodat téměř neomezené množství integrovaných obvodů podle nejrůznějších přání objednatelů, jak jsme se o tom mohli přesvědčit i my na konferenci s pracovníky fy Fairchild na podzim 1972 v Pardubicích. A jsou to pochopitelně nejenom integrované obvody — rozvoj jiných prvků součástkové základny je stejně bouřlivý a vynucuje si stejnou otázku — quem ad finem?

Tyto otázky v současné době řeší přední vědecké týmy v nejvyspělejších státech světa. Nás se tyto otázky i odpovědi na ně zatím dotýkají pouze nepřímo nebo jen okrajově — co bude v budoucnosti náplní časopisů, jako je tento časopis? Jak dalece „odbourá“ používání integrovaných obvodů tvořivou práci, tvořivý přístup k řešení problémů? Budou mít časopisy jako

RK ještě nějaké oprávnění? Odpověď na tyto otázky není jednoduchá – jisté však je, že dosud zbývá i v nejnávštěvnějších státech dostatek prostoru k uplatnění znalostí, vědomostí i technického citu pracovníků. Vývoj směřuje ke zjednodušování základních elektronických obvodů (vylepšují se vlastnosti základních prvků součástkové základny) a k mnohem vyšším nárokům na dokonalost, složitost, bezchybnou činnost atd. u ostatních obvodů. A zcela určitě najde i v budoucnosti uplatnění technický „fígl“, novátorství, neobvyklé použití obvyklých součástek,

prostě netradiční a nekonvenční přístup k věci, k řešení problémů, k návrhu obvodů.

Z tohoto hlediska jsou vybírány i konstrukce v tomto čísle RK. Jsou samozřejmě uvedeny i konstrukce a obvody vybrané podle jiných měřítek – vždyť tento časopis má kolem 50 000 čtenářů a lze proto těžko předpokládat, že by všichni byli specialisty v radiotechnice.

Doufáme, že výběr ze zahraničních časopisů uspokojí když ne všechny, tak alespoň převážnou většinu čtenářů.

# Zajímavá praktická

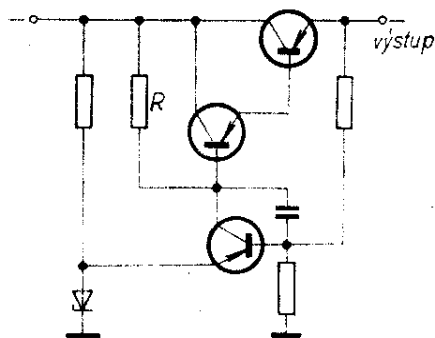
## ZAPOJENÍ 6

Zdeněk Svobodný

### Napájecí zdroje, stabilizátory, regulační obvody

#### Sériový stabilizátor napětí

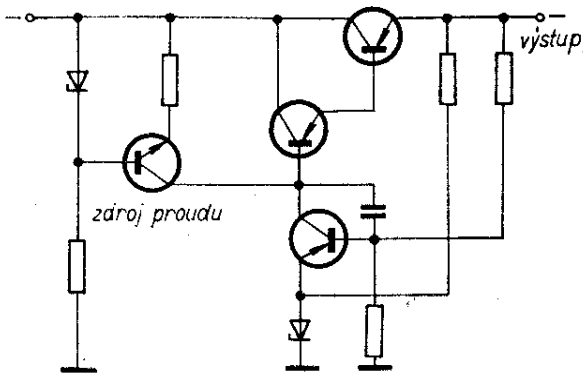
Většina dnes používaných stabilizátorů napětí se sériovým tranzistorem je zapojena podle obr. 1, v němž je u dokonalejších zdrojů spodní tranzistor nahrazen dvojicí tranzistorů v diferenciálním zapojení. Stabilizační obvod, i když co do



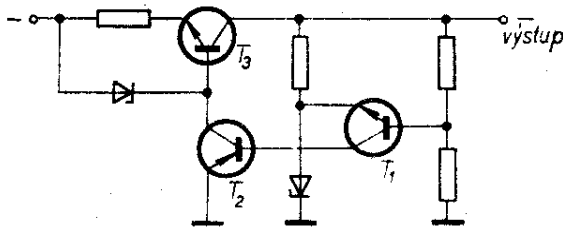
Obr. 1. Běžný stabilizovaný zdroj se sériovým tranzistorem (přes horní tranzistory a R „odporová“ cesta, přes kondenzátor a R „kapacitní“ cesta mezi vstupem a výstupem zdroje

funkce vyhoví ve většině běžných případech, má dva hlavní nedostatky: stabilizátor má obvykle jednu nebo i více odporových nebo kapacitních „cest“, jimiž se dostává ze vstupu na výstup brum a jiná rušivá napětí a impulsy, a dále obvod sám o sobě nezahrnuje ochranu proti přetížení jak zátěže, tak i vlastního stabilizátoru. První z obou nedostatků se projevuje značně především tehdy, procházeli kapacitní nebo odporová „brumová cesta“ přes aktivní prvek, který brum a cizí napětí zesiluje (např. přechodem báze-emitor tranzistoru). Druhý nedostatek se obvykle odstraňuje zvláštními obvody k omezení proudu na výstupu nebo různými typy elektronických pojistek.

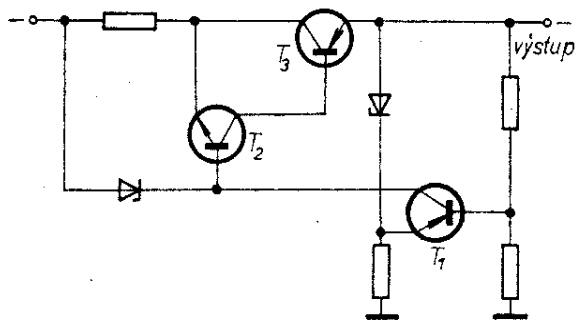
Možnost vzniku odporových nebo kapacitních cest mezi vstupem a výstupem stabilizátoru lze odstranit zapojením podle obr. 2, kde první tranzistor zleva spolu se Zenerovou diodou tvoří zdroj proudu. Na obr. 3 a 4 jsou další obvody, které odstraňují oba dva nedostatky. Obvod na obr. 3 je bistabilní a přepne stabilizátor do stavu „vypnuto“ vždy, mění-li se proud do zátěže velmi rychle mezi dvěma



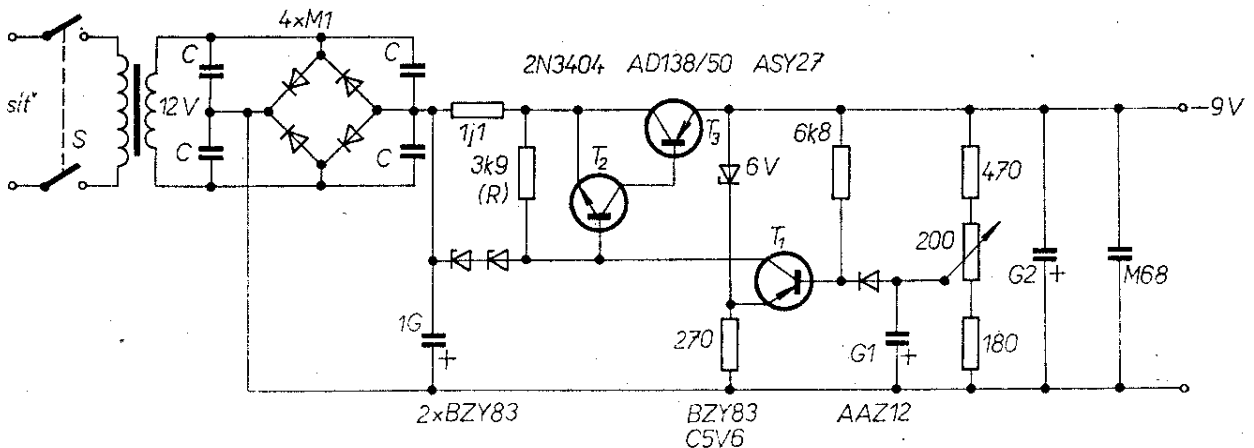
Obr. 2. Stabilizátor se zdrojem proudu (k vyloučení možnosti vzniku „cesty“ mezi vstupem a výstupem)



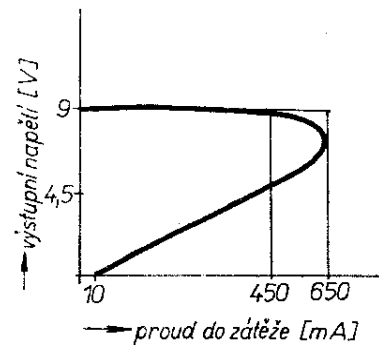
Obr. 3. Bistabilní obvod k samočinnému vypínání zdroje při rychlé změně zátěže mezi dvěma stavy



Obr. 4. Monostabilní obvod k vypnutí stabilizátoru při přetížení



Obr. 5. Praktické řešení stabilizátoru s výstupním napětím 9 V pro maximální odběr proudu 500 mA



Obr. 6. Vypínací charakteristika stabilizátoru podle obr. 5

mezními stavy, současně však omezuje i možnost vzniku odporových nebo kapacitních cest (vazeb) mezi vstupem a výstupem. Obvod na obr. 4 je monostabilní; vypne pouze tehdy, je-li proud do zátěže větší, než zvolená velikost. Zenerova dioda, zapojená na obr. 3 a 4 paralelně k přechodu báze-emitor tranzistoru  $T_3$ , vede tehdy, je-li výstupní napětí menší a nevede tehdy, je-li výstupní napětí rovno zvolenému stabilizovanému napětí.

Praktické zapojení stabilizačního obvodu, který autor používá ve zdroji napájecích napětí pro komunikační přijímač, je na obr. 5 a jeho vypínací charakteristika na obr. 6. Dioda AAZ12 slouží k teplotní stabilizaci (kompenzuje změny napětí báze-emitor tranzistoru ASY27 s teplotou). Kondenzátor v anodě diody dále zmenšuje brum stabilizátoru. Odpořem 3,9 k $\Omega$  se upravuje pracovní bod tranzistoru ASY27. Statický výstupní odpor stabilizovaného zdroje je asi 0,13  $\Omega$ .

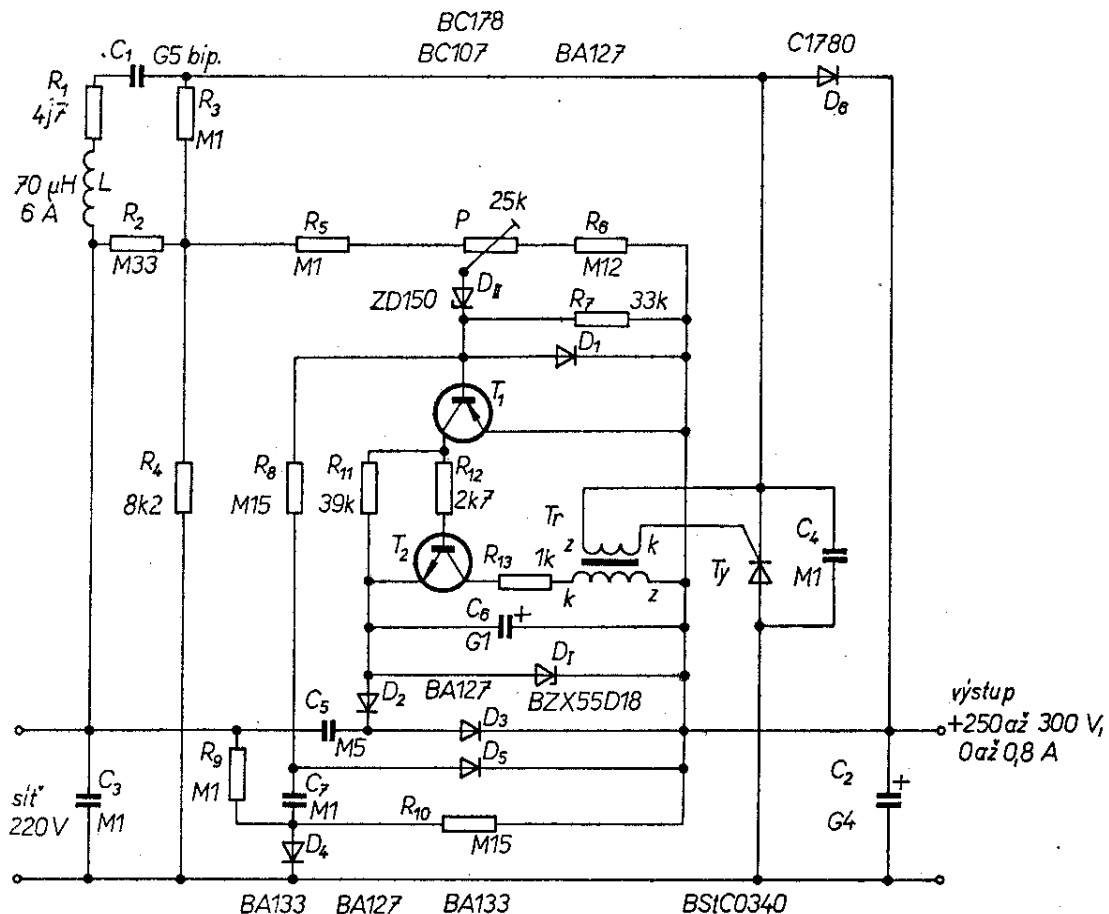
Brum je menší než 10 mV (mezivrcholová velikost) při odběru proudu 300 mA.  
*Wireless World, červen 1968*

### Zdroj stabilizovaného napětí bez transformátoru

Dosud používané zdroje stabilizovaného stejnosměrného napětí s tyristory (bez transformátorů) mají několik nevýhod, z nichž jsou podstatné např. tyto: ve stabilizovaném napětí jsou zbytky střídavých napětí o kmitočtu 25, 16 2/3, 12 1/4 Hz atd., kondenzátor, který je součástí stabilizačního obvodu, musí být vybrán tak, aby měl požadovanou kapacitu ve velmi úzkém tolerančním poli a aby „vydržel“ dosti značné střídavé napětí – tento kondenzátor nemůže být elektrolytický a má proto vždy dosti značné rozměry. Dosud používané stabilizátory využívají k řízení napětí na vý-

stupu většinou úprav kladné půlvylny síťového napětí.

Zdroj na obr. 7 řídí napětí na výstupu změnou záporné půlvylny síťového napětí. Střídavé napětí na kondenzátoru  $C_1$  je malé, lze proto na tomto místě použít i kondenzátor elektrolytický, s velkou kapacitou a s malým pracovním napětím (např. 500  $\mu\text{F}/70\text{ V}$ ). Řídicí napětí stabilizátoru se získává z kladného výstupního napětí a z okamžité hodnoty záporné půlvylny střídavého napětí, což umožňuje přesnější stabilizaci výstupního napětí a nadto ve větším rozsahu, než je obvyklé. Brumové napětí má základní kmitočet 50 Hz a nevyskytují se v něm žádná napětí nižších kmitočtů. Zapojení dovoluje montovat regulační prvek – tyristor – přímo na šasi zařízení, které tvoří současně druhý pól stejnosměrného napájecího regulovaného napětí. S takto uspořádaným obvodem lze získat ze síťového



Obr. 7. Zapojení zdroje stejnosměrného napětí bez transformátoru pro barevný televizní přijímač ( $T_r$  - jádro M30, vzduchová mezera 0,35 mm, primární vinutí má 400 z drátu o  $\varnothing$  0,1 mm, sekundární 20 z drátu o  $\varnothing$  0,5 mm)

napětí (bez síťového transformátoru) stejnosměrné napětí od několika voltů až do napětí téměř o dvojnásobku síťového napětí.

Zdroj na obr. 7 je navržen jako zdroj pro barevný televizní přijímač. Jeho výstupní napětí je 250 až 300 V a je při odběru proudu 0 až 0,8 A nezávislé na změnách jak vstupního střídavého napětí, tak i zátěže. Kondenzátor  $C_1$ , tyristor, dioda C1780 a kondenzátor  $C_2$  tvoří zdvojovač, přičemž dioda je při záporné půlvlně nahrazena řízeným usměrňovačem (tyristor). Vede-li tyristor při záporné půlvlně vždy v časovém okamžiku jejího maxima, je stejnosměrné napětí na pravém přívodu kondenzátoru  $C_1$  rovno téměř amplitudě kladné půlvlny síťového napětí; napětí na kondenzátoru  $C_2$  je zhruba dvojnásobné. Nevede-li tyristor, je napětí na kondenzátoru  $C_1$  stejné, má však opačnou polaritu, napětí na  $C_2$  je nulové. Řízením okamžiku „zapálení“ tyristoru v době mezi maximální kladnou a zápornou amplitudou střídavého napětí (tj. v době, kdy již není střídavé napětí maximálně záporné a ještě není maximálně kladné) lze řídit velikost výstupního stejnosměrného napětí od několika jednotek voltů do dvojnásobku mezivrcholové hodnoty střídavého vstupního napětí, přičemž stejnosměrná složka napětí na kondenzátoru  $C_1$  je záporná, je-li výstupní stejnosměrné napětí menší než mezivrcholová hodnota střídavého vstupního napětí, a kladná, je-li stejnosměrné výstupní napětí větší. Nulové stejnosměrné napětí na kondenzátoru  $C_1$  bude tehdy, bude-li stejnosměrné výstupní napětí stejné jako mezivrcholová hodnota vstupního střídavého napětí. Podle požadovaného výstupního napětí lze tedy jako  $C_1$  použít elektrolytický kondenzátor a správně ho pólovat; pouze tehdy, bude-li výstupní napětí odpovídat třetímu případu, bude třeba použít jako  $C_1$  např. bipolární nebo MP kondenzátor.

Řídicí a budicí napětí se získávají na odporovém řetězci  $(R_2 || R_3) + R_5 + P + R_6$ . Odpory jsou zapojeny mezi přívod střídavého napětí a výstupní stejnosměrné napětí. V určitém okamžiku, závislém na nastavení potenciometru  $P$  a na Zenerově napětí Zenerovy diody ZD150, povedou tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Primárním vi-

nutím impulsního transformátoru  $Tr$  poteče proud, omezený odporem  $R_{13}$ . Tyristor setrvá v uzavřeném stavu. Transformátorem poteče proud tak dlouho, dokud se nezmění polarita napětí na potenciometru  $P$ . Proud impulsním transformátorem se přeruší. V sekundárním vinutí transformátoru vznikne impuls, který uvede tyristor do vodivého stavu. Při průchodu střídavého napětí nulou (mezi kladnou a zápornou půlvlnou) se proud tyristorem opět přeruší.

Diody  $D_4$  a  $D_5$  a kondenzátor  $C_7$  spolu s odporem  $R_9$  způsobují „zapálení“ tyristoru při připojení zdroje k síti do té doby, než se nabije kondenzátor  $C_2$  stejnosměrným napětím. Odpor  $R_3$  zlepšuje stabilizační účinky obvodu a volí se tak, aby se při zmenšení vstupního střídavého napětí zvětšovalo výstupní stejnosměrné napětí. Odpozem  $R_1$  se omezují proudové špičky,  $C_3$ ,  $C_4$  a  $L$  jsou prvky odrušovacího obvodu.

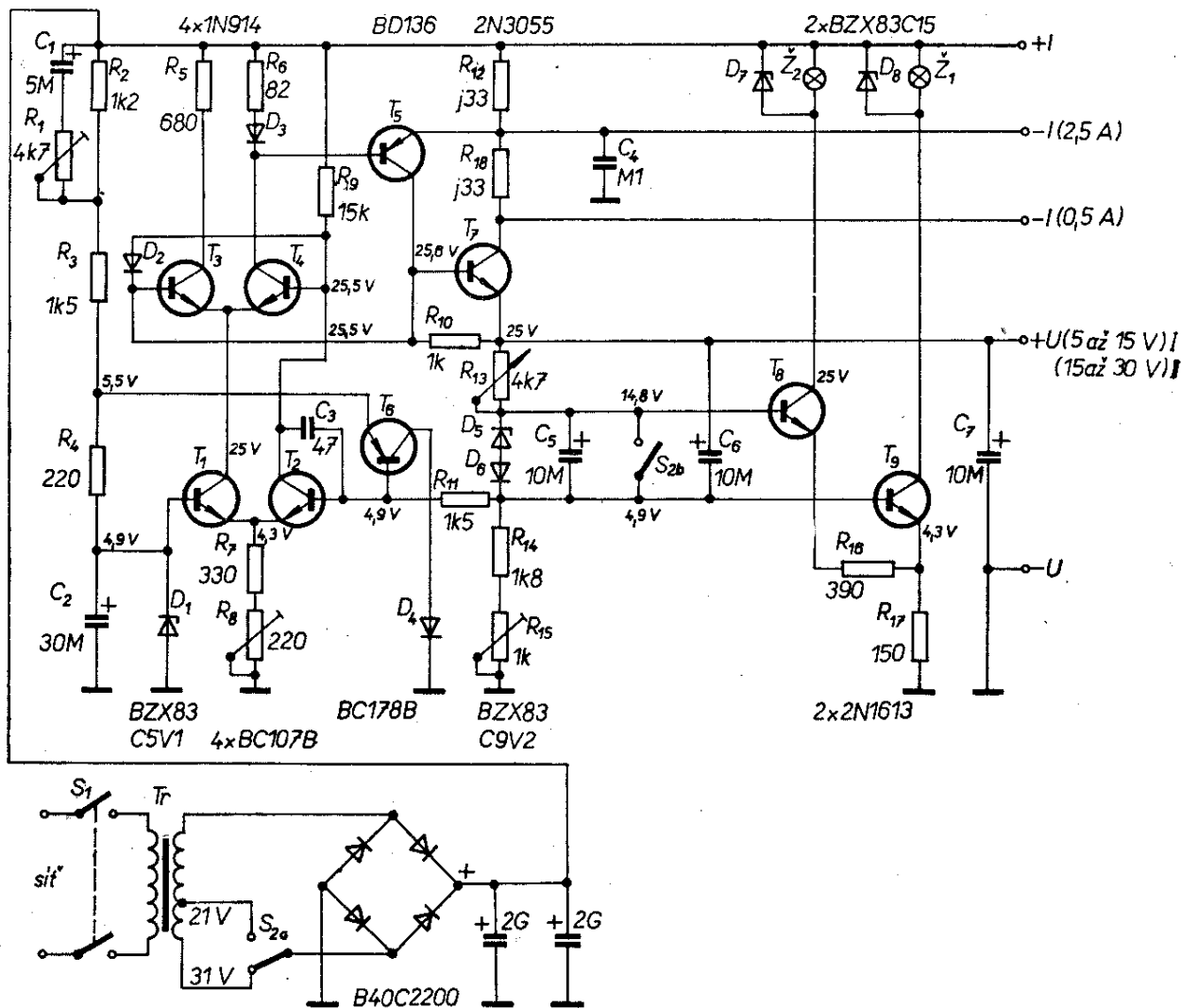
Stabilizační účinky má obvod velmi dobré: při změně síťového napětí v mezích 170 až 270 V a při změně zátěže o  $\pm 50\%$  je stabilita stejnosměrného napětí lepší než  $\pm 0,5\%$ ! Při chodu naprázdno se zvětší výstupní napětí až o 2%. Brum stabilizátoru odpovídá zapojení jednocestného usměrňovače.

*Elektronik č. 10/1972*

### Laboratorní zdroj stabilizovaného napětí

Zdroj na obr. 8 byl navržen jako napájecí laboratorní stabilizovaný zdroj stejnosměrného napětí pro výstupní proud až 2 A. Vypínací čas při zkratu na výstupu je kratší než 5 ms, vnitřní odpor je menší než 2,5 m $\Omega$ , změna výstupního napětí při změně vstupního napětí o  $\pm 10\%$  je menší než 0,2%. Brumové napětí je při 25 V, 2 A menší než 4 mV (mezivrcholové napětí).

Protože převážná většina tranzistorových zařízení se napájí obvykle napětím 3 až 20 V, bylo zvoleno výstupní napětí laboratorního zdroje 5 až 25 V ve dvou rozsazích – 5 až 15 V a 15 až 25 V. Rozdělit výstupní napětí do více stupňů je výhodné především z důvodů ztrátového výkonu např. regulačních prvků, ovšem pouze tehdy, je-li použit co nejmenší



Obr. 8. Zapojení laboratorního zdroje stejnosměrného napětí 5 až 15 V a 15 až 25 V, 2 A

počet přepínacích kontaktů. V uvedeném zapojení jsou to kontakty dvojitého spínače  $S_2$ . Základem stabilizátoru je diferenciální zapojení tranzistorů BC107B. Referenční napětí dodává dioda BZX83C5V1 se Zenerovým napětím 5 až 5,5 V. Tato dioda má velmi malý teplotní součinitel, což v praxi znamená, že její Zenerovo napětí je velmi málo závislé na teplotě. Dioda je zapojena poněkud neobvykle, aby se co nejvíce omezil vliv kolísání napájecího napětí.

Odpor  $R_2$  až  $R_4$  protéká při provozu zdroje proud. Největší díl tohoto proudu však protéká emitorovým přechodem  $T_6$ , takže na odpor  $R_4$ , 220  $\Omega$ , je pouze úbytek napětí, vzniklý na přechodu báze-emitor. Při uzavřeném řídicím obvodu je na bázi tranzistoru  $T_2$  stejné napětí, jako na bázi  $T_1$ . Konstantní napětí na odporu  $R_4$

zaručuje pak i konstantní proud Zenerovou diodou, na nějž nemá změna napájecího napětí prakticky žádný vliv. Sériový členek RC, kondenzátor 5  $\mu\text{F}$  a odporový trimr 4,7 k $\Omega$ , tvoří kompenzační člen pro potlačení brumového napětí ( $R_1$ ,  $C_1$ ).

Tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  tvoří další diferenciální zesilovač, který je nutný ke zlepšení regulační strmosti zdroje. Zesilovač pracuje takto: nesprávný výstupní signál se přivádí na bázi tranzistoru  $T_3$  přes přechod emitor-báze tranzistoru  $T_7$ . Současně se poruší rovnováha „můstku“ s tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Zesílený výstupní signál z těchto tranzistorů se přivádí jednak na emitory tranzistorů  $T_3$  a  $T_4$ , a jednak na bázi  $T_4$ . Dojde ke změně napětí ve třech místech diferenciálního zesilovače  $T_3$  a  $T_4$ . Výsledná změna napětí z kolektoru  $T_4$  se pak jako řídicí signál

vede na výstupní tranzistory, zapojené v Darlingtonově zapojení.

Výstupní napětí se nastaví pomocí napěťového děliče  $R_{14}$ ,  $R_{13}$  a  $R_{15}$ . Výstupní napětí lze určit z jednoduchého vztahu

$$U_{\text{výst}} = \frac{R_{13} + R_{14} + R_{15}}{R_{14} + R_{15}} U_{D1}.$$

Při přepnutí přepínače  $S_2$  se rozšíří horní díl napěťového děliče o Zenerovu diodu  $D_5$ , jejíž teplotní součinitel je kompenzován částečně diodou  $D_6$ ; výstupní napětí se zvětší o 10 V. Aby bylo možné navázat jednoduše oba rozsahy výstupního napětí plynule na sebe, je jako odpor  $R_{15}$  použit odporový trimr.

Aby se nemohl obsluhovat splést při určení právě nastaveného rozsahu výstupního napětí, je ve zdroji žárovková signalizace zvoleného rozsahu (jedna či druhá žárovka svítí tehdy, je-li nebo není-li přemostěna sériová kombinace diod  $D_5$ ,  $D_6$  kontaktem spínače  $S_2$ ). Tranzistory  $T_8$  a  $T_9$  slouží jako paralelní stabilizační tranzistory pro napájecí napětí žárovek.

Základní vlastností dobrého laboratorního (a nejen laboratorního) zdroje je bezpečnost proti krátkému spojení a proti přetížení (pojistka). Pojistka musí reagovat při krátkém spojení okamžitě, nesmí však vypínat proud při krátkodobém přetížení (např. při nabíjení elektrolytického kondenzátoru). Pojistka byla proto navržena tak, že při přetížení nebo při krátkém spojení na výstupu zdroje je proud ze zdroje omezen na bezpečnou velikost (asi 400 mA). Výstupní napětí přitom zůstává stále a po odstranění zkratu se samočinně omezení výstupního proudu opět samočinně odstraní.

Odporem, určujícím omezení výstupního proudu je  $R_{12}$ , 0,33  $\Omega/1$  W.

Protože mají tranzistory zdroje velké zesílení, mohlo by při činnosti zdroje dojít k vf oscilacím; proto byly do zdroje umístěny i kondenzátory  $C_3$  a  $C_4$ , které zabezpečují, že se zdrojem nemohou šířit signály kmitočtů vyšších než 100 kHz; jejich kapacita přitom neomezuje rychlou reakci regulačních obvodů.

Začátek proudového omezení se nastává odporovým trimrem  $R_8$ . Začátek proudového omezení signalizují i žárovky

indikace rozsahů, buď blikáním nebo zhasnutím.

Při uvádění zdroje do chodu je spínač v poloze 5 až 15 V, potenciometr (proměnný odpor)  $R_{13}$  je v pravé krajní poloze (15 V). Za tohoto stavu musí souhlasit všechna napětí ve schématu se skutečností.

Proudové omezení se nastavuje tak, že se nastaví výstupní napětí na 25 V a upraví odběr proudu na 2,2 A. Odpor  $R_8$  se pak zvětšuje tak dlouho, až se začne výstupní napětí zmenšovat. Při krátkém spojení musí zdroj dodávat na rozsahu 5 až 15 V asi 400, na rozsahu 15 až 25 V asi 500 mA. Obvod RC ke kompenzaci brumu se nejlépe nastavuje při výstupním napětí 20 V a výstupním proudu asi 1,5 A. Výstupní napětí pak pozorujeme na osciloskopu a odporovým trimrem 4,7 k $\Omega$  nastavíme minimální brum (nesmí být větší než 3 mV).

Laboratorní zdroj je součástí univerzálního laboratorního přístroje, který obsahuje zdroj signálů sinusových, pravoúhlých a trojúhelníkovitých průběhů, zdroj velmi malých napětí a měřicí jednotku.

Síťový transformátor je na jádru EI84b (podle DIN), primární vinutí má 630 závitů drátu o  $\varnothing$  0,5 mm, sekundární vinutí 95 závitů drátu o  $\varnothing$  1 mm s odbočkou na 70. závitu. Celý zdroj je kromě usměrňovačů a hlavních filtračních kondenzátorů na jedné desce s plošnými spoji o rozměrech 16  $\times$  10 cm.

*Funktechnik č. 15/1972*

### Řízení rychlosti otáčení malých stejnosměrných motorků s trvalými magnety

Zařízení bylo vyvinuto na základě popisu obvodu, který byl uveřejněn v anglickém časopisu Control v říjnu 1967. Autor ho používá k řízení rychlosti vlaků u modelové železnice – princip zapojení lze však využít při řízení rychlosti otáčení jakýchkoli motorků s trvalým magnetem a s proměnlivou zátěží.

Klasickou metodou regulace rychlosti motorků bylo řízení proměnným odporem (obvykle drátovým potenciometrem) v sérii se zdrojem napájecího napětí. Takto bylo možné řídit rychlost otáčení plynule,

pokud byla konstantní zátěž. Potíže se však vyskytly vždy, byla-li rychlost otáčení malá a kroutivá síla nezávislá na zpětné elektromotorické síle, jejíž velikost je vždy úměrná rychlosti otáčení. Několik dalších způsobů řízení rychlosti otáčení je stručně popsáno např. ve Wireless World, září 1967 (Speed control for D. C. model motors) a červen 1967 (Thyristor speed control for electric drill motors) atd.

Obvod na obr. 9 využívá přednosti všech dříve popsaných regulátorů a odstraňuje (alespoň částečně) jejich nedostatky. Motor je poháněn napěťovými impulsy z volně kmitajícího multivibrátoru. Během každého impulsu se na motorku objeví plné napájecí napětí. V intervalu mezi impulsy se srovnává zpětná elektromotorická síla z motorku s referenčním napětím; výsledkem tohoto srovnávání je buď zrychlení nebo zpomalení „příchodu“ dalšího napájecího impulsu.

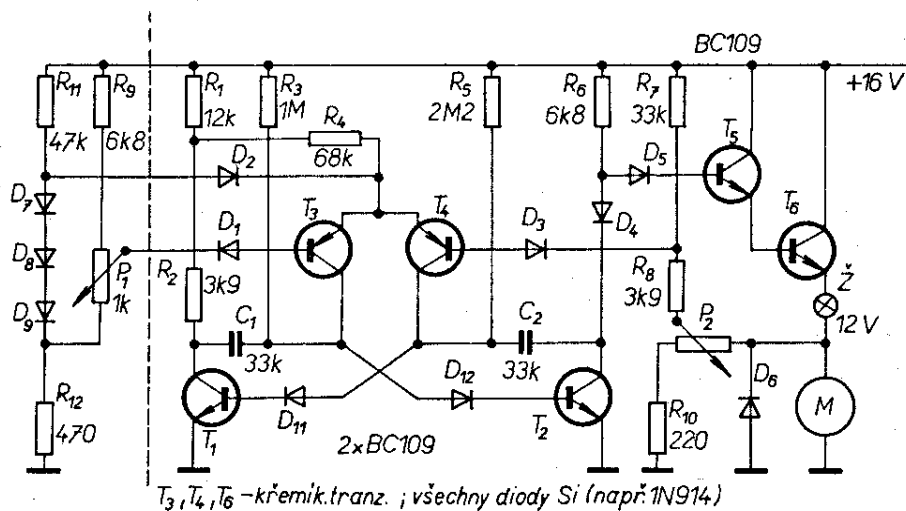
Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  na obr. 9 jsou tranzistory multivibrátoru. Kapacita kondenzátoru  $C_1$  určuje trvání impulsu a kapacita kondenzátoru  $C_2$  interval mezi impulsy. Tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  tvoří diferenciální zesilovač, který srovnává (porovnává) referenční napětí na děliči napětí  $R_{12}$ ,  $P_1$  a  $R_9$  se zpětnou elektromotorickou silou motorku, a to vždy v době mezi jednotlivými impulsy. Zpětná elektromotorická síla se snímá z katody diody  $D_3$ ; na katodu se dostává z potenciometru  $P_2$  přes odpor  $R_8$ . Odpory  $R_{10}$  a  $R_7$  slouží k úpravě velikosti této zpětné elektromotorické síly.

Během intervalu mezi jednotlivými impulsy vede tranzistor  $T_2$  a tranzistor  $T_1$  je uzavřen. Kondenzátor  $C_2$  se vybíjí přes odpor  $R_5$  a tranzistor  $T_4$ ; je-li zpětná elektromotorická síla příliš malá, teče proud tranzistorem  $T_4$  tak, že se kondenzátor  $C_2$  rychle nabíjí a tím se zrychluje střída napájecích impulsů. Je-li zpětná elektromotorická síla velká, tranzistorem  $T_4$  protéká velmi malý proud a kondenzátor se nabíjí pomaleji – střída impulsů se zpomaluje. V tomto případě se kondenzátor nabíjí převážně přes odpor  $R_5$ .

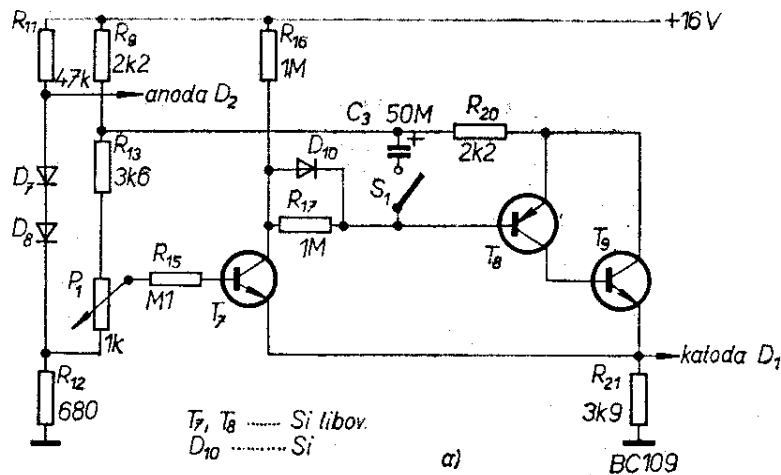
Napěťový impuls na motorku je vždy větší než zpětná elektromotorická síla a proto vždy, je-li impuls na motorku, tranzistor  $T_4$  (a dioda  $D_3$ ) nevede. Tranzistor  $T_3$  je otevřen a kondenzátor  $C_1$  se vybíjí. Odpory  $R_1$  a  $R_2$  jsou vybrány tak, že při nastavení  $P_1$  na maximální rychlost otáčení neteče odporem  $R_4$  žádný proud a kondenzátor  $C_1$  se vybíjí pomalu přes odpor  $R_3$ . Je-li běžec potenciometru  $P_1$  na opačné straně odporové dráhy, kondenzátor  $C_1$  se vybíjí asi dvakrát rychleji, částečně přes odpor  $R_3$  a částečně přes tranzistor  $T_3$ . Regulace rychlosti otáčení je tedy plynulá a rychlost lze měnit ve velmi širokých mezích. Je-li  $P_1$  nastaven na minimum, vede dioda  $D_2$  a tranzistor  $T_3$  je zcela otevřen, kondenzátor  $C_1$  se vybíjí velmi rychle. Vznikají velmi krátké impulsy. Odpory  $R_7$  a  $R_8$  jsou vybrány tak, aby při  $P_1$  nastaveném na minimum byl tranzistor  $T_4$  zcela uzavřen.

Dioda  $D_4$  chrání multivibrátor před synchronizací náhodnými signály (např.

Obr. 9. Obvod k řízení rychlosti otáčení stejnosměrných motorků s trvalým magnetem. Rychlost se řídí potenciometrem  $P_1$



Obr. 10. Doplněk zapojení na obr. 9 k řízení rychlosti změny rychlosti otáčení (tj. akcelerace a brzdění)



při zapnutí a vypnutí, brumem ze sítě apod.).

Impulzy napájející motorek jdou z multivibrátoru přes Darlingtonův emitorový sledovač s tranzistory  $T_5$  a  $T_6$  a přes žárovku 12 V. Žárovka slouží jako indikace zapnutí a jako pojistka proti přetížení.

Zhášecí dioda  $D_6$  se používá jako ochrana proti záporným napětovým špičkám, vznikajícím na konci každého impulsu na indukčnosti vinutí motorku.

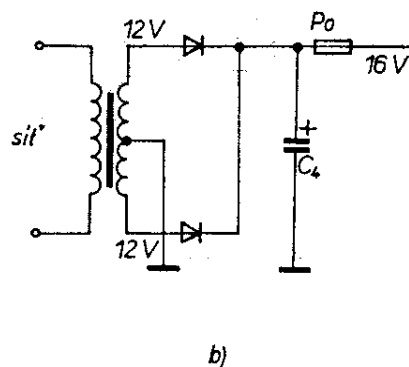
Jako doplněk základního zapojení lze použít obvod na obr. 10, sloužící k řízení rychlosti rozjezdu a dojezdu, popř. i k rychlosti změny určité rychlosti otáčení na jinou rychlost otáčení. Každá změna v nastavení potenciometru  $P_1$  má za následek pomalé vybíjení nebo nabíjení kondenzátoru  $C_3$  přes odpory  $R_{16}$  nebo  $R_{17}$  a diodu  $D_{10}$ . Pomalu se měnící napětí se objeví na emitoru  $T_8$  a stejná změna napětí (v opačném smyslu) bude i na emitoru  $T_9$ , neboť přibližně stejný proud poteče i odpory  $R_{20}$  a  $R_{21}$ . Zvětší-li se napětí na  $R_{21}$  přibližně na 600 mV, otevře se tranzistor  $T_7$ . Další činnost je pak shodná s minulým popisem. Obvod k řízení rychlosti změny rychlosti otáčení lze odpojit vypnutím spínače  $S$  v sérii s kondenzátorem  $C_3$ . Motorek pak reaguje na změnu polohy potenciometru řízení rychlosti okamžitě. Tranzistory  $T_1, T_2, T_5$  a  $T_9$  (obr. 9) jsou křemíkové tranzistory s velkým proudovým zesilovacím činitelem (větším než 200, např. KC508). Ostatní tranzistory jsou křemíkové libovolného typu (např. KC508, KF506, KF508 apod.). Výkonová ztráta tranzistoru  $T_6$  a proud žárovky závisí na použitém motorku. Pro motorky s maximálním odběrem proudu asi 250 mA je vhodný tranzistor s dovoleným kolektorovým proudem asi 500 mA a žárovka 5 až

6 W. Pro motorky s maximálním odběrem asi 500 mA je vhodný tranzistor s dovolenou kolektorovou ztrátou asi 1 W a žárovka asi 12 W. Všechny diody jsou křemíkové (např. 1N914, náš ekvivalent by byl asi KY701, popř. dioda z řady KA500). Potenciometry jsou lineární, odpory mohou mít toleranci až 20 % ( $R_7, R_8, R_{12}, R_{13}$  mají však mít toleranci 5 %).

Vhodný zdroj stejnosměrného napájecího napětí je na obr. 11, kondenzátor ve zdroji musí být na napětí nejméně 20 V. Jeho kapacita v závislosti na odběru proudu motorkem je v tabulce. Usměrňovací diody se volí podle odběru proudu.

Max. proud motorku [A]	Max. kolekt. proud $T_6$ [A]	Žárovka [W]	Kapacita $C_3$ [ $\mu$ F]
0,25	0,5	5 až 6	500
0,5	1	12	1 000
1	2	21	2 000

Závěrem ještě výsledky, dosažené u vzorku: dynamické trvání impulsu se mění mezi 10 až 20 ms, délka impulsu při chodu naprázdno je 1 ms, maximální interval impulsů je 2,5 ms, maximální zpětná elektromotorická síla se mění mezi



Obr. 11. Síťový zdroj pro zařízení k řízení rychlosti otáčení z obr. 9

1,5 až 12 V. Ke zrychlení na maximální rychlost a ke zpomalení z maxima na nulovou rychlost (podle obr. 10) dojde nejdéle za 12 s, jmenovité pracovní napětí je 16 V.

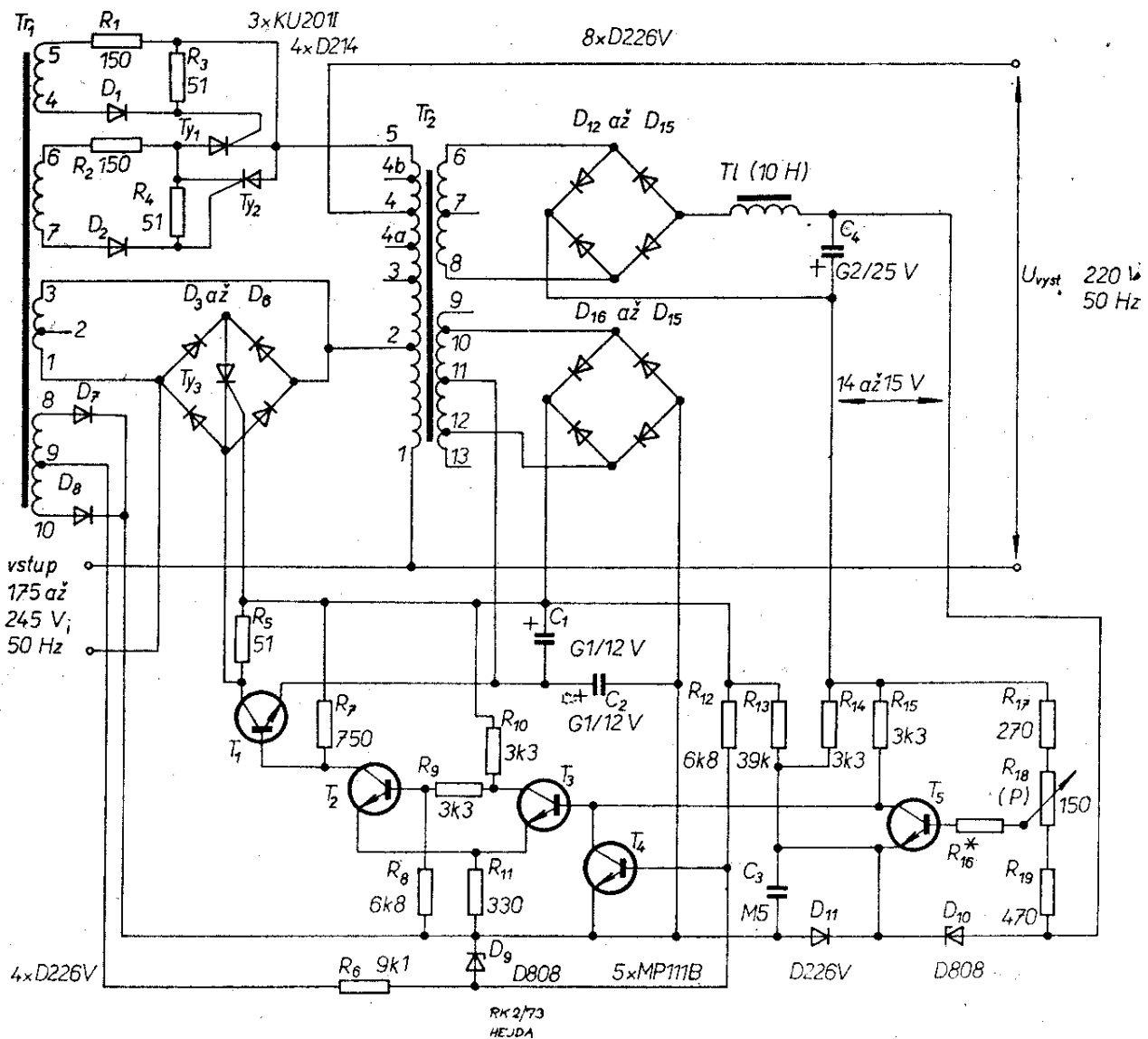
*Wireless World, červenec 1972*

### Stabilizátor střídavého napětí s tyristory

Ke stabilizaci střídavého napětí se nejčastěji používají ferorezonanční stabilizátory, které mají pro některá použití řadu nedostatků: výstupní napětí závisí na kmitočtu sítě, „vyrábějí“ silná rozptylová pole, jsou rozměrné a těžké apod. Mnohem výhodnější je použít ke stabilizaci střídavého napětí tyristory, jimiž

lze poměrně snadno měnit činitele transformace síťového transformátoru. Schéma stabilizátoru střídavého napětí s tyristory je na obr. 12.

Základním prvkem stabilizátoru je výkonový transformátor  $Tr_2$ , z jehož vývodů 1 a 4 se odebírá stabilizované napětí 220 V, 50 Hz. Kolísající síťové napětí se přivádí na vývody 1, 2 a 5 a přes dva tyristorové spínače s tyristory  $Ty_1$ ,  $Ty_2$  a  $Ty_3$ . Zvětší-li se síťové napětí nad jmenovitou velikost, je horní spínač s tyristory  $Ty_1$  a  $Ty_2$  v nevodivém stavu a vede spodní spínač s tyristorem  $Ty_3$ . Tehdy pracuje transformátor  $Tr_2$  se sestupným převodem; při napětí v síti menším, než je jmenovité je tomu naopak, transformátor



Obr. 12. Stabilizátor síťového napětí s tyristory pro výstupní výkon 200 W (s tyristory s větší dovolenou ztrátou až 500 W) a pro vstupní napětí v rozmezí 175 až 245 V

zvětšuje výstupní napětí. Horní tyristorový spínač se otevírá řídicím signálem z vinutí transformátoru  $Tr_1$ , jenž je svým primárním vinutím (vývody 1–3) připojen paralelně ke spodnímu tyristorovému spínači. Řídicí signály pro spodní tyristorový spínač dodává zvláštní obvod s tranzistorem (spodní část schématu na obr. 12).

Horní z obou tyristorů prvního spínače ( $Ty_1$ ) se uvádí do vodivého stavu při kladné půlplně síťového napětí, spodní ( $Ty_2$ ) při záporné půlplně síťového napětí. Transformátor  $Tr_1$  je navržen tak, aby řídicí signály přicházely na tyristory na začátku půlperrody, tj. např. na začátku kladné půlplny síťového napětí na tyristor  $Ty_1$ , na němž je tedy napětí sítě a napětí z vinutí 4–5. Tyristor vede a teče jím proud do vinutí  $Tr_2$ . V tomtéž čase tyristor  $Ty_2$  nevede. Na primární vinutí transformátoru  $Tr_2$  se tedy dostane napětí pouze tehdy, nevede-li spodní tyristorový spínač s  $Ty_3$ .

Spodní tyristorový spínač se skládá z můstkově zapojených diod  $D_3$  až  $D_6$ ; v úhlopříčce můstku je zapojen tyristor. Na tyristoru je napětí v propustném směru. Sepne-li tento tyristor, tj. např. ve středu kladné půlplny síťového napětí, zmenší se prudce napětí na  $Tr_1$ , prakticky až na nulu. Napětí na vývodech 2–5 transformátoru  $Tr_2$  se převede přes sepnutý dolní tyristor k hornímu a ten se rozepne (na prvním tyristoru je napětí v nepropustném směru a druhý tyristor je uzavřen řídicím signálem). Při maximálním vstupním napětí je tedy téměř po celou periodu horní tyristor rozpojen a tvar výstupního napětí je přesně sinusový. Při minimálním vstupním napětí je téměř po celou periodu rozpojen spodní tyristor a výstupní napětí je opět sinusové. Mezi oběma těmito stavy je vždy po určitou dobu otevřen spodní nebo horní spínač a tvar výstupního napětí je vždy pouze částí sinusovky.

Signály, jimiž je řízen spodní tyristor, vyrábí zvláštní obvod s tranzistorem  $T_1$  až  $T_5$ . Jsou to vlastně krátké impulsy o opakovacím kmitočtu 100 Hz. Obvod pracuje tak, že střídavé napětí z vinutí 8, 9, 10 transformátoru  $Tr_1$ , které se usměrňuje diodami  $D_7$  a  $D_8$  a vede přes odpor na Zenerovu diodu  $D_9$ , vytváří na diodě

lichoběžníkovité impulsy o kmitočtu 100 Hz. Tranzistor  $T_4$  se vzhledem k polaritě Zenerovy diody zavírá po dobu trvání lichoběžníkovitého impulsu. Tranzistor  $T_4$  pracuje jako generátor RC signálu pilotního průběhu – je-li tranzistor uzavřen, vybíjí se náboj kondenzátoru  $C_3$  přes odpor  $R_{13}$ ; je-li otevřen, vybíjí se kondenzátor přes tranzistor a přes přechod emitor-kolektor tranzistoru  $T_5$ . Tento tranzistor pracuje jako zesilovač stejnosměrného proudu, který zesiluje signál, nesoucí informaci o změně výstupního napětí stabilizátoru od jmenovité velikosti. Tento „informační“ signál vzniká v obvodu emitor-báze tranzistoru  $T_5$  (do obvodu patří Zenerova dioda  $D_{10}$ , odporový dělič  $R_{17}$  až  $R_{19}$  a odpor  $R_{16}$ ). „Informační“ napětí přichází na tranzistor z vinutí 6, 7 transformátoru  $Tr_2$ , je usměrněno diodami a vyhlazeno filtrem z tlumivky a kondenzátoru.

Tranzistorem  $T_2$  a  $T_3$  jsou zapojeny jako Schmittův klopný obvod. Okamžik překlopení tohoto obvodu závisí na velikosti výstupního napětí ze zesilovače s tranzistorem  $T_5$ , které se mění v závislosti na výstupním napětí stabilizátoru.

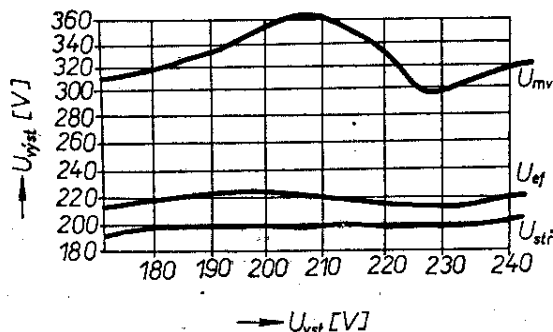
K výstupu Schmittova klopného obvodu je zapojen klíčovaný zesilovač s tranzistorem  $T_1$ . Nevede-li tranzistor  $T_2$  Schmittova klopného obvodu, vede tranzistor  $T_1$  (je ve stavu saturace). Napětí z kolektoru  $T_1$  pak přes odpor  $51 \Omega$  otvírá tyristor  $Ty_3$ . Důsledkem je zmenšení napětí na vinutí 1–3 a 8–10 až téměř k nule. Úbytkem napětí na  $R_{12}$  se otvírá tranzistor  $T_4$ , napětí na jeho kolektoru se zmenší a Schmittův klopný obvod se překlopí do výchozího stavu. To má za důsledek uzavření tranzistoru  $T_1$  – v tomto stavu setrvá zařízení až do konce půlperrody síťového napětí, tj. do příchodu příslušného impulsu ze Zenerovy diody  $D_9$ . Jakmile se otevře tranzistor  $T_4$ , napětí na kondenzátoru  $C_3$  se rychle změní na rozdíl napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistorů  $T_4$  a  $T_5$ . Je-li napětí kolektor-emitor u tranzistoru  $T_5$  větší než u tranzistoru  $T_4$ , změní napětí na kondenzátoru svoji polaritu. Dioda D226V (paralelně ke kondenzátoru  $C_3$ ) omezuje nabíjení kondenzátoru napětím opačné polarity.

Ke konci půlperrody se tyristor zavírá,

od začátku další púlperody se na vinutí 8, 9, 10 objeví opět napětí, tranzistor  $T_4$  se zavírá a celý pochod se opakuje.

Odpor  $R_3$ ,  $R_4$  a  $R_5$  zamezují samovolnému otevření tyristorů během kladné púlvlny na jejich anodě a při zvýšení teploty okolí. Diody  $D_1$  a  $D_2$  chrání přechody tyristorů, je-li na nich napětí opačné polaroty. Odpor  $R_1$  a  $R_2$  omezují proud těmito přechody. K dalšímu zvětšení spolehlivosti zařízení se doporučuje zapojit mezi vývody 2, 5 transformátoru  $Tr_2$  člen RC, 51  $\Omega$ , 0,5  $\mu\text{F}$ , který zmenší (utlumí) napěťové špičky při přepínání spínačů, a mezi vývody 1, 3 transformátoru  $Tr_1$  zapojit kondenzátor 0,5  $\mu\text{F}$ /500 V, který chrání tyristor před napěťovou špičkou při zapnutí stabilizátoru.

Stabilizátor je navržen pro výkon 300 W a pro kolísání vstupního napětí od 175 do 245 V. Za těchto podmínek je nestabilita výstupního střídavého efektivního napětí asi  $\pm 1,5\%$ , mezivrcholové hodnoty výstupního napětí asi  $\pm 10\%$ , střední hodnoty napětí asi  $\pm 1,9\%$  (obr. 13). Součinitel nelineárního zkreslení výstupního napětí není větší než 13%. Změna kmitočtu síťového napětí nemá na činnost stabilizátoru žádný vliv. Změna výstupního napětí při změně odběru proudu od 5 do 100% není větší než 1 V. Nemění-li se vstupní napětí o více než  $\pm 10\%$ , lze zlepšit kolísání výstupního napětí a jeho nelineární zkreslení až 1,5krát tím, že místo vývodu 3 transformátoru  $Tr_2$  použijeme vývod 2. Použijeme-li místo vývodu 4 vývod 4a a nastavíme potenciometrem 150  $\Omega$  jmenovité výstupní napětí, posuneme stabilizační oblast směrem k větším vstupním napě-



Obr. 13. Závislost efektivního, středního a mezivrcholového výstupního napětí na vstupním efektivním napětí

tím; použijeme-li vývod 4b, posuneme stabilizační oblast směrem k menším vstupním napětím (tj. např. od 160 do 230 V vstupního napětí).

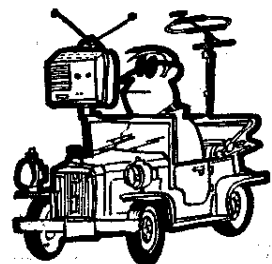
Použité tranzistory není třeba vybírat kromě  $T_5$ , který musí mít zesilovací činitel asi 10 až 40. Podle zesilovacího činitele tranzistoru určíme i odpor  $R_{16}$  – každým deseti jednotkám zesilovacího činitele odpovídá odpor asi 2 k $\Omega$  odporu  $R_{16}$  (tzn. že při zesilovacím činiteli 40 bude odpor  $R_{16}$  asi 6,8 až 8,2 k $\Omega$ ). Transformátor  $Tr_1$  je na jádru Š 12  $\times$  12,5 (odpovídá našemu typu EI),  $Tr_2$  je na jádru Š 25  $\times$  32, tlumivka je na jádru Š 8  $\times$  16 se vzduchovou mezerou 0,24 mm. Údaje vinutí jsou v tabulce.

Použijí-li se místo tyristorů KU201I výkonové tyristory KU202I na chladičích, lze zvětšit odebíraný proud až do výkonu 500 W.

#### Údaje transformátorů

$Tr_1$ vývody	Počet závitů	Průměr vodiče	Pořadí vinutí
1–2	856	0,23 mm	
2–3	639	0,23 mm	
4–5	467	0,22 mm	1–3, 4–5,
6–7	467	0,22 mm	6–7, 8–10
8–9	935	0,12 mm	
9–10	935	0,12 mm	
<hr/>			
$Tr_2$ vývody	Počet závitů	Průměr vodiče	Pořadí vinutí
1–2	688	0,67 mm	
2–3	92	1,16 mm	
3–4a	71	1,16 mm	
4a–4	21	1,16 mm	
4–4b	21	1,16 mm	1–2, 2–5,
4b–5	60	1,16 mm	9–11, 11–13,
6–7	171	0,1 mm	6–8
7–8	131	0,1 mm	
9–10	17	0,1 mm	
10–11	24	0,1 mm	
11–12	24	0,1 mm	
12–13	17	0,1 mm	
Tl	5 080	0,09 mm	

Radio č. 4/1972



# Nízkofrekvenční technika

## Nf předzesilovač využívající techniky operačních zesilovačů

Běžná zapojení dvou a třítranzistorových předzesilovacích stupňů nejsou v současné době tak jakostní, aby vyhověla nárokům na nejvyšší jakost reprodukce. Lze to odvodit z toho, že běžný dvoutranzistorový přímovázaný zesilovač se ziskem (bez zpětné vazby) asi 60 až 70 decibelů, u něhož se zisk zmenší asi na 30 dB po zavedení zpětné vazby, má obvykle na nízkých kmitočtech velké zkreslení. Zkreslení dosahuje obvykle až 1 % i více (na kmitočtu 30 Hz).

Tento nedostatek lze řešit dvěma způsoby: buď použít předzesilovač s lepší linearitou nebo se silnější zápornou zpětnou vazbou – to však vyžaduje, aby zesilovač bez zpětné vazby měl velké zesílení, větší, než je běžné.

Tento problém řešili i někteří výrobci např. konstrukcí integrovaných předzesilovačů (např. Motorola, typ MC1303); ne vždy se však dosáhlo uspokojivých výsledků. Výrobci integrovaných obvodů sledují ovšem spíše dokonalou činnost integrovaného obvodu jako stejnosměrného zesilovače než jako zesilovače nízkofrekvenčních signálů. Veličiny jako vstupní ofsetový proud, vstupní ofsetové napětí a další, které jsou podstatné pro činnost stejnosměrných zesilovačů, mají totiž velmi malou důležitost u nf zesilovačů.

U nf zesilovačů sledujeme především tyto vlastnosti:

zkreslení, vznikající v obvodu zesilovače, používá-li se jako korekční zesilovač; šum, vznikající ve vstupním obvodu zesilovače; dynamický rozsah nebo maximální možný vstupní signál; vstupní a výstupní impedanci.

Chceme-li dosáhnout těchto a dalších vlastností v přijatelné jakosti, nutné pro správnou činnost obvodu jako velmi jakostního nf zesilovače, použijeme ke konstrukci některé poznatky z konstrukce operačních zesilovačů. Zesilovač bude pak mít jednotkový zisk (pro stejnosměrný signál), bude kmitočtově tak kompenzován, aby pracoval bez závad v požadovaném kmitočtovém rozsahu a bude mít se zpětnou vazbou zisk ve středu přenášeného pásma mezi 30 až 40 dB. Kromě toho musí pochopitelně splňovat všechny výše uvedené požadavky tak, aby jeho vlastnosti splňovaly požadavky na nejjakostnější přenos nf signálů. Největší výhodou předzesilovače, řešeného jako operační zesilovač však je, že všechny vstupy a výstupy signálů jsou na úrovni „stejněsměrné nuly“, tj. nulového stejnosměrného napětí, na úrovni potenciálu země. Navíc dostáváme obvod, jehož zisk lze přesně nastavit volbou odporu ve zpětnovazební smyčce, takže rozptyl parametrů součástí má velmi malý (nebo téměř žádný) vliv na činnost obvodu.

Výsledkem těchto úvah a různých zkoušek a měření je obvod na obr. 14, který jako nf předzesilovač splňuje všechny požadavky na nejjakostnější přenos nf signálů.

### Technické údaje předzesilovače

*Harmonické zkreslení:* < 0,01 % pro výstup 1 V, 20 Hz až 20 kHz.

*Brum a šum:* > 80 dB pod vstupním napětím 10 mV.

*Maximální výstupní napětí:* 7 V při napájecím napětí 15 V, zátěž 10 kΩ.

*Maximální vstupní napětí:* 100 mV (zařazen vstup pro magnetickou přenosku).

*Výstupní impedance:* < 1 kΩ (zisk obvodu 40 dB).

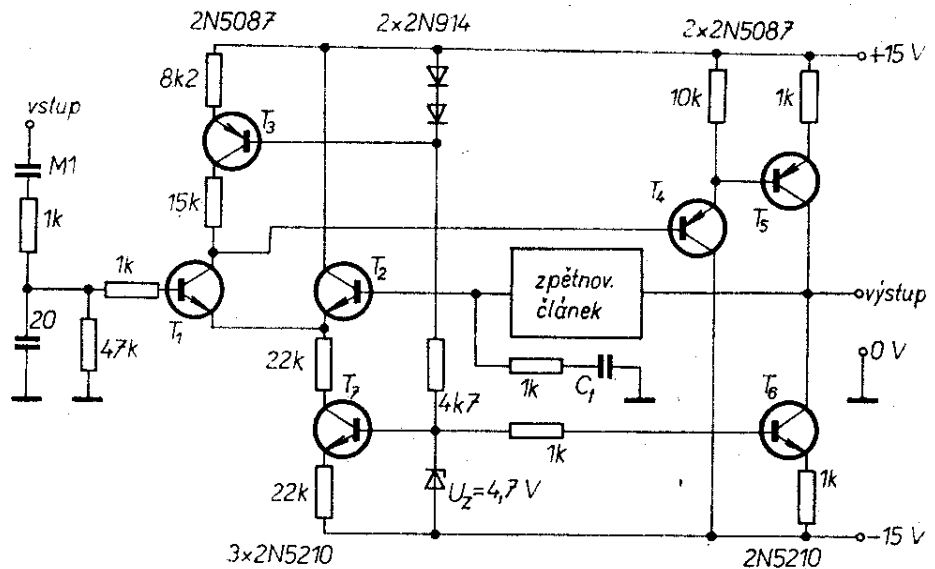
*Vstupní impedance:* > 1 MΩ (zisk obvodu 40 dB).

*Zisk bez zpětné vazby:* 110 dB.

*Napájecí napětí:* ±10 až ±25 V.

*Odběr proudu:* 10 mA při napájecím napětí ±15 V.

Obr. 14. Zapojení nf předzesilovače s využitím techniky, známé z řešení operačních zesilovačů. Do větve zpětné vazby se podle druhu zdroje signálu zapojují členy RC z obr. 17

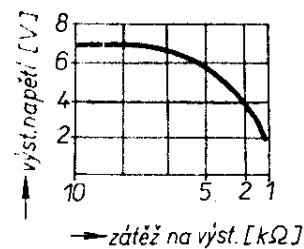


Vstupním obvodem předzesilovače je diferenciální zesilovač se dvěma tranzistory n-p-n, jejichž emitory jsou napájeny ze zdroje proudu. Klidový proud tranzistorů diferenciálního zesilovače je volen tak, aby byl šum vstupního obvodu co nejmenší – s uvedenými tranzistory je proud nastaven na 100  $\mu$ A. Co nejmenší zkreslení obvodu je zajištěno co největším ziskem. Aby se dosáhlo co největšího zisku, používá se u vstupního tranzistoru tzv. dynamická zátěž. Dynamická zátěž může být realizována zatěžovacím odporem v zapojení bootstrap, tzv. aktivní zátěží nebo zdrojem proudu. V předzesilovači na obr. 14 se používá zdroj proudu – tranzistor  $T_3$ . Vzhledem k tomu, že předpětí báze tranzistoru je stálé, je jeho dynamický odpor úměrný převrácené hodnotě strmosti charakteristiky kolektorový proud – bázevý proud tranzistoru. Čím je strmost charakteristiky menší, tím je dynamický odpor větší.

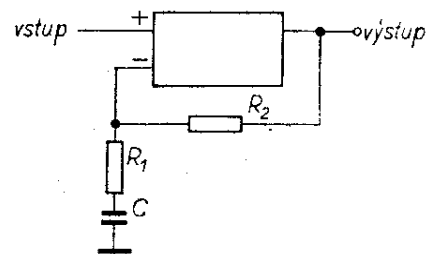
V sérii s kolektorem tranzistoru zdroje proudu je zapojen odpor, který odděluje „kondenzátor“ kolektor-báze (kapacita přechodu), aby nebyl ovlivněn přenos signálů nejvyšších kmitočtů. Aby se zamezilo ztrátám na výstupu vstupního zesilovače, je jako přízpusobovací a vazební člen použit emitorový sledovač s tranzistorem  $T_4$ . Z výstupu emitorového sledovače se napájí druhý stupeň předzesilovače s tranzistorem  $T_5$ . I tento tranzistor má pro dosažení maximálního a co nejlineárnějšího zesílení v kolektoru jako pra-

covní odpor zdroj proudu (tranzistor  $T_6$ ).

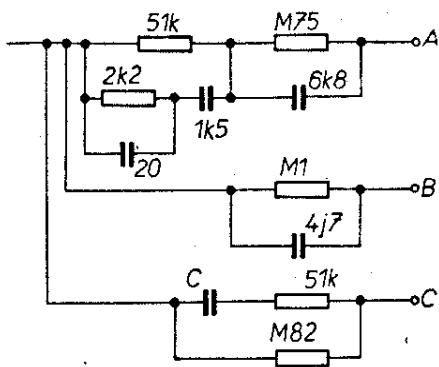
Takto uspořádaný předzesilovač má bez zpětné vazby výstupní impedanci asi 100 k $\Omega$ , se zpětnou vazbou při zisku 30 až 40 dB však pouze několik set ohmů. První stupeň předzesilovače má zesílení (bez zpětné vazby) 68 dB a druhý (tranzistor  $T_5$ ) 45 dB.



Obr. 15. Závislost výstupního napětí předzesilovače na zátěži (křivka platí pro napájecí napětí  $\pm 15$  V)



Obr. 16. Zjednodušené zapojení celého předzesilovače. Celkový zisk lze určit ze vztahu  $(R_1 + R_2)/R_1$ . Odpor  $R_1$  je 1 k $\Omega$  a odpor  $R_2$  je odpor v článku RC ve větvi zpětné vazby



Obr. 17. Prvky článků RC ve větvi zpětné vazby pro různé zdroje signálu, A — magnetická vložka, B — dynamický mikrofon, C — magnetofonová hlava (C je 910 pF pro 9,5 cm/s, popř. 1,5 nF pro 4,75 cm/s)

Maximální výstupní napětí je závislé na napájecím napětí a na zatěžovací impedanci. Při napájecím napětí  $\pm 15$  V a zatěžovací impedanci 10 k $\Omega$  je maximální dosažitelné nezkrácené výstupní efektivní napětí asi 7 V. Nejvhodnější zatěžovací impedance obvodů tohoto typu je dána emitorovými odpory  $T_5$  a  $T_6$ , které určují klidový proud druhého stupně předzesilovače. Na obr. 15 je závislost efektivního výstupního napětí na různých zatěžovacích impedancích při uvedeném napájecím napětí ( $\pm 15$  V). Větší výstupní napětí podobného charakteru lze získat při větším napájecím napětí; napájecí napětí lze zvětšovat až na úroveň  $\pm 25$  V.

Přivedeme-li signál na neinvertující vstup operačního zesilovače na obr. 16, lze zisk určit ze vztahu  $(R_1 + R_2)/R_1$ . Neinvertující vstup je na obrázku označen znaménkem +. Takto zapojený operační zesilovač má vstupní impedanci větší než

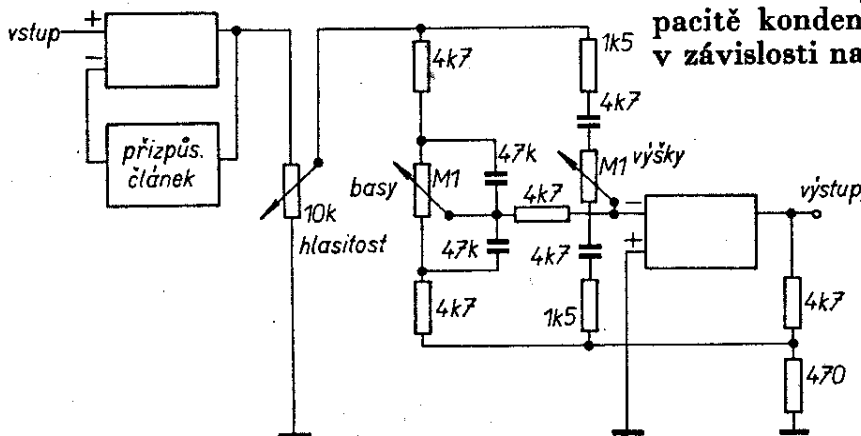
1 M $\Omega$ . Aby bylo možno připojit k zesilovači i výstup z magnetické přenosky, je nutno paralelně ke vstupu předzesilovače připojit odpor, aby se jeho impedance zmenšila na požadovanou velikost (obvykle 47 k $\Omega$ ). Kondenzátor s malou kapacitou paralelně k tomuto odporu (obr. 14) omezuje přenos signálů s kmitočty nad 200 kHz.

Na obr. 17 jsou korekční členy RC, určené pro připojení různých zdrojů signálů.

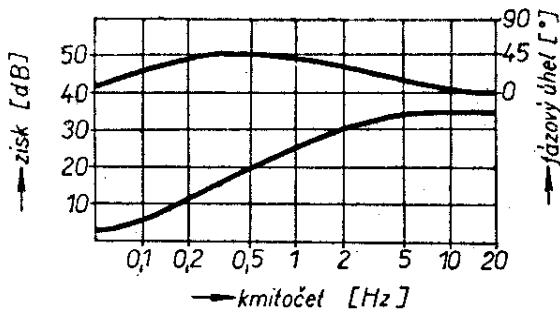
Základní obvod na obr. 14 lze použít k různým účelům. Neobyčejně vhodný je např. ke konstrukci předzesilovače s tónovými korekcemi (obr. 18). Předzesilovač podle obr. 18 má jako celek zisk asi 20 dB, Baxandallův korektor dovoluje v tomto uspořádání zdůraznit a potlačit výšky a hloubky asi o 20 dB (na kmitočtech 30 Hz a 20 kHz), vztaženo k 1 kHz. V nejhorsím případě je zkreslení celého předzesilovače lepší než 0,01 % v celém rozsahu běžných pracovních podmínek. Při tomto uspořádání předzesilovače lze připojovat zdroje signálu s většími úrovněmi výstupních napětí přímo na regulátor hlasitosti (10 k $\Omega$  na obr. 18), nebo po úpravě děliče napětí na vstup předzesilovače.

Celý předzesilovač byl realizován na malé desce s plošnými spoji, opatřen šestikolíkovým konektorem a stíněn umístěním v kovové krabici. Přívody signálů malých úrovní je třeba odstínit. Odpory a kondenzátory korekčních členů RC byly umístěny přímo na přepínači, jímž se přepíná vstup pro různé zdroje signálu. Součástky korekčních obvodů by měly mít toleranci lepší než 5 %.

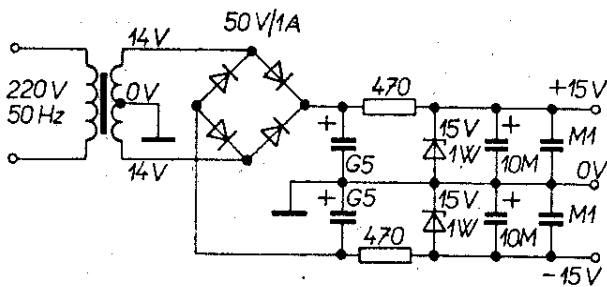
Přenos nízkých kmitočtů závisí na kapacitě kondenzátoru  $C_T$ . Zisk zesilovače v závislosti na kmitočtu je zřejmý z obr.



Obr. 18. Obvod z obr. 14 ve spojení s korektorem kmitočtové charakteristiky Baxandallova typu



Obr. 19. Charakteristika zisku zesilovače podle obr. 14 při kapacitě kondenzátoru  $C_t = 33 \mu F$  (v závislosti na kmitočtu vstupního signálu)



Obr. 20. Vhodné zapojení zdroje pro předzesilovač z obr. 14

19. Jak je zřejmé z obr. 19, zisk zesilovače podle obr. 14 prudce klesá od kmitočtu 5 Hz a je jedna asi od kmitočtu 0,1 Hz. Fázový posuv je největší v oblasti kmitočtů 0,5 až 1 Hz (horní křivka na obr. 19).

Aby byl zajištěn odstup brumu, uvedený v technických údajích předzesilovače, používá autor této konstrukce napájecí zdroj, jehož schéma je na obr. 20. Sekundární napětí ze síťového transformátoru se usměrňuje můstkovým usměrňovačem, filtruje elektrolytickými kondenzátory  $500 \mu F/25 V$  a stabilizuje Zenerovými diodami se Zenerovým napětím 15 V a se ztrátou 1 W. Odpory  $470 \Omega$  zajišťují správný proud diodami. Stabilizované napětí se pak dále filtruje elektrolytickými kondenzátory  $10 \mu F/25 V$  a kondenzátory  $0,1 \mu F$ .

Vstupní napětí z předzesilovače je tak velké, že jím lze budít jakýkoli výkonový zesilovač.

Wireless World, červenec 1972

### Jakostní nf koncový zesilovač 20W

Stejného principu jako u předchozího nf zesilovače (předzesilovače) využívají i konstruktéři výkonového zesilovače, jehož schéma je na obr. 21. Zesilovač má

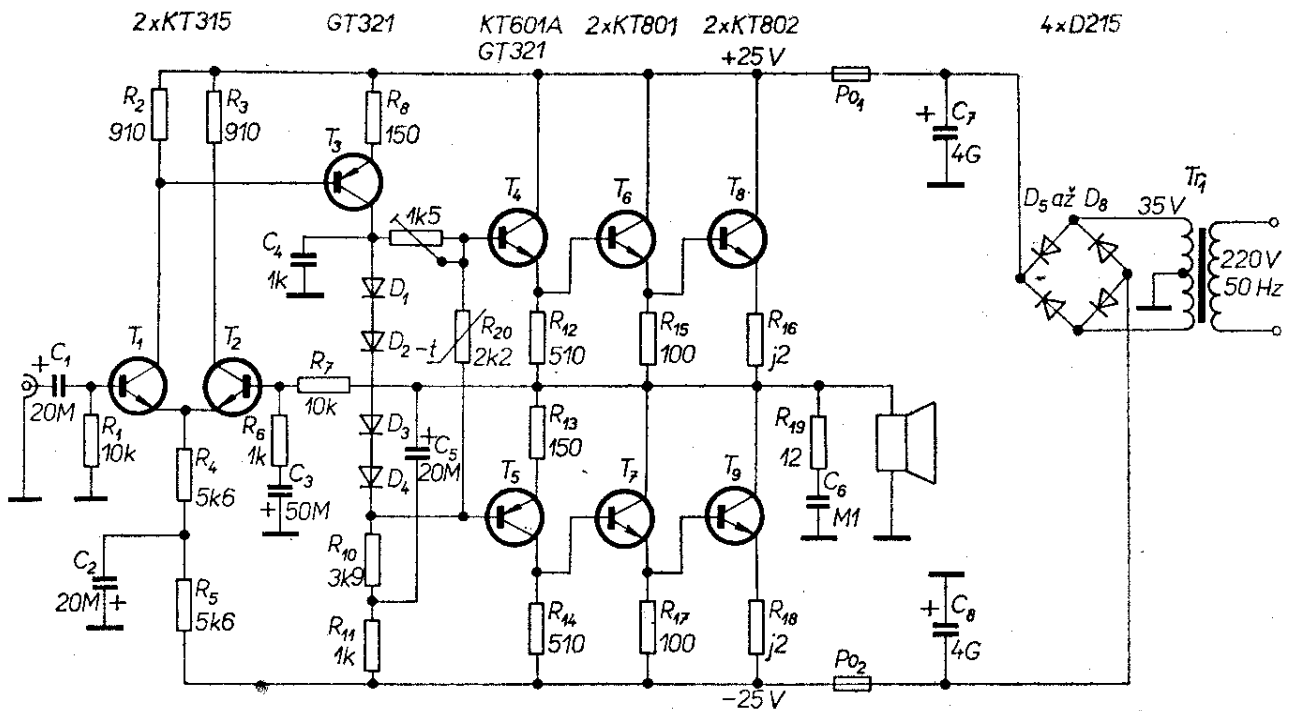
maximální výstupní výkon 20 W na zátěži  $4 \Omega$ . Nelineární zkreslení není přitom větší než 0,7 %; zesilovač má jmenovitou citlivost 1 V a vstupní impedanci  $10 k\Omega$ . Odstup zesilovače je lepší než  $-85 \text{ dB}$ , kmitočtová charakteristika je v pásmu 20 Hz až 20 kHz v mezích  $\pm 0,5 \text{ dB}$ .

Zesilovač je napájen z nestabilizovaného zdroje. Napětí na výstupu usměrňovače závisí proto na odběru proudu, tzn. na hlasitosti reprodukce; bez signálu odebírá zesilovač proud asi 60 mA – tehdy je napětí z usměrňovače  $\pm 25 V$ . Při přítomnosti signálu se odebíraný proud zvětšuje a napájecí napětí se zmenšuje. Pro úplnost je třeba dodat, že střední odběr proudu ze zdroje je při běžné reprodukci hudby asi o 70 % menší, než při buzení sinusovým signálem na jmenovitý výstupní výkon (což byl zřejmě důvod, který vedl konstruktéry k použití nestabilizovaného zdroje napájecího napětí).

Výstupní výkon se podstatně mění i při jiné zátěži, než je jmenovitá. Při zátěži asi  $7 \Omega$  je 16 W, při zátěži  $15 \Omega$  asi 14 W. Na to je třeba brát zřetel při návrhu reproduktorových soustav.

Zesilovač lze samozřejmě napájet i ze zdroje stabilizovaných napájecích napětí. Při napájecím napětí  $\pm 24 V$  lze pak odebírat ze zesilovače výkon 49 W (při zátěži  $4 \Omega$ ), popř. 34 W ( $7,5 \Omega$ ) nebo 17 W ( $15 \Omega$ ).

Zesilovače podobného zapojení byly popsány podrobně v RK 5/72, proto si stručně uvedeme pouze základní požadavek na tento typ zesilovačů (bez výstupního kondenzátoru): přes zátěž, tj. reproduktor nesmí protékat stejnosměrný proud. Obě strany reproduktoru jsou vzhledem ke stejnosměrnému napětí v obvodu na potenciálu země, tj. na potenciálu středního vývodu sekundárního vinutí síťového transformátoru na obr. 21. Aby byl tento požadavek bezpečně splněn, je v zesilovači velmi silná zpětná vazba z výstupu přes odpor  $R_7$  do báze tranzistoru  $T_2$ . Báze tranzistoru  $T_1$  je přitom spojena se zemním potenciálem přes odpor  $10 k\Omega$  – vstupní diferenciální zesilovač porovnává pak neustále napětí na výstupu s potenciálem země. Bude-li stejnosměrné napětí



Obr. 21. Jakostní nf zesilovač 20 W

na výstupu různé od nuly, objeví se na výstupu diferenciálního zesilovače signál, který se po zesílení objeví na výstupu zesilovače. Signál má opačnou polaritu vzhledem k polaritě změny výstupního stejnosměrného napětí. Tím se samočinně udržuje stálá a nulová úroveň stejnosměrného napětí na výstupu. Diferenciálně zapojené tranzistory vstupního zesilovače umožňují i samočinnou kompenzaci změn v zesilovači, které vznikají teplotní závislostí vlastností prvků vstupního obvodu zesilovače. Diferenciální zapojení přispívá tak k výborné teplotní stabilitě celého zesilovače.

Článek RC na výstupu zesilovače paralelně k reproduktoru zabraňuje přenosu signálů nadzvukových kmitočtů. Proměnný odpor 1,5 kΩ v bázi tranzistoru T<sub>4</sub> slouží k nastavení klidového proudu koncových tranzistorů zesilovače.

Celý zesilovač byl konstruován na desce s plošnými spoji. Termistor byl umístěn na chladiči tranzistoru T<sub>3</sub>. Tranzistory vstupního diferenciálního zesilovače se musí vybrat tak, aby se jejich proudové zesilovací činitele nelišily o více než 15 %. Vhodné jsou tranzistory s velkým proudovým zesilovacím činitelem (alespoň 50).

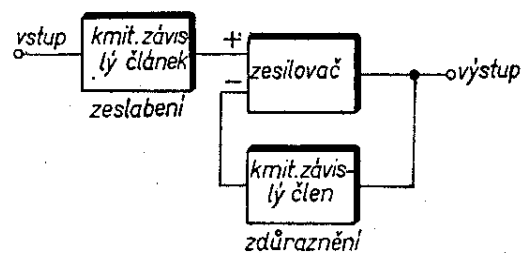
Transformátor je navržen pro výkon asi 50 W. Sekundární napětí naprázdno by

mělo být asi 35 V. Pojistky v napájecích větvích jsou 2 A.

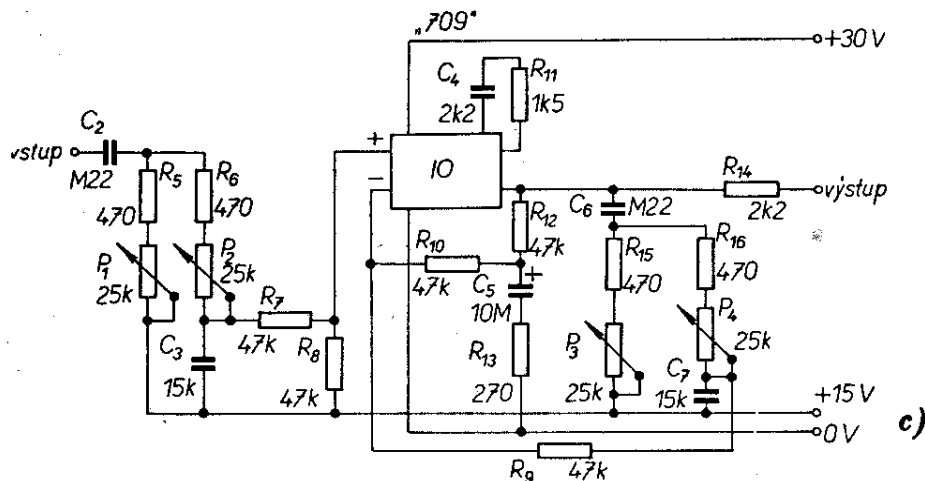
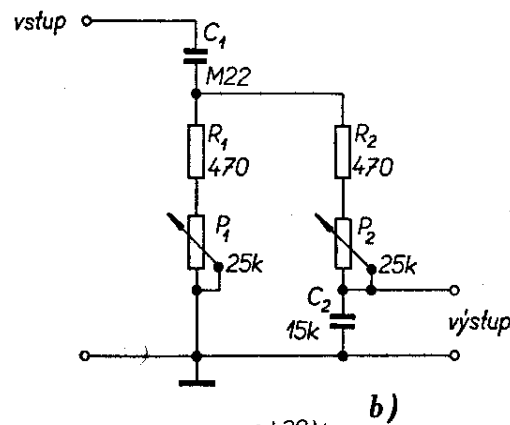
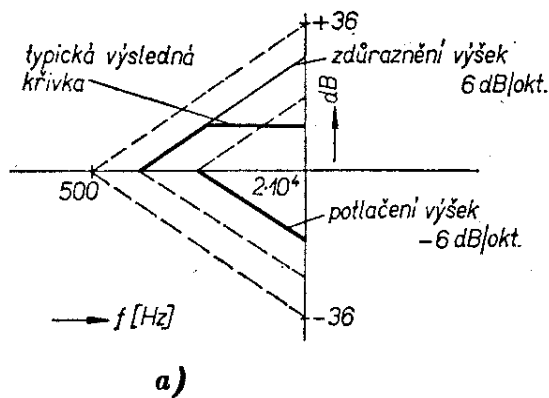
Radio č. 6/1972

### Obvod se zvláštními tónovými korekcemi

Zajímavý obvod tónových korekcí byl před časem popsán v anglickém časopisu *Wireless World*. Při jeho konstrukci vycházel autor z faktu, že běžné korektory kmitočtové charakteristiky mají největší účinek až na koncích přenášeného kmitočtového pásma. Jak však dosáhnout zdůraznění vysokých kmitočtů např. v pásmu 1 až 4 kHz a přitom stálého zisku od kmitočtu 4 kHz, nechceme-li používat další korektory, jako je např. presence? Nejvhodnějším řešením je podle autora článku obvod, jehož základní schéma je na obr. 22. Jde o zapojení s integrovaným



Obr. 22. Základní zapojení obvodu tónových korekcí



Obr. 23. Typické křivky při korigování vysokých tónů jednak regulátorem „zdůraznění“ a jednak regulátorem „potlačení“ výšek (a). Základní kmitočtově závislý členek pro korekční obvody (b). Celkové schéma korektoru (c) —  $P_1$  potlačení basů,  $P_2$  potlačení výšek,  $P_3$  zdůraznění basů,  $P_4$  zdůraznění výšek

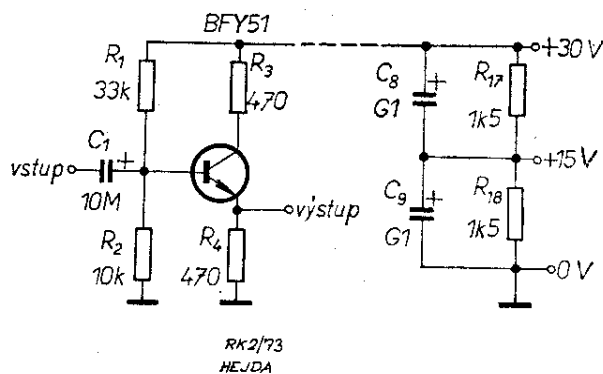
operačním zesilovačem (který má velké zesílení), které dovoluje nezávislou kontrolu hloubek a výšek v kterékoli části přenášeného pásma kmitočtů.

Obvod má čtyři potenciometry: zdůraznění výšek, potlačení výšek, zdůraznění hloubek, potlačení hloubek. Jsou-li všechny potenciometry v nulové poloze a potenciometr např. zdůraznění výšek v určité poloze nenulové, dojde od určitého kmitočtu ke zdůraznění výšek se strmostí 6 dB/okt. (viz obr. 23a). Lze tak teoreticky získat např. zdůraznění až 36 dB na 20 000 Hz, zvolíme-li za výchozí kmitočet zdůraznění 500 Hz, popř. 12 dB na 20 000 Hz, je-li výchozím kmitočtem zdůraznění kmitočet 5 000 Hz. To vše je zřejmé z obr. 23a; z obrázku lze však určit i výsledný jev, použije-li se současně s potenciometrem ke zdůraznění výšek i potenciometr k potlačení výšek — pak má výsledná křivka tvar podle nastavení obou

potenciometrů, např. tvar výsledné křivky na obr. 23a: signály určitých kmitočtů budou zdůrazněny a nad mezním kmitočtem zdůraznění bude mít zesilovač stálý zisk — kmitočtová charakteristika bude plochá, rovnoběžná s vodorovnou osou.

Zapojení, které autor použil, má tři hlavní části: členek s proměnnou kmitočtovou charakteristikou v přívodu signálu, podobný členek ve větvi zpětné vazby a integrovaný operační zesilovač (obr. 22).

Základem článků s proměnnou kmitočtovou charakteristikou je obvod na obr. 23b. Kondenzátor  $C_1$ , odpor  $R_1$  a potenciometr  $P_1$  tvoří jednoduchou zádrž hlubokých kmitočtů se sklonem 6 dB/okt. Podobně stejné prvky s indexem 2 tvoří zádrž vysokých kmitočtů se stejným sklonem 6 dB/okt. Nejvyšším kmitočtem pro potlačení 3 dB je v tomto obvodu kmitočet 1,54 kHz, nejnižším 28 Hz u obvodu pro potlačení basů; u obvodu pro potla-



Obr. 24. Emitorový sledovač a zdroj napájecího napětí pro zapojení na obr. 23c

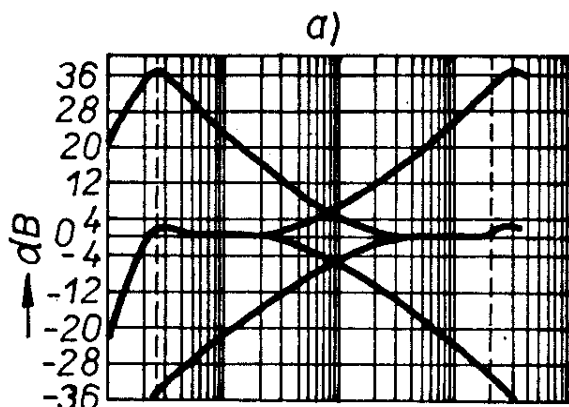
čení výšek jsou to kmitočty 22,6 kHz, popř. 415 Hz.

V závislosti na poloze běžců potenciometrů může být vstupní impedance kmitočtově závislých článků 470  $\Omega$  paralelně k 470  $\Omega$ , popř. 25,5 k $\Omega$  paralelně k 25,5 k $\Omega$ . Je proto důležité budít tyto články ze zdroje signálu s malou impedancí, v každém případě menší než asi 200  $\Omega$ . Ve stejném rozmezí (470  $\Omega$  až 25,5 k $\Omega$ ) se mění i výstupní impedance – k výstupu může být proto připojen pouze obvod se vstupní impedancí větší než asi 50 k $\Omega$ . Protože bývá zvykem, že předzesilovač má zisk asi 30 až 40 dB, byl pro jednoduchost použit jako aktivní prvek operační zesilovač typu  $\mu$ A709 (MAA501 až 4).

Celkové schéma korekčního obvodu je na obr. 23c. Operační zesilovač se napájí souměrným napětím 15 V, toto napětí lze získat z nesouměrného napětí 30 V podle obr. 24 (vpravo).

Operační zesilovač je kompenzován paralelní kombinací kondenzátoru 2,2 nF a odporu 1,5 k $\Omega$ . Odpor  $R_{10}$  a  $R_{12}$  je zavedena stejnosměrná zpětná vazba. Odpor  $R_{13}$  je nastaveno zesílení operačního zesilovače na 36 dB. Pro správnou činnost doporučuje autor, aby tolerance všech součástí nebyly horší než 5 %. Pro připojení zdrojů signálu s velkou výstupní impedancí je vhodný emitorový sledovač z obr. 24 (vlevo).

Amplitudově-kmitočtové charakteristiky jsou na obr. 25. Na obr. 25a jsou charakteristiky, odpovídající nastavení potenciometrů „maximální potlačení“ a „maximální zdůraznění“ a výsledná charakteristika pro střed pásma. Obr. 25b



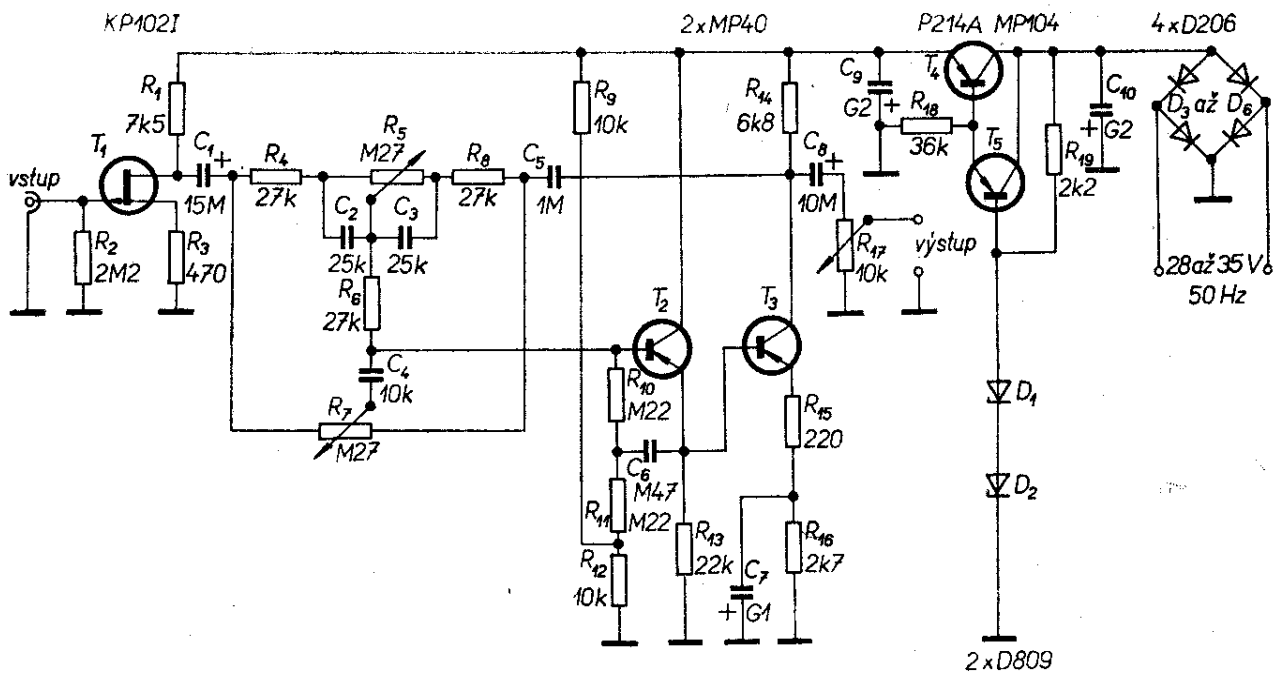
Obr. 25. Kmitočtové charakteristiky obvodu podle obr. 23c. Charakteristiky pro každý potenciometr v poloze maximum, střední křivka odpovídá všem potenciometrům v poloze minimum (a), typická křivka pro dva různé případy zdůraznění basů (b)

ukazuje některé z možných kombinací nastavení potenciometrů a vliv těchto kombinací na tvar kmitočtové charakteristiky.

Obvod byl zkoušen i subjektivními testy. Po určitém cviku v ovládání regulačních prvků ocenili obvod především ti, kdož experimentují se zvukovými efekty. *Wireless World*, listopad 1970

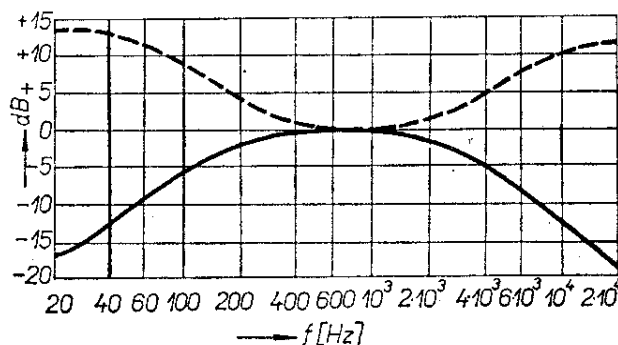
### Korekční zesilovač pro přepis záznamů z gramofonových desek na magnetofon

Někdy bývá třeba při záznamu z gramofonových desek na magnetofonový pásek upravovat kmitočtovou charakteristiku záznamu, především tehdy, chceme-li přepisovat desky, které jsou starší, „ohrané“ a které mají v reprodukci nadbytek rušivého šumu, nebo i takové desky, u nichž je nedostatek hloubek apod. Pří-



Obr. 26. Korekční zesilovač pro přepis záznamů z gramofonových desek na magnetofonový pásek

pravek na obr. 26 lze použít při podobných případech, navíc však i při různých trikových záznamech atd. Běžný zesilovač totiž neumožňuje korigovat kmitočtovou charakteristiku signálu z gramofonové desky při jeho přepisu na magnetofon. Korekční zesilovač je velmi jednoduchý – na vstupu je tranzistor typu FET, který jednoduše umožní dosáhnout vhodné vstupní impedance zesilovače pro připojení krystalové přenosky. Za vstupním obvodem je korekční zesilovač s oddělenými korektory hloubek a výšek. Horní potenciometr slouží k regulaci hloubek, dolní potenciometr k regulaci výšek. Kmito-



Obr. 27. Kmitočtová charakteristika korekčního zesilovače z obr. 26 při maximálním zdůraznění a potlačení hloubek a výšek

čtová charakteristika zesilovače při potenciometrech nastavených na maximální zdůraznění (potlačení) hloubek i výšek je na obr. 27.

Ztráty v korekčním obvodu nahrazuje dvojestupňový tranzistorový zesilovač, jehož první tranzistor slouží k impedančnímu přizpůsobení výstupu korekčního obvodu a vstupu vlastního zesilovače.

Pro úplnost je uveden na obr. 26 i zdroj napájecího napětí. Pro správnou činnost zesilovače je třeba, aby výstupní stabilizované napětí na emitoru  $T_4$ , P214A, bylo  $-18$  V. Na kolektoru  $T_3$  je potom napětí asi  $-12$  V. Liší-li se napětí na kolektoru tohoto tranzistoru od uvedené velikosti, je třeba změnit odpor  $R_{13}$  v emitoru tranzistoru  $T_2$ .

Vstupní střídavé napětí na příslušných svorkách usměrňovacího můstku je asi 28 až 35 V. Správné stejnosměrné napájecí napětí na výstupu stabilizátoru závisí na výběru Zenerových diod v bázi tranzistoru  $T_5$ . Podle použitých diod je pak třeba volit i od-



por  $R_{19}$  tak, aby diodami tekli správný Zenerův proud (je udán pro každý typ diod v katalogu).  
Radio č. 10/1972

### „Tone balance control“

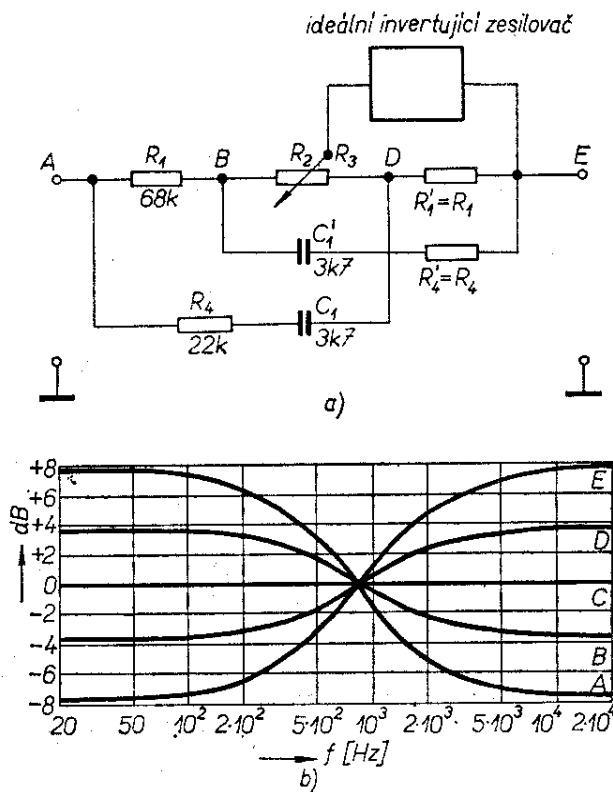
„Jednostrannost“ běžně používaných korekcí zřejmě nedá spát více technikům. Pro zajímavost řešení jsem vybral i dále popsany obvod, který byl navíc lákavý tím, že současně se zvláštním druhem tónového korektoru popisuje autor sice klasický, ale velmi dobře propracovaný koncept vstupních obvodů nf zesilovače, které vyhoví i těm nejvyšším nárokům.

Anglický titulěk tohoto odstavce je dán tím, že mne nenapadlo vhodné české slovo nebo několik slov, jimiž by šlo stručně popsat, o jaký druh tónových korekcí vlastně jde. Princip problému je v tom, že má-li reprodukováná nahrávka např. příliš mnoho basů a slabé výšky, běžné korekce (tj. zdůraznění výšek a potlačení basů) neumožní vyrovnanou reprodukci, při níž by se současně upravily oba konce kmitočtového pásma tak, aby výsledná kmitočtová charakteristika reprodukce odpovídala skutečnosti; je tomu především proto, že obě korekce působí s maximální účinností pouze na krajích přenášeného kmitočtového pásma. Tento problém řešil autor tohoto článku poněkud jinak, než autor již popisovaného zařízení (viz obr. 22 a další), poněkud jednodušeji, i když zřejmě se shodnými subjektivními výsledky.

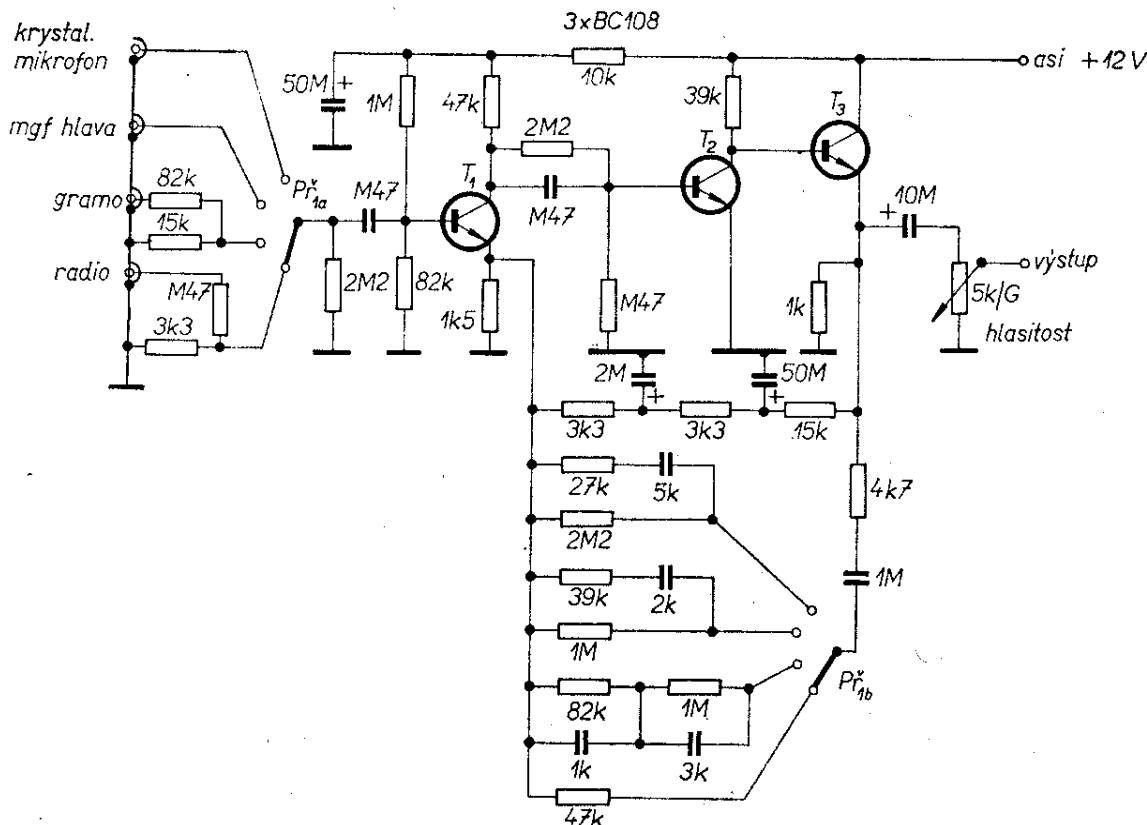
Základem řešení problému je v tomto případě obvod, který autor nazývá „tone balance control“; doslovný překlad tohoto termínu by byl asi „řízení vyvážení tónů“. Obvod (jeho základní schéma je na obr. 28a) pracuje tak, že v jedné krajní poloze ovládacího potenciometru zdůrazňuje všechny basové tóny zcela jednotně, stejně, střední kmitočty nechává beze změny a současně potlačuje zcela jednotně, stejně, všechny vysoké tóny. Je-li běžec potenciometru ve středu odporové dráhy, má obvod přenos rovný jedné, a jeho kmitočtová charakteristika je rovná; v druhé krajní poloze běžce ovládacího potenciometru jsou potlačeny basy a zdůrazněny výšky. Teore-

tické zdůvodnění je podrobně uvedeno v originálním článku. Lze je však snadno odvodit, uvědomíme-li si, že při nízkých kmitočtech je admitance kondenzátorů obvodu zanedbatelně malá a naopak.

Obvod byl použit k ověření činnosti v sestavě monofonního zesilovače, jehož vstupní část je na obr. 29. Jde o populární a velmi rozšířené zapojení, které vychází z tzv. Baileyova vstupního obvodu, který byl poprvé popsán ve Wireless World v prosinci 1966. Jde o zapojení třítranzistorového zesilovače s křemíkovými tranzistory, které má ve větvi zpětné vazby kmitočtově závislé články RC různých druhů ke korekci kmitočtové charakteristiky pro různé zdroje signálu. Za vstupním zesilovačem je pak zapojen „normalizovaný“ zesilovač jako měnič impedance, za nímž následuje korekční zesilovač Baxandallova typu, doplněný opět „normalizovaným“ zesilovačem



Obr. 28. Základní uspořádání obvodu pro vyvážení tónů, „tone balance control“ (a), kmitočtové charakteristiky obvodu (b) pro:  $R_2 = 0$ ,  $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$  (A),  $R_2 = 25 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 75 \text{ k}\Omega$  (B),  $R_2 = R_3 = 50 \text{ k}\Omega$  (C),  $R_2 = 75 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 25 \text{ k}\Omega$  (D),  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 0$  (E)



Obr. 29. Vstupní zesilovač (upravené zapojení podle Baileyho) pro čtyři vstupy

(obr. 30). Za obvodem tónových korekcí je vlastní obvod vyvážení tónů „tone-balance control“, z jehož ovládacího potenciometru jde signál na vstup „normalizovaného“ zesilovače. Z výstupu zesilovače je signál veden na další „normalizovaný“ zesilovač, z jehož výstupu se pak buď koncový (výkonový) zesilovač.

Pro použití ve stereofonním zesilovači je na obr. 30 i zapojení „balance“ pro stereofonní zesilovač.

„Normalizovaný“ zesilovač, označovaný v obr. 30 obdélníkem s písmenem A, je na obr. 31.

Obvod je vhodným doplňkem běžných zesilovačů, neboť dovoluje jednoduchým způsobem odstranit nevýhody běžných korektorů kmitočtové charakteristiky. Výstupní napětí celého zesilovače v tomto uspořádání je asi 4 V (mezivrcholová hodnota). Vzhledem k tomu, že běžné současné výkonové zesilovače jsou často velmi citlivé (je třeba menší vstupní napětí), je možné obvykle použít zesilovač z obr. 30 i bez posledního stupně, který zvětšuje výstupní napětí obvodu vyvážení tónů

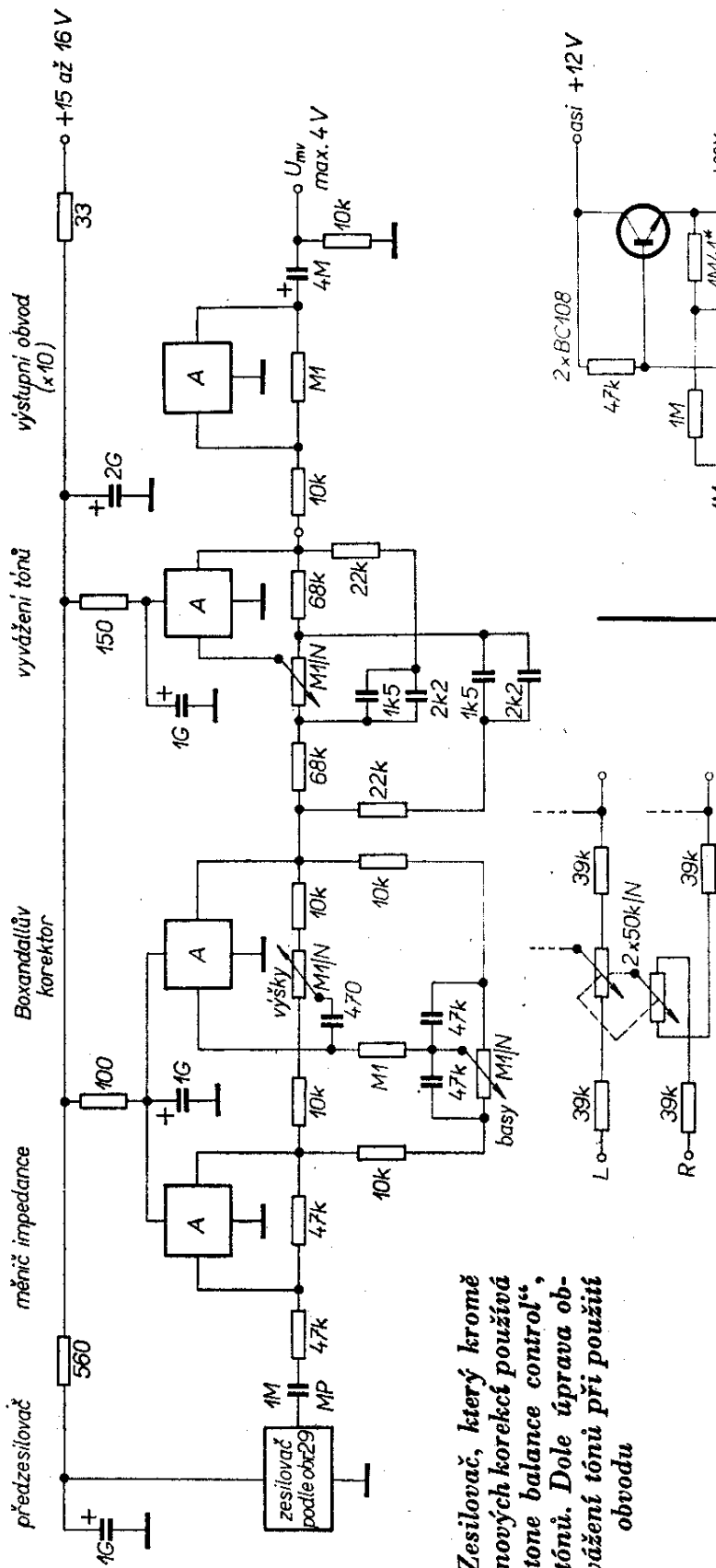
desetkrát. Střední kmitočet obvodu vyvážení tónů je asi 800 až 880 Hz. Byl zvolen jako střed mezi geometrickým středem nf kmitočtového pásma (630 Hz), kmitočtem výhybky reproduktorové soustavy, kterou autor používá, jmenovitým kmitočtem konce zdůraznění hloubek u gramofonových desek (500 Hz) a jmenovitým kmitočtem začátku zdůraznění výšek u gramofonových desek (2 000 Hz).

*Wireless World*, březen 1970

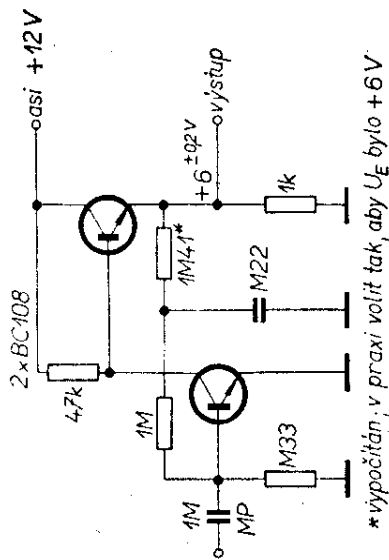
#### Nf oscilátor s kapacitní diodou

Oscilátor LC na obr. 32 je vhodný např. jako základní oscilátor pro elektronické hudební nástroje. Střední kmitočet oscilátoru je asi 15 kHz, oscilátor je emitorově vázaný Hartleyův oscilátor. Aby se vyloučily vlivy rozptylu parametrů tranzistorů, je tranzistor vázán s cívkou oscilátoru připojením na nízko umístěnou odbočku. Ani větší rozptyl parametrů tranzistoru neovlivňuje pak podstatným způsobem kmitočet oscilátoru.

Typická závislost změn kmitočtu na napětí kapacitní diody je na obr. 33.

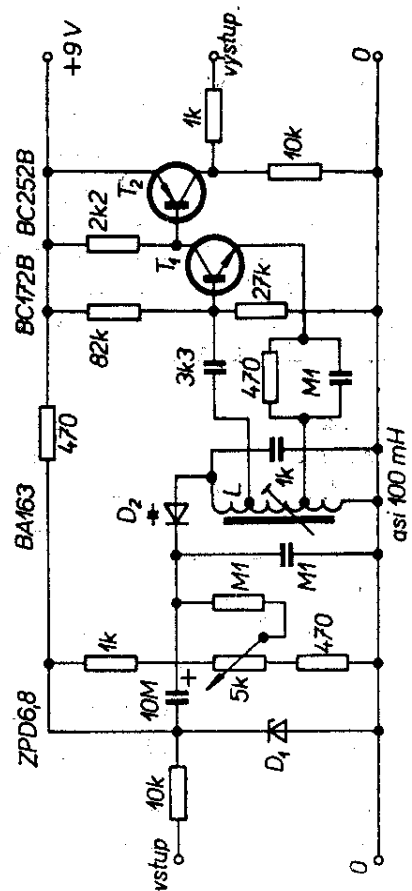


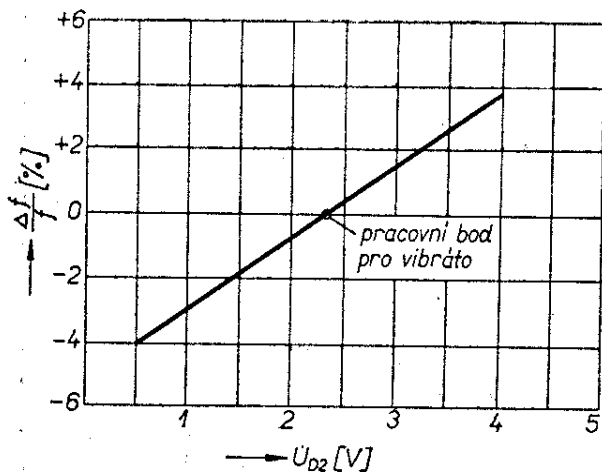
Obr. 30. Zesilovač, který kromě běžných tónových korekcí používá i obvod „tone balance control“, vyvážení tónů. Dole úprava obvodu k vyvážení tónů při použití obvodu



Obr. 31. Obvod, označený v obr. 30 obdélníkem s písmenem A. Odpor, označený hvězdičkou je třeba nastavit tak, aby na výstupu bylo stejnosměrné napětí  $6 \pm 0,2 \text{ V}$ . Nejvhodnější je použít odpor  $1,2 \text{ M}\Omega$  v sérii s proměnným odporem (trimrem)  $0,47 \text{ M}\Omega$

Obr. 32. Nf oscilátor s kapacitní diodou pro elektronické hudební nástroje





Obr. 33. Závislost změny kmitočtu oscilátoru na napětí na kapacitní diodě

Výstupní signál oscilátoru má amplitudu asi 8 V na kmitočtu 15 kHz a lze jím napájet jakýkoli (i integrovaný) dělič kmitočtu v elektronických hudebních nástrojích.

Na vstup lze připojit i signál z vibráta o efektivním napětí maximálně 1,5 V a o kmitočtu několika Hz. Vzhledem k tomu, že se kmitočtové vibráto získává ze základního signálu změnou kapacity kondenzátoru, je třeba, aby základní oscilátory jednotlivých tónů měly stejné obvodové kapacity. Jejich kmitočty jsou pak dány různými počty závitů cívek a polohou jádra v cívkách a jsou stabilní. Pro výrobu signálů různých kmitočtů platí u tohoto typu oscilátoru: odbočka bude vždy (pro každý kmitočet oscilátoru) na stejném místě a měnit se bude (při stále paralelní kapacitě) pouze počet závitů „nad“ odbočkou – ten bude nepříměrný požadovanému kmitočtu.

Cívka oscilátoru je navinuta na feritovém hrníčkovém jádru o  $\varnothing 23 \times 17$  mm s doladovacím jádrem,  $A_L = 250$  nH/z<sup>2</sup> a má 10 + 50 + 560 závitů drátu o  $\varnothing 0,12$  mm CuL.

Podle podkladů Intermetall 1972

### Oscilátor LC pro elektronické varhany

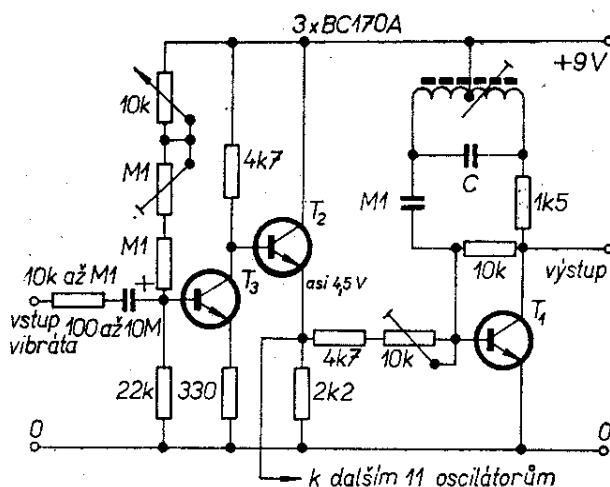
Dvanáct základních oscilátorů elektronických varhan musí mít na jedné straně co nejstabilnější kmitočet, na druhé straně

je však třeba, aby bylo možno jejich kmitočet alespoň v malých mezích měnit co nejjednodušeji, co nejjednoduššími prostředky (např. pomocným napětím), neboť to je předpokladem možnosti jednak varhany naladit a jednak použít kmitočtové vibráto.

Tento požadavek je splněn v zapojení podle obr. 34. Obvod je zapojen jako modifikovaný Hartleyův oscilátor, u něhož lze změnou proudu báze tranzistoru měnit v určitých mezích kmitočet. Výstupní signál má amplitudu (mezivrcholovou velikost) větší než 6 V při zatěžovacím odporu 6 k $\Omega$  a hodí se i pro buzení integrovaného kmitočtového děliče (např. SAJ110).

Vliv kolísání teploty na parametry oscilátoru je kompenzován současně pro všech dvanáct základních oscilátorů společným kompenzačním obvodem. Napětí báze-emitor tranzistoru  $T_3$  se mění s teplotou o  $-2$  mV/°C. Tato změna napětí se zesiluje a zesílené napětí pak řídí pracovní bod tranzistoru oscilátoru ( $T_1$ ), lépe řečeno jeho proud báze tak, že kompenzuje změnu kmitočtu, vznikající oteplením tranzistoru oscilátoru.

V kompenzačním obvodu se současně zesiluje i střídavý signál z vibráta. Signál z vibráta se vede přes oddělovací kondenzátor a odpor do báze tranzistoru  $T_3$ . Pracovní bod kompenzačního obvodu se nastavuje tak, že se při potenciometru 10 k $\Omega$  s běžcem uprostřed odporové dráhy odporovým trimrem 100 k $\Omega$  nastaví pracovní



Obr. 34. Oscilátor pro elektronické varhany

bod tak, aby na emitoru tranzistoru  $T_2$  bylo proti společnému vodiči (zemi) napětí asi 4,5 V. Pak lze potenciometrem 10 k $\Omega$  snadno nastavit kmitočet jednotlivých oscilátorů dvanácti základních kmitočtů.

Odporovým trimrem 10 k $\Omega$  v bázi tranzistoru  $T_1$  se nastaví při daném napětí signálu vibráta stejný relativní zdvih kmitočtů u všech dvanácti oscilátorů. Signál vibráta o amplitudě 1 V na bázi  $T_3$  vyvolá kmitočtový zdvih  $\pm 0,5$  tónu, odpovídající

$$\Delta f = \pm f_0 \sqrt[12]{2} - 1,$$

kde  $f_0$  je kmitočet základního tónu oscilátoru.

Odpor a kapacitu kondenzátoru na vstupu pro signál vibráta je třeba určit podle amplitudy použitého signálu vibráta.

Údaje obvodu oscilátoru pro dvě různé základní oktávy jsou uvedeny dále. Cívka oscilátoru je navinuta na cívkové soupravě fy Vogt č. 2349.1.

Kmitočtová stabilita základních oscilátorů podle obr. 34 je lepší než dvě promile změny kmitočtu v teplotním rozsahu 0 až +60 °C. Je ovšem třeba napájet oscilátory stabilizovaným napětím.

Pro oktávu se základními kmitočty v rozmezí asi 8 až 16 kHz má cívka oscilátoru 1 500 z drátu o  $\varnothing$  0,1 mm CuL a odbočku ve středu vinutí.

Tón	Kapacita kondenzátoru C
c <sup>6</sup> až dis <sup>6</sup>	18 nF
e <sup>6</sup> až g <sup>6</sup>	10 nF
gis <sup>6</sup> až h <sup>6</sup>	4,7 nF
nebo	
a <sup>6</sup> až f <sup>6</sup>	15 nF
fis <sup>6</sup> až h <sup>6</sup>	6,8 nF

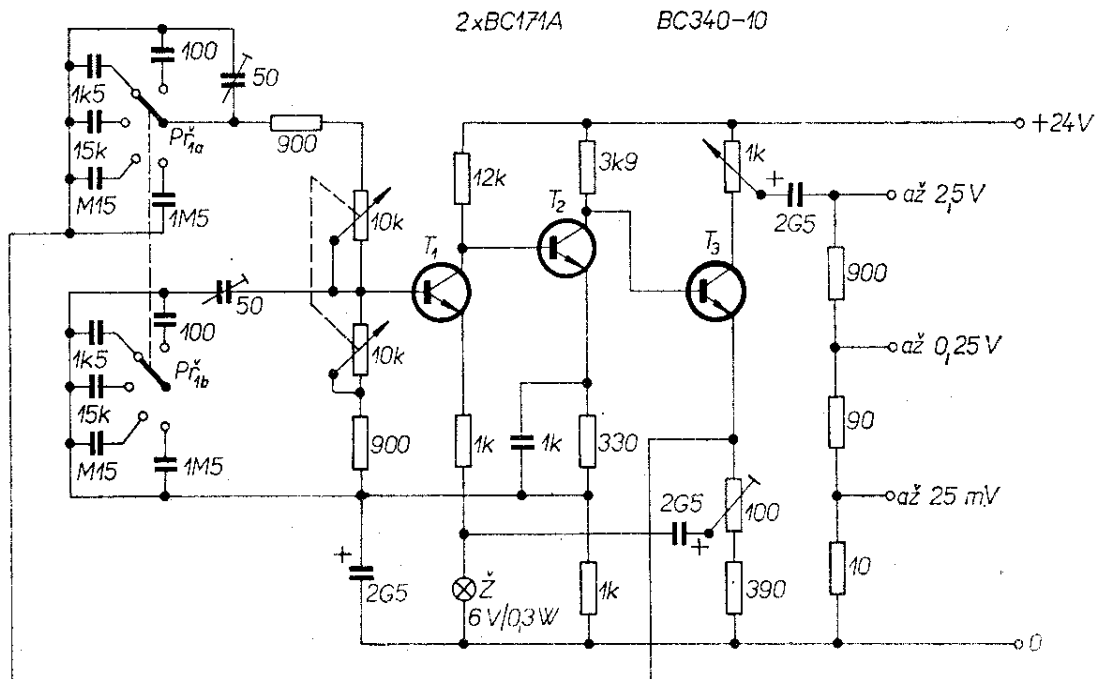
Pro oktávu se základními kmitočty asi 4 až 8 kHz má cívka 2 000 z drátu o  $\varnothing$  0,1 mm CuL a odbočku ve středu vinutí.

Tón	Kapacita kondenzátoru C
c <sup>5</sup> až dis <sup>5</sup>	33 nF
e <sup>5</sup> až g <sup>5</sup>	18 nF
gis <sup>5</sup> až h <sup>5</sup>	10 nF
nebo	
c <sup>5</sup> až f <sup>5</sup>	22 nF
fis <sup>5</sup> až h <sup>5</sup>	12 nF

Podle podkladů Intermetall 1972

### Generátor RC

Pro generátory sinusových signálů slouží nejčastěji (jde-li o generátory do 1 MHz) zapojení s Wienovým-Robinso-



Obr. 35. Generátor RC s výstupním napětím až 2,5 V pro kmitočty 10 Hz až 1 MHz

novým můstkem jako prvkem, určujícím kmitočet. Jedna větev můstku je tvořena činnými odpory a druhá komplexními odpory. Komplexní odpory jsou tvořeny sériovým a paralelním článkem RC, přičemž při rezonančním kmitočtu je reálný poměr tohoto napěťového děliče 3.

Větev můstku s činným odporem je tvořena emitorovým odporem tranzistoru  $T_3$  a odporem žárovky, která slouží jako proměnný odpor (v závislosti na „vybuzení“) k regulaci amplitudy výstupního napětí (obr. 35).

V úhlopříčce můstku je zapojen vstup lineárního zesilovače RC, jehož vstupní a výstupní napětí jsou ve fázi. Výstupní napětí zesilovače napájí můstek.

Zesilovač má tři stupně s tranzistory, které jsou navázány galvanicky. Tranzistory prvních dvou stupňů jsou zapojeny jako zesilovače se společným emitorem. Třetí tranzistor je zapojen tak, že zesílený signál je na jeho kolektoru i emitoru (tzv. zapojení split-load). Zesílené napětí na emitoru je se vstupním napětím ve fázi a přivádí se zpět na můstek. Napětí na kolektoru se používá jako výstupní napětí generátoru, jehož velikost lze řídit plynule potenciometrem  $200 \Omega$ . Zpětnovazební a výstupní napětí jsou prakticky zcela oddělena, takže se vzájemně vůbec neovlivňují. Všechny stupně zesilovače mají silné stejnosměrné zpětné vazby, což zajišťuje stálý pracovní bod jednotlivých tranzistorů zesilovače.

U generátoru je zavedena i silná zpětná vazba pro střídavý proud. Zpětnovazební větev začíná na běžci odporového trimru v emitoru  $T_3$  a končí v emitorovém obvodu tranzistoru  $T_1$  na žárovce 6 V, 50 mA. Této zpětnovazební větve se využívá k řízení stability výstupního signálu.

Amplituda výstupního signálu a současně i stupeň této zpětné vazby se nastavuje odporovým trimrem  $100 \Omega$ .

Generátor RC má celkový kmitočtový rozsah 10 Hz až 1 MHz, který je rozdělen do pěti dílčích rozsahů. Rozsahy se přepínají přepínačem  $Př_1$ . Uvnitř jednotlivých rozsahů lze měnit kmitočet výstupního signálu plynule tandemovým potenciometrem  $10 \text{ k}\Omega$ .

Výstupní napětí je až 2,5 V. Zkreslení výstupního signálu je na kmitočtu 1 kHz menší než 0,2 %. Odběr proudu ze zdroje je maximálně 35 mA.

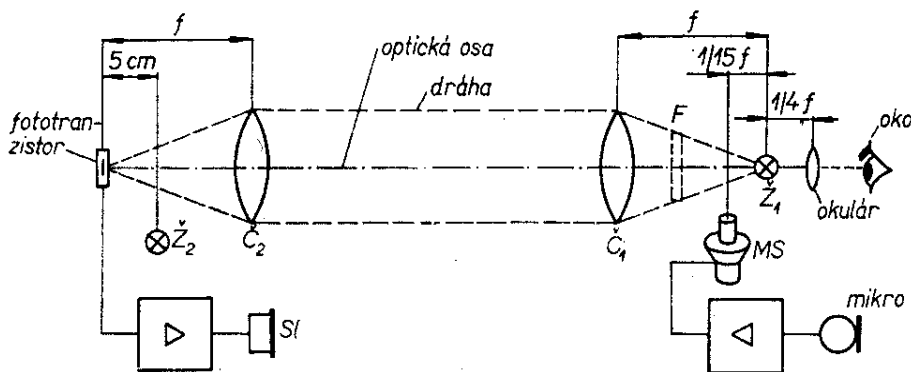
Podle podkladů *Intermetall* 1972

### Jednoduchý světelný telefon

Světelný telefon je bezdrátové sdělovací zařízení, které používá k přenosu signálů soustředěný, jasově modulovaný světelný paprsek v oblasti infračerveného záření. Běžný dosah takového zařízení jednoduché konstrukce je asi 1,5 až 2 km (samozřejmě při přímé viditelnosti).

Základní zapojení světelného telefonu je zřejmé z obr. 36. Světlo žárovky  $Z_1$  se soustřeďuje do svazku čočkou  $C_1$ . V cestě světla žárovky je modulační systém MS, který byl upraven ze systému běžného reproduktoru (funguje jako kmitající clona). Modulační systém způsobuje při hovoru do mikrofону změny jasu světla žárovky, které se na přijímací straně snímají v ohnisku čočky  $C_2$  fototranzistorem. Fototranzistor mění změny jasu na změny proudu, které po zesílení zesilovačem budí sluchátko SL.

Vysílač i přijímač mají svůj vlastní zesilovač (obr. 37). Modulační zesilovač je běžné koncepce. Jde o nf díl tranzisto-



Obr. 36a. Základní uspořádání světelného telefonu.  $C$  — čočka, MS — modulační systém,  $Z$  — žárovka, SL — sluchátka, mikro — mikrofon,  $f$  — ohnisková vzdálenost,  $F$  — clona



rového kapesního přijímače, který byl doplněn vstupním tranzistorem  $T_1$ . Použije-li se jako mikrofon uhlíkový mikrofon, lze tranzistor  $T_1$  vynechat a mikrofon připojit do místa, kde je zapojen kolektor tranzistoru  $T_1$ . V původní konstrukci byla jako mikrofon použita mikrofonní vložka z telefonu (dynamická, impedance 250  $\Omega$ ).

Modulační systém je upraven z reproduktoru 0,1 W, v jehož středu je přilepen válec z tmavého kartonu o průměru kmitací cívky. Válec má výšku asi 12 mm. Důležité je, aby válec byl přilepen přesně kolmo na rovinu dna membrány, neboť jinak dochází k modulačním poruchám. Horní rovina válce je mírně sešikmena seříznutím čepelkou. Ke zvýšení přenesení kmitočtu autor doporučuje, aby membrána reproduktoru byla čepelkou vyříznuta tak, aby z ní zbyly pouze dva pruhy v těch místech, v nichž jsou přilepeny příklady ke kmitací cíve.

Při sepnutí spínače  $S_2$  se připojí napájecí zdroje pro oba zesilovače;  $T_1$  slouží jako hovorové tlačítko, po jehož stisknutí se připojí napájecí napětí na žárovku  $Z_1$ . Spínač  $S_1$  má zvláštní funkci: při sepnutí příslušných kontaktů se jím připojuje zesilovač k oscilátoru, který kmitá na kmitočtu mezi 150 až 300 Hz. Vznikající nf napětí slouží jako zaměřovací signál. Kmitočet signálu závisí na prvcích článků RC ( $C_1, R_1, C_2, R_2$ ) a lze ho určit ze vztahu (přibližně)

$$f = \frac{10^3}{2\pi R_1 C_1},$$

přičemž  $R_1 C_1 = R_2 C_2$  ( $f$  je v Hz,  $R$  v k $\Omega$  a  $C$  v  $\mu$ F).

Pro lepší přizpůsobení mají kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  odlišnou kapacitu. Při konstrukci je důležité dodržet pólování vinutí  $L_1$  budicího transformátoru, které je třeba při uvádění do chodu popř. změnit tak, aby byla dodržena podmínka zpětné vazby. Odporové trimry  $R_1, R_2$  dovolují v určitých mezích doladit kmitočet rezonančního obvodu v přijímači protistanice.

Přijímač světelného telefonu má dvou-  
stupňový zesilovač, který je buzen signálem fototranzistoru. Jako fototranzistor lze použít i jakýkoli nf tranzistor s malým šumem, jehož pouzdro je průhledné (v případě autora nf tranzistor ve skle-

něném pouzdru, z něhož byla odstraněna černá ochranná barva). Použije-li se moderní křemíkový fototranzistor, je mu třeba dodat tzv. světelné předpětí, které se získává světlem žárovky  $Z_2$ . Tato žárovka musí být umístěna mimo dráhu přijímaného světla.

Jako sluchátko  $Sl$  slouží vložka z mikrofonu o impedanci 250  $\Omega$ . V sérii se sluchátkem je zapojen rezonanční obvod  $L_2, C_3$ . Rezananční obvod je nastaven na kmitočet zaměřovacího signálu protistanice. Zaměřovací signál přijmutý přijímačem je zesílen tranzistorem  $T_5$  a ovládá relé  $Re$ , jehož kontakty spínají zvonek  $Zv$ . Zaměřovací signál slouží tedy současně jako volací signál pro obsluhu zařízení.

Jako čočky slouží dvě lupy o  $\varnothing$  6 až 8 cm, jejichž ohnisková vzdálenost by měla být větší nebo rovna 17 cm. Při ohniskové vzdálenosti 17 cm by měl být průměr čočky asi 5,7 cm, pro výběr čoček platí totiž vztah

$$\frac{f}{D} \leq 3,$$

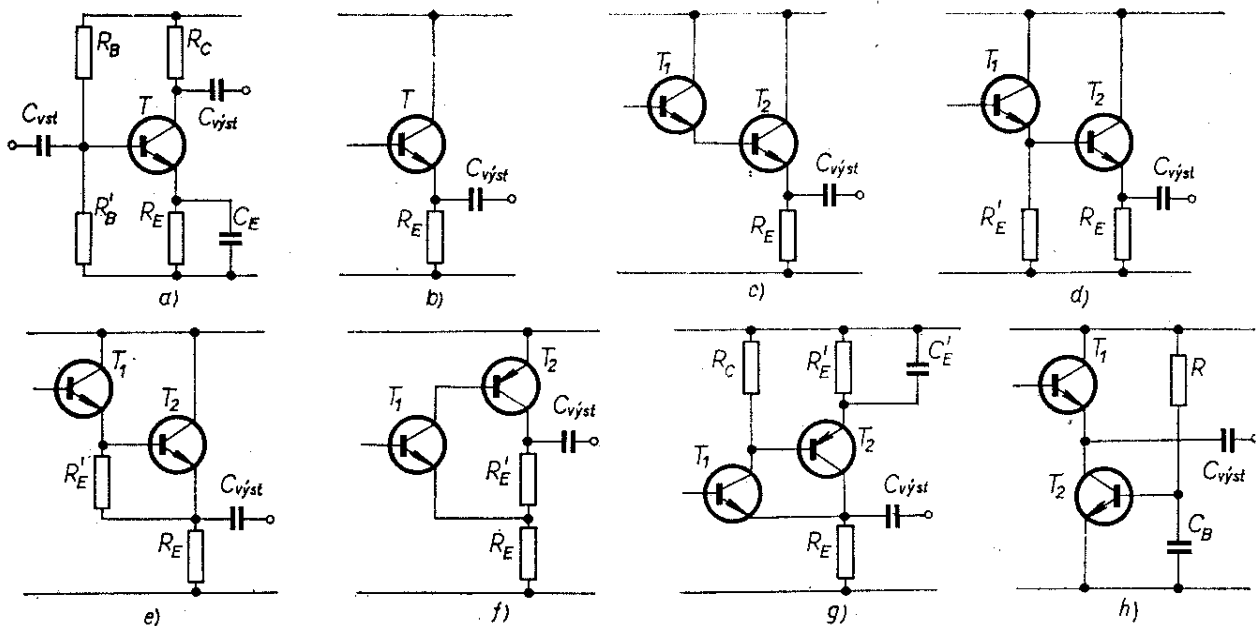
kde  $f$  je ohnisková vzdálenost a  $D$  průměr čočky. „Vysílací“ žárovku i fototranzistor je třeba umístit přesně do ohniska čočky. Oba prvky musí ležet na optické ose zařízení.

Při konstrukci je třeba pamatovat především na to, že vlastní přijímací (čočka a fototranzistor) i vysílací (žárovka a čočka) zařízení musí být možné nastavit ve směru svislém i podélném, aby byla dodržena podmínka činnosti – obě zařízení musí ležet na optické ose.

*Funktechnik č. 21/1972*

### Tranzistorové zesilovací stupně s velkým vstupním odporem

U tranzistorových zesilovacích stupňů požadujeme obvykle lineární přenos určitého kmitočtového pásma a určitou vstupní impedanci. Pro některé případy má však běžné zapojení s bipolárním tranzistorem malý vstupní odpor, maximálně řádu desítek kiloohmů, ve speciálních obvodech pak řádu stovek kiloohmů. Základní zapojení bipolárního tranzistoru jako zesilovače, tj. zapojení se společným



Obr. 38. Vyloučení omezujícího vlivu emitorového obvodu na vstupní odpor zesilovače. Základní zapojení zesilovacího stupně s tranzistorem v zapojení se společným emitorem a malým předpětím (a), emitorový sledovač — tranzistor v zapojení se společným kolektorem (b), Darlingtonovo zapojení dvou tranzistorů se společným kolektorem (c), upravené Darlingtonovo zapojení (d), Darlingtonovo zapojení s větví „boot-strap“ (e), emitorový sledovač s doplňkovými tranzistory p-n-p a n-p-n (f), emitorový sledovač s tranzistorem jako pracovním odporem (h)

emitem (obr. 38a) má na kmitočtech, při nichž je impedance vstupního, výstupního a emitorového kondenzátoru zanedbatelná, tři základní činitele, které ovlivňují vstupní impedanci zesilovače na nízkých kmitočtech — jednak paralelní odpor (vzhledem ke vstupním zdírkám), tvořený emitorovým obvodem, jednak odpory bázevého děliče, a jednak odpor kolektorového obvodu. Všechny tyto odpory jsou vlastně zapojeny paralelně ke vstupu, neboť předpokládáme, že obě větve napájecího napětí jsou pro střídavý signál nulovými vodiči.

Vlastní vstupní odpor samotného tranzistoru je dán přibližně vztahem

$$R_{vst} = \frac{r'_{bb} + 25B}{I_E},$$

kde  $r'_{bb}$  je odpor asi 30 až 300  $\Omega$  pro tranzistory v nf obvodech při signálech malých amplitud,  $B$  je stejnosměrný proudový zesilovací činitel v zapojení se společným emitorem a  $I_E$  emitorový proud. Pro běžný zesilovací stupeň s  $I_E$  asi 1 mA je tedy při  $B = 50$  až 250 vstupní odpor

asi 1 až 2 k $\Omega$ . Ze vztahu pro vstupní odpor je zřejmé, že vstupní odpor lze zvětšit zmenšením emitorového proudu a použitím tranzistoru s co největším proudovým zesilovacím činitelem. S křemíkovými tranzistory typu KC507 až 509 lze pak snadno (při emitorovém proudu asi 100  $\mu$ A a při zesílení kolem 100) dosáhnout vstupního odporu kolem 25 až 50 k $\Omega$ . Dále lze zvětšit vstupní odpor vynecháním kondenzátoru  $C_E$  — vztah k určení vstupního odporu se pak změni na

$$R_{vst} = r'_{bb} + B(25/I_E + R_E),$$

význam symbolů je stejný jako v předchozím vztahu.

Zdálo by se též, že vstupní odpor lze libovolně zvětšit zvětšením  $R_E$ , zvětší-li se však odpor  $R_E$  tak, že je větší než jedna desetina odporu v kolektoru, napěťový zisk zesilovače s tranzistorem v zapojení se společným emitorem se přibližně rovná  $R_C/R_E$ ; bude tedy jedna při rovnosti odporů v kolektoru a emitoru. Proto se někdy používá zapojení na obr. 38b tam, kde se vyžaduje velký vstupní odpor.

V takto zapojeném zesilovacím stupni lze zvětšit emitorový odpor tak, že vstupní odpor stupně je asi (i při tomto jednoduchém uspořádání) několik tisíc ohmů.

Při malých napájecích napětích a malých proudech je z uvedených důvodů použitelná velikost  $R_E$  omezena. Ve snaze vyhnout se různým obtížím a získat přitom stupeň s velkým vstupním odporem, byl zkonstruován tzv. Darlingtonův zesilovač podle obr. 38c. Jeho vstupní odpor lze přibližně určit ze vztahu

$$R_{vst} = B_1 B_2 R_E,$$

kde  $B_1$  je stejnosměrný proudový zesilovací činitel v zapojení se společným emitemorem prvního a  $B_2$  druhého tranzistoru. Emitorový proud  $T_1$  (tedy i proud báze  $T_2$ ) je velmi malý, asi 1 až 5  $\mu\text{A}$ . V tomto zapojení je třeba, aby první tranzistor zesilovače měl velký proudový zesilovací činitel při malém proudu kolektoru. V některých případech je výhodné zvětšit klidový proud prvního tranzistoru odporem v jeho emitoru podle obr. 38d – tím se sice zmenšuje vstupní odpor tranzistoru  $T_2$ , ale vstupní odpor celého stupně se v podstatě nemění. Odpor v emitoru prvního tranzistoru bývá asi 5 až  $20R_E$  druhého tranzistoru.

Je-li třeba vůbec vyloučit vliv emitorového odporu na vstupní odpor stupně, lze použít uspořádání podle obr. 38e. V tomto případě je druhý tranzistor zapojen jako emitorový sledovač, proto je efektivní velikost odporu  $R'_E$  závislá na proudovém zesilovacím činiteli druhého tranzistoru (násobí se jím). S křemíkovými tranzistory (při  $U_{BE}$  druhého tranzistoru asi 0,6 V) je určen  $R'_E$  z podílu  $0,6/I_E$ .

Stejný obvod lze realizovat i s tranzistory p-n-p a n-p-n (obr. 38f a 38g). Vstupní odpor lze přibližně určit pro toto zapojení ze vztahu  $R_{vst} = B_1 B_2 R_E$ .

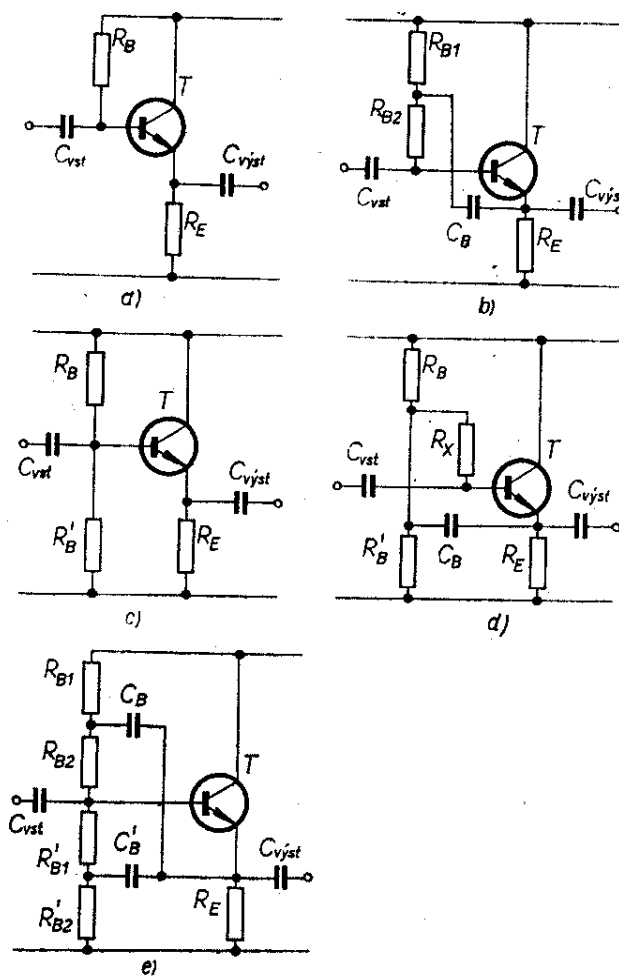
Elegantním řešením požadavku velkého vstupního odporu je obvod na obr. 38h. V tomto zapojení je výstupní odpor  $T_2$  (řádu megaohmů) vlastně emitorovým odporem  $T_1$  – to umožnilo dosáhnout vstupního odporu obvodu přes 10 M $\Omega$  i při malém napájecím napětí.

Na vstupní odpor má vliv i odpor bázevého děliče. V běžném zapojení (obr. 39a) je vždy vstupní odpor menší, než je odpor

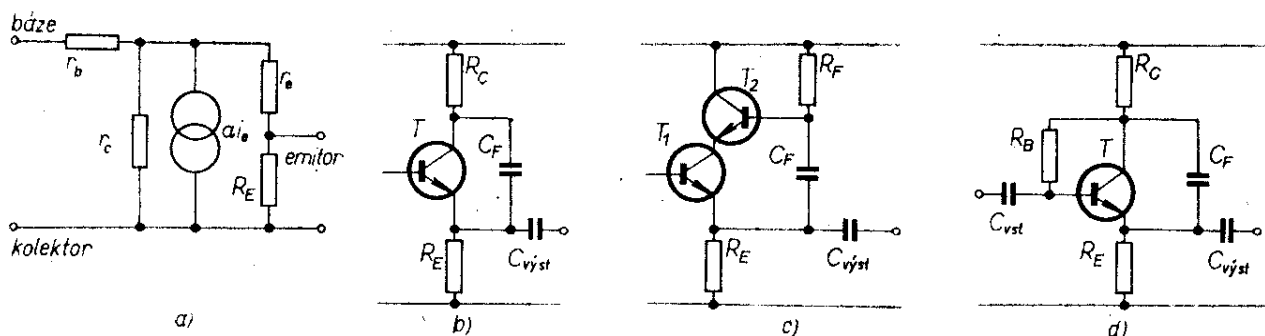
$R_B$ . Ve snaze zvětšit vstupní odpor obvodu při určité nutné velikosti  $R_B$  se používají obvody podle obr. 39b až 39e. Při těchto uspořádáních obvodů se zvětší vstupní odpor pro střídavý signál, i když je  $R_B (R_{B1} + R_{B2})$  přibližně stejný jako na obr. 39a. Kondenzátory  $C_B$  v těchto obvodech musí mít pro signály přenášených kmitočtů zanedbatelnou impedanci (především pro nejnižší přenášené kmitočty). Volí se obvykle ze vztahu

$$C_B > 10/f_0 R_B,$$

kde  $f_0$  je nejnižší přenášený kmitočet.



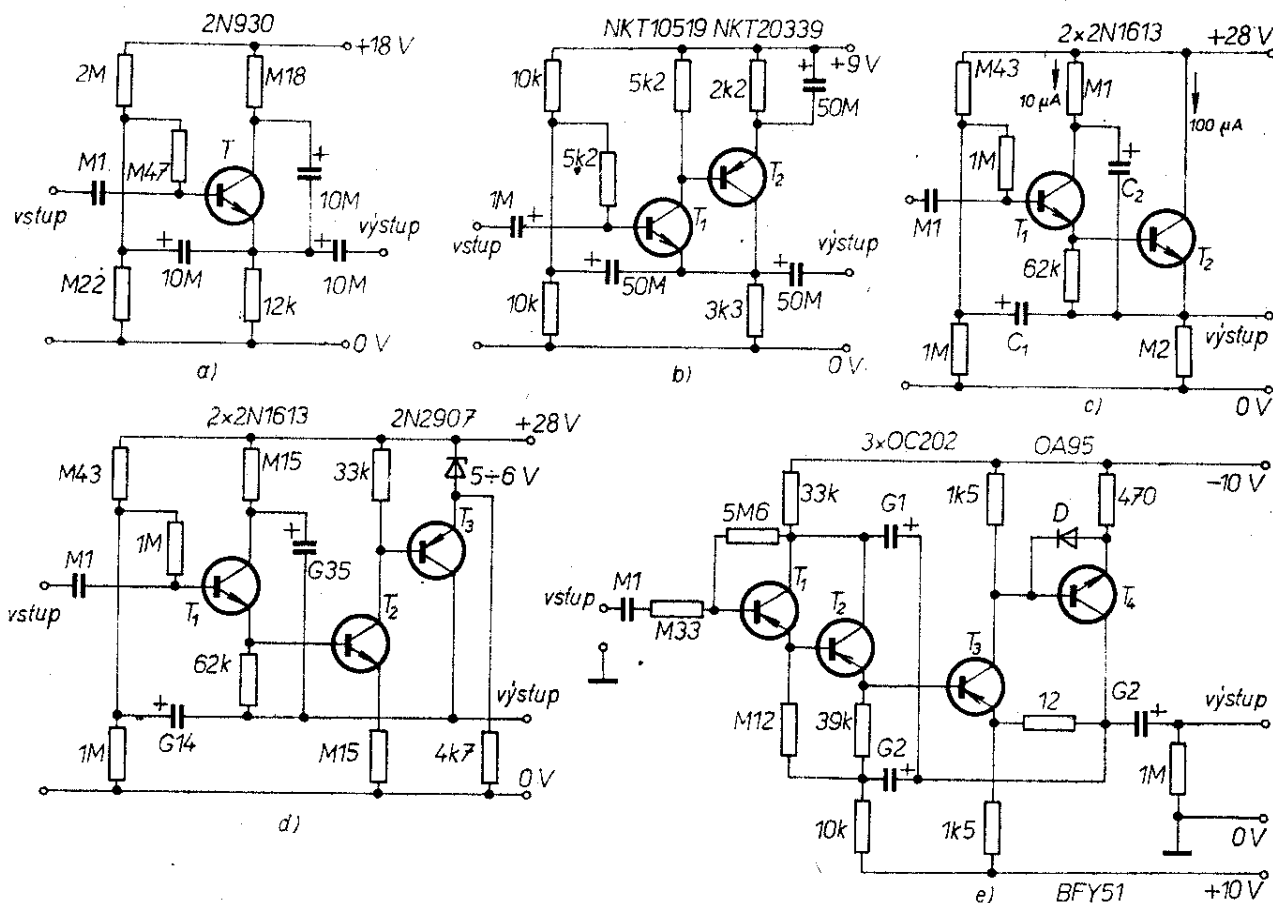
Obr. 39. Vyloučení omezujícího vlivu bázevého odporu na vstupní odpor zesilovače. Základní zapojení zesilovače s bázevým odporem (a), větev zpětné vazby do středu rozděleného bázevého odporu (b), základní zapojení zesilovače s děličem v bázi (c), zpětná vazba v obvodu podle obr. 39c jedním kondenzátorem (d) a dvěma kondenzátory (e)



Obr. 40. Vyloučení omezujícího vlivu kolektorového výstupního odporu. Náhradní článek  $T$  pro zapojení tranzistoru se společným kolektorem a emitorovým odporem  $R_E$  (a), omezení vlivu  $r_c$  kondenzátorem mezi kolektorem a emitem (b) a dalším tranzistorem (c), současná kompenzace vlivu  $R_B$  a  $r_c$  (d)

K získání obvodu se značně velkým vstupním odporem je třeba omezit i vliv kolektorového výstupního odporu. Jak je zřejmé z obr. 40a, na němž je náhradní článek  $T$  pro tranzistor v zapojení se společným kolektorem a emitorovým odpo-

rem, je vnitřní kolektorový odpor  $r_c$  zapojen jako bočník k vnitřnímu odporu zdroje signálu. Vzhledem k tomu, že vnitřní kolektorový odpor bývá asi 1 až 5  $M\Omega$ , je obtížné získat větší vstupní odpor obvodu, než je právě tato velikost  $r_c$ .



Obr. 41. Zesilovače s velkým vstupním odporem. Jednotranzistorový zesilovač se vstupním odporem větším než 0,5  $M\Omega$  (a), zesilovač se dvěma tranzistory a vstupním odporem 1,5  $M\Omega$ , výstupní odpor je 30  $\Omega$  (b), zesilovač se vstupním odporem 10  $M\Omega$  (c), zesilovač se vstupním odporem 300  $M\Omega$  pro signály v pásmu 0,5 Hz až 2 kHz (d), zesilovač se vstupním odporem 1 000  $M\Omega$ , s dolním mezním kmitočtem 10 Hz (e)

K vyloučení vlivu kolektorového výstupního odporu se používají zapojení podle obr. 40b až 40d.

Sdružením některých nebo všech poznatků o zapojení obvodů s velkým vstupním odporem jsou zapojení zesilovačů na obr. 41a až 41e. Na obr. 41a je obvod se vstupním odporem větším než 500 kΩ, který přenáší signály od 50 Hz. Tranzistor pracuje s kolektorovým proudem asi 100 μA. K získání většího vstupního odporu je obvykle třeba použít dva bipolární tranzistory. Typický obvod se vstupním odporem větším než 1,5 MΩ je na obr. 41b. Výstupní odpor obvodu je 30 Ω.

Vstupní odpor asi 10 MΩ lze získat zapojením zesilovače podle obr. 41c. Jde o kaskádní zapojení emitorových sledovačů. Nejnižší přenášený kmitočet závisí na volbě kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ . Jejich kapacitu lze určit (pro žádaný kmitočet  $f_0$ ) ze vztahů

$$C_1 = \frac{1}{150f_0}, \quad C_2 = \frac{1}{50f_0}.$$

Přidáním dalšího tranzistoru k obvodu podle obr. 41c, např. podle obr. 41d, lze zvětšit vstupní odpor zesilovače až na 100 MΩ. S uvedenými součástkami má obvod na obr. 41d vstupní odpor pro signály kmitočtů 0,5 až 2 kHz asi 300 MΩ.

Vstupní odpor řádu 1 000 MΩ lze získat s bipolárními tranzistory velmi obtížně – přesto je to možné. Příklad zapojení zesilovače se vstupním odporem 1 000 MΩ je na obr. 41e. Vstupní odpor tohoto a podobných zesilovačů lze přibližně určit ze vztahu

$$R_{vst} = B_1 B_2 B_3 B_4 R,$$

kde  $B_1$  až  $B_4$  jsou stejnosměrné proudové zesilovací činitele v zapojení se společným emitorém použitých tranzistorů a  $R$  paralelní kombinace emitorového odporu tranzistoru  $T_3$  a zatěžovací impedance zesilovače. Při součástkách podle obrázku má zesilovač vstupní odpor 1 000 MΩ na kmitočtu 10 Hz a při vyšších kmitočtech, pro signály o kmitočtu 1,5 Hz je vstupní odpor asi 50 MΩ.

Pro úplnost je třeba dodat, že s bipolárními tranzistory byly konstruovány i zesilovače (a popsány, např. v *Electronics*, březen 1968) se vstupním odporem  $8 \cdot 10^{11} \Omega$ .

*Wireless World*, červenec 1968

## Přijímací technika

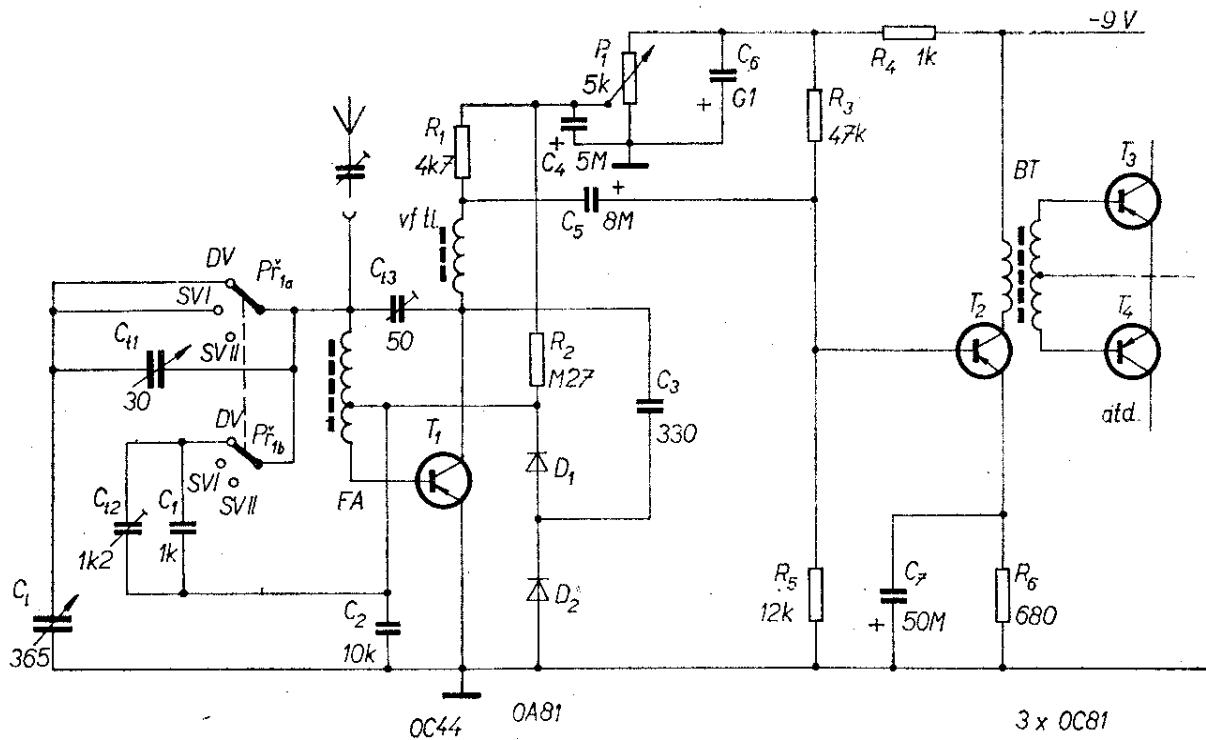
### Přijímač se čtyřmi tranzistory pro příjem na třech rozhlasových pásmech

Svého času byly velmi oblíbeny různé druhy reflexních přijímačů, na jejichž stavbě se „vyučilo“ mnoho radiotechniků amatérů i profesionálů. Malou reminiscencí na tuto éru je přijímač na obr. 42. Jde o reflexní přijímač pro příjem na třech různých pásmech – hlavním rozsahem příjmu je rozsah středních vln, 150 až 620 m, popř. 480 až 2 000 kHz. Protože na horním kraji stupnice je u běžných přijímačů velmi mnoho stanic, které se špatně ladí, je na druhém ladicím rozsahu pásmo 1,7 až 2,2 MHz (tj. 140 až 180 m) „roztaženo“. Třetí poloha přepínače rozsahů slouží k přepnutí přijímače na příjem dlouhých vln 190 až 210 kHz, tj. v pásmu kolem 1 500 m.

Protože nf část přijímače není zajímavá, jde o běžný nf zesilovač s transformátory (úsporný provoz vzhledem k zapojení bez transformátorů), je na obrázku naznačena pouze informativně.

Cívka  $L_1$  vstupního laděného obvodu je na feritové tyčce o  $\varnothing$  9 mm a délce 15 cm. Cívka má 65 + 11 závitů vf lankem nebo tlustším drátem CuL.

Při přepnutí přepínače rozsahů do polohy „roztažené pásmo“, SV II, připojuje se kondenzátorový trimr s malou kapacitou do série s ladicím kondenzátorem (kapacita 365 pF), takže lze „chytnat“ stanice na horním konci pásma středních vln. Nejvyšší přijímaný kmitočet je poněkud vyšší než při příjmu v poloze přepínače „střední vlny“, SV I, neboť sériovým spojením obou kondenzátorů, ladicího a trimru, se poněkud zmenší nejmenší kapacita laděného obvodu. Je-li přepínač rozsahů v poloze „dlouhé vlny“, DV, jsou kondenzátor  $C_1$ , ladicí kondenzátor a kondenzátorový trimr  $C_{t2}$  zapojeny paralelně k cívce na feritové anténě a ladí se trimrem 1 250 pF (lze získat složením pevného a proměnného kondenzátoru, např. paralelní kombinací 1,2 nF + 50 pF nebo i sériovou kombinací vhodných kondenzá-



Obr. 42. Zapojení reflexního přijímače pro příjem na třech vlnových pásmech

torů podle kmitočtu stanice, kterou chceme na dlouhých vlnách přijímat).

Činnost reflexního stupně je dostatečně známá, proto jen stručně: zpětná vazba se řídí potenciometrem 5 k $\Omega$  v kolektoru prvního tranzistoru (upravuje se vlastně velikost napájecího napětí). V $f$  tlumivka (asi 3 mH) zamezuje průchodu v $f$  signálu do dalších stupňů. Zesílené v $f$  napětí z kolektoru tranzistoru jde přes kondenzátor 330 pF mezi detekční diody OA81. N $f$  signál jde přes  $L_1$  do báze tranzistoru a po zesílení je přes kondenzátor  $C_5$  veden do n $f$  zesilovače.

Přijímač se napájí napětím 9 V ze dvou plochých baterií.

*Practical Wireless, květen 1970*

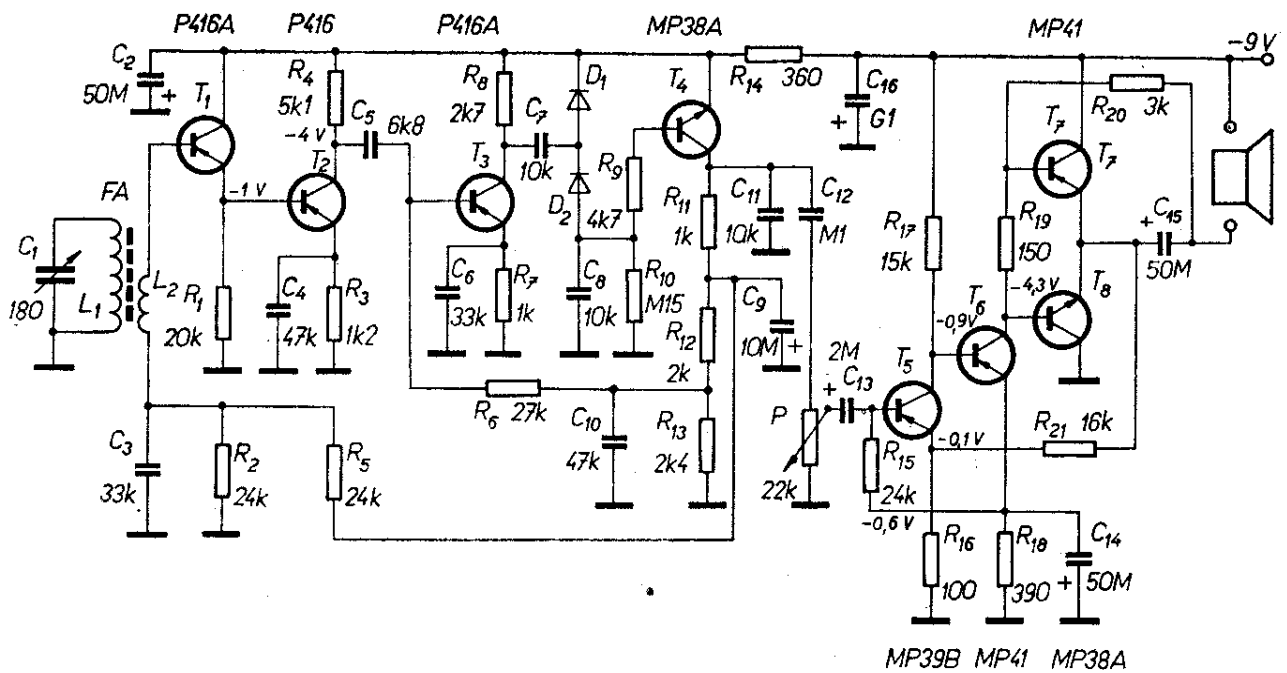
### Jednoduchý přijímač s AVC pro příjem na SV a DV

Přijímač podle obr. 43 je určen k příjmu stanic na SV a DV; na SV má citlivost 3 až 3,5 mV/m, na DV asi 2,5 až 3 mV/m. Jmenovitý výstupní výkon je asi 100 mW. N $f$  část přijímače umožňuje reprodukovat n $f$  signály v pásmu 450 až 5 000 Hz. Samočinné vyrovnávání citlivosti pracuje

tak, že se napětí na detektoru nemění o více než 6 dB při změně napětí na vstupu přijímače 40 dB. Odběr proudu z baterie 9 V je bez signálu asi 5 mA, při jmenovitém výstupním výkonu asi 25 až 35 mA. Přijímač byl realizován v krabici o rozměrech 135  $\times$  80  $\times$  40 mm.

Přijímač (obr. 43) má na vstupu třístupňový aperiodický (neladěný) v $f$  zesilovač, za v $f$  zesilovačem je detekční stupeň a k výstupu detekčního stupně je zapojen n $f$  zesilovač (přes potenciometr hlasitosti). První stupeň aperiodického v $f$  zesilovače je zapojen s tranzistorem v zapojení se společným kolektorem – tento stupeň napěťově nezsiluje, umožňuje však získat snadno velký vstupní odpor. Další dva tranzistory v $f$  zesilovače jsou zapojeny se společným emitorem.

Zesílený v $f$  signál se detekuje diodami D9B. Pracovním odporem detektoru je vstupní odpor stupně s tranzistorem  $T_4$ , který pracuje jako zesilovač napětí AVC a stabilizátor předpětí pro tranzistory v $f$  zesilovače. Ke zmenšení nelineárních zkreslení signálu detektorem (vznikajících změnami parametrů součástí detektoru,



Obr. 43. Jednoduchý tranzistorový přijímač pro příjem SV a DV se samočinným vyrovnáváním citlivosti (AVC) s germaniovými tranzistory

především diod) mají obě diody detektoru předpětí, dané odporem  $R_{10}$ .

Použitý nf zesilovač (obr. 43) byl v tomto i dalších časopisech před časem popsán mnohokrát. Je osazen běžnými germaniovými tranzistory a budou-li k jeho konstrukci použity dobré součástky, především tranzistory, bude jistě pracovat na první zapnutí. V opačném případě jsou na schématu uvedeny údaje napětí na elektrodách jednotlivých tranzistorů, takže nebude problémem případnou závadu najít a odstranit.

Ladící kondenzátor může být libovolný, s kapacitou maximálně 200 pF. Feritová anténa je zhotovena na feritové tyčce o  $\varnothing$  8 mm a délky 7,5 cm, ladící vinutí má pro DV 305 závitů drátem o  $\varnothing$  0,1 mm, pro SV 85 závitů vf lanka  $5 \times 0,06$  mm, vazební vinutí pro DV má 70 až 80 závitů drátu o  $\varnothing$  0,2 až 0,22 mm, pro SV 15 až 20 závitů drátu 0,25 až 0,3 mm. Vazební cívky jsou navinuty asi ve středu laděných vinutí (na cívkách laděných vinutí).

Výstupní autotransformátor pro připojení reproduktoru o impedanci  $5 \Omega$  je na permalloyovém jádru se sloupkem  $4 \times 6$  mm, cívka má 80 + 240 závitů. 80 závitů je vinuto drátem o  $\varnothing$  asi 0,3 mm, 240 závitů drátem 0,15 až 0,2 mm. Součinitel transformace je asi 4. V přijímači lze pou-

žít jakékoli germaniové tranzistory: pro vf část a detektor např. OC169, OC170 (vf zesilovač) a 152 až 156NU70 (detekce); pro nf díl 106NU70, 107NU70, 102NU71, GC518, 104NU71, GC508 apod. Jako diody mohou být použity libovolné germaniové diody řady GA, např. GA201, 2-GA206 apod.

Při uvádění do chodu kontrolujeme pouze stejnosměrné pracovní body tranzistorů podle údajů napětí ve schématu na obr. 43. Liší-li se údaje napětí v obrázku od skutečných napětí, lze správných napětí dosáhnout změnou odporů  $R_{19}$  (nf díl) a  $R_9$  (detekce). Odpor  $R_9$  je třeba vybrat tak, aby napětí v bodě A bylo (vzhledem ke společnému vodiči) přesně  $-2,5$  V. Pracovní bod tranzistorů  $T_1$  a  $T_2$  se nastavuje změnou odporu  $R_5$ , tranzistoru  $T_3$  změnou odporu  $R_6$ . K zajištění správné činnosti přijímače je vhodné umístit celý vf zesilovač do krytu z měděného nebo pocínovaného plechu, a popř. blokovat rozvod záporného napájecího napětí ještě kondenzátorem 10 až 20 nF (paralelně ke kondenzátoru  $C_2$ ).



Radio č. 2/1972

## Žárovková indikace vyladění pro stereofonní přijímače

U stereofonních přijímačů je výhodné, mají-li indikaci naladění; je to třeba i k získání maximálně nezkráceného signálu pro nf zesilovač. Indikace vyladění pracuje obvykle tak, že se jako správné naladění přijímače určuje naladění na střed lineární křivky S poměrového detektoru.

Některé přijímače mají jako indikační obvod zapojen tranzistor s měřicím přístrojem (někdy i několik tranzistorů). Dodatečná vestavba tohoto obvodu do přijímače, který indikaci nemá, naráží obvykle na potíže, dané rozměry měřidla a počtem potřebných dalších součástí.

Jednoduchý indikační obvod, který funkčně vyhoví stejně dobře jako obvod s měřidlem, je možné realizovat se třemi žárovkami, z nichž jedna indikuje naladění přijímače vpravo, druhá vlevo a třetí na střed přijímaného signálu FM. Zapojení obvodu, vhodného k doplnění jakéhokoliv přijímače pro příjem stereofonních signálů VKV – FM, je na obr. 44, připojení k poměrovému detektoru přijímače je zřejmé z obr. 45.

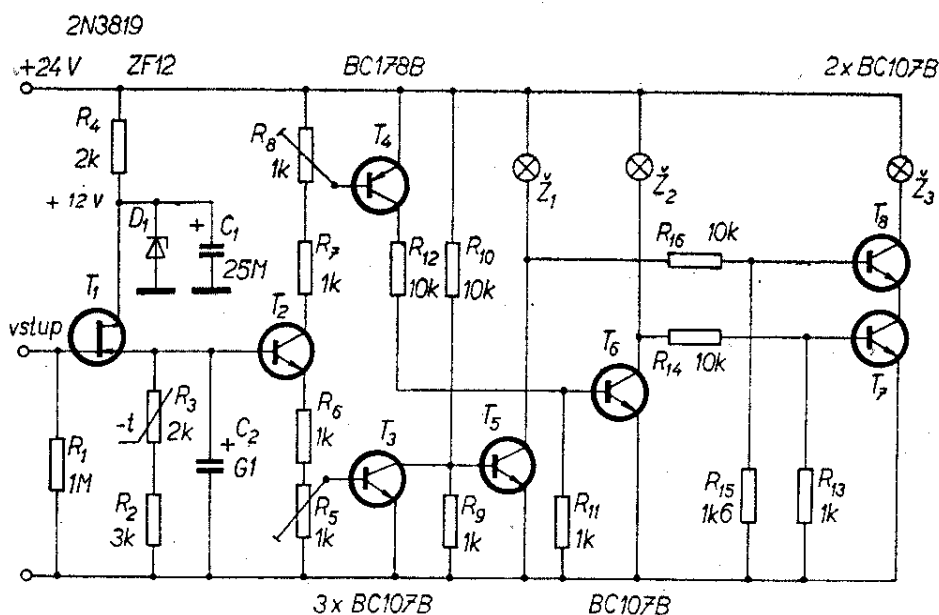
Zařízení využívá toho, že na výstupu poměrového detektoru v bodu A není při naladění přijímače na střed křivky poměrového detektoru žádné napětí; při naladění vpravo nebo vlevo od tohoto bodu pak napětí kladné nebo záporné. Napětí

na výstupu poměrového detektoru se vyhodnocuje zařízením na obr. 44 a podle naladění se pak rozsvěcí příslušná žárovka.

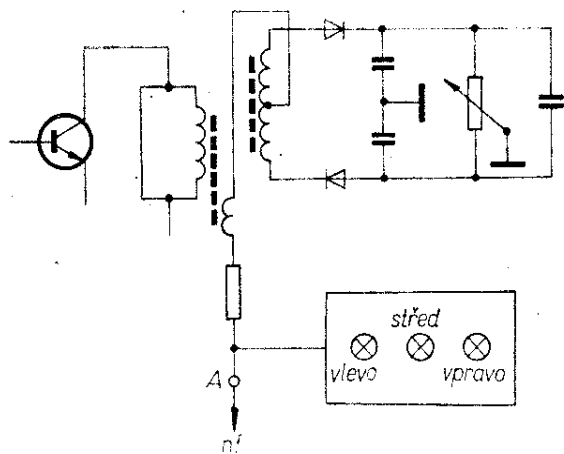
Aby zařízení nezatěžovalo (a tudíž nerozladovalo) po připojení poměrový detektor, je na jeho vstupu tranzistor řízený polem v zapojení sledovače (source-sledovač). Kondenzátor  $C_2$  zabraňuje průchodu nf signálu, který je na stejnosměrném napětí na výstupu poměrového detektoru superponován. Polarita napětí na výstupu poměrového detektoru se určuje tranzistory  $T_4$ ,  $T_6$ , popř.  $T_3$ ,  $T_5$ . Při nulovém stejnosměrném napětí na poměrovém detektoru vede tranzistor  $T_3$ , tranzistor  $T_4$  je uzavřen. Proto jsou zavřeny i tranzistory  $T_5$  a  $T_6$ . Žárovky  $Z_1$  a  $Z_2$  nesvítí. Hradlo NAND se otevře, rozsvítí se žárovka  $Z_3$  a indikuje naladění na střed pásma. Hradlo NAND je realizováno tranzistory  $T_7$  a  $T_8$ . Je-li při špatném naladění na vstupu zařízení kladné stejnosměrné napětí, bude báze  $T_2$  kladnější a tranzistorem poteče větší kolektorový proud. Na odporech  $R_5$  až  $R_8$  bude tedy i větší úbytek napětí a tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  povedou. Přitom se uzavře tranzistor  $T_5$  a otevře tranzistor  $T_6$  – rozsvítí se žárovka  $Z_2$ , žárovka  $Z_3$  zhasne, neboť se uzavře i tranzistor  $T_7$ .

Pochod bude stejný, avšak při opačných polaritách napětí, bude-li na vstupu zařízení záporné napětí z poměrového detektoru.

Použité žárovky jsou pro napětí 24 V



Obr. 44. Zapojení přípravku k indikaci správného naladění přijímačů VKV



Obr. 45. Připojení přípravku z obr. 44 k poměrovému detektoru

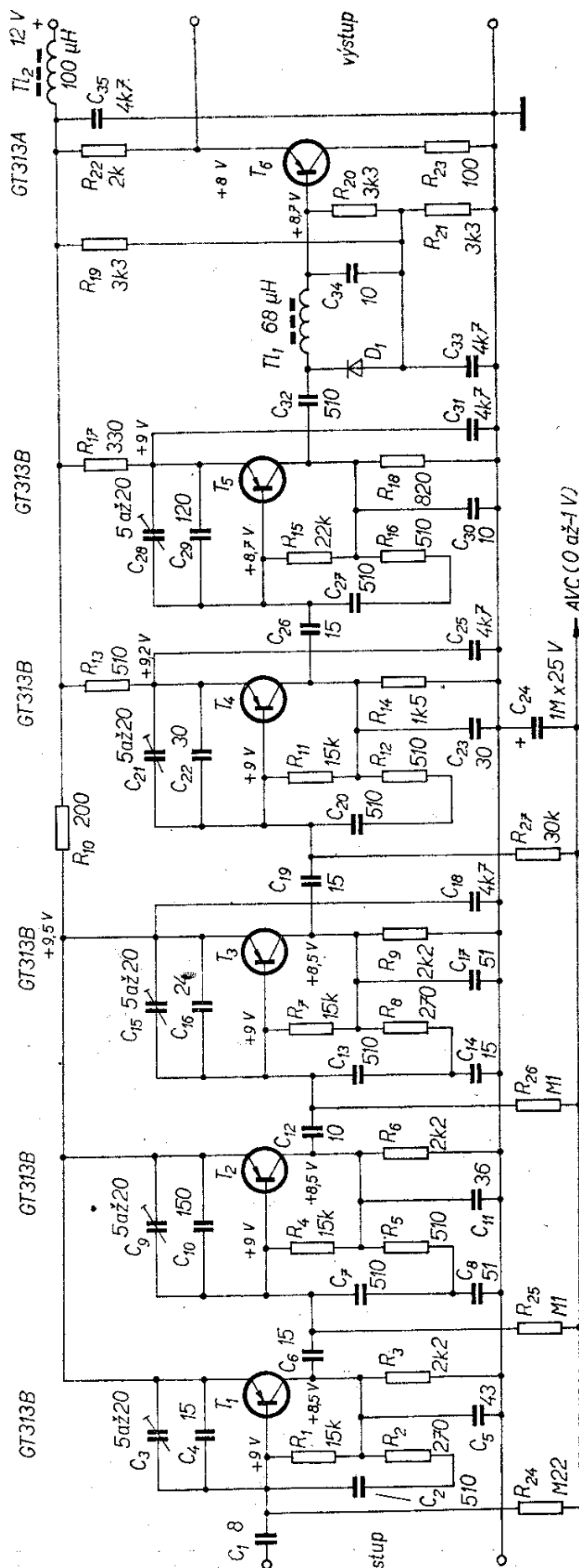
a proud 20 mA, po změně příslušných odporů by bylo možné použít i jiné žárovky na větší proud, které jsou u nás běžnější. V tom případě by bylo nutné nahradit také dvojici tranzistorů  $T_7$ ,  $T_8$  dvojicí výkonnějších tranzistorů (např. KF508), neboť žárovky, indikující špatné naladění, svítí obvykle pouze krátkou dobu, zatímco žárovka, indikující naladění na střed pásma, svítí po celou dobu příjmu. *Radio, Elektronik Schau* č. 9/1972

### Obrazový mf zesilovač bez cívek

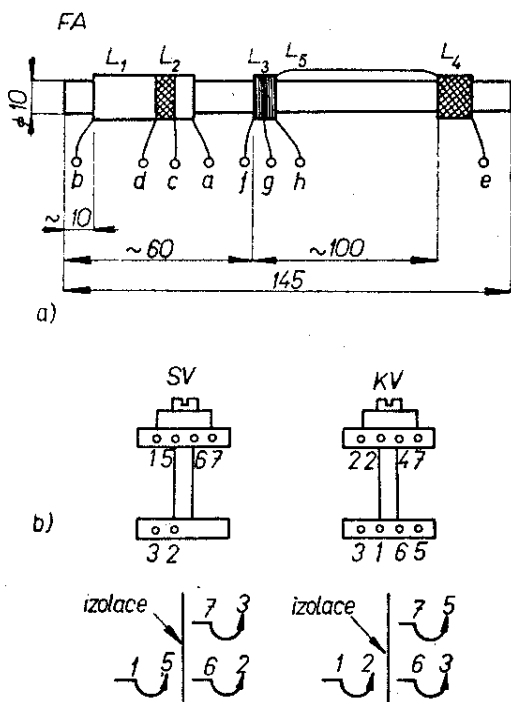
Zvláštním zapojením tranzistorů, které kromě své původní funkce splňují i funkci cívek obvodu (lépe řečeno indukčností), se podařilo autorovi ze Sovětského svazu sestavit mf obrazový zesilovač pro televizní přijímač bez jediné laděné cívky. Technické vlastnosti zesilovače jsou: propustné pásmo 0,7 až 5,2 MHz, zesílení 500, maximální výstupní napětí 1 V, příkon pro napájení 0,3 W.

Schéma zapojení zesilovače je na obr. 46, na němž je zesilovač spolu s detekční diodou obrazového signálu ( $D_1$ ) a prvním stupněm koncového obrazového zesilovače (tranzistor  $T_6$ ). Obvody, měnící fázi, které mění činný odpor tranzistorů na odpor indukčního charakteru, se skládají z prvků RC –  $R_2$ ,  $R_5$ ,  $R_8$ ,  $R_{12}$  a  $C_3$ - $C_4$ ,  $C_9$ - $C_{10}$ ,  $C_{15}$ - $C_{16}$ ,  $C_{21}$ - $C_{22}$ ,  $C_{28}$ - $C_{29}$ . „Ladě-

Obr. 46. Mf zesilovač pro televizní přijímač s obrazovým detektorem a prvním stupněm obrazového zesilovače bez laděných cívek







Obr. 49. Cívky přijímače. a) Feritová anténa je na feritové tyčce délky 145 mm o  $\varnothing$  10 mm; cívka  $L_1$  má 75 z vf lanka  $20 \times 0,07$  milimetru,  $L_2$  má 9 z stejným lankem,  $L_3$  má 5 z drátem o  $\varnothing$  0,4 mm CuL,  $L_4$  má 5 z stejného drátu,  $L_5$  má 2 z stejného drátu (vine se společně s  $L_3$ ). b) Cívky oscilátoru: cívkové tělíčko má tvar podle obrázku, cívka  $L_6$  má 17 z,  $L_7$  7 z,  $L_8$  80 z, všechny drátem o  $\varnothing$  0,1 mm,  $L_8$  má odbočku na 7. z; cívky  $L_9$  až  $L_{12}$  jsou vinuty drátem o  $\varnothing$  0,2 mm a mají 10, 7, 3 a  $L_{12}$  26 z s odbočkou na 3. závitů. Tlumivka je navinuta na vf jádru a má 5 až 10 z drátu asi o  $\varnothing$  0,2 mm CuL

rem a směšovačem (vzhledem ke kmitajícímu směšovači). Na obr. 48 je zapojení jednoduchého vstupního obvodu přijímače AM pro příjem krátkých a středních vln (zapojení kresleno v poloze přepínačů „střední vlny“).

Jako oscilátor pracuje tranzistor  $T_2$  v zapojení se společnou bází. Jako směšovač slouží tranzistor  $T_1$  v zapojení se společným emitorem. Napětí z oscilátoru se vede na směšovač přes kondenzátor (do emitoru  $T_1$ ). Aby byly potlačeny harmonické kmitočty oscilátoru, je do přívodu oscilátorového napětí zařazena tlumivka (lze ji nahradit i odporem řádu 100  $\Omega$ ). Vzhledem k malému rozdílu mezi kmitočtem vstupních signálů při příjmu KV

a kmitočtem oscilátoru je zapojení neutralizováno napětím indukovaným na cívce  $L_{10}$ , které se přivádí do báze tranzistoru směšovače.

Všechny laděné cívky přijímače jsou použity z přijímače T-100, a dostanou se v NDR jako výprodejní díly. Pro informaci uvádím i navíjecí předpisy cívek a uspořádání vinutí. Na obr. 49a je uspořádání vstupních cívek na feritové tyčce, na obr. 49b uspořádání cívek oscilátoru.

Při uvádění do chodu se nastaví kolektorové proudy tranzistorů asi na 0,5 mA, obvody se naladí běžným způsobem.

Funkamateur č. 11/1972

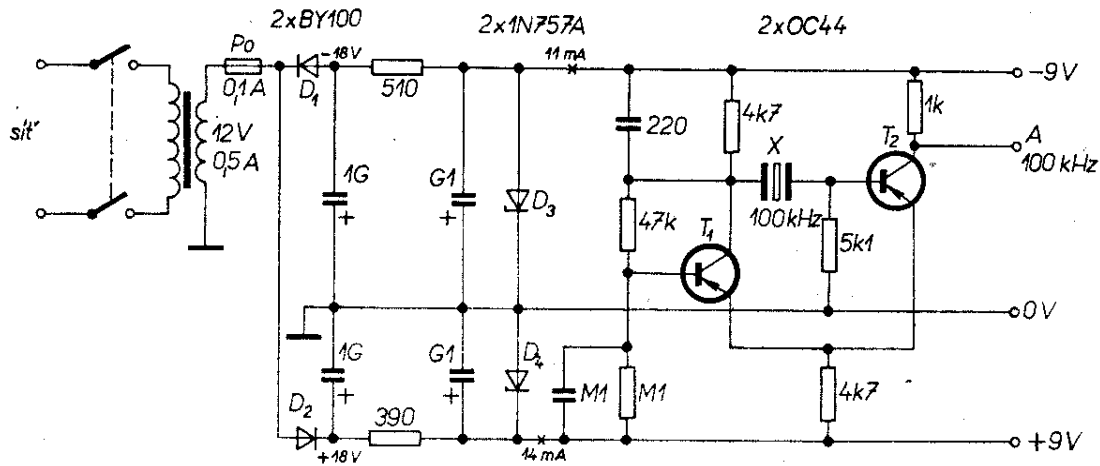
## Měřicí technika

### Kmitočtový standard

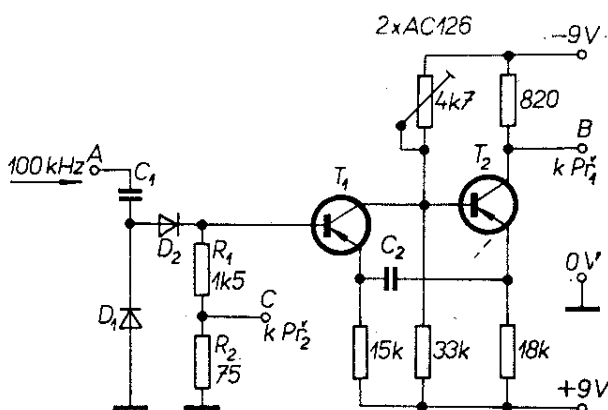
Jednoduchý generátor napětí pravoúhlého průběhu se standardními kmitočty k nejrůznějšímu použití je na obr. 50, 51 a 52. Generátor se skládá z oscilátoru 100 kHz, řízeného krystalem, který synchronizuje čtyři emitorově vázané multivibrátory, z nichž každý je upraven tak, aby dělil kmitočet 10 (základní dělicí modul je 10). Výstupní zesilovač (obr. 52) lze připojit na výstup multivibrátorů, popř. i k výstupu krystalového oscilátoru. Technické údaje: kmitočet výstupního signálu: 100 kHz, 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz, 10 Hz, doba náběhu impulsů: asi 0,1  $\mu$ s, výstupní napětí: pravoúhlý tvar, 9 V, popř. impuls o amplitudě 25 mV, napájecí napětí: souměrné 9 V, 240 mW, maximální dovolené kolísání napájecího napětí: 30 %, kalibrace: krystal 100 kHz.

Krystalový oscilátor je tvořen emitorově vázaným multivibrátorem, jehož kmitočet je dán použitým krystalem 100 kilohertzů. Toto uspořádání má před jinými typy oscilátorů přednost v oddělení smyčky kladné zpětné vazby od zátěže. Šířka pásma smyčky zpětné vazby je dána (omezena) kondenzátorem 220 pF v kolektorovém obvodu prvního tranzistoru multivibrátoru.

Kmitočtové děliče (obr. 51) jsou zapojeny všechny shodně, liší se pouze kapacitami kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$ . Při kmitočtu vstupního signálu 100 kHz je kapacita



Obr. 50. Krystalový oscilátor a napájecí díl kmitočtového standardu. Signál z bodu A se vede do bodu A na obr. 51



Obr. 51. Jeden ze čtyř multivibrátorů děličů kmitočtu. Kapacity kondenzátorů se volí podle tabulky v textu (pro žádaný výstupní kmitočet). Do bodu A se přivádí signál z krystalového oscilátoru, výstup z bodu B se spojí s přepínačem P<sub>1</sub>, výstup z bodu C s přepínačem P<sub>2</sub>. Přepínači se volí kmitočet výstupního signálu

kondenzátorů pro výstupní signál 10 kHz, 1 kHz, 100 Hz v tabulce.

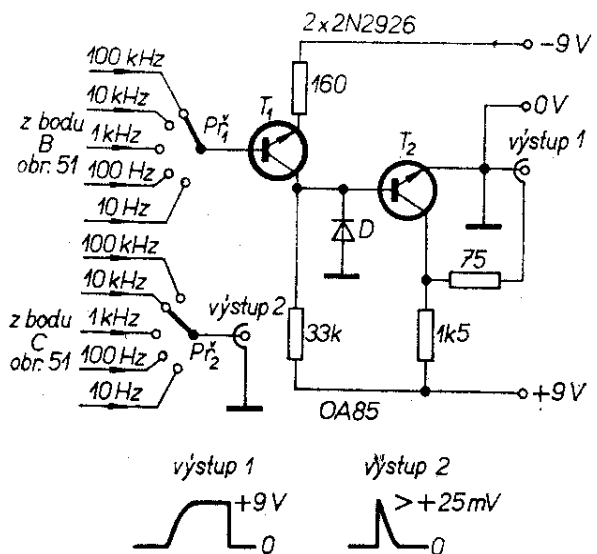
	10 kHz	1 kHz	100 Hz	10 Hz
C <sub>1</sub> [nF]	1	1	10	100
C <sub>2</sub> [μF]	0,01	0,1	1	10

Vlastní kmitočet multivibrátorů je asi o 5 % nižší, než je kmitočet synchronizačních impulsů z krystalového oscilátoru. Vstupní synchronizační signál je asi 20 % amplitudy signálu na emitorech tranzistorů.

Výstupní zesilovač (obr. 52) je zapojen běžně a zesiluje impulsy na výstupní úroveň rovnou napájecímu napětí.

Multivibrátory děličů se nastavují odporovými trimry 4,7 kΩ v kolektoru prvního tranzistoru. Výstupní signál se nastavuje podle osciloskopu a signálu přesně známého kmitočtu. Nemá-li možné nastavit přesně kmitočet výstupního signálu děličů kmitočtu (přičemž odpor trimru se nemá příliš lišit od 3,3 kΩ), je třeba změnit poněkud kapacitu kondenzátoru C<sub>2</sub>.

Děliče kmitočtu by bylo možno řešit i integrovanými obvody – bylo by to vhodné i proto, že je k dispozici napětí dvojí polarity, takže by nebylo problémem získat napětí 5 V (stabilizované)



Obr. 52. Obvod výstupního zesilovače

k napájení číslicových integrovaných obvodů.

Wireless World, červen 1968

### Univerzální měřicí přístroj s operačním zesilovačem

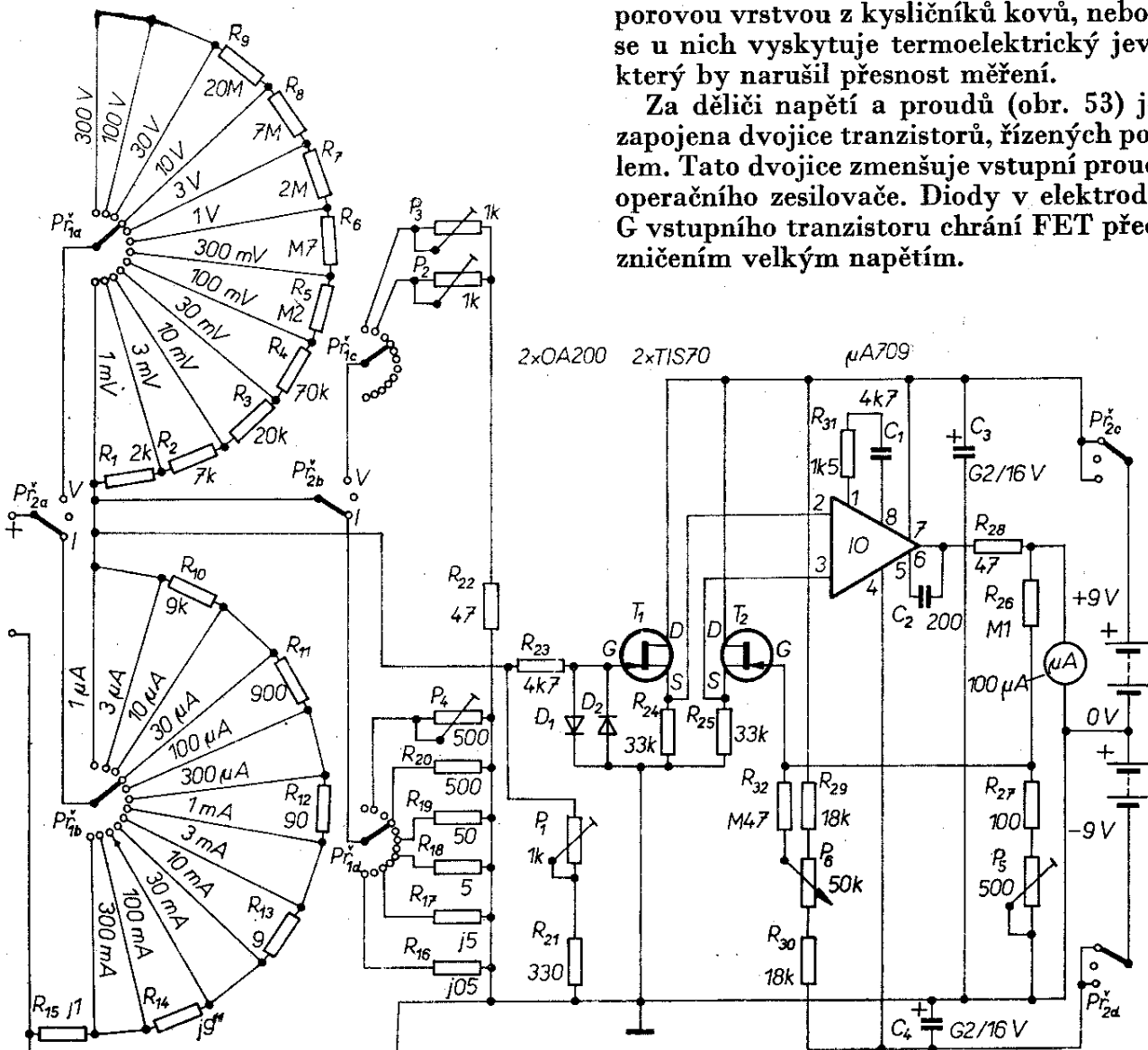
Jednoduchý měřicí přístroj s operačním zesilovačem typu  $\mu A709$  (tuzemský ekvivalent je MAA501 až 504), jehož schéma je na obr. 53, je téměř ideálním měřicím přístrojem pro běžnou praxi, neboť vyhoví velmi dobře při všech měřeních, která se vyskytují např. při opravách, při vývoji nových zařízení atd. Přístroj je určen

k měření napětí (stejnoseměrných) od 0 do 300 V, přičemž první rozsah je 0 až 1 mV, a k měření proudů v rozsahu 0 až 300 mA; přičemž první měřicí rozsah je 0 až 1  $\mu A$ . Vstupní odpor na rozsazích do 30 V je 1 M $\Omega/V$ , na dalších rozsazích je konstantní – 30 M $\Omega$ . Úbytek napětí na vstupních svorkách při měření proudů je 1 mV na rozsahu 0 až 1  $\mu A$ , na všech dalších rozsazích je 10 mV.

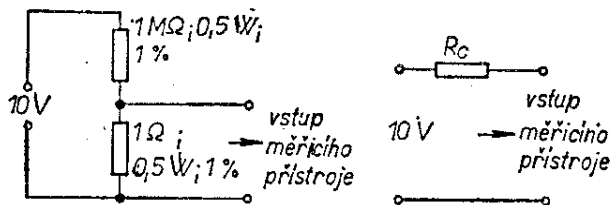
Drift a šum přístroje jsou po pěti minutách po zapnutí zcela zanedbatelné, teplotní součinitel přístroje je 5  $\mu V/^\circ C$ .

Přesnost přístroje závisí na přesnosti odporů, určujících rozsahy měření. Do děličů se nedoporučuje používat odpory s odporovou vrstvou z kysličníků kovů, neboť se u nich vyskytuje termoelektrický jev, který by narušil přesnost měření.

Za děliči napětí a proudů (obr. 53) je zapojena dvojice tranzistorů, řízených polem. Tato dvojice zmenšuje vstupní proud operačního zesilovače. Diody v elektrodě G vstupního tranzistoru chrání FET před zničením velkým napětím.



Obr. 53. Zapojení univerzálního měřicího přístroje s velkým vstupním odporem



Obr. 54. Jednoduché přípravy ke kalibrování univerzálního měřidla z obr. 53

Zesílení operačního zesilovače je určeno odpory  $R_{26}$ ,  $R_{27}$  a  $P_5$ . Nula se nastavuje změnou polohy běžce  $P_6$ . Operační zesilovač je kmitočtově kompenzován kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  a odporem  $R_{31}$ .

Přístroj se nastavuje pěti potenciometry (proměnnými odpory) a odpory  $R_{15}$  a  $R_{26}$ . Ke kalibrování je třeba použít čtyři odpory s tolerancí 1 % nebo 0,5 % – 10 MΩ, 1 MΩ, 100 Ω a 1 Ω, dále je třeba zdroj napětí 10 a 30 V, jehož výstupní napětí je stabilní do odběru proudu 300 mA, popř. i zdroj napětí 100 V/1 mA a 300 V/1 mA. Ke kalibrování přístroje lze použít zapojení na obr. 54; obvod podle obr. 54a se použije ke kalibrování rozsahu 1 mA, obvod podle obr. 54b k na-

stavování ostatních rozsahů – ke kalibrování rozsahu 3 μA bude sériový odpor 10 MΩ, ke kalibrování rozsahu 100 a 300 miliampérů bude sériový odpor 100 Ω.

Odpory 0,1 Ω a 0,05 Ω jsou z odporového drátu. Destička přepínače  $Př_2$  k přepínání napěťových impulsů by měla být z keramiky.

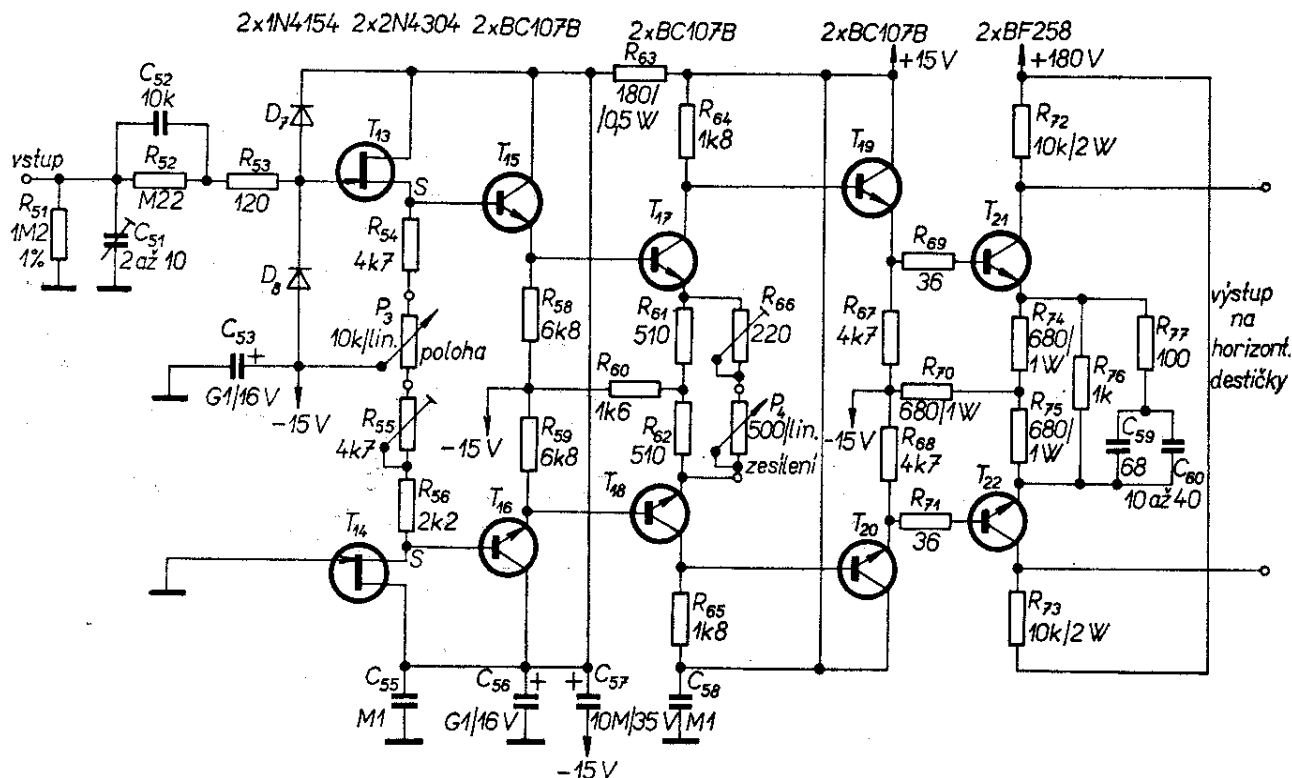
Univerzální měřicí přístroj tohoto typu je pro amatérskou výrobu velmi vhodný – vyžaduje minimum součástek a má velmi dobré vlastnosti.

*Wireless World*, únor 1971; *Radio Electronics*, červenec 1972

### Horizontální a vertikální zesilovač tranzistorového osciloskopu

Na obr. 55 je zapojení horizontálního a na obr. 56 vertikálního zesilovače malého osciloskopu (osazeného tranzistory), který pod značkou ROG 7 GLT prodává známá radioamatérská firma Radio-Rim.

Horizontální zesilovač je konstruován jako stejnosměrný zesilovač a je až na několik drobných změn zapojen stejně jako zesilovač vertikální. Horizontální



Obr. 55. Horizontální zesilovač malého osciloskopu s velkou šířkou pásma – ROG 7 GLT firmy RIM elektronik

zesilovač má citlivost 100 mV a šířku pásma 0 až 7 MHz. Potenciometrem  $P_3$  lze řídit posuv obrazu v horizontálním směru. Vstup zesilovače je jistěn proti přepětí a díky použití tranzistoru FET má celý zesilovač velký vstupní odpor.

Oba dva zesilovače splňují všechny požadavky na ně kladené: velké a lineární zesílení v širokém kmitočtovém pásmu, nezkrácený přenos signálu, velký odstup cizích napětí atd.

Vertikální zesilovač má šířku pásma 0 až 10 MHz ( $-3$  dB). I vertikální zesilovač (obr. 56) má na vstupu tranzistor FET, což zabezpečuje velký vstupní odpor zesilovače a tím i malé zatížení vstupního děliče, který je kmitočtově kompenzován (není na obrázku). Tranzistor je chráněn spínacími křemíkovými diodami proti přepětí. Tranzistor pracuje v zapojení se společnou elektrodou S; další stupně zesilovače jsou navázány přes měnič impedance ( $T_{25}$ ). Tranzistor  $T_{26}$  slouží k vyrovnávání klidových potenciálů stupňů s diferenciálními zesilovači. Dokonalé symetrie diferenciálního zesilovače s tran-

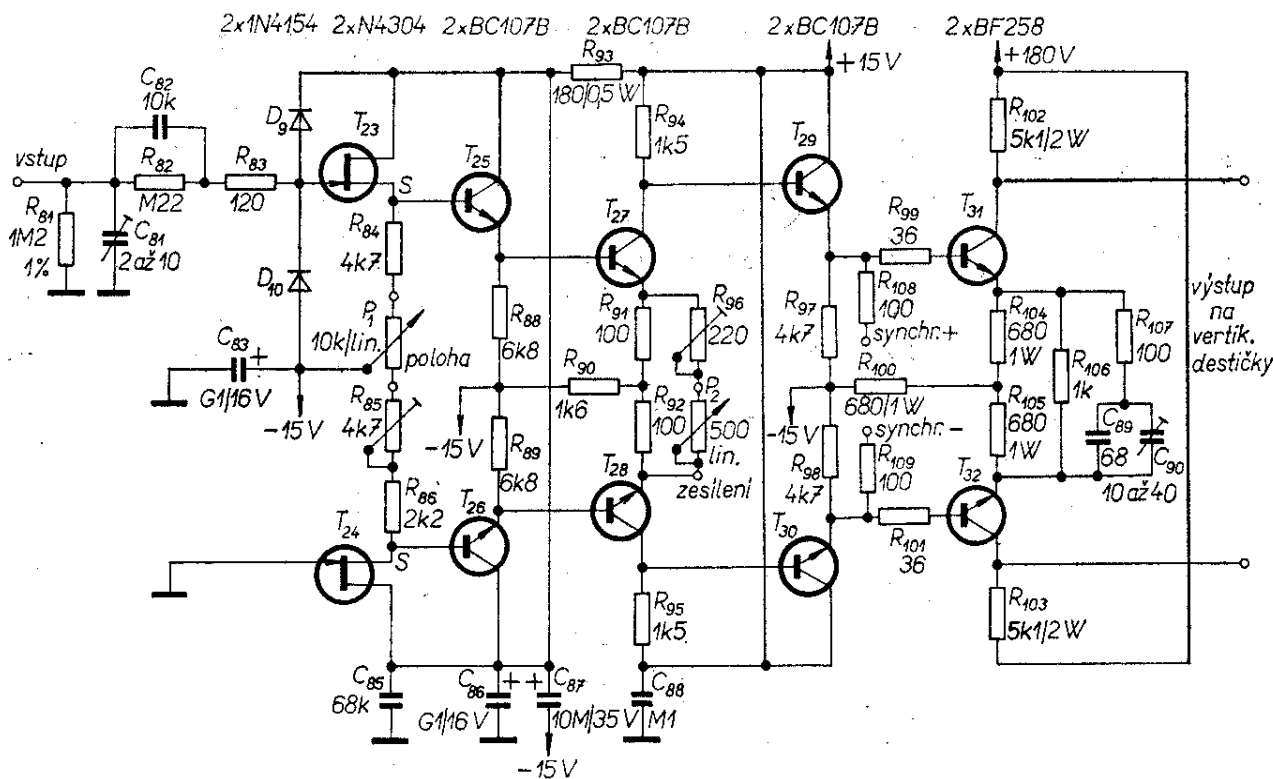
zistory  $T_{27}$  a  $T_{28}$  se dosáhlo společným emitorovým odporem. Proměnným odporem  $R_{96}$  ve zpětné vazbě s potenciometrem  $P_2$  se nastavuje celkové zesílení vertikálního zesilovače.

Za diferenciálním zesilovačem je emitorový sledovač s tranzistory  $T_{29}$  a  $T_{30}$ , které upravují signál pro buzení koncového stupně.

Koncový stupeň je zapojen opět jako diferenciální zesilovač, kapacitní trimr  $C_{90}$  slouží ke kmitočtové kompenzaci. V kolektorových obvodech koncových tranzistorů  $T_{31}$  a  $T_{32}$  je k dispozici signál pro vychylovací destičky o stejné amplitudě, avšak v protifázi.

Popis celého osciloskopu je uveden v původním pramenu – vybral jsem z něho pouze jako ukázkou zapojení obou zesilovačů proto, že se mi líbil způsob zapojení a především v podstatě stejné řešení pro oba zesilovače, což umožňuje zjednodušit stavbu osciloskopu.

*Radio Elektronik Schau č. 6/1972  
a č. 7/1972*

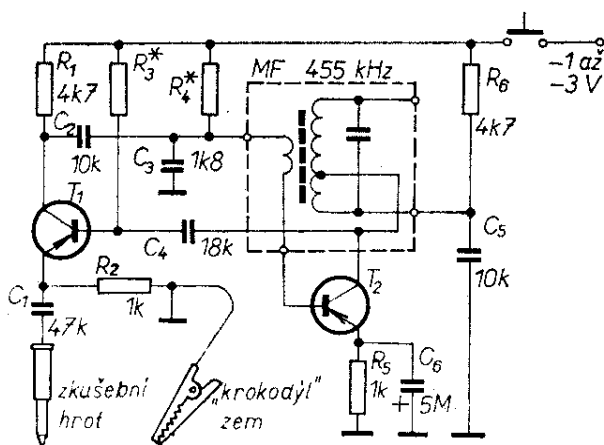


Obr. 56. Zapojení vertikálního zesilovače malého osciloskopu s velkou šířkou pásma – ROG 7 GLT firmy RIM elektronik

## Jednoduchý zkoušeč nf, mf a vf obvodů

Patrně každý, kdo se zabývá elektronikou, nevyhne se někdy tomu, že musí spravit sobě nebo známým některý z výrobků spotřební elektroniky – rozhlasový přijímač, zesilovač, magnetofon atd. V takovém případě velmi ocení různé pomůcky, které usnadní a především zrychlí opravu. Lze předpokládat, že většina radiotechniků ať již z profese nebo ze záliby má k dispozici nějaký univerzální měřicí přístroj – jsou však závady, které lze rychle odhalit pouze signálním generátorem, sledovačem signálu nebo jinými podobnými jednoúčelovými přístroji.

Nejjednodušším přístrojem k různým opravám je přístroj, jehož schéma je na obr. 57. Přístroj obsahuje nf oscilátor (multivibrátor) a oscilátor signálu vf kmitočtů. Oba signály, nf i vf, jsou v přístroji smíšeny – výstupní signál slouží ke kontrole mf obvodů. Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  v přístroji na obr. 57 slouží jako oscilátor signálu nf kmitočtu, kmitočet signálu je určen především kondenzátory  $C_2$  a  $C_4$  a odpory  $R_3$  a  $R_4$ . Pro vf kmitočty slouží jako oscilátor tranzistor  $T_2$ ;  $T_1$  slouží k impedančnímu přizpůsobení a je přes něj zavedena kladná zpětná vazba. Kondenzátory na horním vývodu sekundárního vinutí mf transformátoru a dolním vývodu primárního vinutí uzemňují příslušná vinutí pro vf signál.



Obr. 57. Jednoduchý generátor zkušebního signálu pro zkoušení nf, mf a vf obvodů. Napájení může být v rozsahu 1 až 3 V

Výstupní signál z oscilátoru se vede přes kondenzátor 20 nF na první tranzistor, který ho zesílí a přitom impedančně přizpůsobuje vstup sondy k výstupu signálu.

Protože oba tranzistory jsou zapojeny v cestě signálů (nf a vf), pracují i jako modulátor-směšovač. Proto má výstupní signál nejen kmitočet základních oscilátorů, ale i všechny jejich kombinační kmitočty i kmitočty kombinací jejich harmonických. Lze ho tedy použít ke zkoušení většiny radiotechnických obvodů do rozsahu krátkých vln v rozhlasových přijímačích.

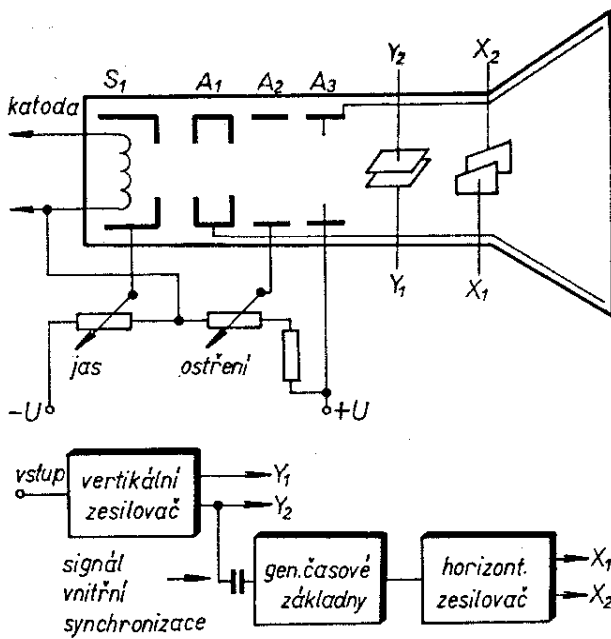
Tranzistory mohou být křemíkové i germaniové. Měly by mít zesilovací činitel nejméně 50 a zbytkový proud kolektor-emitor při napětí 3 V menší než 10  $\mu$ A. Lze pochopitelně použít tranzistory n-p-n i p-n-p, v prvním případě se musí obrátit polarita napájecího napětí a polarita elektrolytického kondenzátoru v emitoru druhého tranzistoru.

Použité kondenzátory vyhoví jakéhokoli typu – je však třeba připomenout, že je třeba, aby kondenzátor, oddělující sondu od emitoru prvního tranzistoru měl velké dovolené napětí, budeme-li přístroj používat ke zkoušení obvodů s elektronkami (alespoň 600 V).

Odpory, označené ve schématu hvězdičkou, určíme při uvádění přístroje do chodu; jejich odpor závisí na použitých tranzistorech. Místo  $R_4$  je vhodné zařadit odporový trimr asi 470 k $\Omega$  (nebo raději trimr s menším odporem v sérii s pevným odporem asi 100 k $\Omega$ ). Odpor  $R_3$  určíme tak, že na jeho místo zapojíme také odporový trimr, uvedeme přístroj do chodu a snažíme se změnou polohy běžce trimru zachytit signál o kmitočtu 910 kHz; na rozhlasovém přijímači při této operaci je výhodné připojit k emitoru  $T_1$  kousek drátu jako „anténu“, kdyby byl signál slabý. Po určení odporu  $R_3$  znovu upravíme nastavení  $R_4$  na nejsilnější výstupní signál.

Mf transformátor může být libovolný (s rezonančním kmitočtem 455 kHz) avšak musí mít odbočku na vinutí – vhodné jsou např. mf transformátory, k nimž se v přijímačích připojuje detekční obvod.

Mechanické uspořádání přístroje může být libovolné – vhodné je např. umístit



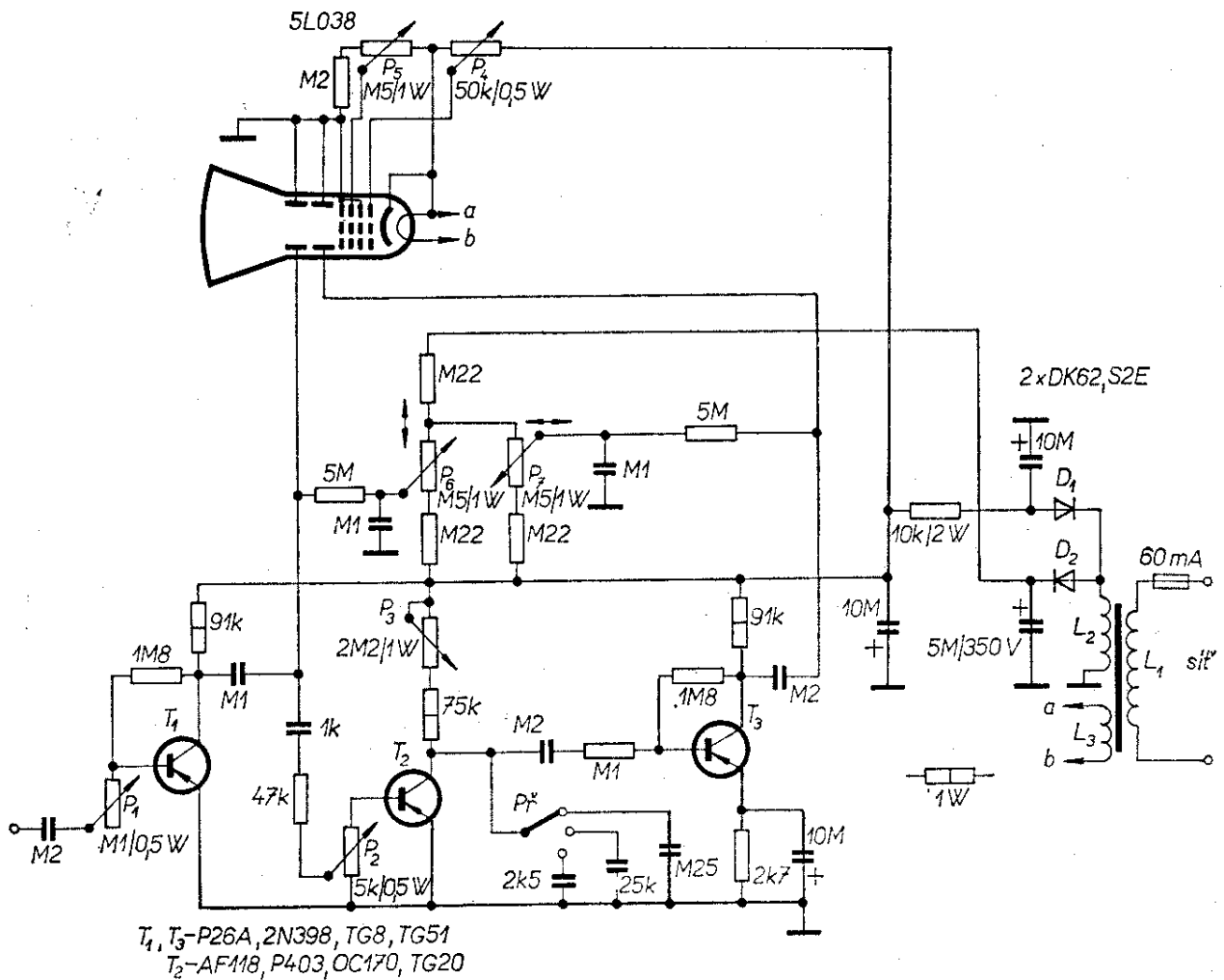
Obr. 58. Blokové schéma jednoduchého osciloskopu

přístroj do kulatého pouzdra starých, velkých mf transformátorů apod.

Radio Electronics, srpen 1972

### Jednoduchý tranzistorový osciloskop

Běžné návody na stavbu osciloskopů jsou obvykle pro mírně pokročilé radioamatéry velmi složité. Aby však mohli i ti zájemci, které odstraší od stavby tohoto účelného přístroje jeho složitost, poznat zásady stavby a použití osciloskopu, uveřejnili v polském časopisu Radioamator návod na stavbu osciloskopu, který je velmi jednoduchý a který přitom dovo-luje seznámit konstruktéra jednak se zásadami stavby těchto přístrojů, a jednak vyzkoušet si v praxi, jakým užitečným přístrojem osciloskop (i ten nejjednodušší) je.



Obr. 59. Jednoduchý osciloskop s třemi tranzistory a s šířkou pásma 30 až 13 000 Hz

Na obr. 58 je blokové schéma přístroje. Popis činnosti jednotlivých obvodů se vymyká z rámce tohoto článku, je však jistě zřejmý i z obrázku. Ke konstrukci je v zásadě možné poznamenat však to, že běžný osciloskop vyžaduje poměrně velké napájecí napětí pro obvody obrazovky. Obrazovka použitá v popisovaném přístroji však vystačí pro citlivost vychylování 12 až 22 V/cm s napájecím napětím 250 až 300 V, které lze snadno získat z běžného síťového transformátoru.

Jako zesilovač vertikálního rozkladu pracuje tranzistor  $T_1$ , jako generátor časové základny tranzistor  $T_2$  a jako zesilovač horizontálního rozkladu tranzistor  $T_3$ . Oba zesilovače jsou asymetrické. Regulace zesílení vstupního signálu je plynulá, zesilovač (vertikální) má zesílení asi 25, kmitočtový rozsah je 30 Hz až 13 kHz.  $\pm 3$  dB. Bude-li se blokovat emitorový odpor tranzistoru  $T_1$  elektrolytickým kondenzátorem asi 5 až 10  $\mu\text{F}$ , zvětší se zesílení zesilovače asi na 800 až 1 200, ovšem za cenu zmenšení vstupního odporu zesilovače.

Tranzistor časové základny pracuje jako relaxační oscilátor. Kmitočet časové základny lze (v rozsahu 30 Hz až 20 kHz) regulovat po skocích přepínačem  $P_7$  a plynule potenciometrem  $P_3$ . Generátor je synchronizován signálem z vertikálního zesilovače, který se přivádí přes kondenzátor 1 nF a reguluje potenciometrem  $P_2$ .

Pilovité napětí se zesiluje horizontálním zesilovačem; výstupní signál má amplitudu 70 až 100 V a stačí k šířce obrazu v horizontálním směru asi 4 až 5,5 cm.

Jas a ostrost se regulují potenciometry  $P_4$  a  $P_5$ , obraz lze po stínítku posouvat potenciometry  $P_6$  a  $P_7$ . Směr posuvu pro každý potenciometr je zřejmý z obrázku.

Osciloskop se napájí z běžně uspořádaného zdroje. „Anodové“ napětí je  $-280$  V a  $+280$  V. Celkový odebíraný výkon z transformátoru je asi 8 W.

Jako  $T_1$  a  $T_3$  lze použít tranzistory P26A, P26V, 2N398, TG8, TG51; jako  $T_2$  tranzistory AF118, P416A, P416V, P403, OC169, OC170, TG20, TG37 atd.

Radioamator i krótkofalowiec č. 4/1972

## Měřič zkreslení

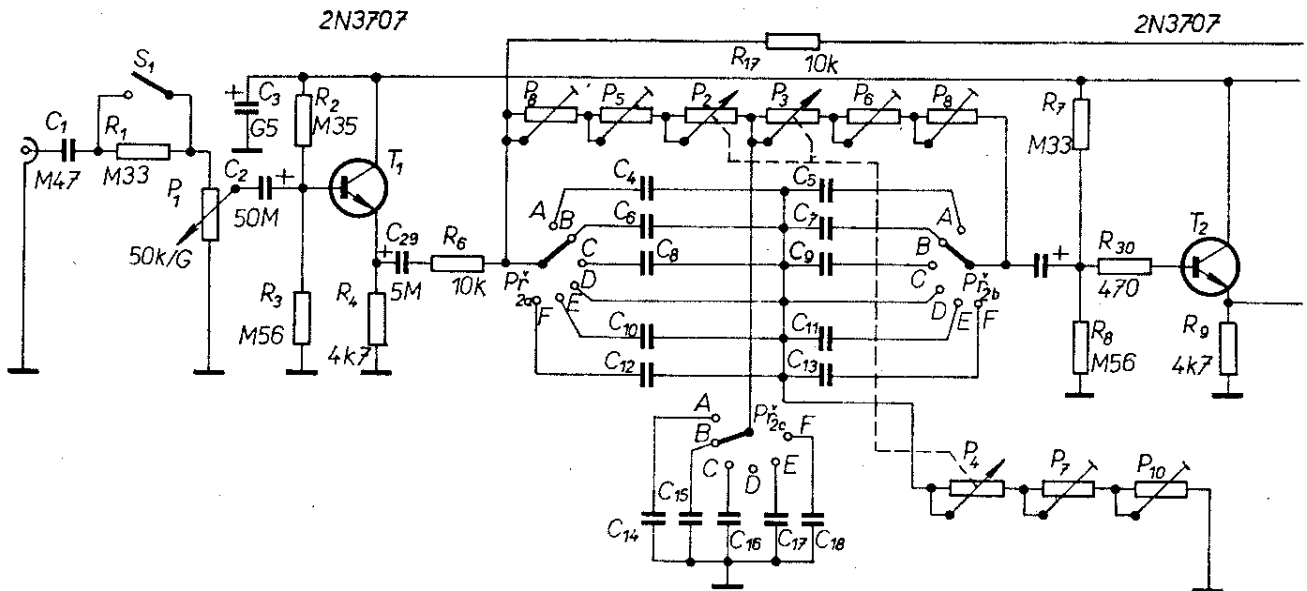
Měřič zkreslení bývá poměrně opomíjeným přístrojem v radioamatérské dílně, i když zřejmě neprávem. Obvykle se každý spoléhá na odhad zkreslení podle osciloskopu – v moderní obvodové technice je však zkreslení pozorovatelné na obrazovce osciloskopu příliš velké (obvykle 10 %).

Přístroj na obr. 60 dovoluje měřit zkreslení od 0,1 do 100 % v pěti rozsazích. K indikaci údaje zkreslení se používá měřidlo 100 mA. Princip měření je jednoduchý: na vstup přístroje se zavede měřený signál, jehož základní kmitočet se v přístroji potlačí. Signály ostatních kmitočtů (harmonických) se pak srovnávají se signálem základního kmitočtu před jeho potlačením, rozdíl se zesiluje a indikuje měřidlem. Přístroj je osazen celkem šesti tranzistory a dvěma diodami a napájí se ze zdroje 12 V, odběr proudu je asi 6 mA. Skládá se ze tří základních obvodů: vstupního obvodu, obvodu k potlačení signálu o základním kmitočtu a obvodu k měření signálu harmonických kmitočtů. Tranzistor  $T_1$  je zapojen jako emitorový sledovač. Popisovaný přístroj má vstupní jmenovitou citlivost 600 mV, signály do 6 V lze měřit při rozpojeném spínači  $S_1$ ; je-li spínač sepnut, lze měřit signály až 250 V.

Obvod s tranzistorem  $T_1$  má vstupní impedanci 100 k $\Omega$ .

Přístroj tohoto typu pracuje správně pouze tehdy, je-li signál o základním kmitočtu potlačen nejméně o 70 dB, přičemž signál druhé harmonické by měl být již mimo oblast potlačení. Potlačení 70 dB odpovídá zmenšení základního signálu asi na 0,032 % původní velikosti signálu na vstupu přístroje. K potlačení základního signálu se používá článek T, jehož prvky lze přepínat tak, aby byly tlumeny signály kmitočtů podle tabulky.

Poloha $P_7$	Potlačený kmitočet	Kapacity kondenzátorů
A	20 až 80 Hz	$C_4 = C_5 = 0,15 \mu\text{F}$ , $C_{14} = 0,3 \mu\text{F}$
B	80 až 320 Hz	$C_6 = C_7 = 40 \text{ nF}$ , $C_{15} = 80 \text{ nF}$
C	320 až 1 280 Hz	$C_8 = C_9 = 10 \text{ nF}$ , $C_{16} = 20 \text{ nF}$



Obr. 60. Schéma zapojení měřiče zkreslení s rozsahem 0,1 až 100 %  
 ( $P_2$  a  $P_3$  mají 50 k $\Omega$ ,  $P_4$  25 k $\Omega$ ,  $P_5$  vpravo má být  $P_5$ , neoznačený kondenzátor je  $C_{11}$ , 1  $\mu$ F)

D	filtr odpojen	
E	1 250 až 5 000 Hz	$C_{10} = C_{11} = 2,5$ nF,
		$C_{17} = 5$ nF
F	5 až 20 kHz	$C_{12} = C_{13} = 620$ pF,
		$C_{18} = 1,25$ nF

Filtrem se částečně potlačí i druhá harmonická (asi o méně než 10 %), což však i tak umožňuje získat přesné výsledky měření – potlačení má na výsledky měření zanedbatelný vliv.

Poloha přepínače  $P_2$  označená D slouží ke kalibraci zkreslení 100 % (signál základního kmitočtu jako referenční úroveň).

Uvnitř každého kmitočtového rozsahu lze článek T doladit přesně na kmitočet základního signálu potenciometry  $P_2$ ,  $P_3$  a  $P_4$ , které jsou na společném hřídeli. Potenciometry  $P_5$  až  $P_{10}$  slouží jednak k vyrovnání tolerancí kapacit kondenzátorů článku T a jednak k vyrovnání průběhů odporových drah potenciometrů na společném hřídeli. Potenciometry  $P_5$  a  $P_6$  mají odpor 10 k $\Omega$ ,  $P_7$  5 k $\Omega$ ,  $P_8$  a  $P_9$  500  $\Omega$  a konečně  $P_{10}$  250  $\Omega$ . Tyto pomocné potenciometry lze ze zapojení vypustit, chceme-li měřit pouze zkreslení větší než 1 %.

Tranzistory  $T_2$  a  $T_4$  jsou zapojeny jako emitorové sledovače s velkou vstupní a malou výstupní impedancí. Tranzistor  $T_3$  pracuje jako zesilovač se zesílením asi 30. Tranzistory  $T_5$  a  $T_6$ , měřidlo a jejich obvody pracují vlastně jako citlivý střídavý milivoltmetr, jehož rozsahy se volí pře-

pínačem  $P_1$ . Protože je však přístroj určen k měření zkreslení, je měřidlo oceňováno přímo v %, neboť napětí harmonických kmitočtů je přímoúměrné zkreslení. V horní poloze přepínače  $P_1$  lze měřit zkreslení 0,1 % na plnou výchylku ručky měřidla, v další poloze 0,3 %, v dalších polohách pak postupně 1 %, 3 %, 10 % a v poslední poloze 100 %.

Potenciometrem 20  $\Omega$  v emitoru  $T_5$  se nastavuje při kalibraci plná výchylka ručky měřidla (zkreslení 100 %).

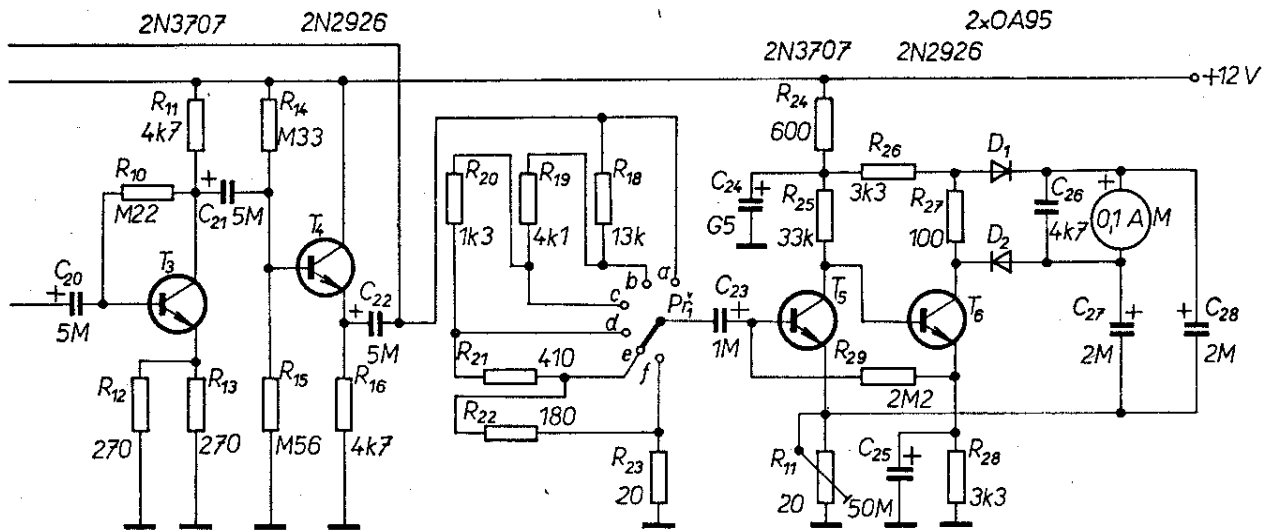
Wireless World, červenec 1969

### Přímoukazující měřič kmitočtu

Přímoukazující měřič kmitočtu je velmi vhodným doplňkem domácí dílny. Lze jím např. měřit kmitočet časové základny osciloskopu, kmitočet oscilátoru v magnetofonech, skutečný kmitočet signálního generátoru atd. Měřič by měl být co nejpresnější, měl by měřit kmitočet signálu nejrůznějších průběhů a měl by mít citlivost alespoň 50 mV (pro sinusový signál) i na krajních kmitočtech měřicího rozsahu.

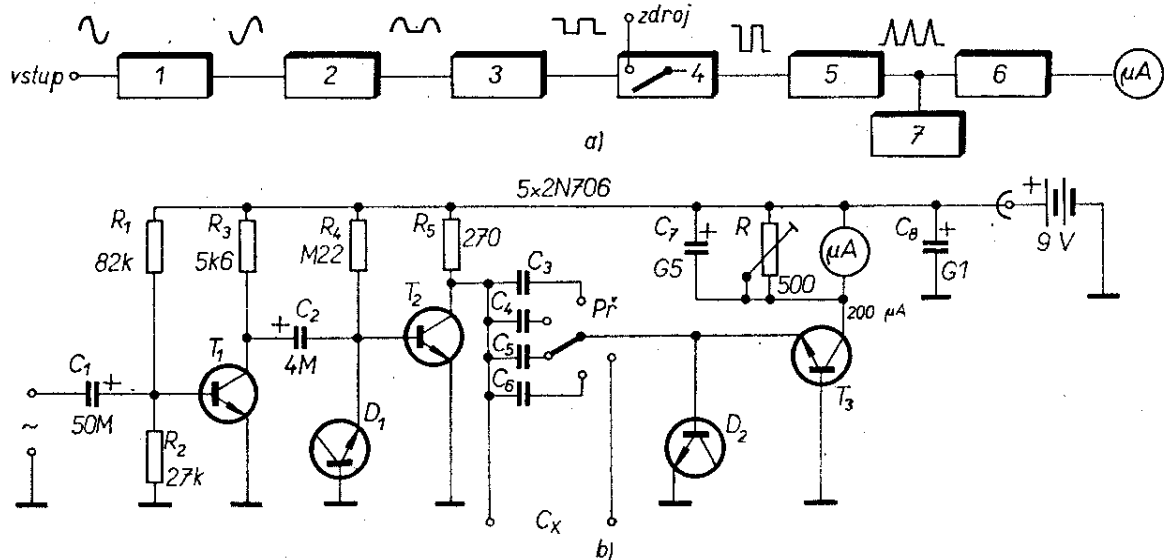
Přístroj, jehož blokové schéma je na obr. 61a, vyhovuje dobře těmto požadavkům. Schéma zapojení je na obr. 61b.

Na vstupu měřiče je jednotranzistorový předzesilovač, v němž se používá křemíkový tranzistor n-p-n v zapojení se společným emitorem. Střída měřeného



signálu se určuje diodou  $D_1$ , lépe řečeno tranzistorem, zapojeným jako dioda. Přechod báze-emitor tohoto tranzistoru je zapojen paralelně k přechodu emitor-báze tranzistoru  $T_2$ , proto jsou tranzistorem  $T_2$  zesilovány pouze impulsy kladné polarity, záporné jsou svedeny diodou báze-emitor k zemi. Protože následující obvody měřiče jsou schopny zpracovávat pouze signál pravoúhelného průběhu, pracuje  $T_2$  i jako tvarovač impulsů. Obvod pracuje v podstatě jako přebuzený zesilovač – impulsy na kolektoru  $T_2$  mají vždy od určitého vstupního napětí stejnou úroveň, ať je vstupní signál libovolně velký.

Tranzistor  $T_2$  pracuje současně jako spínač v rytmu, závislém na kmitočtu vstupního signálu. Jeho báze má velmi malé předpětí (dané odporem  $R_4$ ), takže do vodivého stavu ho uvede každý impuls, přicházející ze vstupních obvodů. Je-li tranzistor v nevodivém stavu, teče odporem  $R_5$  velmi malý proud; tak malým proudem se nemohou nabít kondenzátory  $C_3$  až  $C_6$  až na napětí zdroje, což je v tomto zapojení podmínkou měření kmitočtu. Je-li tranzistor otevřen, nabíjí se kondenzátor, zvolený přepínačem  $Př.$  Vybíjecí cestou pro kondenzátory je dioda  $D_2$  (přechod emitor-báze tranzistoru) a

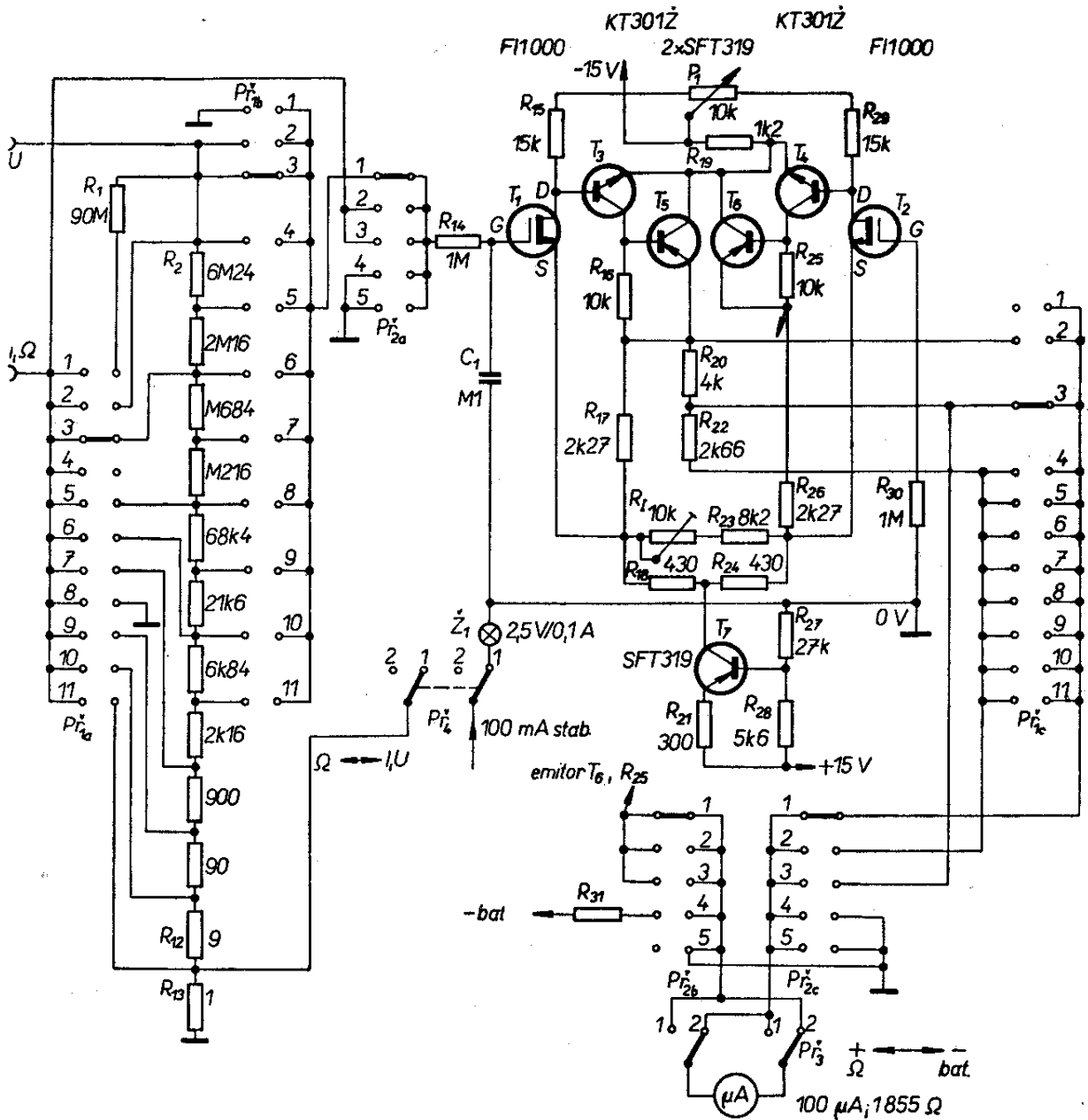


Obr. 61. Blokové schéma (a) a schéma zapojení přímoukazujícího měřiče kmitočtu (b). 1 – předzesilovač, 2 – určení střídy, 3 – spínač pracující v závislosti na vstupním kmitočtu, 4 – nabíjení kondenzátoru, 6 – jednotkový zesilovač, 7 – vybíjecí obvod. Měřicí rozsahy:  $C_3 = 1 \mu F$ , 0 až 200 Hz,  $C_4 = 0,1 \mu F$ , 0 až 2 kHz,  $C_5 = 10 \text{ nF}$ , 0 až 20 kHz,  $C_6 = 1 \text{ nF}$ , 0 až 200 kHz

tranzistor  $T_3$ . Nabíjení a vybíjení kondenzátoru závisí na kmitočtu signálu na vstupu. Napětí na kondenzátorech se tedy mění od kladných velikostí do nuly a opět do kladných velikostí atd. Těmito kladnými impulsy se otevírá tranzistor  $T_3$  – na jejich četnosti za určitou časovou jednotku závisí proto i kolektorový proud tranzistoru a tím i údaj mikroampérmetru (obr. 61b). Tranzistor  $T_3$  pracuje tedy jako zesilovač se společnou bází a jednotkovým proudovým zesílením. Jeho výkonové zesílení je však značné. Proto lze k indikaci kmitočtu výstupního signálu

použít buď mikroampérmetr jako na obr. 61b, nebo elektronkový voltmetr, jímž lze měřit spád napětí na proměnném odporu  $500 \Omega$  (paralelně ke kondenzátoru  $C_7$ ). Proud měřidlem nebo napětí na proměnném odporu je lineárně závislé na počtu impulsů na emitoru  $T_3$ , stupnice pro měření kmitočtu je proto lineární jak při měření proudu kolektoru  $T_3$ , tak při měření úbytku napětí na proměnném odporu.

Přesnost měření kmitočtu měřičem závisí na cejchování a na přesnosti kapacit kondenzátorů  $C_3$  až  $C_6$ . Podle zvolené



Obr. 62. Zapojení univerzálního voltohmampérmetru s tranzistory MOSFET

horní hranice měření kmitočtu musí být zvoleny i použité tranzistory – jejich mezní kmitočet  $f_T$  pro rozsahy měření podle obr. 61b by měl být asi 200 MHz. Nezáleží příliš na jejich zesilovacím činiteli, lze tedy použít většinu epitaxně planárních tranzistorů (jako např. KC508, ale i KF508 atd.).

Správná činnost přístroje je závislá i na stejných charakteristikách přechodů báze-emitor tranzistorů, zapojených jako diody a tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$  – je proto výhodné použít jako  $D_1$  a  $T_2$ , popř.  $D_2$  a  $T_3$  stejné typy tranzistorů.

Přístroj má i jednu variantu použití – lze s ním ve spojení se signálním generátorem měřit kapacity. Měřený kondenzátor se připojuje do svorek  $C_x$ . Postup měření je zřejmý z praktického případu: na zdířky  $C_x$  byl připojen kondenzátor neznámé kapacity. Při připojení signálního generátoru a při přepínači  $Př$  v poloze 20 kHz byla výchylka ručky 100 dílků na stupnici (tj. uprostřed stupnice měřidla 200  $\mu A$ ). Kapacita kondenzátoru byla tedy 100/2 % z 10 nF, tj. 5 nF. Před měřením je nutné zvolit (není-li signální generátor přesně oceňován) jeden z měřicích rozsahů a kmitočet generátoru upravit tak, aby výchylka ručky byla 200 dílků. Pak je měření kapacity nejpřesnější.

*Practical Wireless, květen 1970*

## Voltohmometr s tranzistorem MOSFET

Zapojení voltmetru s tranzistorem FET a MOSFET bylo již mnohokrát popsáno i v tomto časopisu. Na obr. 62 je zapojení, které je neobvyklé především všestrannou použitelností. Slouží k měření napětí, proudu a odporu v mnoha měřicích rozsazích a má vlastnosti velmi dobrého elektronického voltmetru.

Přehled měřicích rozsahů v závislosti na nastavení přepínačů je v tab. 1.

Použité tranzistory MOSFET jsou experimentální typy bulharské výroby, tranzistory KT301Ž jsou křemíkové sovětské tranzistory, SFT319 bulharské tranzistory. Jako náhrada vyhoví pravděpodobně bez větších změn v zapojení naše typy KF520, KC509 a KF517. Místo KF517 je možné použít i germaniové typy s velkým proudovým zesilovacím činitelem.

Potenciometrem  $P_1$  se nastavuje nula měřidla, proměnný odpor  $R_1$  slouží ke kalibraci. Na obr. 62 je zapojení přepínačů kresleno v poloze pro měření kladných stejnosměrných napětí pro plnou výchylku 100 mV.

*Radio, Fernsehen, Elektronik č. 20/1971*

Tab. 1. Rozsahy měření měřiče podle obr. 67

$Př_1$ v poloze	Plná výchylka ručky při měření napětí [V] $Př_2$ v poloze 1 $Př_3$ v poloze 1	Plná výchylka při měření proudu [A] $Př_2$ v poloze 1 $Př_3$ v poloze 3 2	Násobič při měření odporů $Př_2$ v poloze 3 $Př_3$ v poloze 1 $Př_4$ v poloze 2
1	—	$10^{-9}$ $3 \cdot 10^{-9}$	100 M $\Omega$
2	0,03	$10^{-8}$ $3 \cdot 10^{-8}$	10 M $\Omega$
3	0,1	$10^{-7}$ $3 \cdot 10^{-7}$	1 M $\Omega$
4	0,3	— —	—
5	1	$10^{-6}$ $3 \cdot 10^{-6}$	100 k $\Omega$
6	3	$10^{-5}$ $3 \cdot 10^{-5}$	10 k $\Omega$
7	10	$10^{-4}$ $3 \cdot 10^{-4}$	1 k $\Omega$
8	30	— —	—
9	100	$10^{-3}$ $3 \cdot 10^{-3}$	100 $\Omega$
10	300	$10^{-2}$ $3 \cdot 10^{-2}$	10 $\Omega$
11	1 000	$10^{-1}$ $3 \cdot 10^{-1}$	1 $\Omega$

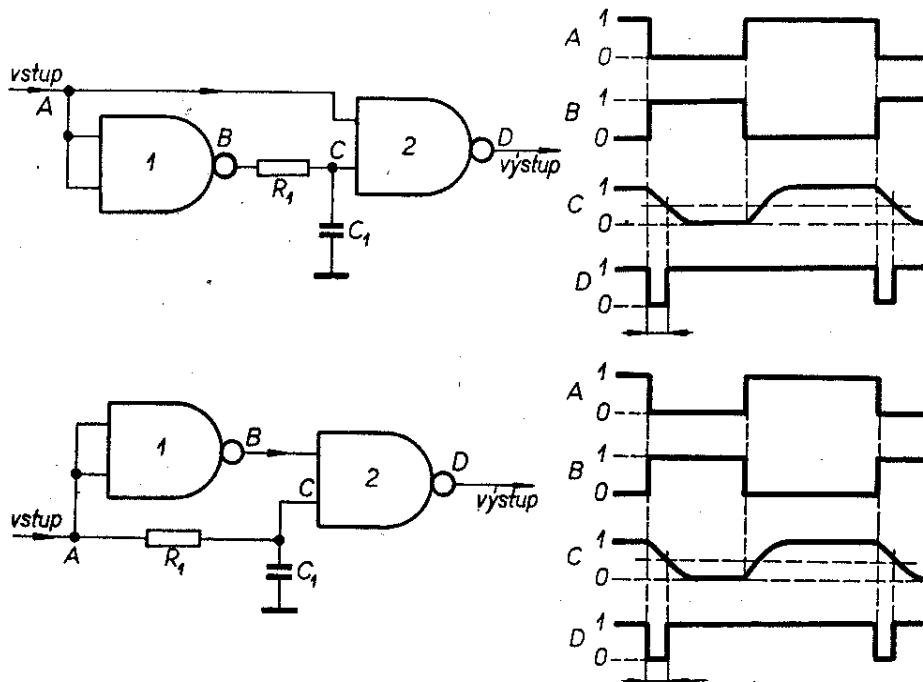
Měřicí rozsahy jsou tedy: 30 mV až 1 000 V,  $10^{-9}$  až 0,3 A a 0,1  $\Omega$  až 1 G $\Omega$ .

# Zapojení s integrovanými obvody

## Monostabilní klopný obvod spouštěný náběžnou hranou

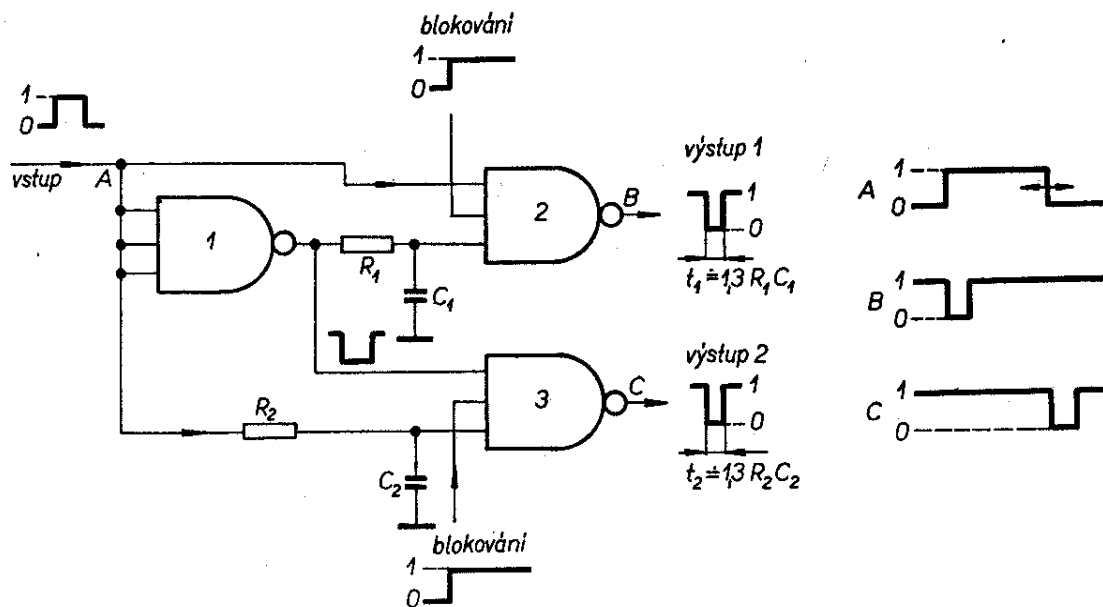
K tvarování impulsů a k vytváření impulsů s přesně definovanou délkou se často používají monostabilní klopné obvody. Dostupnost číslicových obvodů s vazbou TTL dovoluje navrhovat jednoduché mo-

nostabilní obvody se strmými náběžnými a doběžnými hranami. Výstupní impulsy z monostabilního klopného obvodu lze odvozovat od náběžné nebo doběžné hrany budicího impulsu. S dvojicí hradel NAND (polovina obvodu MH7400) lze postavit monostabilní klopný obvod spouštěný náběžnou hranou podle zapojení na obr. 63, nebo monostabilní klopný obvod spouštěný doběžnou hranou podle obr. 64. V obrázcích jsou i průběhy napětí v různých bodech zapojení.



Obr. 63. Zapojení monostabilního klopného obvodu spouštěného náběžnou hranou impulsu

Obr. 64. Zapojení monostabilního klopného obvodu spouštěného doběžnou hranou impulsu



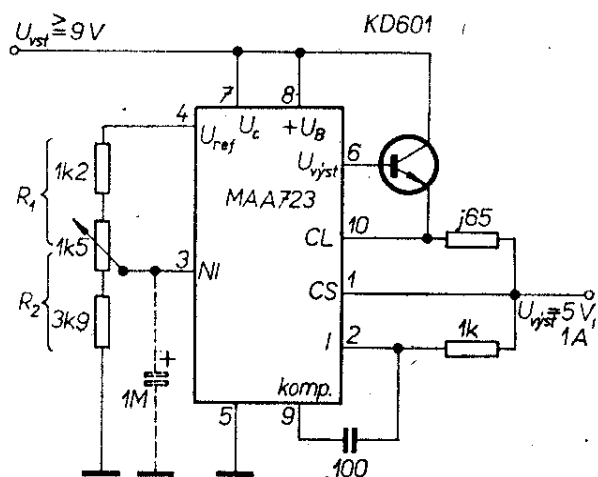
Obr. 65. Zapojení monostabilního klopného obvodu spouštěného náběžnou i doběžnou hranou impulsu

V každém z obvodů se vytváří zpoždění integračním členem  $R_1C_1$ . V obou případech začíná nulový výstupní impuls v okamžiku, kdy jsou na obou vstupech hradla 2 napětí úrovně logické jedničky. Protože hradlo 1 invertuje, je tento okamžik u prvního zapojení v době tly spouštěcího impulsu a u druhého zapojení v době doběhu spouštěcího impulsu. Kondenzátor u jednoho ze vstupů druhého hradla je na napěťové úrovni logické jedničky a počínaje tímto okamžikem se začne vybíjet přes odpor  $R_1$  na napěťovou úroveň logické nuly. Po dobu vybíjení se na výstupu druhého hradla udrží výstupní impuls o úrovni logické nuly. Délka výstupního impulsu je dána přibližně vztahem  $1,3R_1C_1$ .

Obě zapojení je možno sloučit a vytvořit monostabilní klopný obvod, na jehož výstupech budou impulsy odvozené jak od náběžné tak od doběžné hrany. Zapojení obvodu je na obr. 65, využívá tři trojvstupových hradel NAND (obvod MH7410). Zbývající třetí vstup u hradel 2 a 3 se využívá k zablokování funkce monostabilního obvodu. Pokud by toto opatření nebylo nutné, lze k realizaci zapojení použít tři dvojevstupová hradla NAND.

### Stabilizátor napětí +5 V s omezením výstupního proudu na 1 A

V Radiovém konstruktéru č. 6/1970 bylo publikováno zapojení, orientace vývodů z pouzdra a některé parametry monolitického stabilizátoru  $\mu A723$  fy Fairchild. Obdobný monolitický obvod byl vyvinut i n. p. TESLA Rožnov – obvod se má v dohledné době běžně vyrábět pod označením MAA723. Protože několik zapojení, která uvedu v dalším textu, využívá obvodu MAA723, uvedu pro úplnost i některé z jeho parametrů. Maximální napájecí napětí obvodu  $U_B$  a maximální vstupní napětí  $U_C$  jsou 40 V, spodní mez obou napětí je 9,5 V. Pracovní podmínky obvodu lze upravit tak, že můžeme odebrat výstupní napětí v rozmezí 2 až 37 V. Z uvedených údajů vyplývá, že napěťový rozdíl na integrovaném sériovém tranzistoru může být minimálně 3 a maximálně 38 V. Proudová spotřeba vlastního integrovaného obvodu je max. 3,5 mA při napájení napětím 30 V. Součástí ob-



Obr. 66. Zapojení stabilizátoru napětí 5 V/1 A s integrovaným stabilizátorem typu MAA723

(CL – proudové omezení, CS – proudové snímání, I – invertující a NI neinvertující vstup)

vodu je zdroj referenčního napětí, u něhož se připouští tolerance od 6,95 V do 7,35 V. Zdroj referenčního napětí lze zatížit odběrem proudu max. 15 mA. Teplotní součinitel výstupního napětí je lepší než 0,015 %/°C. Stabilita výstupního napětí je lepší než 0,2 %  $U_{vyst}$  při změnách vstupního napětí od 12 do 40 V; při změně proudu do zátěže z 1 mA na 50 mA je v celém rozsahu výstupního napětí lepší než 0,15 %  $U_{vyst}$ . Stabilizátor je vybaven i vestavěným obvodem proudového omezení, který „nasadí“ tehdy, je-li mezi vývody integrovaného obvodu, které jsou připojeny ke vzorkovacímu (snímacímu) odporu, napětí větší nebo rovné 0,65 V.

Na obr. 66 je příklad zapojení monolitického stabilizátoru MAA723 ve zdroji s výstupním napětím 5 V a s výstupním proudem omezeným na 1 A. Stabilizátor lze použít např. k napájení zařízení s číslicovými integrovanými obvody s vazbou TTL. Protože integrovaný obvod může dodávat do zátěže proud maximálně 150 mA a výkonová ztráta při teplotě 40 °C nesmí být větší než 800 mW, je do zapojení přidán tranzistor typu KD601. K vyloučení tolerance referenčního napětí a tolerance odporů je neinvertující vstup zesilovače chybového napětí připojen na běžec potenciometru. Odporů děliče v obvodu referenčního napětí lze určit ze vztahu pro výstupní napětí

$$U_{\text{výst}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{\text{ref}} \quad [V; \Omega, V].$$

U zapojení na obr. 66 lze úpravou odporového děliče nastavit výstupní napětí v rozsahu 2 až 7 V.

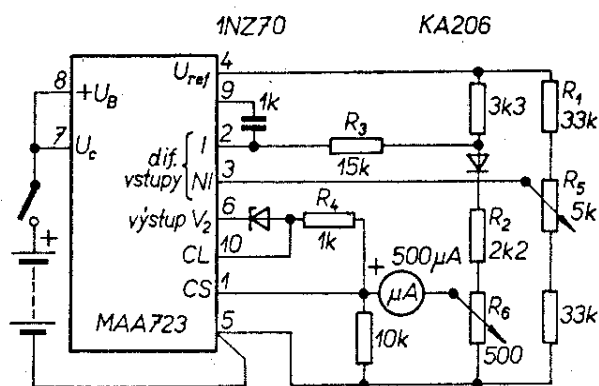
Odpor v sérii s invertujícím vstupem je třeba volit tak, aby byl přibližně roven paralelní kombinaci odporů v děliči u neinvertujícího vstupu. Kondenzátor mezi neinvertujícím vstupem a zemí slouží k potlačení brumu a šumu ve výstupním napětí. Nejsou-li na zdroj kladeny přísné požadavky, lze kondenzátor ze zapojení vypustit. Kondenzátor mezi vývody 2 a 9 slouží k zajištění kmitočtové stability diferenciálního zesilovače. Odpor 0,65  $\Omega$  a vestavěný obvod proudového omezení slouží k omezení výstupního proudu na 1 A.

Při změně vstupního napětí z 9 na 12 V se výstupní napětí změní pouze o 1 mV, při změně výstupního proudu z 10 mA na 1 A se výstupní napětí změní asi o 0,2 mV.

### Elektronický měřič teploty

V technické praxi je často třeba měřit teplotu jak nějakého prostředí, tak např. i teplotu povrchu různých součástek atd. Pro bodová měření je výhodné použít jako čidlo např. miniaturní křemíkové diody, u nichž se mění úbytek napětí na přechodu v propustném směru téměř lineárně s teplotou.

Se snímací diodou a napěťovým regulátorem lze konstruovat teploměr např. podle obr. 67. U tohoto zapojení není třeba uvažovat odpor ručkového mikroampér-



Obr. 67. Zapojení elektronického měřiče teploty

metru, ani kompenzovat obvod termistoru. Další výhodou je velmi malá spotřeba proudu měřicím obvodem, obvykle ne větší než 3 mA.

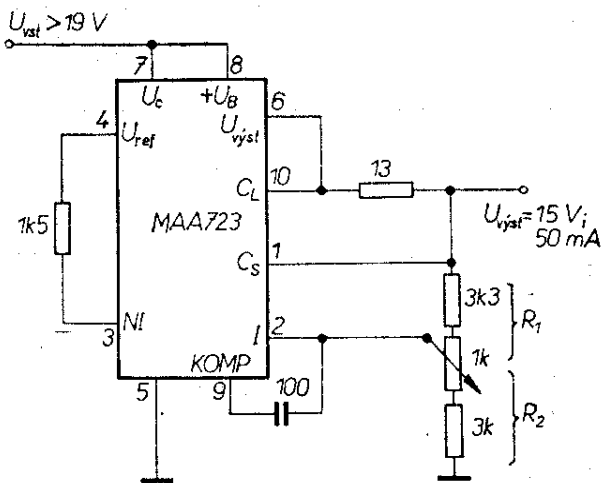
K vývodu 4 (referenční napětí 7,15 V proti vývodu 5) jsou připojeny dva odporové děliče. V jednom z děličů je zapojena i křemíková dioda v propustném směru. Napětí z anody diody je přivedeno na invertující vstup zesilovače chybového napětí a napětí z běžce potenciometru (druhý dělič) na neinvertující vstup stejného zesilovače. Pohybem běžce potenciometru  $R_5$  po odporové dráze nastavíme ručku měřidla na nulu (pro zvolenou základní teplotu). Zvětší-li se teplota, zmenší se napětí na anodě diody a napěťový rozdíl na vstupech zesilovače chybového napětí je tímto zesilovačem zesílen a výsledkem je průtok proudu mikroampérmetrem. Proud bude tak velký, aby se úbytkem napětí na dolní části odporové dráhy potenciometru vykompenzovalo zmenšení úbytků napětí na diodě.

Potenciometrem  $R_6$  lze nastavit citlivost měřiče teploty. Odpor  $R_1$  se volí zkusmo podle použité snímací křemíkové diody. Se vzorkem diody KA206 byl odpor  $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$ . Odpor  $R_3$  lze vyrovnat toleranci odporů, připojených do série se vstupy diferenciálního zesilovače. Tak lze dosáhnout minimálního teplotního driftu proudové vstupní nesymetrie zesilovače. Odpor  $R_4$  spolu s obvodem, vestavěným do monolitické struktury, chrání mikroampérmetr proti proudovému přetížení, neboť omezují výstupní proud na 650  $\mu\text{A}$ .

### Napěťový stabilizátor 15 V s omezením výstupního proudu nad 50 mA

Chceme-li použít obvod s operačním zesilovačem MAA501 až 504, potřebujeme napájecí zdroj s výstupním symetrickým napětím  $\pm 15 \text{ V}$ . Větev kladného napájecího napětí lze realizovat jednoduše právě s dříve popsaným zesilovačem MAA723 v zapojení podle obr. 68.

Výstupní napětí obvodu je větší než jeho referenční napětí. Přivádí-li se na celé referenční napětí na neinvertující vstup, je nutno odvodit z výstupního napětí od-



Obr. 68. Zapojení stabilizátoru napětí 15 V/50 mA

porovým děličem takovou část, která se rovná referenčnímu napětí. Tato část výstupního napětí se přivádí na invertující vstup diferenciálního zesilovače. Omezovací odpor 13 Ω je navržen tak, aby byl omezen proud do zátěže větší než 50 mA. Kdyby měl stabilizátor dodávat do zátěže větší proud, který by znamenal překročení dovolené výkonové ztráty integrovaného obvodu, je třeba připojit k obvodu výkonový tranzistor n-p-n podle obr. 66. K návrhu odporů děliče lze využít vztahu k určení výstupního napětí

$$U_{vyst} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{ref} \quad [V; \Omega, V].$$

### Stabilizátor napětí 100 V s omezením výstupního proudu nad 100 mA

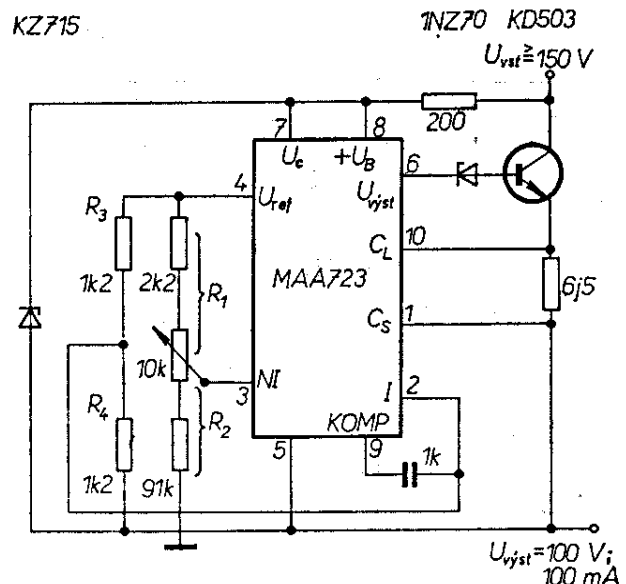
Pro větší výstupní napětí než 38 V lze s integrovaným stabilizátorem konstruovat stabilizátor napětí s tzv. plovoucí zemí integrovaného stabilizátoru. Příklad zapojení pro výstupní napětí 100 V a výstupní proud max. 100 mA je na obr. 69.

Jak vyplývá ze zapojení, je pracovní bod integrovaného obvodu určen napětím Zenerovy diody. Dioda chrání integrovaný obvod před nepřijatelně velkým napětím mezi vývody 8, 7 a 5 (max. 40 V). Vývod 5 integrovaného stabilizátoru „pluje na výstupním napětí“. Pro odvození vztahu k výpočtu odporů v děličích, připojených na vstupy diferenciálního zesilovače chy-

bového napětí, lze jako vztažný potenciál uvažovat buď výstupní napětí nebo potenciál „hlavní“ země. K zjednodušení výpočtu je vhodné volit  $R_3 = R_4$ . Na vývodech těchto odporů (připojených mezi vývody 4 a 5) je referenční napětí, což znamená, že na invertujícím vstupu je napětí  $1/2 U_{ref} + U_{vyst}$  (proti zemi). Pro ustálený stav musí být mezi diferenciálními vstupy nulový rozdíl napětí. Proto napětí na neinvertujícím vstupu proti zemi, tj.  $(U_{ref} + U_{vyst}) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ , musí být stejné, jako již výše určené napětí na invertujícím vstupu. Z této úvahy lze určit vztah pro výstupní napětí

$$U_{vyst} = \frac{U_{ref}}{2} \frac{R_2 - R_1}{R_1} \quad [V; V, \Omega].$$

Volíme-li proto např. odpor  $R_1$ , lze z uvedeného vztahu snadno vypočítat i odpor  $R_2$  pro zvolené výstupní napětí. Potenciometrem lze kompenzovat toleranci odporů a referenčního napětí. Dioda 1N770 se Zenerovým napětím 5 až 6 V pomáhá zmenšit výkonovou ztrátu sériového regulačního tranzistoru. Výstupní proud stabilizátoru je omezen na 100 mA – úbytkem napětí 0,65 V při proudu 100 mA na odporu 6,5 Ω se otevře vestavěný tranzistor, který omezí buzení sériového tranzistoru. Při omezení výstupního proudu je



Obr. 69. Zapojení stabilizátoru napětí 100 V/100 mA

na výkonovém tranzistoru KD503 plně vstupní napětí 150 V, proto musí být tento tranzistor vybrán tak, aby jeho závěrné napětí  $U_{CE0}$  bylo větší než 150 V. V běžném provozu je na tranzistoru pouze rozdíl napětí mezi vstupním a výstupním napětím.

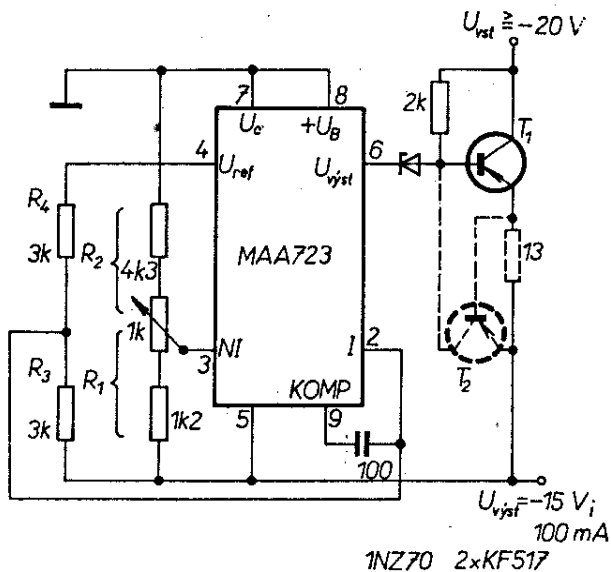
### Stabilizátor napětí -15 V s omezením výstupního proudu nad 50 mA

I větev se záporným napájecím napětím (k napájení operačních zesilovačů) lze vytvořit popsáním integrovaným stabilizátorem MAA723. Zapojení stabilizátoru napětí -15 V je na obr. 70. Za srovnávací napětí je výhodné volit potenciál výstupu; dělič, připojený k referenčnímu napětí lze pak navrhnout se stejnými odpory. Opět můžeme předpokládat, že děliče nejsou zatěžovány vstupními odpory diferenciálních vstupů zesilovače chybového napětí

Napětí na neinvertujícím vstupu je

$U_{výst} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  a napětí na invertujícím vstupu  $-1/2 U_{ref}$ . Z nutné rovnosti obou vztahů můžeme vyjádřit výstupní napětí vztahem

$$U_{výst} = -\frac{1}{2} U_{ref} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

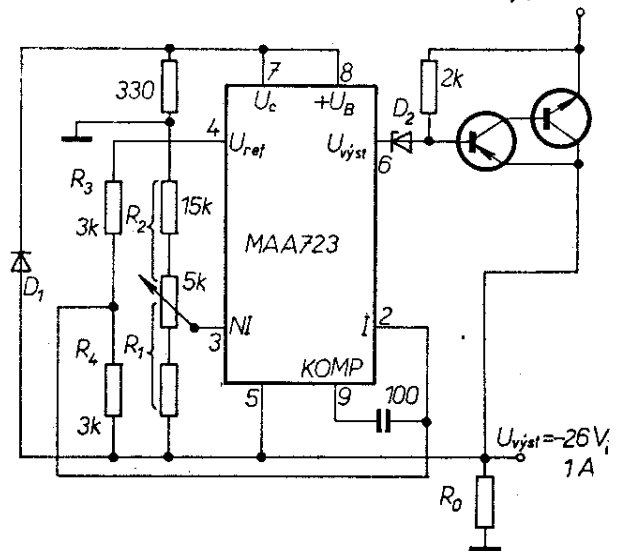


Obr. 70. Zapojení stabilizátoru napětí -15 V/50 mA

KZ725

1N270 KF517 KD602

$-U_{vst} > -(U_{výst} + U_{D1})$



Obr. 71. Zapojení stabilizátoru napětí -26 V

( $D_1$  je Zenerova dioda)

U tohoto zapojení nelze omezit výstupní proud přímo - zařadí-li se však do série s emitorem regulačního tranzistoru snímací odpor 13  $\Omega$ , pak při výstupním proudu 50 mA bude na tomto odporu úbytek napětí 0,65 V. Tento úbytek napětí stačí k otevření vnějšího tranzistoru  $T_2$  a tím k přivření tranzistoru  $T_1$ .

### Stabilizátor napětí -26 V

Pro výstupní napětí -26 V by v zásadě bylo možné použít zapojení na obr. 70. Dodával-li by však transformátor měkčí napájecí napětí, mohlo by při menších zatěžovacích proudech vstupní napětí překročit -40 V, čímž by byl ohrožen integrovaný obvod (maximální dovolené napětí je právě 40 V). Proto bylo vyvinuto zapojení podle obr. 71, které lze použít k získání výstupního napětí většího nebo menšího než -38 V. Zenerovou diodou  $D_1$  je zajištěno, že napětí mezi vývody 7, 8 a 5 integrovaného obvodu nebude větší než 40 V.

K získání většího výstupního proudu je použit výkonový tranzistor typu KD602, jako druhý tranzistor lze použít např. KF517. Výstupní proud lze omezit podobně jako u zapojení na obr. 70.

Integrovaný obvod pracuje opět s tzv. plovoucí zemí; plovoucí zem je na úrovni

výstupního napětí. Pro správný pracovní režim je třeba zajistit minimální proudové zatěžování integrovaného obvodu, např. max. proudem 10 mA (přes odpor  $R_0$ ).

K určení výstupního napětí lze použít vztah

$$U_{\text{výst}} = - \frac{U_{\text{ref}}}{2} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \text{ při } R_3 = R_4.$$

Odpory, uvedené ve schématu, platí pro výstupní napětí  $-26 \text{ V}$ .

### Stereofonní dekodér pro VKV

V různých časopisech byla již popsána řada aplikací operačních zesilovačů MAA501 až 504. Jako další příklad užitečné a cenově dostupné aplikace je návrh stereofonního dekodéru s operačním zesilovačem MAA501. Zapojení stereofonního dekodéru je na obr. 72.

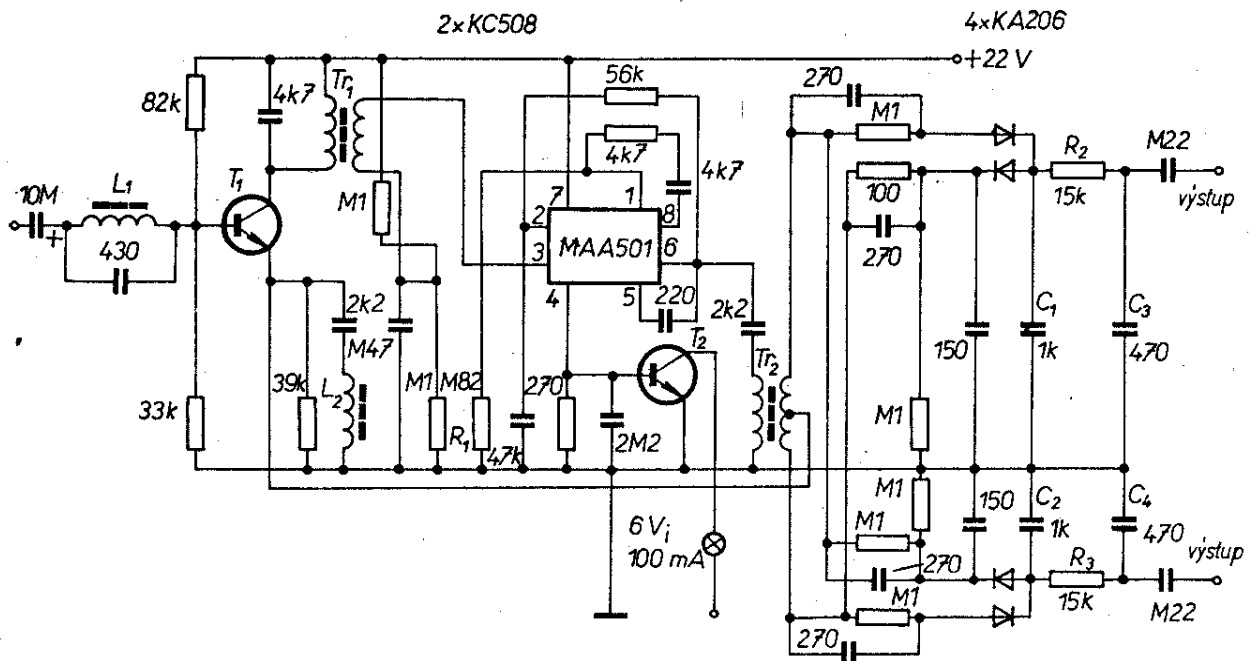
Zapojení lze rozložit do tří základních částí: zesilovač pilotního signálu o kmitočtu 19 kHz, zdvojovač kmitočtu se zesilovačem a diodový multiplex.

Tranzistor  $T_1$  pracuje jako selektivní zesilovač na kmitočtu 19 kHz a jako emitorový sledovač. Velké selektivity a potlačení signálů o jiných kmitočtech než 19 kHz se dosáhlo použitím transformátoru  $Tr_1$  a cívkou  $L_1$  v paralelním rezo-

nančním obvodu. Výstup z emitoru tranzistoru  $T_1$  má malou impedanci – z něho se vede signál na odbočku transformátoru  $Tr_2$ .

Signálem 19 kHz ze sekundárního vinutí transformátoru  $Tr_1$  je buzení operační zesilovač typu MAA501 ( $\mu\text{A}709$  apod.). Operační zesilovač tento signál zesílí a upraví ke zdvojení na 38 kHz. Signál se upravuje změnou pracovního režimu druhého stupně operačního zesilovače vložením odporu  $R_1$  mezi vývod 1 a zem. Takto se signál o kmitočtu 19 kHz jednostranně omezí a přivádí na primární vinutí transformátoru  $Tr_2$ , jenž je laděn na 38 kHz. Přivede-li se současně na střed sekundárního vinutí transformátoru  $Tr_2$  složený stereofonní signál, vznikne, jako výsledek amplitudově modulovaný signál. Diody k dekódování jsou navázány na sekundární vinutí  $Tr_2$  s obvodem RC s časovou konstantou  $27 \mu\text{s}$ . Kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  filtrují zbytky signálu 38 kHz. Výsledné nf signály levého i pravého kanálu pak procházejí odpory a kondenzátory, které slouží jako deefáze ( $R_2, R_3, C_3, C_4$ ).

Vlivem velmi dobrého omezení signálu na operačním zesilovači nevzniká při změnách úrovně vstupního signálu pozorovatelný fázový posuv. K fázovému posuvu nedojde ani při změnách napájecího na-



Obr. 72. Zapojení stereofonního dekodéru pro VKV

### Parametry stereofonního dekodéru

Oddělení kanálů	100 Hz	1 kHz	10 kHz
Vstupní signál 1 V z levého do pravého kanálu:	33 dB,	33 dB,	18 dB.
Vstupní signál 1 V z pravého do levého kanálu:	33 dB,	33 dB,	18 dB.
Vstupní signál 45 mV z levého do pravého a z pravého do levého kanálu:	27 dB,	27 dB,	27 dB.
Vstupní impedance dekodéru:	22 kΩ.		
Výstupní impedance:	47 kΩ.		
Zkreslení při vstupním signálu mono 1 V:		0,25 %.	
Napájecí napětí:	16 až 28 V.		

pětí. Proto je i výsledné oddělení kanálů (separace kanálů) velmi dobré.

K indikaci stereofonního signálu je vložen mezi vývod 4 a zem operačního zesilovače snímací odpor, na němž vzniká napětí, které otevírá tranzistor  $T_2$ ; tranzistor má v kolektoru indikační žárovku a ta se při příjmu stereofonního signálu rozsvítí (je napájena kladným napětím).

Ke správné činnosti stereofonního dekodéru je pouze třeba párovat diody multiplexu a dobře naladit rezonanční obvody.

Cívka  $L_1$  má mít indukčnost 13 mH, cívka  $L_2$  30 mH. Transformátor  $Tr_1$  pro 19 kHz má mít 150 z; je navinut dvěma dráty současně. Transformátor  $Tr_2$  má indukčnost primárního vinutí 8 mH a jeho sekundární vinutí má asi 100 závitů. Jiné údaje o cívkách v původním pramenu bohužel nejsou.

*Všechny příklady zapojení v této části RK (Zapojení s integrovanými obvody) byly vybrány z firemní literatury n. p. TESLA Rožnov, fy Fairchild a fy Texas Instruments.*

## Různě aplikovaná elektronika

### Elektronická kukačka

Popsané zařízení bylo původně použito jako „srdce“ hodin, v nichž se porouchala

původní „kukačka“. Lze ho však použít i jako originální zvonek do bateriového budíku, jako domovní zvonek atd.

Zapojení elektronické kukačky se skládá z generátoru sinusového signálu, jehož kmitočet lze přepínat (Meissnerův oscilátor,  $T_3$ ), kmitavého obvodu  $L_1$ ,  $C_6$  (popř.  $C_6 + C_7$ ), astabilního multivibrátoru s tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  a ze zesilovače s tranzistorem  $T_4$  (obr. 73). Multivibrátor je s oscilátorem vázán obvodem, jehož činnost lze stručně popsat takto: předpokládejme, že  $T_1$  multivibrátoru je otevřen a  $T_2$  nevede. Oscilátor pak kmitá na kmitočtu, který je určen indukčností cívky  $L_1$  a kapacitou kondenzátoru  $C_6$ . Tón tohoto kmitočtu je jedním tónem hlasu kukačky. Kondenzátor  $C_7$  se v zapojení neuplatní, neboť je vlastně odpojen tím, že je dioda  $D_5$  uzavřena – anoda diody je připojena (příp. přes odpor) na zbytkové napětí tranzistoru  $T_1$ , které je tak malé, že ji nevede do vodivého stavu.

Po krátké době, dané časovou konstantou  $C_1(R_1 + R_3)$ , se multivibrátor překlápí a povede tranzistor  $T_2$ , zatímco  $T_1$  bude uzavřen. V tom případě se otevře dioda  $D_5$ , poteče jí proud. Dioda představuje pro střídavé napětí malý odpor, přes který je připojen kondenzátor  $C_7$  jedním pólem se zemí. Přes velmi malý vnitřní odpor baterie je kondenzátor  $C_7$  připojen vlastně paralelně ke kondenzátoru  $C_6$  – kapacita těchto paralelně spojených kondenzátorů způsobí, že oscilátor bude kmitat na nižším kmitočtu – tím se získá druhý tón hlasu kukačky.

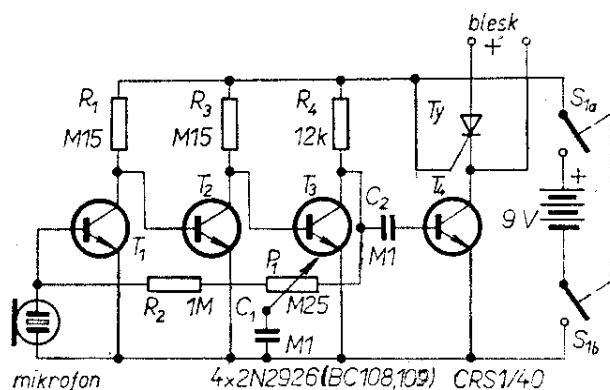


## Akustický spínač k ovládání blesku

Touha po neběžných snímcích přivedla konstruktéra-fotoamatéra na myšlenku, zhotovit spínač (nebo spouštěč) blesku, ovládaný zvukem. Je zřejmé, že lze např. velmi obtížně vystihnout okamžik odpálení blesku, chceme-li např. fotografovat talíř přesně v tom okamžiku, když dopadne na zem, zápalku přesně v okamžiku škrtnutí apod.

Akustický spínač pro odpálení blesku je velmi jednoduchý; jde o obvod s tyristorem, u něhož je přívod kladného napětí k blesku připojen na anodu tyristoru a přívod záporného napětí na katodu tyristoru. Zvuk se snímá malým krystalovým mikrofonom, zesiluje třítranzistorovým zesilovačem, usměrňuje a tvaruje na impuls, který otevře tyristor. Tyristor pak odpálí blesk.

V zapojení na obr. 74 jsou první tři tranzistory zapojeny jako nf zesilovač s velkým zesílením. Použité tranzistory



Obr. 74. Akustický spínač k ovládání blesku

lze beze změny zapojení nahradit tuzemskými typy KC509 nebo KC508. Tento třítranzistorový zesilovač odebírá ze zdroje napájecího napětí proud asi 1 mA. Citlivost zesilovače lze nastavit potenciometrem 250 k $\Omega$  ve větvi zpětné vazby.

Zesílený nf signál na kolektoru  $T_3$  se vede přes kondenzátor 0,1  $\mu$ F na bázi posledního tranzistoru; tranzistor signál usměrní a dodává proudové impulsy, jimiž lze ovládat činnost tyristoru.

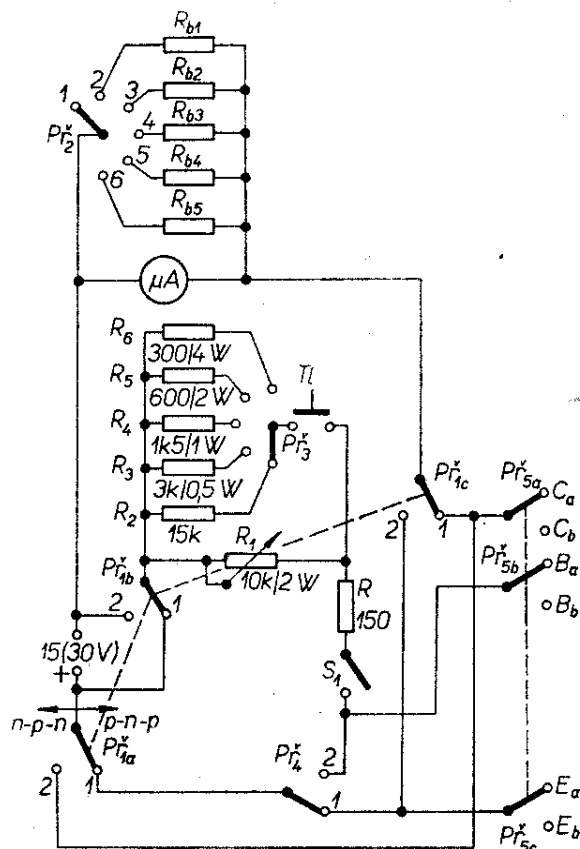
*Practical Electronics*, červen 1970

## Konstrukční část

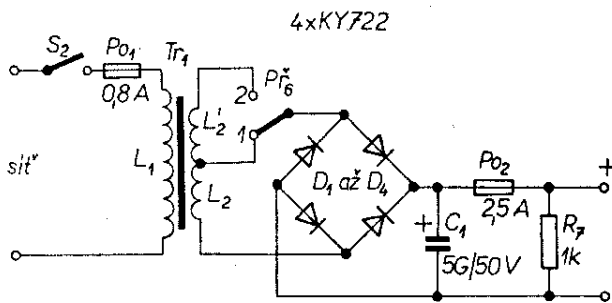
### Měřič proudového zesílení výkonových tranzistorů

Protože jsem měl v minulém roce „v plánu“ stavbu výkonového nf zesilovače a experimenty s různými koncovými stupni, potřeboval jsem měřit použité výkonové tranzistory – jejich zbytkové proudy, zesílení atd. Během stavby zesilovačů jsem pak potřeboval zjistit, do jaké míry je u toho či jiného zesilovače činnost závislá na dokonalosti párování výkonových tranzistorů – proto jsem zavřhl metodu měření parametrů výkonových tranzistorů dvěma univerzálními měřidly, která je zdlouhavá, a hledal cestu, jak nejjednodušším způsobem zhotovit měřič výkonových tranzistorů, příp. i s možností párování tranzistorů.

Protože mi bylo jasné, že jde o jednoúčelový přístroj, který budu používat jen



Obr. 75. Zapojení měřiče proudového zesílení.  $P_{1b}$  má mít vlevo polohu 1 a vpravo 2



Obr. 76. Zdroj napájecího napětí

občas, chtěl jsem zároveň, aby přístroj byl zhotoven ze součástek, které patří do tzv. šuplíkových zásob. Nakonec jsem zhotovil a vyzkoušel přístroj, jehož schéma je na obr. 75.

Koncepce přístroje vychází z měřiče tranzistorů, který byl uveřejněn v AR 3/71. Přístroj je doplněn zdrojem napájecího napětí podle obr. 76, jako měřidlo lze použít externí měřicí přístroj (např. Avomet); přístroj umožňuje měřit zbytkový proud  $I_{CE0}$ , zbytkový proud  $I_{CB0}$  a stejnosměrný proudový zesilovací činitel. Proudový zesilovací činitel lze měřit při napájecím napětí 15 nebo 30 V a při pěti různých proudech báze: 1, 5, 10, 25, 50 mA (při napětí 15 V), nebo 2, 10, 20, 50, 100 mA (při napětí 30 V).

Zdroj, jak je nakreslen na obr. 76, je navržen pro maximální výstupní proud 2 A – pokud ho budeme používat častěji a déle, je vhodné použít jako usměrňovací prvky diody typu KY710. Odpor na výstupu slouží jako stálá zátěž, přes níž se vybíjí náboj filtračního kondenzátoru při přepnutí zdroje z většího napětí na menší. Je samozřejmě možné použít jako zdroj pro měřič jakýkoli zdroj stejnosměrného napětí a podle napětí pak upravit odpory, určující proud báze měřeného tranzistoru (nebo proud báze změřit).

### Popis činnosti

Při měření a zkoušení tranzistorů si zvolíme nejdříve podle jejich vodivosti polaritu napájecího napětí přepínačem  $Př_1$ . Tranzistor (nebo tranzistory) zasuneme do objímky (objímek), případně připevníme k jeho vývodům vývody z přepínače  $Př_5$  krokosvorkami. Přepínač  $Př_4$  je v poloze 1, tzn. že není připojena báze tranzistoru (tranzistorů). Přepínač  $Př_2$

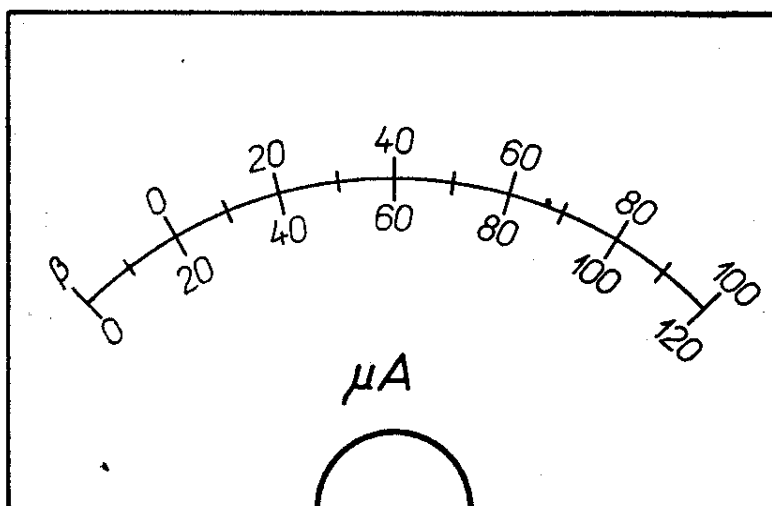
rozsahů měřicího přístroje přepneme do polohy, odpovídající největšímu měřenému proudu, aby případný zkrat mezi kolektorem a emitorem nezničil měřidlo (totéž platí při použití externího měřidla). Zvolíme měřicí napětí tak, abychom nepřekročili dovolené napětí (podle katalogu). Na měřidle pak čteme přímo zbytkový proud kolektor-emitor. Germaniové tranzistory mají podle kolektorové ztráty zbytkový proud kolektor-emitor řádu jednotek až desítek mA, křemíkové řádu desetin až jednotek  $\mu$ A.

Přepneme-li přepínač  $Př_4$  do polohy 2, můžeme číst na měřidle zbytkový proud kolektor-báze. U germaniových i křemíkových tranzistorů závisí tento zbytkový proud opět na jejich kolektorové ztrátě – např. u germaniových tranzistorů s kolektorovou ztrátou asi 5 W je zhruba až 100  $\mu$ A i více. Čím menší je zbytkový proud, tím lepší je tranzistor. U křemíkových tranzistorů je zbytkový proud opět až o několik řádů menší. Skončíme-li měření zbytkového proudu kolektor-báze, vrátíme přepínač  $Př_4$  do polohy 1.

Potenciometr (proměnný odpor) 10 k $\Omega$  nastavíme na největší odpor. Sepneme spínač  $S_1$ . Přepínač rozsahů ampérmetru přepneme opět do polohy 5 nebo 6. Do báze měřeného tranzistoru přivádíme určitý proud (přes proměnný odpor a odpor 150  $\Omega$ ) – měřidlo ukáže určitou výchylku. Tento obvod slouží ke kompenzaci zbytkového proudu kolektor-emitor při měření proudového zesilovacího činitele. Běžec proměnného odporu pak nastavíme tak, aby ručka měřidla byla na nule na horní stupnici měřidla (obr. 77). Nula na horní stupnici odpovídá podle nastavení přepínače  $Př_2$  proudu 0,02, 0,2, 2, 20, 200 nebo 400 mA. Přepnutím přepínače  $Př_5$  zvolíme proud báze, při němž chceme měřit zesílení tranzistoru. Stisknutím tlačítka přivádíme tedy do báze měřeného tranzistoru proud, který známe; pro zvolené napájecí napětí 15 a 30 V jsou to v jednotlivých polohách přepínače  $Př_3$  tyto proudy:

poloha přepínače	napájecí napětí	proud báze
1	15 V	1 mA
1	30 V	2 mA

Obr. 77. Úprava stupnice měřidla



2	15 V	5 mA
2	30 V	10 mA
3	15 V	10 mA
3	30 V	20 mA
4	15 V	25 mA
4	30 V	50 mA
5	15 V	50 mA
5	30 V	100 mA

činitele vypočítat (= změnu proudu kolektoru dělíme změnou proudu báze).

Nepoužijeme-li jako měřidlo Avomet, je vhodné použít měřidlo se základní citlivostí 100  $\mu$ A. Citlivost měřidla měníme bočníky, odpor bočnicků vypočítáme ze vztahu

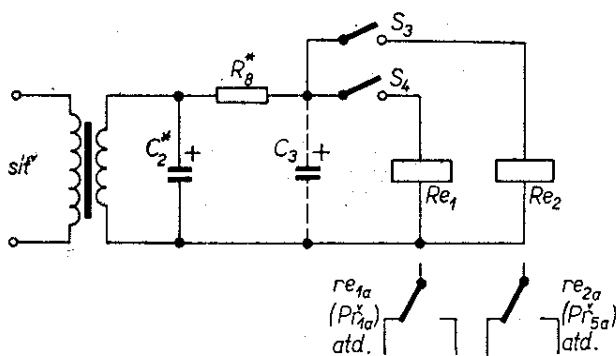
$$R_x = \frac{R}{n - 1},$$

Je-li např. napájecí napětí 15 V a přepínač  $Př_3$  ve třetí poloze, protéká bází měřeného tranzistoru navíc proud 10 mA. Má-li měřený tranzistor proudový zesilovací činitel 50, ukáže měřidlo, že tranzistorem protéká proud  $200 + 500 = 700$  mA, tento proud přečteme na spodní stupnici a na horní (obr. 80) čteme přímo velikost proudového zesilovacího činitele. V šesté poloze  $Př_2$  nebude souhlasit cejchování stupnice se skutečností, neboť měřicí rozsah není desetinásobkem předchozího rozsahu – v tomto případě musíme velikost proudového zesilovacího

kde  $R_x$  je odpor bočnicku v ohmech,  $R$  je odpor měřidla a  $n$  poměr požadovaného rozsahu k dosavadnímu. Při použití různých typů měřidel jsou orientační odpory bočnicků v tab. 2.

Tab. 2. Přibližný odpor bočnicků pro měřidla různých typů se základním rozsahem 100  $\mu$ A

Typ měřidla	DHR5	DHR8	MP80	MP120
Odpor $R$ [ $\Omega$ ]	3 500	1 200	1 800	
$R_b$ při rozsahu [mA]				
0,12	17 500 $\Omega$	6 000 $\Omega$	9 000 $\Omega$	
1,2	318	109	163 $\Omega$	
12	31	11	16 $\Omega$	
120	3	1	1,6 $\Omega$	
1 200	0,3	0,1	0,16 $\Omega$	
2 400	0,15	0,05	0,08 $\Omega$	



Obr. 78. Náhrada přepínačů  $Př_1$  a  $Př_5$  relé

Upozorňuji, že se odpor  $R$  měřidel liší od jmenovité velikosti až o 25 %, výpočet bočnicků je tedy jen informativní a měřidlo se musí ocejchovat srovnáním s přesným měřidlem.

## Mechanická konstrukce

Při konstrukci jsem nakonec zvolil uspořádání s vnějším zdrojem napájecího napětí; napájecí napětí indikuje malé (výprodejní) měřidlo (viz obrázky na titulní straně a na 4. str. obálky). Protože jsem nemohl sehnat (a ani neměl v zásobách) přepínače k přepínání n-p-n – p-n-p a k přepínání měřených tranzistorů (musí snést proud přes kontakty až 2 A), použil jsem jako  $Př_1$  a  $Př_5$  kontakty relé; relé jsou zapojena podle obr. 78. Relé mají v klidové poloze (tj. v poloze n-p-n, tj. v poloze 2 přepínače  $Př_1$  a v poloze A u přepínače  $Př_5$ ) sepnuty dva kontakty, jsou tedy v této poloze „bez proudu“. Je to řešení nouzové, které prodraží celou stavbu – nebylo však vyhnouti. Relé jsou typu RP 100 s cívkou pro 20 V. Spínací proud je asi 50 až 70 mA.

Také přepínač  $Př_2$  musí být robustní, jeho kontakty musí mít co nejmenší přechodový odpor a musí snést velký proud bez zahřátí nebo poškození.

Vývody z kontaktů A a B přepínače  $Př_5$  lze udělat různě – já jsem volil jakousi objímku, která nedovolí zapojit tranzistor obráceně – navíc je pro rychlá měření vývod pro připojení kolektoru zhotoven lankem, ukončeným krokosvorkou.

Použité odpory nemusí být (kromě odporů bočniců ampérmetru) vybírány – nezávisí totiž na přesném určení absolutní velikosti proudového zesilovacího činitele; při párování tranzistorů je spíše třeba, aby proud báze u obou tranzistorů byl stejný – to je zajištěno konstrukcí přístroje.

## Použité součástky

### Odpory

Odpory u přepínače  $Př_3$   
15 k $\Omega$ , 0,25 W; 3 k $\Omega$ , 0,5 W; 1,5 k $\Omega$ , 1 W; 600  $\Omega$ , 2 W; 300  $\Omega$ , 4 W

Odpory u přepínače  $Př_2$  (bočnicíky)

viz text

Ostatní odpory

$R_1$  150  $\Omega$ , 0,25 W

proměnný odpor (potenciometr) 10 k $\Omega$ /2 W, drátový

### Přepínače

$Př_1$  třikrát dvě polohy, kontakty pro proud až 2 A  
 $Př_2$  šest poloh (nebo více), robustní, nejlépe ze starého Avometu apod.

$Př_3$  pět poloh (maximální proud kontakty 100 mA)

$Př_4$  páčkový přepínač (tzv. síťový)

$Př_5$  třikrát dvě polohy, kontakty pro proud až 2 A

S spínač (tzv. síťový)

síťový transformátor  $Tr$  jádro M34a, prim. 830 z drátu

o  $\varnothing$  0,5 mm, sek. 2  $\times$  56 z drátu o  $\varnothing$  1,5 mm

diody KY722, popř. KY710, 4 ks

kondenzátor 5 000  $\mu$ F/50 V

odpor 1 k $\Omega$ /2 W

pojistky 2,5 A, 0,8 A

a další drobný materiál: knožíky, pájecí lišty atd.

## OBSAH

### Quem ad finem

### Zajímavá a praktická zapojení 6

### Napájecí zdroje, stabilizátory, regulační obvody

Sériový stabilizátor napětí . . . . .	2
Zdroj stabilizovaného napětí bez transformátoru . . . . .	4
Laboratorní zdroj stabilizovaného napětí . . . . .	5
Řízení rychlosti otáčení malých stejnosměrných motorků . . . . .	7
Stabilizátor střídavého napětí s tyristory . . . . .	10

### Nízkofrekvenční technika

Nf předzesilovač využívající techniky operačních zesilovačů . . . . .	13
Jakostní nf koncový zesilovač 20 W . . . . .	16
Obvod se zvláštními tónovými korekcemi . . . . .	17
Korekční zesilovač pro přepis záznamů z gramofonových desek . . . . .	19
„Tone balance control“ . . . . .	21
Nf oscilátor s kapacitní diodou . . . . .	22
Oscilátor LC pro elektronické varhany . . . . .	24

Generátor RC . . . . .	25
Jednoduchý světelný telefon . . . . .	26
Tranzistorové zesilovací stupně s velkým vstupním odporem . . . . .	28
<b>Přijímací technika</b>	
Přijímač se čtyřmi tranzistory pro příjem na třech pásmech . . . . .	32
Jednoduchý přijímač s AVC pro příjem na SV a DV . . . . .	33
Žárovková indikace vyladění pro stereofonní přijímače . . . . .	35
Obrazový mf zesilovač bez cívek . . . . .	36
Oscilátor a směšovač pro přijímač AM . . . . .	37
<b>Měřicí technika</b>	
Kmitočtový standard . . . . .	38
Univerzální měřicí přístroj s operačním zesilovačem . . . . .	40
Horizontální a vertikální zesilovač tranzistorového osciloskopu . . . . .	41
Jednoduchý zkoušeč nf, mf a vf obvodů . . . . .	43
Jednoduchý tranzistorový osciloskop . . . . .	44
Měřič zkreslení . . . . .	45
Přímoukazující měřič kmitočtu . . . . .	46
Voltohmometr s tranzistory MOSFET . . . . .	49
<b>Zapojení s integrovanými obvody</b>	
Monostabilní klopný obvod spouštěný náběžnou hranou . . . . .	50
Stabilizátor napětí +5 V s omezením výstupního proudu na 1 A . . . . .	51
Elektronický měřič teploty . . . . .	52
Napěťový stabilizátor 15 V s omezením výstupního proudu nad 50 mA . . . . .	52
Stabilizátor napětí 100 V s omezením výstupního proudu nad 100 mA . . . . .	53
Stabilizátor napětí -15 V/50 mA . . . . .	54
Stabilizátor napětí -26 V . . . . .	54
Stereofonní dekodér pro VKV . . . . .	55
<b>Různě aplikovaná elektronika</b>	
Elektronická kukačka . . . . .	56
Akustický spínač k ovládání blesku . . . . .	58
<b>Konstrukční část</b>	
Měřič proudového zesílení výkonových tranzistorů . . . . .	58

**RADIOVÝ KONSTRUKTÉR** – vydává vydavatelství MAGNET, Praha 1, Vladislavova 26, telefon 260651-9 ● Šéfredaktor ing. František Smolík ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, tel. 296930 PSČ 120 00 ● Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, ing. J. Čermák, CSc., J. Dlouhý, K. Donát, I. Harminec, L. Hlinský, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, ing. F. Králík, ing. J. Navrátil, K. Novák, ing. O. Petráček, A. Pospíšil, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, J. Ženíšek ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 4,50 Kčs, pololetní předplatné 13,50 Kčs, roční předplatné 27,— Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil MAGNET – administrace, Praha 1, Vladislavova, 26, PSČ 113 66. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohlédací pošta 07 ● Tiskne Polygrafia závod 01, Svobodova 1, 128 17 Praha – Vyšehrad ● Za původnost příspěvku ručí autor. Redakce rukopis vrátí, bude-li vyžádán a bude-li připojena frankovaná obálka se zpětnou adresou ● Toto číslo vyšlo 22. března 1973.

© Vydavatelství Magnet Praha

## TESLA

### PRODEJNY TESLA V ČSR

- PRAHA 1, Dlouhá 36 - tel. 634 16
- PRAHA 1, Dlouhá 15 - tel. 664 46
- PRAHA 1, Martinská 3 - tel. 240 732
- PRAHA 1, Soukenická 3  
(prodejna II. jakosti) - tel. 661 61
- PRAHA 2, Slezská 6 - tel. 257 172
- PRAHA 8, Sokolovská 95
- KLDNO, Čs. armády 590 - tel. 3112
- ČESKÉ BUDĚJOVICE,  
Jírovцова 5 - tel. 73 15
- PARDUBICE,  
Palackého třída 580 - tel. 200 96
- HRADEC KRÁLOVÉ,  
Dukejská 7/663 - tel. 242 53
- ÚSTÍ NAD LABEM,  
Pařížská 19 - tel. 260 91
- DĚČÍN, Prokopa Holého 21 - tel. 5647
- CHOMUTOV,  
Puchmajerova 2 - tel. 3384
- LIBEREC, Pražská 24/142 - tel. 222 23
- JABLONEC NAD NISOU, Lidická 8 -  
tel. 5936
- TEPLICE V ČECHÁCH,  
28. října 858 - tel. 4664
- CHEB, tř. ČSSP 26 - tel. 225 87
- BRNO, tř. Vítězství 23 - tel. 235 70
- BRNO, Františkánská 7 - tel. 259 50
- JIHLÁVA, nám. Míru 66 - tel. 258 78
- PROSTĚJOV,  
Žižkovo nám. 10 - tel. 3791
- HODONÍN,  
Gottwaldovo nám. - 13 tel. 2144
- OSTRAVA 1,  
Gottwaldova 10a - tel. 204 08
- HAVÍŘOV VI,  
Zápotočského 63 - tel. 716 23
- FRÝDEK-MÍSTEK,  
Dům služeb, sídliště Riviéra - tel. 4494
- KARVINÁ VI,  
Čapkova ul. 1516 - tel. 466 54
- KRÁLÍKY, nám. ČSA 362 - tel. 931 298
- OLOMOUC,  
nám. Rudé armády 21 - tel. 7788
- OSTRAVA 8 - PORUBA,  
Dělnická 387 - tel. 448 124
- LANŠKROUN, Školní 128/I - tel. 430
- UHERSKÝ BROD,  
Moravská 92 (Zásilková služba) - tel. 2881

### PRODEJNY TESLA V SSR:

- BRATISLAVA,  
Červenej armády 8 - tel. 529 83, 562 92
- BRATISLAVA,  
Červenej armády 10 - tel. 563 35
- TRENČÍN, Ľudový hájik 3 - tel. 5349
- TRNAVA, Jilemnického 34 - tel. 224 00
- BANSKÁ BYSTRICA,  
Malinovského 2 - tel. 244 44
- NIŽNÁ NAD ORAVOU,  
Dům služieb - tel. 3330
- KOŠICE - NOVÉ MESTO,  
Dom služieb Luník I - tel. 352 04
- KOŠICE, STARÉ MESTO,  
Leninova 110 - tel. 218 12
- MICHALOVCE,  
Dom služieb - II. patro - tel. 2820
- PREŠOV,  
Slovenskej republiky rad 5 - tel. 344 36
- TREBIŠOV, Dom služieb - tel. 3328

# JEDINÁ SVÉHO DRUHU! PRO VŠECHNY AMATÉRY I PROFESIONÁLY!

ROČENKA AMATÉRSKÉHO RADIA je vlastně katalogem vybraných zahraničních i tuzemských polovodičových prvků. Přináší údaje našich, sovětských, západoevropských, polských, maďarských, rumunských, japonských a dalších tranzistorů, údaje tranzistorů FET všech světových výrobců, údaje polovodičových diod, Zenerových diod, referenčních diod a diod s napětově závislou kapacitou. U všech prvků jsou uvedeny základní a mezní parametry, zapojení patice, výrobce, typické použití, technologie výroby apod.

ROČENKA AMATÉRSKÉHO RADIA zahrnuje i údaje nejnovějších prvků i těch, které právě přicházejí na trh.

ROČENKA AMATÉRSKÉHO RADIA bude mít asi 200 stran, cena 25,— Kčs. Vyjde v březnu a bude k dostání ve všech prodejnách PNS a ve vybraných prodejnách n. p. Kniha. Můžete si ji objednat také připojeným objednacím lístkem.

Objednávám  
ROČENKU AMATÉRSKÉHO RADIA

počet kusů \_\_\_\_\_

Jméno \_\_\_\_\_

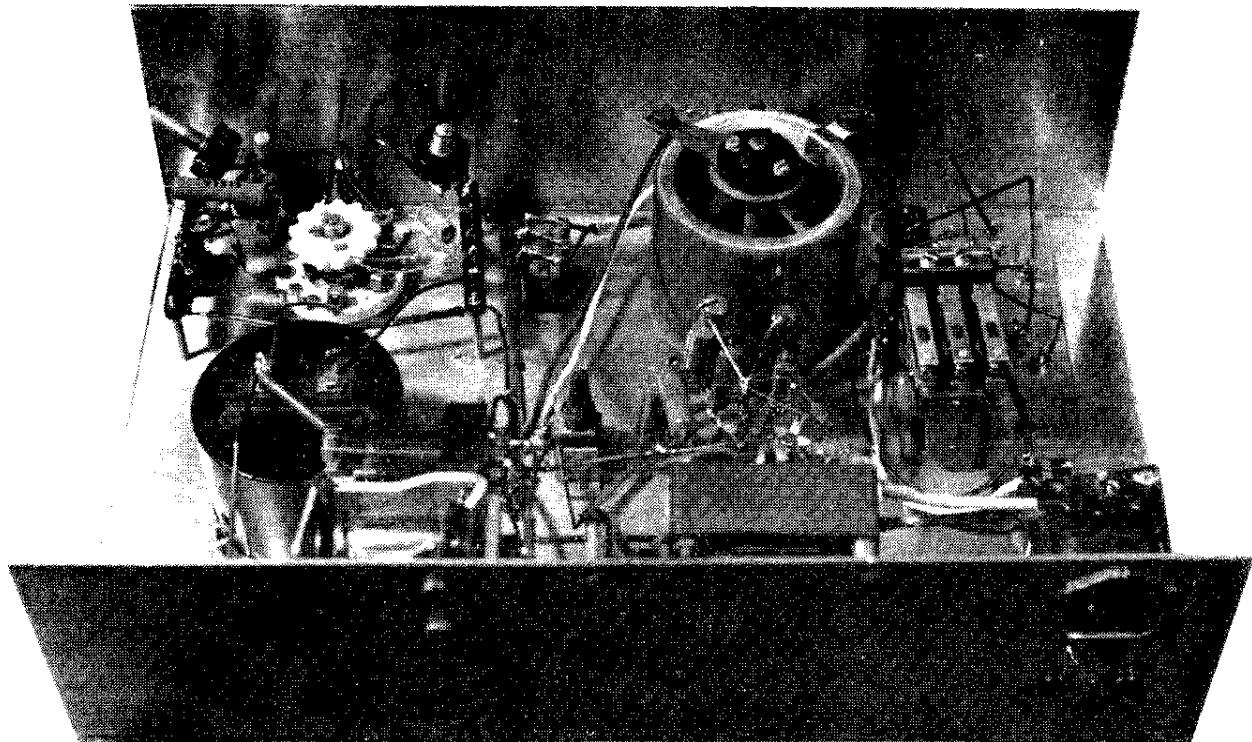
Adresa: \_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

Datum a podpis: \_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_

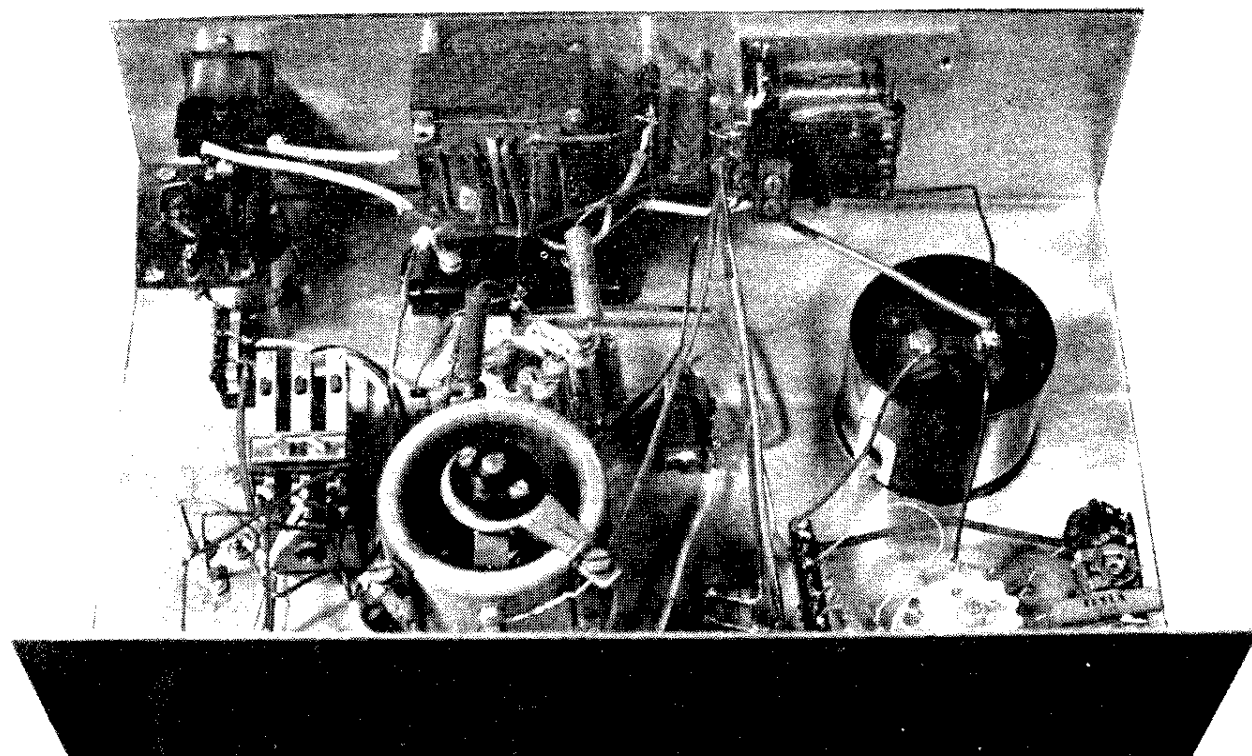
NEFRANKUJTE!  
Věc služby spojové

POŠTOVNÍ NOVINOVÁ SLUŽBA  
okresní administrace

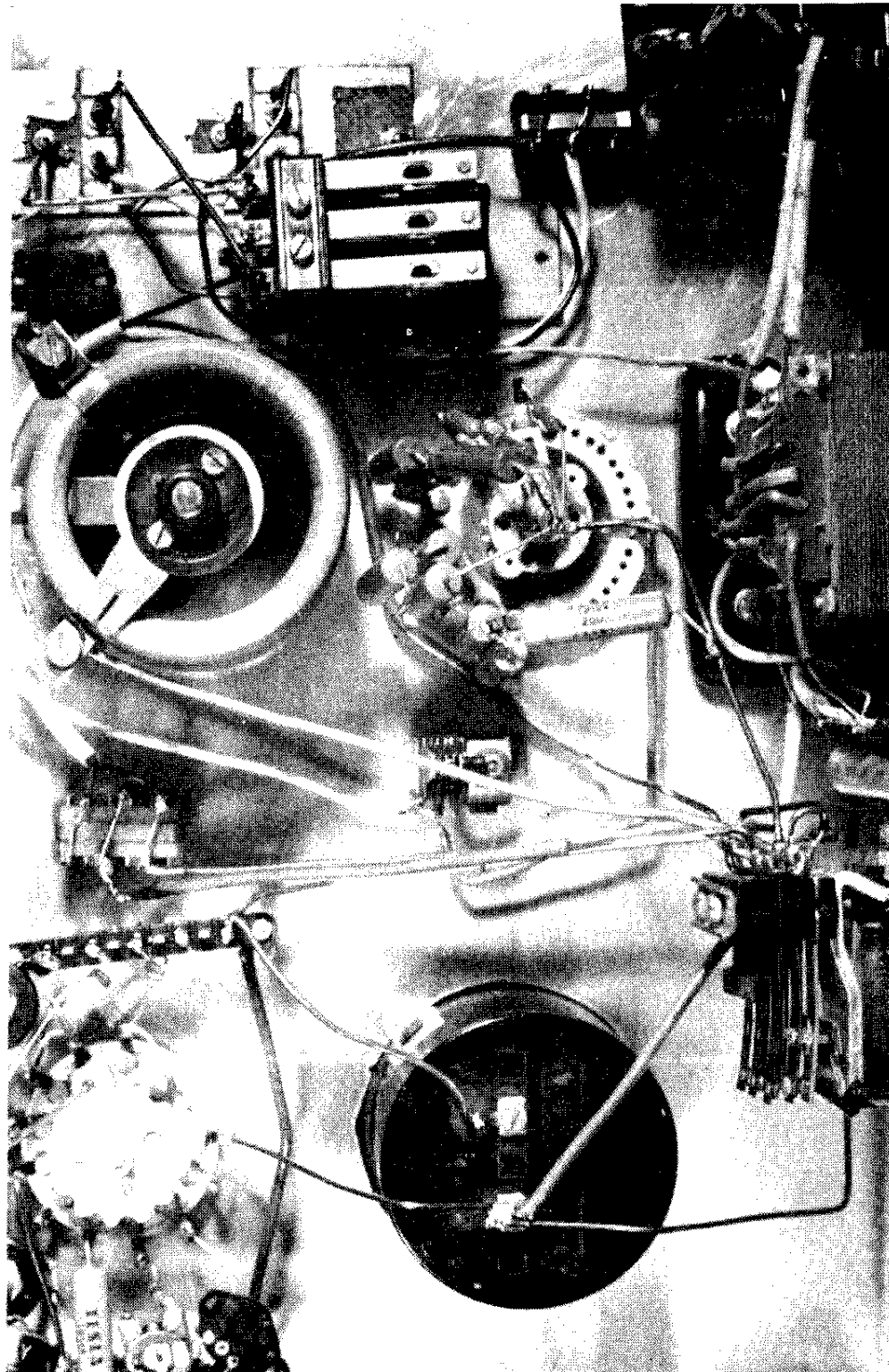
v: \_\_\_\_\_  
(uveďte okres svého bydliště)



*Vnitřní uspořádání přístroje k měření výkonových tranzistorů. Nahoře drátový potenciometr 10 k $\Omega$ , vlevo nahoře přepínač rozsahů měřidla*



*Vnitřní uspořádání přístroje k měření výkonových tranzistorů. Nahoře zleva objímka pro přívod síťového napětí, transformátor, z něhož se napájejí relé a jedno z relé. Uprostřed přepínač proudu báze*



*Detailní pohled na „vniřnosti“ přístroje k měření výkonových tranzistorů. Vlevo uprostřed měřidlo, vlevo nahoře přepínač rozsahů měřidla, uprostřed obrážku přepínač proudu báze, nad ním potenciometr (proměnný odpor) 10 k $\Omega$ , vpravo nahoře vedle relé desička se zdírkami k připojení tranzistorů*



n-p-n

