

(Pokračování)

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRYČASOPIS
PRO RADIOTECHNIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVI/1977 ČÍSLO 3

V TOMTO SEŠITĚ

Jak dál ve Svazarmu	121
ZAJÍMAVÁ A PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ 10	
Zdroje, napáječe, stabilizátory	
Integrovaný stabilizátor napětí	122
Dvojitý symetrický napájecí zdroj	125
Síťový napájecí zdroj pro TVP	125
Zdroj pro přijímače FM	126
Stabilizovaný zdroj proudu	126
Přijímače a jejich doplňky	
Přijímač zvukového doprovodu	126
TV programu	127
Jednotný vstupní díl VKV	127
Jednotný ml zesilovač s TBA120T	127
Konvertor pro krátké vlny	127
Tiché ladění pro přijímač VKV	128
Přehled keramických filtrů	128
Nízkofrekvenční technika	
Zesilovač pro umělou hlavu	132
Integrované regulátory hlasitosti	
vyvážení hloubek a výšek	133
Kmitočtové výhybky	134
Jednoduchý směšovací pult	136
Elektronické potenciometry	136
Číslíková technika	
Klopné obvody s hradly	137
Desítkový čítač TTL	138
Měřicí technika	
Jednoduchý rozmltač	139
Měřič doby reakce	140
Milivoltmetr a mikroampérmetr s OZ	142
Antény	
Kosočtverečná anténa pro TV	143
Různé aplikovaná elektronika	
Proporcionální soupava	145
Digitální expoziční spínač	150
Konstrukční část	
Měřič úhlu sepnutí kontaktů	150
Přístroj ke zkoušení OZ	151
Elektronické hudební nástroje	
(dokončení z AR B3/77)	155

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminec, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradský, ing. J. T. Hyán, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. F. Králík, prom. fyz. L. Kryška, PhDr. E. Klížek, ing. I. Lubomírský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, šéfred. linka 354, redaktor I. 353. Ročné vydje 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotlivých obzbrojených sil vydavatelství Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Dohledací pošta Praha 07. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko, n. p., závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerce přijímá vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvků ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14 hodině. Číslo indexu 46044.

Materiály pro číslo předány tiskárně 16. 5. 1977

Toto číslo má podle plánu vyjít 15. 7. 1977

© Vydavatelství MAGNET, Praha

První kroky v této činnosti byly vykonány již po druhém sjezdu Svazarmu, který orientoval svazarmovské odbornosti na novodobou techniku – to vedlo k obohacení obsahu i forem práce radioklubů, k iniciativě členů Svazarmu v zavádění elektroniky v průmyslu, k novým formám práce s mládeží, které významně přispěly k růstu kvalifikace pracujících atd.

V koncepci šlo tedy také o to, navázat na tyto tradice a rozvíjet je. Bylo navíc třeba přihlídnout i k novým specifickým podmínkám – elektronika se mezitím velmi rozšířila i do modelářské činnosti, do letecké činnosti atd. Navázat i na dosavadní vývítkovou činnost, zejména v přípravě branců a záloh, neboť i v armádě se postupem doby stává dokonale ovládnutí vojenské techniky stále více otázkou ovládnutí elektroniky, přičemž se musí přihlížet i k tomu, že současná technika a automatizace výrobních pochodů zvýšila podíl žen mezi zaměstnanci elektronických závodů, v nichž především čerpala armáda své „elektrospécialisty“. Tím větší jsou ovšem nároky na rozšiřování elektronických znalostí mezi mládeží a mezi technikou.

Přesto všechno není radistika dosud rozvíjena na dostatečně masové základně. Není též dostatečně specializovaná. Často není také k dispozici dostatečné technické vybavení k činnosti, bez něhož se nelze obejít.

Úkolem koncepce proto bylo i odhalit všechny rezervy, dát návod k tomu, jak využít pozitivních rysů dosavadní činnosti, jak zvyšovat účinnost a efektivnost masové politického působení, zlepšit prostě celou činnost tak, jak to ukládají všechna citovaná usnesení a jak si to vyžadují potřeby společnosti, která se snaží co nejrychleji dobudovat vyspělou socialistickou společnost.

Příště si probereme další část koncepce, tentokrát již podle jejich jednotlivých bodů, podle nichž se bude v budoucnu radistika ve Svazarmu rozvíjet.

Z toho, co jsme si uvedli, je zřejmé, že radistická činnost ve Svazarmu je v současné době širokým komplexem polytechnické, technické, provozně operátorské a branně sportovní činnosti. Uvedeme-li tento fakt do souvislosti s požadavky, které jsou na účastníky radistického dění kladeny, je zřejmé, že radistická činnost Svazarmu má svým obsahem i vlivem stále větší význam jak pro brannou výchovu, tak pro účelné naplňování volného času společensky žádanou aktivitou.

Přitom všem je třeba počítat s tím, že se vliv elektroniky na činnost Svazarmu a na život společnosti vůbec bude stále prohlubovat a že tedy nároky na technickou zájmovou činnost tohoto druhu budou stále a stále větší.

Základním článkem v činnosti radistů Svazarmu jsou radiokluby. K tomu, aby jejich činnost byla po všech stránkách stále kvalitnější, naplněná prací bohatší a přitažlivější, je třeba, aby se jejich práci dostalo co nejširší podpory. Koncepce radioamatérské činnosti ve Svazarmu předpokládá, že nejvhodnějším článkem, který by mohl podpořit výrazným způsobem práci radioklubů základních organizací Svazarmu, jsou kabinety elektroniky. Tyto kabinety by měly být postupně budovány nejprve v krajích a konečně i v okresech a jejich práci by měli řídit kvalifikovaní odborníci. Již dnes je zřejmé, co všechno by měly tyto kabinety mít jako „pracovní náplň“: měly by odborně metodicky připravovat kvalifikované kadry Svazar-

mu, měly by pořádat specializované kurzy elektroniky s cílem podporovat rychlý rozvoj znalostí pracujících a mládeže, členů i nečlenů Svazarmu, při zavádění elektroniky v národním hospodářství, měly by poskytovat metodickou pomoc základním organizacím a klubům a také ostatním odbornostem Svazarmu. V neposlední řadě (a to by mohlo znamenat i příliv nových členů do Svazarmu) by měly poskytovat technickou poradenskou službu amatérům-konstruktorům v takových činnostech, jako je měření, uvádění do chodu apod. Zde se domníváme (vzhledem k tomu, že elektronické přístroje, jimiž by měly být kabinety vybaveny, jsou relativně velmi drahé), že by bylo vhodné, kdyby se kabinety ustavily nejprve v místech, v nichž je elektronický průmysl – v těchto místech by se místní závody mohly podílet na jejich vybavení; odměnou by pak byly pracovní zálohy (dorození) pro tyto závody, a to pracovní zálohy s elektronickou zkušeností a s odbornými znalostmi – to jistě není zanedbatelné.

Kromě uvedené činnosti by měly kabinety zajistit další zkvalitnění přípravy branců a záloh a všestranně pomáhat zájmové činnosti v oblasti elektroniky a jejímu využití dalšími odbornostmi Svazarmu.

K tomu, aby práce radioklubů jako základních organizačních článků byla co nejefektivnější, je třeba zapojit do práce radioklubů co nejvíce zájemců o elektroniku v kterékoliv její podobě, ovlivňovat zájmy a vztah mládeže k elektronice, prostě snažit se o co nejmasovější rozvoj radistické činnosti ve Svazarmu. Zainteresovat do činnosti Svazarmu učně elektronických oborů a příbuzných oborů, vojáky základní služby – spíše i po ukončení jejich základní služby, spolupracovat s technickými kroužky pionýrské organizace SSM, pořádat společně se SSM a PO soutěže atd. A konečně nezapomenout na to, že by byla žádoucí i větší feminizace elektroniky.

V tomto směru zatím velmi pokulhává spolupráce s vyššími odbornými školami, především průmyslovými. Zlepšit spolupráci s těmito školami by též mohlo zlepšit podchytení zájmu všech, kdož sledují elektroniku jako, koníček a stojí dosud mimo jakékoli organizace, i těch, kdož mají snahu zvyšovat si odbornou kvalifikaci a není jim po chuti žádná z nabízených forem zvyšování kvalifikace. Zde jde především o to, že škola obvykle učí žáky kromě vlastních odborných předmětů i předměty, které zdánlivě s elektronikou nesouvisí, látky je mnoho a času je málo. Proto by bylo vhodné pro tyto zájemce pořádat úzce odborné kurzy, v nichž by si zájemci o obor mohli za krátkou dobu podstatně zlepšit znalosti a přehled. A s úspěchem by se jistě setkaly i kurzy přesně opáčené – dávající posluchačům možnost poznat elektroniku sice „povrchu“, ale zato v celé, nebo téměř v celé šíři. Tady by „do hry“ mohla vstoupit i Československá vědeckotechnická společnost, Socialistická akademie, atd. V podstatě však souhrnně je třeba říci, že koncepce uvádí výslovně, že „v celkové činnosti je nutný individuální přístup k možným zájemcům podle jejich zájmů, věkových, sociálních a profesních kategorií“. Tak je to jediné správné – soustředění a pozorní

zájemci s nadšením pro věc byli vždy zárukou úspěchu „věci“.

Vše, co bylo řečeno o práci radioklubů základních organizací Svazarmu, bude mít pochopitelně odraz i v naplňování branné složky jejich činnosti. Obsluha radiolokátoru, obsluha radiostanice atd. bude pro toho, kdo pracoval podle uvedených zásad v radioklubu, mnohem jednodušší, než tomu bylo doposud. To bude mít za následek, že za určenou dobu (omezenou) bude voják-elektronik v základní službě schopen vstříbat mnohem více vědomostí než voják-neelektronik. Tak bude možno, aby voják základní služby dosáhl vysokého stupně uvědoměle

činnosti při obsluze moderní techniky v co nejkratší době.

V celé činnosti však je třeba mít stále na zřeteli, že v případě elektroniky jde o činnost vysoce efektivní a náročnou po všech stránkách – její složitost by někdy mohla zájemce odradit. Proto je bezpodmínečně nutné zabezpečit i politicko-výchovnou práci a výběr aktivistů tak, aby každému zájemci bylo jasné, že při správném a cílevědomém přístupu lze celou problematiku zvládnout. Nelze zapomínat proto ani na popularizační činnost, zaměřenou na pochopení zejména základů a funkce elektroniky v občanském i vojenském životě. S tím pak souvisí i objas-

ňování širších souvislostí, spojených s realizací vědeckotechnické revoluce a vědeckotechnického pokroku.

Radistická činnost musí být proto rozvíjena v těsné jednotě s ostatní celkovou činností Svazarmu, v těsné jednotě s naplňováním jeho společenské funkce a s důrazem na vytváření prostoru pro masový rozvoj radistické činnosti, politické výchovy členů radioklubů, jejich základních i vyšších znalostí a podporu posilování fyzické a psychické připravenosti k budování vyspělé socialistické společnosti.

ZAJÍMAVÁ A PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ 10

František Michálek

Úvod

Za uplynulých deset let, co vycházela v Radiovém konstruktéru a nyní v Amatérském radiu řady B „Zajímavá a praktická zapojení“, objevilo se na jejich stránkách asi sedm až osm set nejrůznějších zapojení, obvodů a přístrojů z časopisů (a výjimečně i z knih) z celého světa. Tak byla a je alespoň částečně informována radioamatérská veřejnost v naší republice o novinkách v obvodech, zapojení přístrojů a částečně i v součástkové základně. Částečně proto, že Zajímavá a praktická zapojení byla vybírána autorem Z. Svobodným tak, aby (pokud to bylo jen trochu možné) bylo možno realizovat zahraniční zapojení s našimi součástkami.

To samozřejmě přinášelo i určitá omezení do výběru zapojení, obvodů a přístrojů. V letošním čísle Zajímavých a praktických zapojení, která nemohl bohužel zpracovat jejich osvědčený autor, jsem proto podle přání čtenářů, vyjádřených v anketě AR v loňském roce, vybíral obvody, zapojení a přístroje i takové, které nelze přesně okopírovat, neboť na tuzemském trhu nejsou přesné (a někdy ani přibližně shodné) ekvivalenty použitých součástek. Podle mého názoru mají totiž pravdu ti čtenáři, kteří si přejí seznámit se s novými obvody a prvky obvodů i tehdy, splňují-li pouze jeden přívalstek ze dvou, uvedených v titulu – stačí jim, jsou-li zapojení zajímavá, a momentálně je nezajímá, jsou-li i praktická v tom smyslu, že je lze ihned realizovat s tuzemskými součástkami. Vždyť nakonec často stačí ke konstrukci přístroje požadovaných parametrů třeba jen „odkoukaná finta“ – a odkoukaná právě např. z nějakého zapojení, které nelze vzhledem k náhradám součástek okopírovat přesně podle originálu (a navíc také kopírování není ani cílem radioamatérské činnosti).

Rád bych také na základě zkušenosti autora dřívějších Zajímavých a praktických zapojení upozornil na to, že jsem zapojení, u nichž jsou uvedeny náhrady součástek, nezkoušel – uváděné náhrady proto nezaru-

čuji činnost zapojení přesně podle popisu a jsou vždy pouze jen přibližné (podle katalogových údajů). Konečně – mnozí to poznali z vlastní zkušenosti – i tak zvané přesné ekvivalenty nemusí vždy zaručit správnou činnost obvodu, nepostupuje-li se při jeho realizaci s rozmyslem a se znalostí funkce. Čím je konstruktér činností obvodu jasnější po teoretické stránce, tím je větší naděje na úspěch při jeho praktické stavbě – to je dnes však již snad každému zřejmé.

Zdroje, napáječe, stabilizátory

Integrovaný stabilizátor napětí typu 723

Přestože je na našem trhu běžně k dostání jeden z nejspěšnějších lineárních integrovaných obvodů z jejich dosavadní historie, stabilizátor napětí MAA723, nerozšířil se zatím tak, jak by si zasloužil (z nejrůznějších důvodů), i když by jeho použití často vyřešilo mnoho nejrůznějších „zdrojových“ problémů. Je tomu tak zřejmě také i proto (kromě jeho ceny), že údaje o zapojeních s MAA723 jsou různě roztroušeny po časopisech a knihách a také proto, že stále ještě přetrvává v povědomí většiny techniků-amatérů integrovaný obvod jako něco výlučného, vhodného pouze pro profesionály.

Proberme si proto souhrnně základní činnost obvodu a jeho parametry a konečně i základní zapojení pro nejrůznější požadavky.

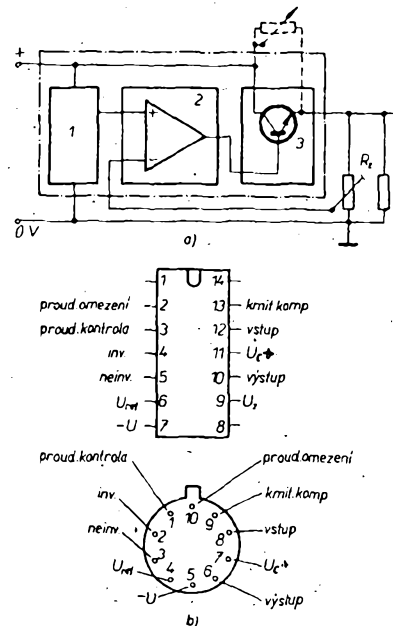
Princip činnosti

Blokové schéma zapojení integrovaného stabilizátoru napětí MAA723 ($\mu A723$, stručně bývá také označován jako 723, neboť ho vyrábějí téměř všichni přední výrobci polovodičových součástek na světě) je na obr. 1a. Diferenční zesilovač 2 porovnává výstupní napětí nebo jeho část se stabilním referenčním napětím ze zdroje 1. Výstupní napětí diferenčního zesilovače je měřítkem toho, jak se liší výstupní napětí zdroje od jmenovitého (žádaného, nastaveného) výstupního napětí. Výstupní napětí diferenčního zesilo-

vače ovládá řídící zesilovač 3 tak, aby se omezilo kolísání výstupního napětí a odstranily i vlivy kolísání vstupního napětí. Výkonový tranzistor řídícího zesilovače 3 pracuje jako řízený odpor ve výstupu ze stabilizátoru. Součástí integrovaného obvodu je i obvod s jedním tranzistorem, který slouží jako proudová pojistka.

Základní provedení IO

Napětový stabilizátor 723 se vyrábí ve dvou provedeních, a to v kulatém kovovém pouzdru IO s deseti vývody (u nás i v zahraničí) a v pouzdru DIL z plastické hmoty se čtrnácti vývody (pouze v zahraničí). Rozložení vývodů obou pouzder je na obr. 1b.



Obr. 1. Základní zapojení integrovaného stabilizátoru napětí se zdrojem referenčního napětí 1, diferenčním zesilovačem 2 a s řídícím zesilovačem 3 (a); zapojení vývodů nejrozšířenějšího integrovaného stabilizátoru napětí typu 723 (pro pouzdro DIL a kovové pouzdro TO) (b)

V zahraniční literatuře se vývody IO označují obvykle takto: proudové omezení (current limit) CL, proudová kontrola (current sense) CS, invertující vstup (inverting input) INV, neinvertující vstup (non inverting input nebo n-invert. input) N-INV, referenční napětí U_{ref} , záporný pól napájecího nestabilizovaného napětí $-U_{in}$, vstup pro kmitočtovou kompenzaci (frequency compensation) COMP.

Obě provedení (v kovovém pouzdru a v DIL) se od sebe liší pouze tím, že na vývodu 9 pouzdra DIL je anoda Zenerovy diody o Zenerově napětí asi 6,2 V, jejíž katoda je připojena na vývod 10 (U_{out}). Chceme-li proto v některých zapojeních nahradit IO 723 v pouzdrě DIL stejným typem v pouzdrě TO, je třeba tuto Zenerovu diodu zapojit vně.

Mezní údaje

Údaje platí pro oba typy 723 a nelze je v žádném případě překročit, neboť hrozí zničení obvodu.

Maximální vstupní napětí: 40 V.
Maximální rozdíl napětí mezi vstupem a výstupem ($U_{in} - U_{out}$): 40 V.
Maximální rozdíl napětí mezi vývody 3 a 2 (TO), popř. 5 - 4 (DIL): 5 V.
Maximální napětí mezi neinvertujícím vstupem a záporným pólem napájecího napětí (vývod 7, popř. 5): 8 V.
Maximální proud Zenerovou diodou: 15 mA.

Maximální ztráta:
723 v kovovém pouzdrě - 800 mW,
v pouzdrě DIL - 1 W.
Rozsah pracovních teplot: 0 až +70 °C.

Jmenovité údaje

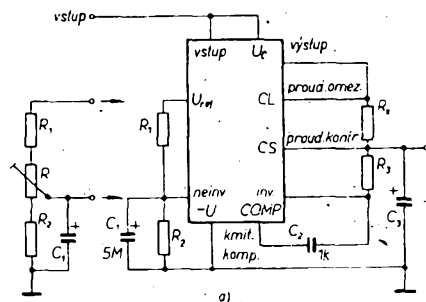
Rozsah vstupních napětí U_{in} : 9,5 až 40 V.
Rozsah výstupních napětí U_{out} : 2 až 37 V.
Rozdíl $U_{in} - U_{out}$: 3 až 38 V.
Referenční napětí U_{ref} : 6,8 až 7,5 V, typicky 7,15 V.
Odběr proudu při $U_{in} = 30$ V, výstup naprázdno: 2,3 až 4 mA.
Efektivní rušivé napětí na výstupu (100 Hz až 10 kHz):

C_1 (obr. 2) = 0, $U_{ref} = 20$ μ V,
 $C_1 = 5$ μ F, $U_{ref} = 2,5$ μ V.

Teplotní součinitel výstupního napětí:
pro 0 až 70 °C až 0,015 %/°C.
Potlačení brumu (50 Hz až 10 kHz):

$C_1 = 0,74$ dB,
 $C_1 = 5$ μ F, 86 dB.

Lepší jmenovité údaje má z dostupných podobných světových regulátorů snad pouze napěťový regulátor NE550 firmy Signetics.



Obr. 2. Základní zapojení stabilizátoru typů 723 pro výstupní napětí 2 až 7 V. V tomto zapojení se dělí referenční napětí na velikost výstupního napětí (a); křivky výstupního proudu pro různé teploty okolí

Základní zapojení

Má-li napájený přístroj maximální odběr proudu do 120 mA, není třeba k integrovanému stabilizátoru připojovat žádné vnější aktivní prvky (výkonový tranzistor). Pro jakékoli zvolené výstupní napětí v mezích technických údajů lze vzhledem k jmenovitému referenčnímu napětí U_{ref} použít dvě různá základní zapojení:

V zapojení na obr. 2 lze volit výběrem odporů R_1 a R_2 jakékoli výstupní napětí v mezích +2 až +7 V. Tyto odpory tvoří dělič napětí, jímž se zmenšuje U_{ref} na požadovanou velikost. Při požadovaném výstupním napětí U_{out} lze odpory určit ze vztahu

$$U_{out} = U_{ref} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

přičemž se zde počítá se jmenovitým $U_{ref} = 7,15$ V a s proudem děličem asi 1 mA. V následujících tabulkách jsou údaje R_1 a R_2 , a to pro nejrůznější výstupní napětí kladných i záporných polarit. V tabulkách je také uvedeno, pro které zapojení (obrázek) údaje odporů platí. Vzhledem k tomu, že by někdy bylo problémem vybírat vhodné odpory (nejdou-li ve vyráběných řadách), je na obr. 2 vlevo způsob, jak nahradit dělič z odporů dvěma odpory a trimrem. Takové uspořádání má navíc tu výhodu, že lze výstupní napětí změnou nastavení R měnit až o 10 % vzhledem ke jmenovitému výstupnímu napětí.

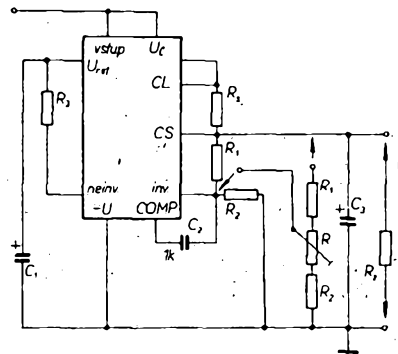
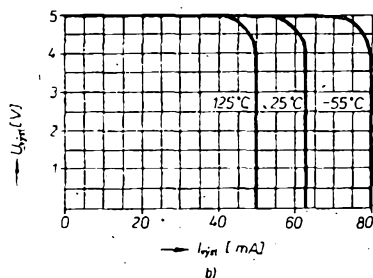
Kondenzátor C_1 (obr. 2 a další) kompenzuje podíl Zenerovy diody na celkovém šumu výstupního napětí; je-li jeho kapacita 5 μ F, zcela to vyhovuje; větší kapacita není samozřejmě na závadu. Výrobci doporučují jako C_1 tantalový kondenzátor, stejně jako C_3 -

Záporná výstupní napětí

$U_{out} (\pm 5 \%)$ [V]	R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	R_1 [k Ω]	R [k Ω]	R_2 [k Ω]	Zapoj. na obr.
-6,0	3,57	2,43	1,2	0,5	0,75	7
-9,0	3,48	5,36	1,2	0,5	2,0	7
-12,0	3,57	8,45	1,2	0,5	3,3	7
-15,0	3,65	11,5	1,2	0,5	4,3	7
-28,0	3,57	24,3	1,2	0,5	10,0	7

Kladná výstupní napětí

$U_{out} (\pm 5 \%)$ [V]	R_1 [k Ω]	R_2 [k Ω]	R_1 [k Ω]	R [k Ω]	R_2 [k Ω]	Zapojení na obr.
3,0	4,12	3,01	1,8	0,5	1,2	2, 5, 9, 10
3,6	5,37	3,65	1,5	0,5	1,5	2, 5, 9, 10
5,0	2,15	4,99	0,75	0,5	2,2	2, 5, 9, 10
6,0	1,15	6,04	0,5	0,5	2,7	2, 5, 9, 10
9,0	1,87	7,15	0,75	1,0	2,7	3, 4, 6, 9, 10
12,0	4,87	7,15	2,0	1,0	3,0	3, 4, 6, 9, 10
15,0	7,87	7,15	3,3	1,0	3,0	3, 4, 6, 9, 10
28,0	21,0	7,15	5,6	1,0	2,0	3, 4, 6, 9, 10



Obr. 3. Základní zapojení pro výstupní napětí 7 až 37 V. V tomto zapojení se výstupní napětí dělí na velikost referenčního napětí

není to však podmínkou. Kondenzátor C_3 není třeba používat, je-li však použit, zlepšuje se stabilita a potlačení brumu výstupního napětí, což si lze dobře ověřit např. na osciloskopu.

Volba odporu R_3 má vliv na teplotní stabilitu stabilizátoru.

Je-li odpor volen ze vztahu

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

lze dosáhnout nejmenšího teplotního driftu.

Odporem, označeným na obr. 2 (i jinde) jako R_3 , protéká výstupní proud stabilizátoru; jeho volba určuje začátek omezení výstupního proudu. Odpor lze určit ze vztahu

$$R_3 = 0,7 / I_{omez} \quad [\Omega; V, A]$$

Ve vztahu je 0,7 V napětí přechodu báze-emitor vnitřního tranzistoru integrovaného obvodu, jehož kolektor, báze i emitor jsou vyvedeny na vývody 9 (13), 10 (2) a 1 (3). Proud I_{omez} je maximální výstupní proud, od něhož „výše“ má již být výstupní proud omezován. Z obr. 2b je vidět, že u jednoho a téhož zapojení je výstupní maximální proud závislý na teplotě, čímž je napěťový stabilizátor chráněn nejen před proudovým, ale též před teplotním přetížením. Při odběru větších proudů v prostředí se zvýšenou teplotou je vhodné integrovaný obvod chladiť.

Základní zapojení pro výstupní napětí 7 až 37 V je na obr. 3. V tomto případě není třeba referenční napětí dělit, neboť se přivádí na neinvertující vstup přes odpor R_1 . Dělič z odporů R_1 a R_2 slouží jako dělič výstupního napětí, jímž se získává část výstupního napětí, úměrná referenčnímu napětí, a přivádí se na invertující vstup diferenciálního zesilovače. K výpočtu výstupního napětí slouží vztah

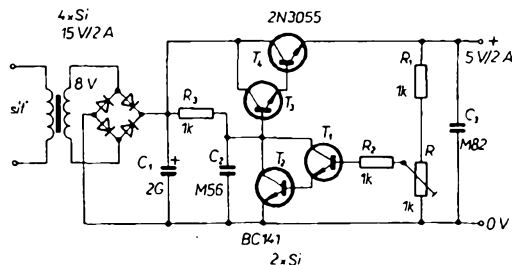
$$U_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} U_{ref}$$

I v tomto základním zapojení lze místo děliče

Jednoduchý stabilizovaný zdroj k napájení integrovaných obvodů TTL

Napájet integrované obvody TTL vyžaduje stabilizovaný zdroj s malou tolerancí výstupního napětí, nezávislého na odběru proudu, s co nejmenším obsahem rušivých napětí.

Jednoduchý zdroj, který splňuje výše uvedené požadavky pro většinu běžných použití, je na obr. 11. Jde o zdroj, který má proti



Obr. 11. Jednoduchý zdroj k napájení číslicových integrovaných obvodů TTL pro výstupní proud až 2 A

běžnému zapojení pouze jednu zvláštnost – místo Zenerovy diody jako zdroje referenčního napětí se používá přechod báze–emitor tranzistoru T_2 . Na tranzistoru T_1 se porovnává napětí báze–emitor tranzistoru T_2 a vorek napětí z výstupu stabilizátoru. Se zvětšujícím se výstupním napětím stabilizátoru se zvětšuje také napětí báze–emitor tranzistoru T_1 a tím i kolektorový proud kombinace T_1 , T_2 . Z tohoto důvodu se zvětší i spád napětí na odporu R_3 a napětí na bázi T_2 se zmenšuje. Zmenší se proud tranzistorem T_3 a tím i tranzistorem T_4 a výstupní napětí se vrátí na jmenovitou velikost.

Přesnou velikost žádaného výstupního napětí (v tomto případě 5 V) lze jemně nastavit odporovým trimrem R. Kondenzátory C_1 a C_2 slouží k potlačení rušících impulsů; je třeba, aby byly na tyto pozice použity bezindukční typy kondenzátorů. Kondenzátor C_2 zároveň zabranuje vzniku kmitů ve vlastním obvodu stabilizátoru.

Filtrační kondenzátor C_1 odpovídá výstupnímu proudu do 1 A, pro větší výstupní proudy by ho bylo třeba zvětšit asi na 5000 μF .

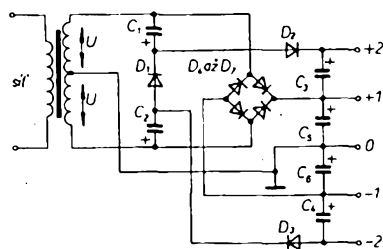
Podle maximálního odběru proudu by též bylo třeba zvolit plochu chladiče výkonového tranzistoru T_4 .

Pokud jde o náhrady polovodičových prvků, lze jako T_1 a T_2 použít libovolné křemíkové tranzistory, např. z řady KC nebo KF. Jako tranzistor T_3 by byl nejvhodnější typ KF506 až KF508, jako T_4 výkonový tranzistor z řady KD500 nebo KD600 (podle odběru proudu). Usměrnovací diody stačí na 20 V pro proud asi 2 až 3 A. Vyhlašovací kondenzátor by měl být na napětí asi 15 V.

elektor duben 1975

Dvojitý symetrický napájecí zdroj

Jestliže jsou někdy potřebná dvě symetrická napájecí napětí, je možno použít jednoduché zapojení podle obr. 12. Na první pohled je patrné, že z vývodů označených ± 2 je možné odebírat menší proud než z vývodů



Obr. 12. Dvojitý symetrický napájecí zdroj

označených ± 1 . Hlavní předností tohoto zapojení je, že z jednoho symetrického vinutí na transformátoru můžeme získat čtyři (dvě symetrická) nezávislá napájecí napětí. Pro vstupní napětí $\pm U_1$ platí následující vztahy

$$+U_2 = \left(1 + \frac{C_1}{C_1 + C_3}\right) \sqrt{2} U_{ef}$$

$$-U_2 = \left(1 + \frac{C_2}{C_3 + C_4}\right) \sqrt{2} U_{ef}$$

Na místě diod D_1 až D_3 můžeme použít typ KY132. Kondenzátory C_1 až C_4 mají kapacitu 500 μF .

elektor 67/76

**Síťový napájecí zdroj s oddělenou sítí
pro přenosné televizní přijímače**

Napájecí zdroj s oddělenou sítí má u televizních přijímačů mnoho výhod. Anténní konektor může být galvanicky spojen s vlastním přijímačem. Konektory pro výstup obrazového signálu a nf signálu je možné zapojit bez oddělovacích transformátorů.

Dále uvedený napájecí zdroj je určen pro barevný přenosný televizor. Zdroj je konstruován jako měnič napětí. V běžném provozu je přepínací kmitočet 20 kHz (až 28 kHz). Všechna výstupní napětí jsou stabilizována a jistěna proti zkratu. Napětí sítě se může měnit od 180 V do 265 V – změny o ± 20 V jsou na výstupu zdroje zmenšeny na ± 1 %.

Popisované zapojení je uvedeno na obr. 13. Síťové napětí je usměrněno můstkovým usměrňovačem ($4 \times 1N4006$). Jako tranzistor měniče pracuje spínací tranzistor

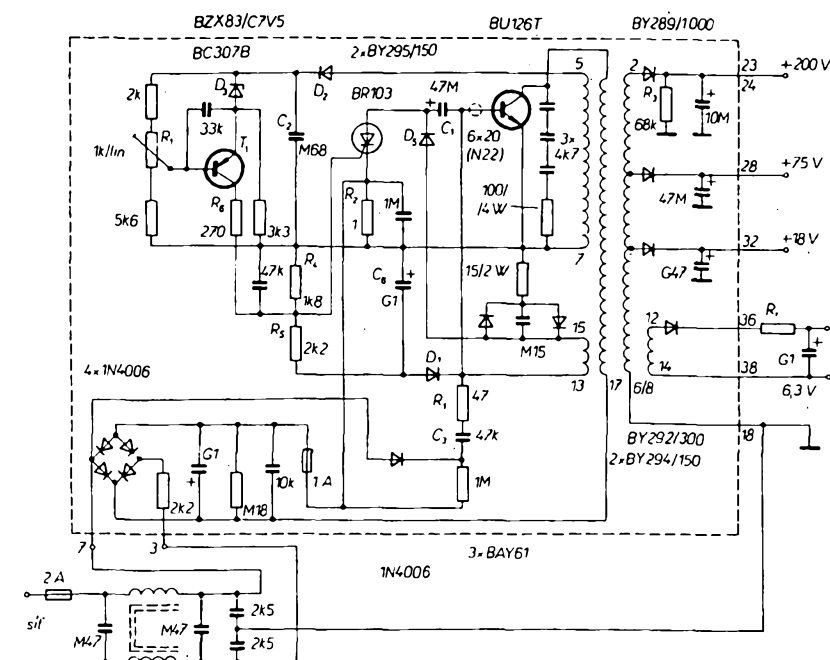
BU126T. Měníč pracuje na principu oscilátoru a nezbytná zpětná vazba je zajištěna vinutím 13, 15. Při provozu vzniká na odporu R_2 úbytek napětí, který je úměrný kolektorovému proudu tranzistoru BU126T. Řídící elektroda tyristoru BR103 má vzhledem ke katodě záporné napětí. Potřebné záporné napětí je získáno usměrněním (BAY61) napětí ze zpětnovazebního vinutí 13, 15. Vhodná velikost předpětí je pak nastavena odporovým děličem R_4 , R_5 . Úbytek napětí na odporu R_2 působí proti zápornému předpětí řídící elektrody tyristoru BR103. Pokud tyristor přejde do vodivého stavu, potom záporný „skok“ na anodě tyristoru je přenesen přes kondenzátor C_1 do báze BU126T. To znamená, že tento tranzistor se dostane do nevodivého stavu. Funkce obvodu se obnoví při změně polaritý napětí na zpětnovazebním vinutí. Tyristor přejde do nevodivého a tranzistor do vodivého stavu.

Maximální špičkový proud tranzistoru BUI26T je závislý na dimenzování děliče R_1 , R_2 . Pokud je regulační tranzistor T_1 v nevodivém stavu, omezuje uvedená volba odporů R_1 a R_2 maximální kolektorový proud tranzistoru BUI26T na 2 A. Napětí pro regulační tranzistor T_1 je odebráno z vlnití 5, 7. Po usměrnění diodou D_2 je získáno stejnosměrné napětí, které je uměrné velikosti výstupního napětí. Po překročení předem zvolené velikosti napětí (určené nastavením trimru R_1) se začne otevírat tranzistor T_1 . Vzhledem k tomu, že jeho kolektor je připojen přes odpor R_2 k odporovému děliči R_1 , R_2 , bude se záporné řídicí napětí na řídicí elektrodě tyristoru zmenšovat. To znamená, že po překročení určité velikosti výstupního napětí přejde tyristor do vodivého stavu a tranzistor BUI26T do nevodivého stavu. Popsaným způsobem je tak zajištěna stabilizace výstupního napětí.

Technické údaje

Vstupní napětí: 185 až 265 V.
Výstupní napětí: 200 V/60 mA,
75 V/600 mA,
18 V/800 mA,
6,3 V/300 mA.

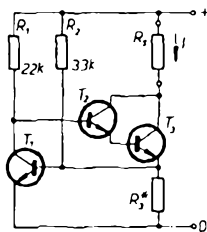
Siemens Schaltbeispiele 76/77



Obr. 13. Síťový napájecí zdroj s oddělenou sítí pro přenosné televizní přijímače (transformátor měniče má feritové jádro)

Jednoduchý stabilizovaný napájecí zdroj pro přijímače FM

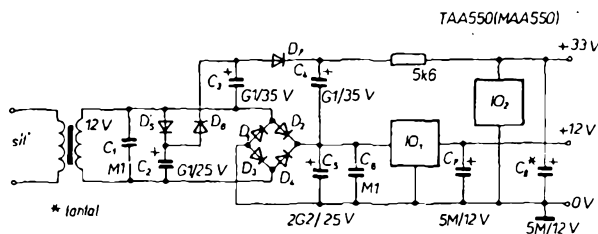
Každý, kdo konstruoval tuner pro VKV laděný varikapy, byl postaven před problém, jak navrhnout napájecí zdroj. Tuner laděný varikapy vyžaduje totiž jednak napájecí napětí +12 V, jednak napětí +30 V, které je použito pro ladění. Relativně velké ladící napětí obvykle vyžaduje zvláštní vinutí na síťovém transformátoru. Velmi zajímavé a praktické zapojení je na obr. 14. Výhodou uvedeného řešení je ta skutečnost, že vystačíme s jedním sekundárním vinutím, na kterém je napětí 12 V. Střídavé napětí je usměrněno diodami D_1 až D_4 a stabilizováno integrova-



Obr. 15. Stabilizovaný zdroj proudu

totiž z nějakého důvodu proud zátěží R_4 zvětší se i napětí na emitorovém odporu R_3 . V důsledku toho se napětí na kolektorovém odporu R_1 tranzistoru T_1 zmenší a zároveň se

Obr. 14. Napájecí zdroj pro tunery FM, laděné varikapy



ným stabilizátorem IO_1 . Diody D_3 až D_7 spolu s kondenzátory C_3 až C_4 jsou zde zapojeny jako zdrojové napětí. Na kondenzátoru C_4 obdržíme po ztrojení napětí asi 40 V, které je dále stabilizováno integrovaným obvodem IO_2 (12 V).

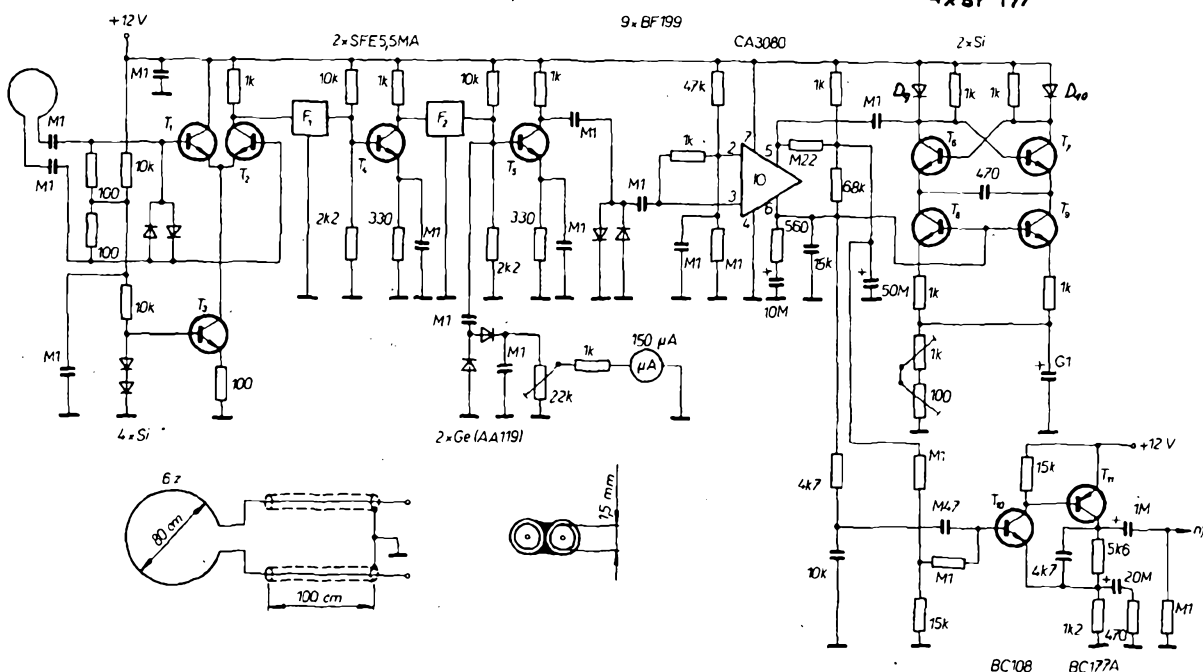
elektor červenec, srpen 1975

tedy zmenší i proud tranzistorů T_2 , T_3 . Pro proud I platí následující vztah

$$I = \frac{0,6}{R_1} \quad [A, \Omega].$$

Stabilizovaný zdroj proudu

Na obr. 15 je zapojení jednoduchého stabilizovaného zdroje proudu. Vlastní proudový zdroj tvoří tranzistory T_2 a T_3 v Darlingtonově zapojení. Tranzistor T_1 zde zastává funkci regulačního prvku, který zajišťuje, že proud zátěží R_4 bude konstantní. Zvětší-li se



Obr. 16. Zapojení přijímače zvukového doprovodu TV programů

Tranzistory T_2 a T_3 volíme podle potřebného odebíraného proudu, na místě T_1 vyhoví typ KC147.
elektor 67/76

Přijímače a jejich doplňky

Přijímač zvukového doprovodu TV programů

Je všeobecně známo, že jakost televizního zvukového signálu je velmi dobrá, přesto však často díky obvodům, v nichž je zvuk v TVP zpracováván a díky napí. použitému reproduktoru nebývá reprodukce právě nejlepší. Každý zná také potíže při záznamu zvuku z televizoru – většina přijímačů jsou tzv. univerzální přístroje, u nichž je třeba používat oddělovací transformátory, buď pro přívod síť, nebo k připojení zesilovače, popř. magnetofonu, jinak hrozí nebezpečí úrazu elektrickým proudem.

Všechny uvedené potíže řeší zapojení na obr. 16, které slouží jako speciální přijímač zvukového televizního signálu. Vstup přijímače je opatřen snímací cívkou, která umožňuje snímání mf zvukového signálu bez zásahu do televizního přijímače. Vstupní zesilovač s prvními pěti tranzistory signál zesiluje a filtruje. Zesílený mf signál se přivádí na fázový detektor; na druhém vstupu fázového detektoru je signál z VCO (napětově řízený oscilátor). Napětí na výstupu fázového komparátoru závisí na fázovém posuvu mezi oběma vstupními signály a přivádí se přes dolní propust opět na VCO. Činnost VCO se tedy řídí vstupním mf napětím. Protože je vstupní mf napětí kmitočtově modulováno, a protože VCO „sleduje“ změny kmitočtu, bude řídicí napětí (tj. výstupní napětí fázového komparátoru) proporcionálně změnám kmitočtu vstupního mf signálu. Řídicí napětí bude tedy nf napětím; po úpravě v obvodu deemfaze a zesílení lze nf napětí zesílovat jakýmkoli vhodným nf zesilovačem.

Technické údaje

Poměr signál/šum: poměr mezivrcholového signálního napětí k efektivnímu šumovému napětí při vstupním mF signálu 160 μ V (modulační kmitočet 1000 Hz, hloubka modulační ± 40 kHz) je lepší než 52 dB.

Vstupní rozsah PLL: 1 MHz.

Regulační rozsah PLL: 4 MHz.

Napájecí napětí: 12 ± 2 V.

Odběr proudu: 20 mA.

Popis zapojení

Vstupní snímací cívka je připojena k symetrickému vstupnímu obvodu vazebními kondenzátory. Diody v bázi T_1 omezují vstupní signál na dovolenou velikost. Tranzistor T_1 vstupního diferenciálního zesilovače jsou napájeny ze zdroje konstantního proudu (diody v bázi T_2 a T_3). Keramické filtry mají šířku propustného pásma pro 3 dB asi 300 kHz, střední kmitočet je 5,5 MHz. Tato část zapojení má (spolu s T_1) šířku pásma 300 kHz pro pokles 6 dB. Za druhým filtrem lze odebrat napětí pro měřidlo, které indikuje sílu signálu. Napětí se usměrňuje, filtruje a měří mikroampérmetrem. Diody na výstupu mF zesilovače s T_4 a T_5 slouží opět jako omezovalci.

Protože je ve zvukovém mF signálu přítomen i signál AM z obrazového mF zesilovače, je třeba při demodulaci mF signálu napětí AM dobře potlačit. K demodulaci je proto použit demodulátor PLL. Hlavní součástí této části zapojení je integrovaný obvod CA3080, který bývá označován jako OTA (operational transductance amplifier); integrovaný obvod zde pracuje jako asymetrický fázový komparátor. Tento IO umožňuje ovlivňovat lineárně v širokém rozsahu zesílení vstupního signálu na vstupech 2 a 3 řídicím proudem na vývodu 5. Tranzistory T_6 a T_7 tvoří astabilní multivibrátor, diody D_8 a D_{10} dovolují jeho rychlé přepínání. Kmitočtový rozsah oscilátoru lze nastavit hrubě i jemně (trimry 100 Ω a 1 k Ω). Signál VCO se vede přes vazební kondenzátor na vývod 5 integrovaného obvodu, odporové děliče určují jeho vhodnou velikost. Zesílený mF signál se vede na vývod 3 integrovaného obvodu; výstupní napětí z IO se přivádí před dolní propust na T_8 a T_9 a tak určuje kmitočet VCO. Toto řídicí napětí je vlastně nF signálem před deemfází. Obvod deemfáze se skládá z kondenzátoru 10 nF a odporu 4,7 k Ω , nF předzesilovač je pak tvořen tranzistory T_{10} a T_{11} .

Na obrázku je i schématický náčrt snímací cívky, cívka rezonuje asi na 6 MHz; přívod od cívky na vstup zapojení je stíněným nF kabelem uvedených rozměrů.

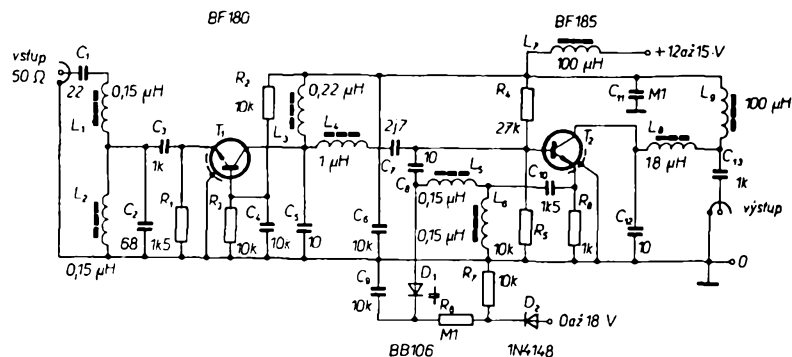
Použité tranzistory lze nahradit vF křemíkovými tranzistory tuzemské výroby (např. KF173), integrovaný obvod nemá čs. ekvivalent. Jako T_{10} a T_{11} lze použít KF508 a KF517.

elektor únor 1975

Jednoduchý vstupní díl VKV

Vedle kvalitních stereofonních zařízení jsou vyžadovány i malé přenosné přijímače, jejichž pořizovací cena je nízká. Tento typ přijímače je určen většinou pouze k příjmu silných místních stanic. Vstupní jednotka, jejíž zapojení je na obr. 17, je určena právě pro zmíněné jednoduché přenosné přijímače.

Signál z antény je přiveden přes pásmovou propust na emitor tranzistoru T_1 . Pásmová propust potlačuje kmitočty vně pásma VKV. V kolektoru T_1 je zapojen rezonanční obvod L_1 , C_1 , který je pevně naladěný na střed přijímaného pásma (případně na kmitočet



Obr. 17. Jednoduchý vstupní díl VKV

stanice, která se poslouchá nejčastěji). Tranzistor T_2 je zapojen jako kmitací směšovač. Oscilátor je laděn kapacitní diodou D_1 . Při ladicím napětí $U_A = 15$ V je přijímaný kmitočet 104 MHz. Napětí pro kapacitní diodu, napájecí napětí pro vstupní jednotku a mF zesilovač je možné odebrat z jednoho zdroje. Velikost odporu ladicího potenciometru by se měla pohybovat asi od 10 k Ω do 0,1 M Ω . Běžec potenciometru je vhodně zablokovan kondenzátorem 1 μ F. (Zkratují se tak rušivá napětí.) Citlivost přijímače s touto jednoduchou vstupní jednotkou a ve spojení s dále popsaným mF zesilovačem je asi 10 μ V (pro odstup signál/šum 26 dB). Uvedená citlivost je dostačující pro kvalitní monofonní příjem místních stanic i na náhražkovou anténu.

Tranzistor BF180 je vyráběn v Polsku a Rumunsku. Tranzistor BF185 je možno nahradit typem KF525. Diody 1N4148 možno nahradit typem KA206 a diodu BB106 typem KB 109G.

elektor červenec, srpen 1976

Jednoduchý mF zesilovač s TBA120T

Předností dále popisovaného mF zesilovače je ta skutečnost, že nepotřebuje žádné nastavení. Mf zesilovač je osazen tranzistorem BF199 a integrovaným obvodem TBA120T. Selektivita zesilovače je určena parametry piezokeramického filtru SFE 10,7MA (obr. 18). Fázovací obvod, který je nutný pro funkci koincidenčního detektoru, je v běžných zapojeních složen z indukčnosti, dvou kondenzátorů a tlumivého odporu. V popisovaném zesilovači je běžný fázovací

obvod nahrazen piezokeramickým filtrem CDA 10,7MA a kondenzátorem C_6 . Pokud jsou propojeny body A a B, je možno potenciometrem P_1 řídit amplitudu výstupního nF signálu (bod C).

Tento jednoduchý mezifrekvenční zesilovač je určen pro malé síťové přijímače FM.

Technické parametry

Výstupní napětí: 2 V při zkreslení 5 %.

Napájení: 12 až 15 V/35 mA.

Rozsah regulace hlasitosti: 69 dB.

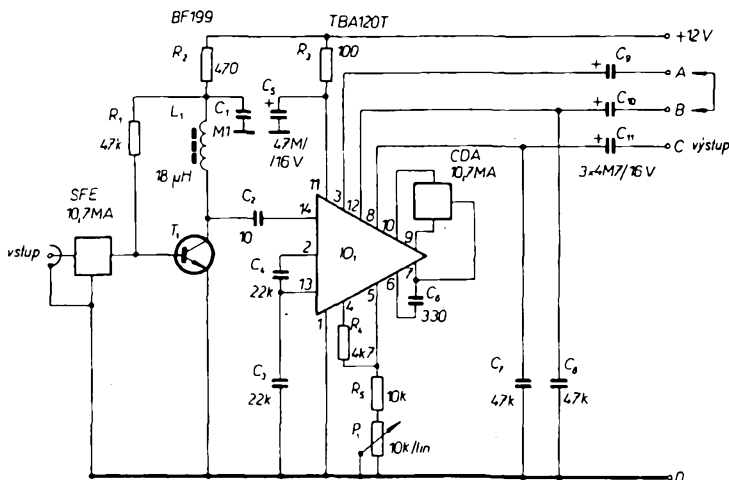
Mf zesilovač byl měřen na kmitočtu 10,7 MHz s modulačním kmitočtem 1 kHz a zdvihem 40 kHz. Příčinou relativně velkého zkreslení je především nelinearita použitého filtru CDA 10,7MA, to je také hlavní důvod, proč se tento mezifrekvenční zesilovač nehodí pro stereofonní přijímače. Jednoduchost konstrukce je zde zaplácena větším zkreslením.

Tranzistor BF199 je možno nahradit typem KF167 (nebo KF173).

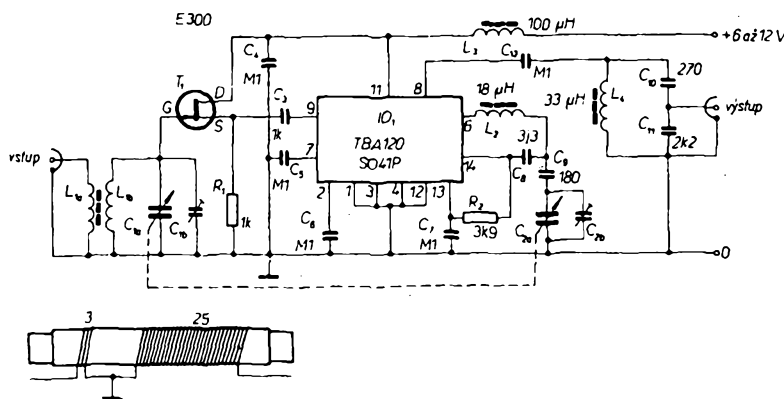
elektor červenec, srpen 1976

Konvertor pro krátké vlny

Konvertor pro krátké vlny rozšiřuje možnosti běžného přijímače pro střední vlny. Abychom i s relativně málo citlivým přijímačem dosáhli uspokojivého příjmu, je vhodné, aby konvertor měl co nejmenší ztráty, případně i malé zesílení. Jak je patrné z obr. 19, je vstupní laděný obvod realizován jako feritová anténa. Abychom co nejvíce využili



Obr. 18. Jednoduchý mF zesilovač s TBA120T



Obr. 19. Konvertor pro krátké vlny; $C_{1A}, C_{1B}, C_{2A}, C_{2B} = 2 \times 335 \text{ pF}$, $L_{1A} = 25$ z drátu o $\varnothing 0,6 \text{ mm Cu}$, $L_{1B} = 3$ z drátu o $\varnothing 0,2 \text{ mm Cu}$

kvality antény, je její výstupní signál přiveden na vstup impedančního měniče s tranzistorem T_1 . V důsledku toho bude vstupní laděný obvod velmi málo tlumen. Z impedančního měniče je signál dále přiveden na vstup integrovaného obvodu TBA120. Tento obvod zde plní funkci směšovače, oscilátoru a detektoru. Výstupní laděný obvod L_4 , C_{10} , C_{11} je naladěný na kmitočet 1,7 MHz; na tento kmitočet jsou totiž převáděny kmitočty vstupních signálů. Výstup z konvertoru je na impedanci 50Ω . Pokud nemá středovlnný přijímač vyvedeny zdírkky pro anténu, je možné navinout kolem přijímače asi 4 závitů drátu, které spojíme s výstupem konvertoru.

Vzhledem k tomu, že indukčnost oscilátorové cívky je předem pevně nastavena na $18 \mu\text{H}$, nedělá nastavení konvertoru žádné potíže. Kondenzátorem C_{2B} nastavíme kmitočet oscilátoru tak, aby při vstupním signálu 5,4 MHz a minimální kapacitě kondenzátorů C_{1A} , C_{2A} měl výstupní signál kmitočet 1,7 MHz. Kondenzátorem C_{1B} nastavíme pak maximální úroveň výstupního signálu na 2 MHz, kondenzátory C_{1A} a C_{2A} naladíme konvertor tak, abychom přijímali vstupní signál a posuvem cívek L_{1A} , L_{1B} nastavíme výstupní signál na maximální úroveň.

elektor červenec, srpen 1976

vány a naopak ví část šumového spektra je selektivně zesílena a detekována. Získaná stejnosměrná složka je použita po zesílení ke zkratování nf signálu, který obsahuje šum.

V uvedeném zapojení je selektivita realizována laděným obvodem L_1 , C_3 ($f_{\text{rez}} = 80 \text{ kHz}$), zapojeným na zpětnovazební větvi operačního zesilovače. Šířku propustného pásma zesilovače je možno nastavit trimrem P_2 . Vzhledem k tomu, že použitý operační zesilovač nemůže při kmitočtech kolem 80 kHz zpracovat velké signály, je nutné zapojit ještě zesilovací stupeň s tranzistorem T_1 , na jehož výstupu je již úroveň signálu pro detekci dostatečná. Na místě spínacích prvků jsou použity tranzistory T_3 a T_4 (pro levý a pravý kanál). Uvedená zapojení potlačuje šumový signál o 53 až 60 dB (v závislosti na poloze P_1).

Popisovaný obvod tichého ladění je řešen jako doplněk ke stereofonnímu dekodéru. Vstupy a výstupy z dekodéru jsou pak paralelně připojeny ke vstupu a příslušným výstupům doplnku.

Na místě T_1 lze použít KC507, na místě T_2 KF517 a na místě T_3 , T_4 KF124.

elektor červenec, srpen 1976

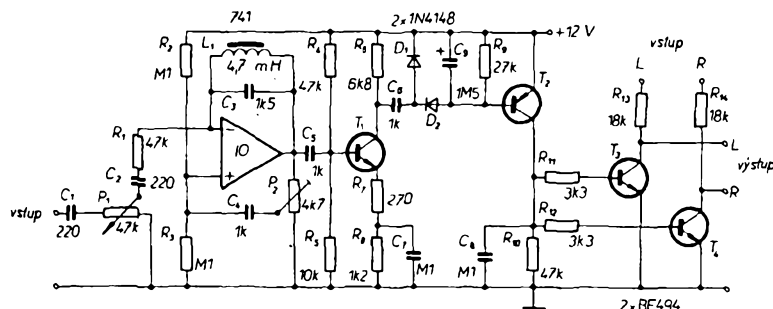
Keramické filtry pro rozhlasové přijímače

Tiché ladění pro stereofonní přijímač FM

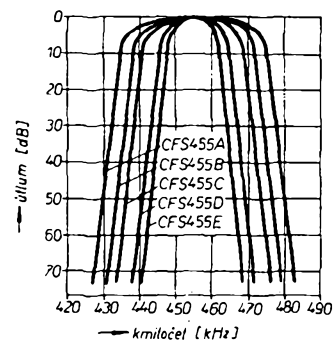
Na obr. 20 je uveden příklad zapojení, které potlačuje šum mezi stanicemi (tiché ladění) u přijímače FM. K získání informace o tom, zda je přijímač naladěný na stanici či nikoli, vyhodnocuje zapojení obsah šumu v detekovaném signálu. Jak je známo, nejvyšší modulaci kmitočet může být 53 kHz (při stereofonním provozu), zatímco šumové spektrum na výstupu detektoru (není-li zapojen obvod deemfáze) zasahuje do vyšších kmitočtů. Nízkofrekvenční část šumového spektra spolu s demodulovaným signálem jsou odfiltro-

Na stránkách AR i jinde jsou čas od času uveřejňovány návody na stavbu rozhlasových přijímačů, v nichž se jako obvody soustředěné selektivity používají keramické filtry zahraničních výrobců. Elektrické vlastnosti nejběžnějších filtrů byly uvedeny v Radjovém konstruktéru č. 6/1975.

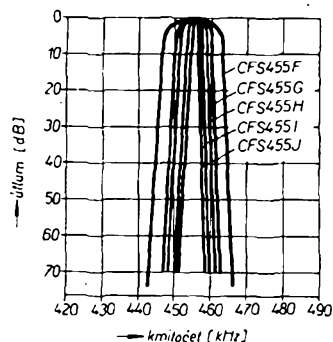
Keramických filtrů se ovšem vyrábí celá řada, a to jak pro přijímače FM a AM, tak i pro televizní přijímače, neboť konstrukce tunerů a televizorů s keramickými filtry je nepoměrně snazší a jednodušší, než konstrukce s klasickými obvody, laděnými články LC. Nehledě na parametry obvodů je tato



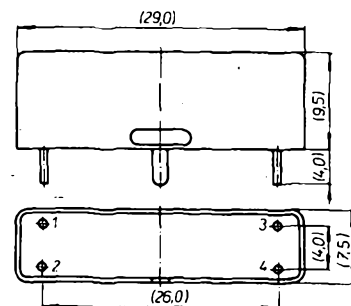
Obr. 20. Tiché ladění pro přijímače FM



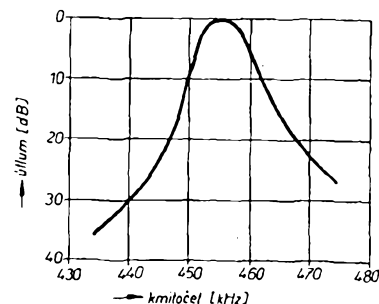
Obr. 21. Útlumové charakteristiky filtrů CFS 455 A, B, C, D, a E



Obr. 22. Útlumové charakteristiky filtrů CFS 455 F, G, H, I, J



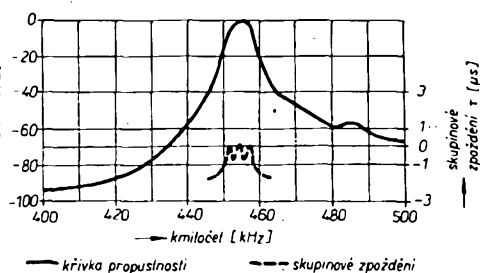
Obr. 23. Mechanické rozměry filtrů CFS 455



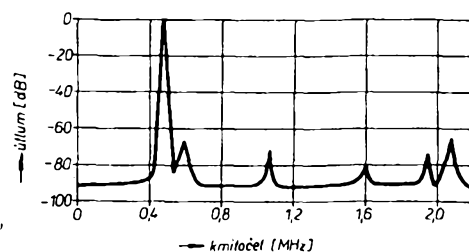
Obr. 24. Útlumová charakteristika filtru SFD 455 D

jednoduchost konstrukce příčinou, proč se keramické filtry používají v amatérských i profesionálních výrobcích stále častěji; přitom ne každý má však možnost zjistit si, o jaký filtr se v konkrétním zapojení jedná a jaké jsou jeho vlastnosti. Proto je v tomto článku přehledně uvedeno, jaké základní vlastnosti mají nejrůznější typy filtrů a jaké je jejich zapojení, popř. i jaké mají rozměry.

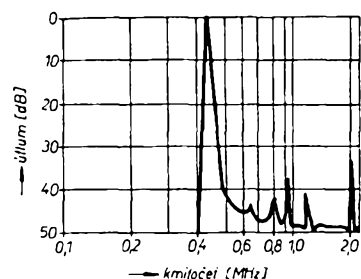
Firemní literatura Stetner



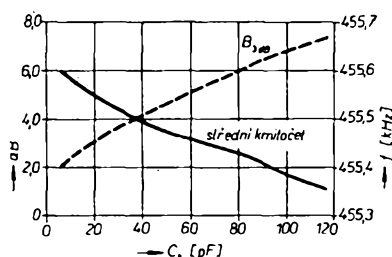
Obr. 25. Útlumová charakteristika a skupinové zpoždění filtru SFT 455A



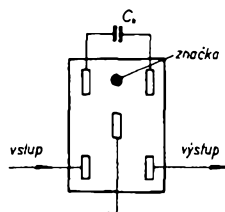
Obr. 27. Křivka selektivity filtru SFT 455A



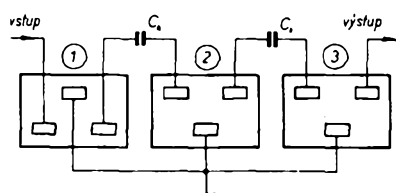
Obr. 26. Křivka selektivity filtru SFD 455D



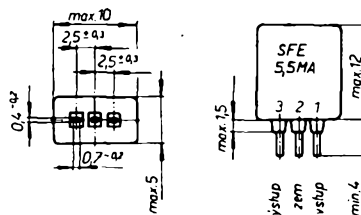
Obr. 28. Závislost šířky pásma na kapacitě kondenzátoru C_k filtru SFD 455D



Obr. 29. Rozmístění vývodů filtru SFD 455D



Obr. 30. Rozmístění a propojení vývodů filtru SFT 455A



Obr. 31. Mechanické rozměry filtru SFE 5,5 a SFE 6,5

Tab. 1. Keramické filtry CFS 455 pro komunikační a jakostní přijímače AM

Typ	Kmitočet min. [kHz]	B_3 dB min. [kHz]	B_6 dB min. [kHz]	B_{70} dB min. [kHz]	Základní útlum max. [dB]	Vstupní a výstupní impedance [Ω]
CFS 455A	455	± 13	± 17.5	± 30	6	1500
CFS 455B	455	± 10	± 15	± 25	6	1500
CFS 455C	455	± 9	± 13	± 23	6	1500
CFS 455D	455	± 7	± 10	± 20	6	1500
CFS 455E	455	± 5.5	± 8	± 15	8	1500
CFS 455F	455	± 4.2	± 6	± 12	8	2000
CFS 455G	455	-	± 4	± 9	8	2000
CFS 455H	455	-	± 3	± 7.5	9	2000
CFS 455I	455	-	± 2	± 5	10	2000
CFS 455J	455	-	± 1.5	± 4.5	10	2000

Útlumová charakteristika: obr. 21, 22

Mechanické rozměry: obr. 23

(B_3 dB je šířka propustného pásma pro útlum 3 dB atd.)

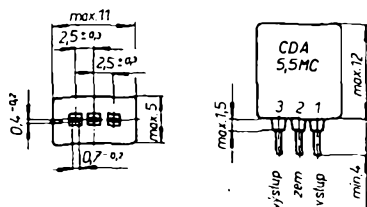
Tab. 2. Keramické filtry pro přijímače AM

Typ	SFD 455D	SFT 455A (3 × SFB)
Střední kmitočet f_0 [kHz]	455 ± 2	455 ± 2
Šířka pásma B_3 dB [kHz]	4.5 ± 1	4.5 ± 1
Vazební kondenzátor C_k [pF]	56 ± 2	120 ± 2
Zvlnění v propustném pásmu r	< 1 (max. 1.5) dB	< 1 (max. 2) dB
Selektivita [dB], $f_0 + 9$ kHz	≥ 18	> 30
$f_0 - 9$ kHz	≥ 24	> 36
Útlum v propustném pásmu [dB]	5 (max. 9)	< 10
Potlačení vedlejších kmitočtů [dB]	≥ 20 (do 2 MHz) ≥ 10 (do 15 MHz)	> 30
Teplotní součinitel (0 až 40 °C)	50 (75 max.) $\cdot 10^{-8}/^\circ\text{C}$	< 0.5 (po dobu 10 let)
Dlouhodobá stabilita kmitočtu Δf_0 [%]	50	10
Maximální ss napětí mezi vývody 3-5, 4-5 [V]	-20 až +80	-40 až +80
Maximální st špičkové napětí mezi vývody 3-5, 4-5 [V]	-20 až +80	-40 až +80
Pracovní teplota okolí [°C]	-20 až +80	-40 až +80
Skladovací teplota [°C]	-40 až +80	-40 až +80
Vstupní a výstupní impedance	3000 Ω	3000 Ω

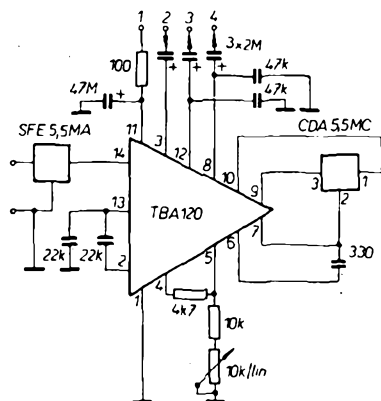
Útlumová charakteristika SFD 455D je na obr. 14. SFT 455A na obr. 15, křivky selektivity jsou na obr. 16 a 17, závislost šířky pásma na kapacitě kondenzátoru C_k je na obr. 18, rozmístění vývodů (pohled ze strany vývodů) je na obr. 19 a obr. 20

Tab. 3. Keramické filtry pro mf zesilovače zvuku v televizních přijímačích

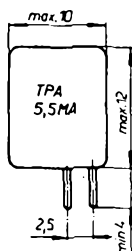
Typ	SFE 5,5MA	SFE 6,5MA
Střední kmitočet f_0 [MHz]	5.5 ± 0.03	6.5
Šířka pásma B_3 dB [kHz]	$\leq \pm 7.5$	$\leq \pm 8.0$
Šířka pásma B_{20} dB [kHz]	≤ 55.0	≤ 63.0
Zvlnění v propustném pásmu [dB]	≤ 1.5	≤ 1.5
Útlum v propustném pásmu [dB]	≤ 8	≤ 8
Potlačení vedlejších kmitočtů [dB]	> 25 (pro $f_0 \pm 2.5$ MHz) $< 10^{-4}/^\circ\text{C}$	> 25 (pro $f_0 \pm 1$ MHz) $< 10^{-4}/^\circ\text{C}$
Teplotní součinitel (-20 až +80 °C)	< 0.5 (po dobu 10 let)	50
Dlouhodobá stabilita kmitočtu [%]	10	10
Max. ss napětí mezi vývody 1-2, 2-3 [V]	-20 až +80	-40 až +80
Max. st špičkové napětí mezi 1-2, 2-3, [V]	-20 až +80	-40 až +80
Pracovní teplota [°C]	-20 až +80	-40 až +80
Skladovací teplota [°C]	-40 až +80	-40 až +80
Mechanické rozměry	obr. 31	obr. 31



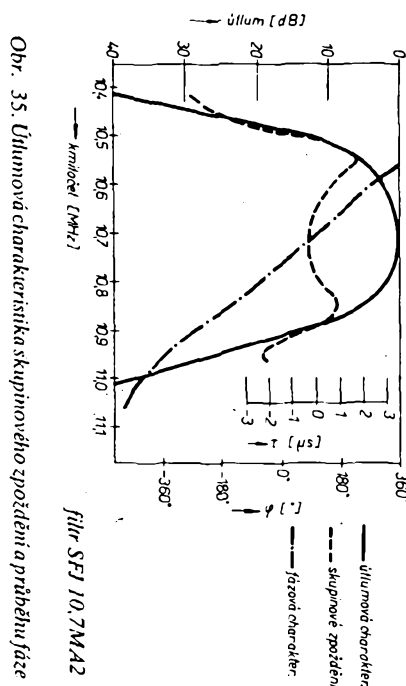
Obr. 32. Mechanické rozměry filtru
CDA 5,5, CDA 6,5 a CDA 10,7



Obr. 33. Příklad zapojení filtru
CDA 5, 5MC (1 – napájení, 2 – vstup nf,
3 – výstup nf neregulovaný, 4 – výstup nf
regulovaný)



Obr. 34. Mechanické rozměry filtrů TPA



Obr. 35. Utlumová charakteristika skupinového zpoždění a průběhu fáz

Tab. 4. Keramické filtry pro fázovací obvody koincidenčních detektorů (TBA120T)

Typ	CDA 5,5MC	CDA 6,5MC	CDA 10,7MC
Střední kmitočet [MHz]	5,5	6,5	10,7
Výstupní nf napětí při zdvihu ± 50 kHz [mV]	>800	>800	>800
Činitel zkreslení při zdvihu ± 50 kHz [%]	≤ 6	≤ 6	≤ 6
Činitel zkreslení při zdvihu ± 30 kHz [%]	≤ 3	≤ 3	≤ 3
Pracovní teplota [°C]	0 až +80	0 až +80	0 až +80

Filtry nejsou vhodné pro stereofonní přijímače. Mechanické rozměry jsou na obr. 32, příklad zapojení je na obr. 33.

Tab. 5. Keramické filtry pro odladovače

Typ	TPA 5,5MA	TPA 6,5MA
Střední kmitočet [MHz]	$5,5 \pm 0,03$	$6,5 \pm 0,03$
Útlum [dB]	≤ 26	≤ 30
Šířka nepropustného pásma (20 dB) [kHz]	≤ 30	≤ 35
Kapacita při 1 kHz [pF]	300	280
Teplotní součinitel (-20 až +60 °C)	$10^{-4}/^{\circ}\text{C}$	$10^{-4}/^{\circ}\text{C}$

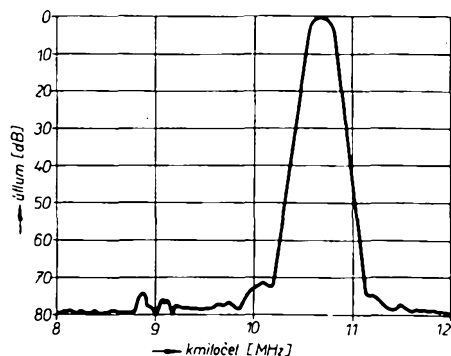
Mechanické rozměry jsou na obr. 34.

Tab. 6. Keramické filtry jednoduché pro přijímače VKV

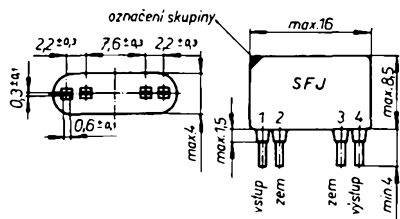
Typ	SFE 10.7MA15	SFE 10.7MJ	SFE 10.7MS2	SFE 10.7MS3
Střední kmitočet f_0 [MHz]	10,64 až 10,76	10,64 až 10,76	10,64 až 10,76	10,64 až 10,76
Skupina A (červená tečka) f_0 [MHz]	10,70	10,70	10,70	10,70
B (modrá tečka)	10,67	10,67	10,67	10,67
C (oranžová tečka)	10,73	10,73	10,73	10,73
D (černá tečka)	10,64	10,64	10,64	10,64
E (bílá tečka)	10,76	10,76	10,76	10,76
Šířka pásma $B_{3\text{ dB}}$ [kHz]	280 $\pm$ 50	150 $\pm$ 40	230 $\pm$ 40	180 $\pm$ 30
Šířka pásma $B_{20\text{ dB}}$ [kHz]	<650	<500	<600	<520
Zvlnění v propustném pásmu [dB]	<1 (1,5 max.)	<1	<1 (1,5 max.)	<1 (1,5 max.)
Potlačení vedlejších kmitočtů [dB]	>30 (9 až 12 MHz)		>40 (8 až 12 MHz)	
Útlum v propustném pásmu [dB]	5 (6 max.)	10	5 (6 max.)	5 (6 max.)
Teplotní součinitel (při -20 až -80 °C) $\cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$	<75	<75	<75	<75
Dlouhodobá stabilita kmitočtu (po dobu 10 let) [% f_0]	<0,5	<0,5	<0,5	<0,5
Maximální ss napětí mezi vývody 1-2, 2-3 [HV]	50	50	50	50
Pracovní teplota [°C]	-20 až +80	-20 až +80	-20 až +80	-20 až +80
Skladovací teplota [°C]	-40 až +80	-40 až +80	-40 až +80	-40 až +80
Vstupní a výstupní impedance $[\Omega]$	330	330	330	330
Označení skupiny	vlevo	vlevo	vlevo	vpravo
Útlumová charakteristika	obr. 41	obr. 43	obr. 46	
Křivka selektivity	obr. 42	obr. 44	obr. 47	
Mechanické rozměry	obr. 45	obr. 45	obr. 48	obr. 48

Tab. 7a. Keramické filtry pro přijímače VKV (Hi-Fi)

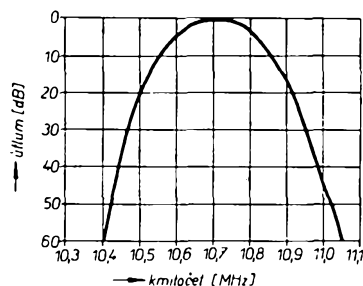
Typ	SFJ 10,7MS2	SFJ 10,7MA2K	SFJ10,7MAH-A
Střední kmitočet f_0 [MHz]	10,64 až 10,76 ± 30 kHz	10,64 až 10,76 ± 30 kHz	10,7 ± 20 kHz
Skupina A (červená tečka) f_0 [MHz]	10,7	10,7	10,7
B (modrá tečka)	10,67	10,67	
C (oranžová tečka)	10,73	10,73	
D (černá tečka)	10,64	10,64	
E (bílá tečka)	10,76	10,76	
Šířka pásma $B_{3\text{dB}}$ [kHz]	230 ± 40	230 ± 40	220 ± 40
Šířka pásma $B_{50\text{dB}}$ [kHz]	<700	<700	<700
Skupinové zpoždění pro $f_0 \pm 70$ kHz [μs]	<2	<0,5	<1
Útlum v propustném pásmu [dB]	8 (10 max.)	8 (10 max.)	8 (10 max.)
Potlačení vedlejších kmitočtů [dB]	>50 (8 až 12 MHz)	>50 (8 až 12 MHz)	>60 (7 až 30 MHz)
Dlouhodobá stabilita kmitočtu [% f_0]	<0,5 (10 let)	<0,5 (10 let)	<0,5 (10 let)
Teplotní součinitel (-20 až $+80$ °C)	$\leq 120 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$	$\leq 120 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$	$\leq 120 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$
Pracovní teplota [°C]	-20 až +80	-20 až +80	-20 až +80
Skladovací teplota [°C]	-40 až +80	-40 až +80	-40 až +80
Maximální stejnosměrné napětí mezi vývody 1-2, 3-4 [V]	50	50	50
Maximální střídavé špičkové napětí mezi vývody 1-2, 3-4 [V]	10		
Vstupní a výstupní impedance [Ω]	330	330	330
Pozn. (umístění barevného kódu)	vpravo	vpravo + žlutá	vpravo
Útlumová charakteristika	obr. 15		
Křivka selektivity	obr. 16		
Mechanické rozměry	obr. 17	obr. 17	obr. 17



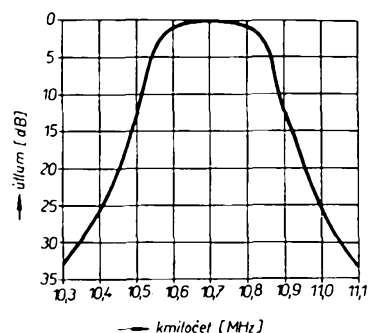
Obr. 36. Křivka selektivity filtru SFJ 10,7MA2



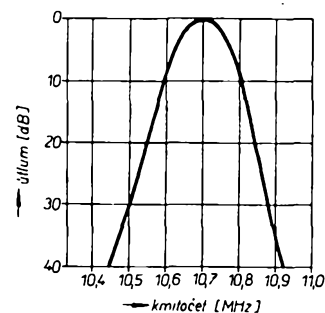
Obr. 37. Mechanické rozměry filtru SFJ 10,7



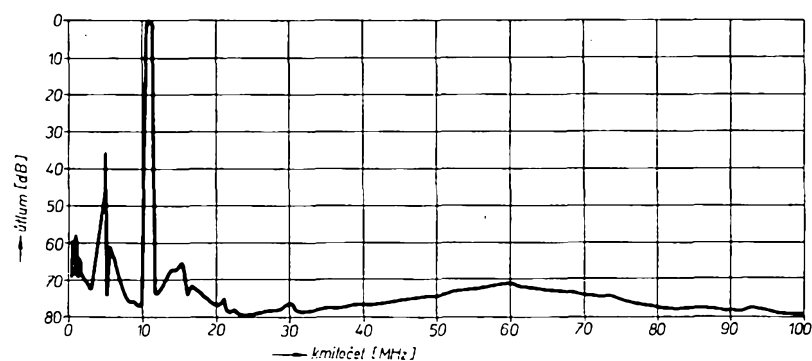
Obr. 38. Útlumová charakteristika filtru SFW 10,7MA



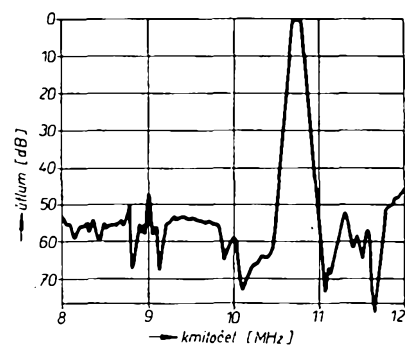
Obr. 41. Útlumová charakteristika filtru SFE 10,7MA15



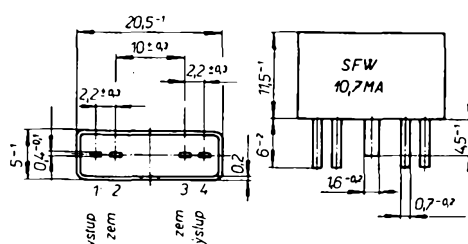
Obr. 43. Útlumová charakteristika filtru SFE 10,7MJ



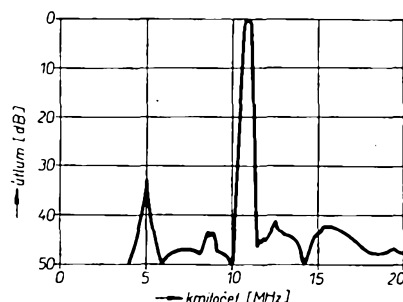
Obr. 39. Křivka selektivity filtru SFW 10,7MA



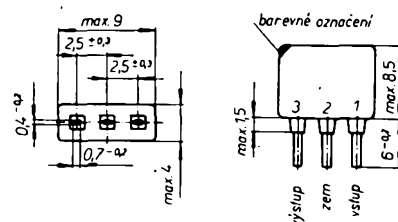
Obr. 44. Křivka selektivity filtru SFE 10,7MJ



Obr. 40. Mechanické rozměry filtru SFW 10,7



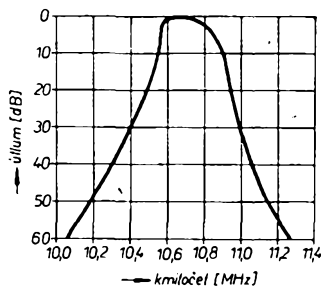
Obr. 42. Křivka selektivity filtru SFE 10,7MA15



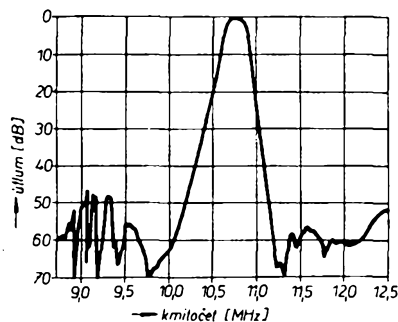
Obr. 45. Mechanické rozměry filtru SFE 10,7MA15 a SFE 10,7MJ

Tab. 7b. Keramické filtry pro přijímače VKV (Hi-Fi)

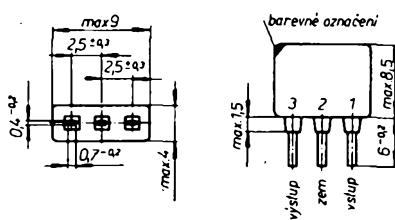
Typ	SFW 10,7MA	SFW 10,7MAH-A
Střední kmitočet f_0 [MHz]	10,64 až 10,76 ± 30 kHz	10,7 ± 20 kHz
Skupina A (červená tečka) f_0 [MHz]	10,7	10,7
B (modrá tečka)	10,67	
C (oranžová tečka)	10,73	
D (černá tečka)	10,64	
E (bílá tečka)	10,76	
Šířka pásma B_3 dB [kHz]	180 ± 40	220 ± 40
Šířka pásma B_{50} dB [kHz]	< 600	< 700
Zvlnění v propustném pásmu [dB]	< 1 (1,5 max.)	< 1 (1,5 max.)
Skupinové zpoždění pro f_0 ± 70 kHz [μs]	< 2	< 1
Útlum v propustném pásmu [dB]	8 10 max.)	8 (10 max.)
Potlačení vedlejších kmitočtů [dB]	> 60 (8 až 12 MHz)	> 60 (7 až 30 MHz)
Dlouhodobá stabilita kmitočtu [% f_0]	< 0,5 (10 let)	< 0,5 (10 let)
Teplotní součinitel (při -20 až +80 °C)	± 75 · 10 ⁻⁶ /°C	± 120 · 10 ⁻⁶ /°C
Pracovní teplota [°C]	-20 až +80	-20 až +80
Skladovací teplota [°C]	-40 až +80	-40 až +80
Maximální stejnosměrné napětí mezi vývody 1-2, 3-4 [V]	50	50
Maximální střídavé špičkové napětí mezi vývody 1-2, 3-4 [V]	10	10
Vstupní a výstupní impedance [Ω]	330	330
Poznámka (umístění barevného kódu)	označen vstup a výstup	
Útlumová charakteristika	obr. 18	obr. 18
Křivka selektivity	obr. 19	-
Mechanické rozměry	obr. 20	-



Obr. 46. Útlumová charakteristika filtru SFE 10,7MS2



Obr. 47. Křivka selektivity filtru SFE 10,7MS2



Obr. 48. Mechanické rozměry filtru SFE 10,7MS

Nízkofrekvenční technika

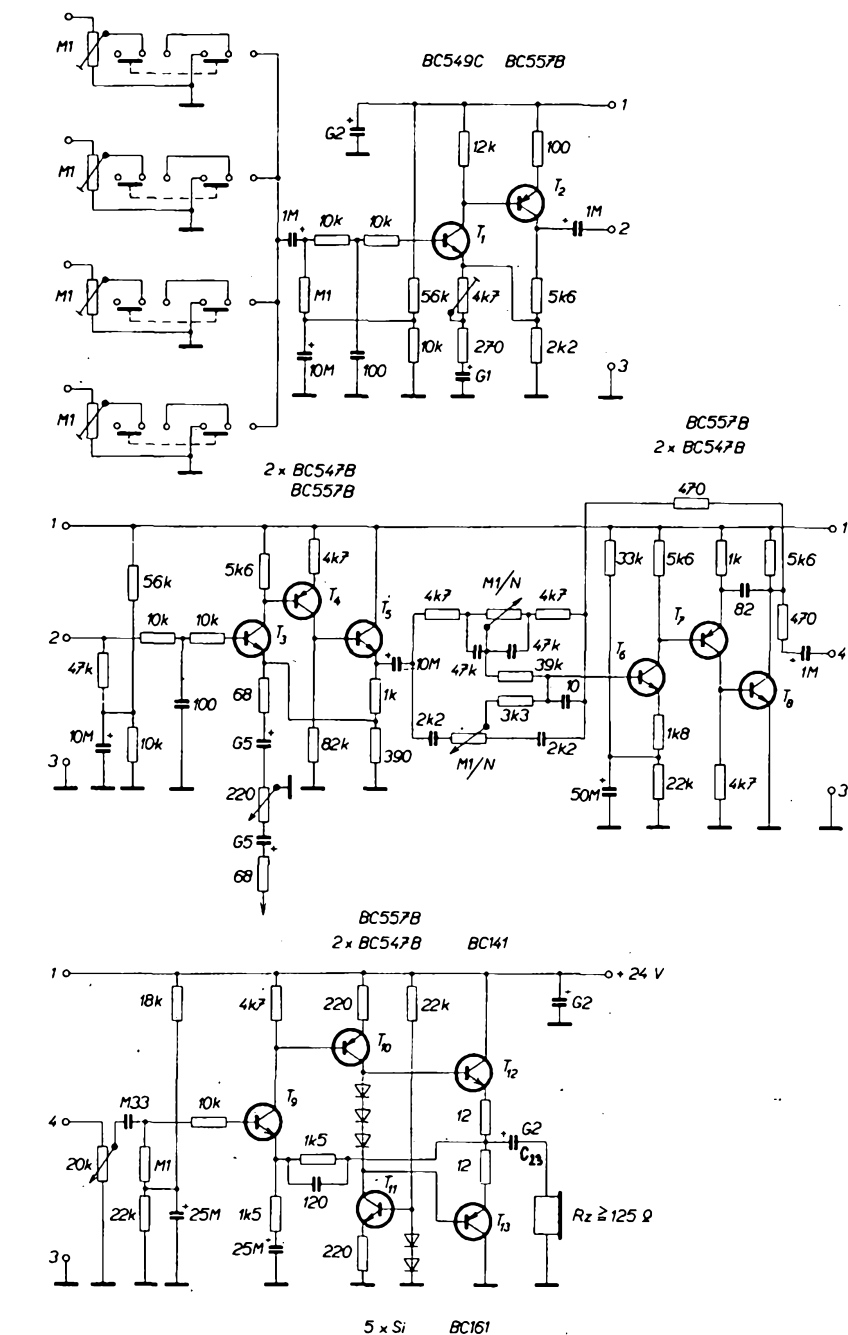
Zesilovač „pro umělou hlavu“

Nadpis této kapitoly je poněkud nepřesný – jde totiž o stereofonní zesilovač pro zesilování záznamů, pořízených mikrofony v tzv. umělé hlavě. V západní literatuře se mu někdy říká „Kukoverstärker“. O umělé hlavě a o snímčích, pořízených touto zvláštní nahrávací technikou, byla již před časem v AR zmínka. Popisované zařízení se skládá z předzesilovače, z obvodu tónových korekcí a z koncového zesilovače pro sluchátka. Vzhledem k tomu, že záznamy z umělé hlavy jsou velmi jakostní, mají i všechny tři díly zesilovače velmi dobré parametry. Zapojení je na obr. 49.

Technické údaje vhodných sluchátek

Přenášený rozsah kmitočtů (podle DIN): 20 Hz až 20 kHz.

Vhodný výkon: 1 mW (odpovídá napětí 1,41 V na impedanci 2 kΩ), pro 102 dB (25 μbarů) při 1000 Hz.



Obr. 49. Zesilovač pro stereofonní sluchátka, speciálně určený pro reprodukci z desek nahraných pomocí umělé hlavy

Zkreslení (pro 1000 Hz): menší než 1 % (odpovídá 22 V při tlaku 126 dB, 400 μbarů).

Technické údaje zesilovače

Zkreslení: menší než 0,05 % při 1000 Hz.
Výstupní impedance: 1,2 Ω.

Maximální výstupní výkon: 450 mW na 125 Ω, 125 mW na 8 Ω (C_{23} větší než 1000 μF).

Maximální výstupní napětí: 7,5 V.

Kmitočtový rozsah:

14 Hz až 50 kHz ± 1 dB,
9 Hz až 85 kHz ± 3 dB.

Rušivé napětí (v závislosti na zesilení, tj. na nastavení trimru v emitoru T_1):

a) vnitřní odpor generátoru 1 kΩ, maximální zesilení – rušivé napětí 0,25 mV, při minimálním zesilení se rušivé napětí nedá změřit;

b) vnitřní odpor generátoru 100 kΩ, maximální zesilení – rušivé napětí 0,6 mV, minimální zesilení – 60 μV.



Vzhledem k tomu, že dynamika vhodných sluchátek převyšuje obvykle dynamiku ucha (hranice bolesti je 120 dB), musel být při návrhu zesilovače brán zřetel především i na tento parametr. Při návrhu se přihlíželo dále

i na šum zesilovače, který je při poslechu na sluchátka velmi nepříjemný. Protože šum zesilovače je dán převážně šumem prvního stupně, byl při konstrukci vybrán vhodný tranzistor a vhodný pracovní bod (výběrem tranzistoru a jeho pracovního bodu lze v současné době dosáhnout u nf stupňů šumového čísla okolo 1,5 dB).

Při praktické realizaci zapojení (obr. 49) byl zvolen vstupní zesilovač (předzesilovač) s dvěma tranzistory T_1 a T_2 , obvod stereofonního vyvážení (balance) se třemi tranzistory T_3 , T_4 a T_5 a obvod s regulátory hloubek a výšek jako aktivní regulátor se třemi tranzistory T_6 , T_7 a T_8 . Jako vstupní tranzistor byl zvolen typ BC549C (bezšumová varianta známého tranzistoru KC509), který má velmi malý šum a velké zesílení při malých kolektorových proudcích. Proto se u vzorku zesilovače dosáhlo šumového čísla 1,5 dB při kolektorovém proudu 100 μ A. Výstupní impedance stupně je malá (asi 450 Ω). Jeho napětové zesílení je dáno poměrem odporů v kolektoru T_5 . Na zesílení má vliv i řetěz odporový trimr, odpor a kondenzátor v emitoru T_1 ; trimrem lze měnit zesílení stupně ve velkých mezích (od 4,6 do 24), což umožňuje připojit zesilovač k jakémukoli zdroji signálu. Články T na vstupu a výstupu předzesilovače omezují přenos signálů kmitočtů vyšších než 100 kHz.

Stupeň pro stereofonní vyvážení je běžného zapojení; protože následující korektor musí být napájen ze stupně s velmi malou výstupní impedancí, je jako výstupní tranzistor stupně vyvážení zapojen emitorový sledovač T_3 . Zesílení lze regulovat potenciometrem 220 Ω . Je-li běžec potenciometru ve střední poloze, je zisk stupně asi 18 dB. Rozsah změny zisku je 10 dB (maximálně 25 dB, minimálně 10 dB).

Také korektory jsou zapojeny zcela běžně. Jsou-li potenciometry hloubek a výšek ve střední poloze, je zesílení stupně jedna.

Výkonový zesilovač pro sluchátka má na vstupu regulátor hlasitosti. Pracuje s doplňkovými tranzistory, zapojení je běžné a osvědčené. Výstupní výkon je na zatěžovacím odporu 125 Ω asi 450 mW. Vzhledem k tomu, že výstupní impedance koncového zesilovače je o něco málo větší než 1 Ω , lze k výstupu připojit i sluchátka s malou impedancí, např. 8 Ω . Pak musí být ovšem zvětšena kapacita výstupního kondenzátoru nejméně na 1000 μ F, aby se využily dobré vlastnosti zesilovače při přenosu nízkých kmitočtů. Dosažitelný výstupní výkon je pak asi 125 mW. Velikost střídavé zpětné vazby (a tím i celkové napětové zesílení) je dáno poměrem odporů (1,5 k Ω) v emitoru T_9 , neboť pro střídavé napětí je spodní odpor 1,5 k Ω připojen ke kostře. Pracovní bod koncových tranzistorů je stabilizován stejnou směrnou zpětnou vazbou přes odpor z výstupu (do emitoru T_9). Volbou vhodného klidového proudu koncové dvojice tranzistorů a tím, že tranzistor T_{10} má jako kolektorovou zátěž zdroj konstantního proudu (T_{11}), se dosáhlo požadované velikosti zkreslení koncového zesilovače. Při krátkých zkratech na výstupu jsou koncové tranzistory chráněny před zničením svými emitorovými odpory.

Jako zdroj je vhodné použít stabilizovaný zdroj dobře vyhlazeného napětí 24 V.

Jednotlivé díly zesilovače lze samozřejmě použít i zvlášť při konstrukci jakostních stereofonních nebo monofonních zesilovačů, zvlášť lze použít jak předzesilovač, tak i stupeň vyvážení, korekce a konečně i koncový zesilovač.

Tranzistory n-p-n lze nahradit našimi typy KC509 (KC508, KC507), p-n-p typy KF517 nebo KFY18. Jako koncová dvojice by byly nejvhodnější typy KF507 – KF517 nebo KFY46 – KFY18. Diody lze nahradit libovolnými křemíkovými typy, např. KA501 apod.

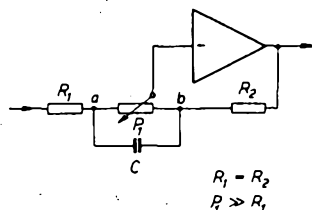
Závěrem ještě seznam desek, které jsou určeny speciálně pro poslech na sluchátka, neboť záznam na nich byl vyroben pomocí umělé hlavy (stav asi v polovině roku 1975): záznamová technika Neumann – Heiteres Barock – PSR 40563, Fröhliche Musik aus 6 Jahrhunderten – PSR 40575,

Dreimal blöd ist selten – DLPS 1011K, Elektronische Rockmusik, Planet of Man, Golem, Die Schnitgerörgel in Groningen, Balkanmusik, Demonstrations LP atd.; záznamová technika Sennheiser – Bourbon Skiffle CY. – MLP 15515. *elektor únor 1975*

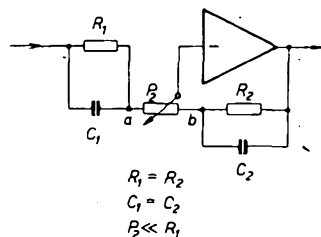
Integrované regulátory hlasitosti, vyvážení, výšek a hloubek

Velké výhody elektronické regulace vedly k integraci těchto obvodů. Integrované provedení má pochopitelně řadu předností před provedením z diskretních prvků (nižší výrobní cena, spolehlivost, velmi dobrý souběh pro dva až čtyři kanály). Princip elektronického potenciometru s diferenčním zesilovačem byl použit jako jeden ze stavebních prvků integrovaného provedení (viz závěr kapitoly Nf technika). Pro regulaci výšek a hloubek se využívá operačních zesilovačů, které mají v obvodu zpětné vazby zapojen vhodný, kmitočtově závislý člen.

Na obr. 50 je do obvodu zpětné vazby zapojena paralelní kombinace P_1 , C. Pro



Obr. 50. Korektor pro nízké kmitočty



Obr. 51. Korektor pro vysoké kmitočty

Obr. 52. Ukázka zapojení s obvodem TCA730

vyšší kmitočty ($f > 1$ kHz) má kondenzátor C velmi malou impedanci. To znamená, že odpor potenciometru P_1 se téměř neuplatní a pro zesílení na vyšších kmitočtech platí

$$A = \frac{R_2}{R_1}$$

Naproti tomu v případě nízkých kmitočtů je nutno s odporem P_1 počítat. Na nejnižších kmitočtech nf spektra se impedance kondenzátoru C bude blížit nekonečnu. Z toho vyplývá, že pokud bude běžec potenciometru v poloze označené a, bude zesílení obvodu pro nízké kmitočty

$$A = \frac{P_1 + R_2}{R_1}$$

a naopak, bude-li běžec potenciometru v poloze označené b, bude platit

$$A = \frac{R_2}{P_1 + R_1}$$

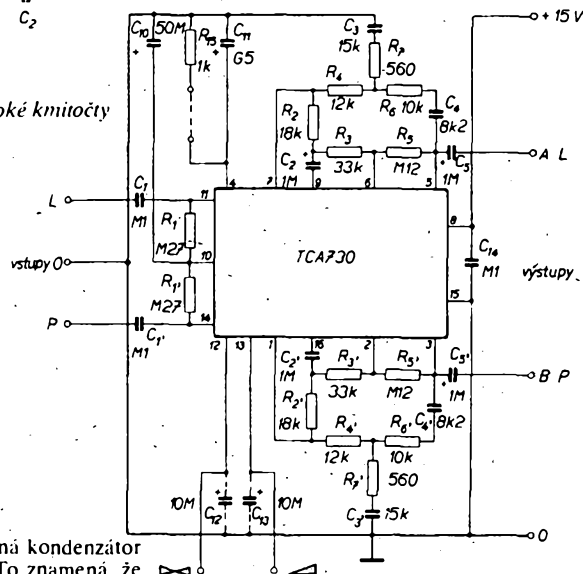
Je tedy vidět, že v závislosti na poloze běžce potenciometru P_1 budou zdůrazněny nebo potlačeny nízké kmitočty.

Na podobném principu je také založen obvod (obr. 51) pro zdůraznění nebo potlačení vyšších kmitočtů. Ve skutečném provedení se volí odpory R_1 a R_2 stejné. V tomto případě bude zesílení výše uvedených obvodů na středních kmitočtech a při střední poloze běžců potenciometrů rovno jednotce. Je pochopitelné, že potenciometry P je velmi výhodné realizovat jako elektronické.

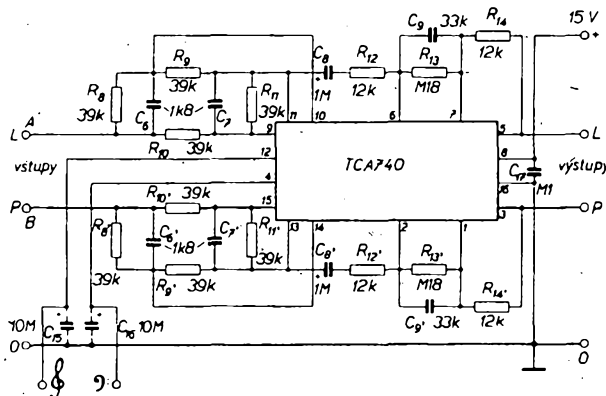
Jako příklad integrovaného provedení elektronických potenciometrů je možno uvést obvody TCA730 a TCA740. Obvod TCA730 je určen pro regulaci hlasitosti (s možností fyziologického průběhu), a dále pro vyvážení jednotlivých akustických kanálů. Naproti tomu obvod TCA740 je určen pro funkci korektoru kmitočtového průběhu. Na obr. 52 a obr. 53 je uvedeno praktické zapojení těchto integrovaných obvodů. Pro představu o možnostech zmíněných obvodů jsou uvedeny dále jejich technické údaje.

Technické údaje obvodu TCA730

Napájecí napětí: 15 V (max. 18 V).
Regulace zisku: -70 dB až 20 dB.
Řídící napětí: 1 V až 9 V (max. 12 V).
Řídící proud: 50 μ A.
Vstupní impedance: 250 k Ω .
Vstupní citlivost pro $U_{\text{vst}} = 1$ V: 100 mV.
Maximální vstupní napětí: 1 V.
Maximální výstupní napětí: 1 V.
Činitel zkreslení ($U_{\text{vst}} = 1$ V, $U_{\text{vst}} = 0,1$ V): 0,2 %.
Souběh ($U_{\text{vst}}/U_{\text{vst}} = 0$ až -50 dB): ± 2 dB.
($U_{\text{vst}}/U_{\text{vst}} = -50$ dB až 70 dB): ± 4 dB.



Obr. 53. Ukázka zapojení s obvodem TCA740



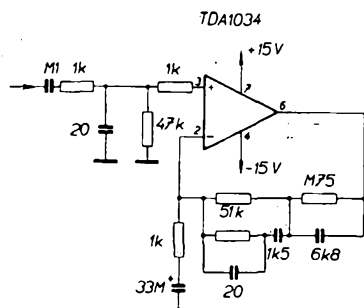
Přeslechy mezi kanály ($U_{\text{vst}} = 1 \text{ V}$) při
 $f = 250 \text{ Hz}$ až $12\,500 \text{ Hz}$: 56 dB.
 $f = 20 \text{ Hz}$ až $20\,000 \text{ Hz}$: 46 dB.
 Odstup rušivých napětí ($U_{\text{vst}} = 100 \text{ mV}$,
 $U_{\text{vst}} = 50 \text{ mV}$, $f = 20 \text{ Hz}$ až $20\,000 \text{ Hz}$):
 $\pm 52 \text{ dB}$.
 Kmitočtové pásmo (-1 dB): 20 Hz až
 20 000 Hz.
 Nastavení vyvážení kanálů
 ($U_{\text{vst}}/U_{\text{vst}} = 0 \text{ dB}$ až -50 dB): $\pm 10 \text{ dB}$.
 Odběr z napájecího zdroje: 40 mA.

Technické údaje obvodu TCA740

Napájecí napětí: 15 V (max. 18 V).
 Zesílení (lineární kmitoč. charakteristika):
 0 dB.
 Korekce nízkých kmitočtů (40 Hz): -15 dB
 až 15 dB .
 Korekce vysokých kmitočtů (15 kHz):
 -15 dB až 15 dB .
 Činitel zkreslení (lin. průběh, $f = 1 \text{ kHz}$):
 0,2 %.
 Přeslechy mezi kanály ($U_{\text{vst}} = 1 \text{ V}$) při
 $f = 250 \text{ Hz}$ až $12\,500 \text{ Hz}$: 56 dB.
 $f = 20 \text{ Hz}$ až $20\,000 \text{ Hz}$: 46 dB.
 Odstup rušivých napětí při $U_{\text{vst}} = 50 \text{ mV}$,
 $f = 20 \text{ Hz}$ až $20\,000 \text{ Hz}$: 56 dB.
 Odběr z napájecího zdroje: 40 mA.
 elektor říjen 1975

Korekční předzesilovač s operačním zesilovačem pro magnetickou přenosku

Na obr. 54 je uvedeno zapojení jednoduchého korekčního předzesilovače pro magnetickou přenosku. Použití operačního zesilovače poskytuje několik výhod. V první řadě velké zesílení operačního zesilovače bez zpětné vazby umožňuje zavést velmi silnou zápornou zpětnou vazbu, která zaručuje



Obr. 54. Korekční předzesilovač pro magnetickou přenosku

velmi malé zkreslení přístroje. Kromě toho velmi malá výstupní impedance při zesílení 30 dB odstraňuje problémy s parazitními brumy a s přizpůsobením k dalšímu přístroji. Vzhledem ke kvalitě použitého integrovaného operačního zesilovače je vlastní šum na velmi nízké úrovni a je proto vhodné použít v přístroji odpory s kovovou vrstvou, abychom si zbytečně nezhoršovali šumové vlastnosti přístroje.

K zamezení pronikání parazitních vf signálů je zde účelně omezeno kmitočtové pásmo ze strany vysokých kmitočtů. Kondenzátor 20 pF ve zpětné vazbě omezuje kmitočtový rozsah asi do 50 kHz a kondenzátor 20 pF na vstupu předzesilovače společně s výstupní impedancí zdroje signálu potlačuje kmitočty nad 500 kHz.

Výhoda uvedeného předzesilovače není jenom v jeho technických parametrech, ale také v jednoduchosti a velmi dobré reprodukovatelnosti. Je ovšem nutné na druhé straně poznamenat, že optimálních parametrů přístroje může být dosaženo jen za předpokladu, že deska s plošnými spoji bude navržena velmi pečlivě.

Radio-Elektronik-Schau č. 11/1976

Kmitočtové výhybky pro reproduktorové soustavy

Jak je všeobecně známo, je v moderních reproduktorových soustavách zapojeno více reproduktorů, neboť je prakticky nemožné použít jeden reproduktor, který by měl v pásmu 20 Hz až 16 kHz konstantní účinnost. Použití jednoho širokopásmového reproduktoru je vždy kompromisním řešením.

Obvyklé je rozdělení žádaného kmitočtového pásma na dva, tři nebo čtyři dílčí pásma. Rozdělení na tři pásma je možno přijmout jako vyhovující technické a zároveň úsporné řešení. Celé akustické pásmo se na tři dílčí pásma obvykle rozděluje následujícím způsobem:

- 1 – 30 až 400 Hz,
- 2 – 400 až 5000 Hz,
- 3 – 5000 až 16 000 Hz.

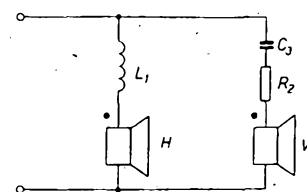
b)

$Z[\Omega]$	$L_1[\text{mH}]$	$L_2[\text{mH}]$	$R_1[\Omega]$	$R_2[\Omega]$	$R_3[\Omega]$	$C_1[\mu\text{F}]$	$C_2[\mu\text{F}]$	$C_3[\mu\text{F}]$
4	0,8 až 2,0	0,3 až 0,5	1	1 až 3	1 až 3	100 až 300	33 až 100	4,7 až 10
8	1,5 až 5,0	0,7 až 1,0	1 až 2	1 až 5	1 až 5	47 až 220	16 až 47	1,5 až 6,8

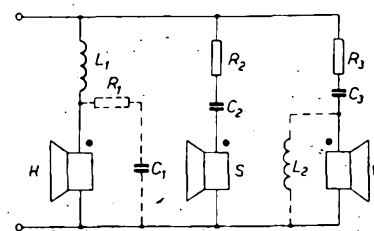
Strmost použitých výhybek bývá většinou 6 nebo 12 dB na oktávu. Reproduktorové soustavy, které mají výhybky se strmostí 12 dB/okt mohou mít až o 20 % větší účinnost, než při použití výhybek se strmostí 6 dB/okt. Na druhé straně je ovšem provedení s výhybkou se strmostí 6 dB/okt ekonomičtější (jedna tlumivka, dva kondenzátory a jedna až dva odpory). Vzhledem k tomu, že

zatížitelnost hlubokotónového reproduktoru je větší než středotónového nebo vysokotónového, je možno na místě posledně jmenovaných dvou typů reproduktorů použít vždy dva kusy.

K vlastní konstrukci výhybek pro reproduktory s impedancí 4 až 8 Ω je vhodné poznamenat, že cívka L_1 (obr. 55 a 56), která je připojena k hlubokotónovému reproduktoru,



Obr. 55. Dvoupásmová reproduktorová výhybka



Obr. 56. Třípásmová reproduktorová výhybka

toru, může být realizována jako vzduchová cívka nebo jako cívka s feritovým jádrem s velkou vzduchovou mezerou (k zamezení vzniku nežádoucího zkreslení). Provedení s feritovým jádrem je výhodnější, neboť dovoluje podstatným způsobem zmenšit rozměry cívky. Indukčnost cívky je závislá na typu reproduktorové soustavy (dvou nebo třípásmová) a dále na impedanci použitých reproduktorů. Obvyklá je indukčnost asi 0,4 až 3 mH, přičemž činný odpor vinutí se pohybuje mezi 1 až 1,5 Ω . Kondenzátor C_1 , který má kapacitu 50 až 100 μF , může být vypuštěn; ale je zde pak nebezpečí zvětšeného zkreslení druhou harmonickou. Kapacita kondenzátoru C_1 se pohybuje v intervalu 1,5 μF až 10 μF a kondenzátoru C_2 v intervalu 1,5 až 10 μF . Použití odporů R_1 až R_3 je vhodné z několika důvodů. Jednak tlumí rezonanční jevy, jednak mohou vyrovnávat nestejnou účinnost reproduktorů (ovšem za cenu zmenšení vyzářeného výkonu).

V následujících tabulkách jsou uvedeny hodnoty elektrických součástek pro dvou-pásmovou výhybku (a) a pro třípásmovou výhybku (b).

a)

$Z[\Omega]$ reproduktoru	$L_1[\text{mH}]$	$C_3[\mu\text{F}]$	$R_2[\Omega]$
4	0,4	10 až 22	1
8	0,8	3,3 až 10	2

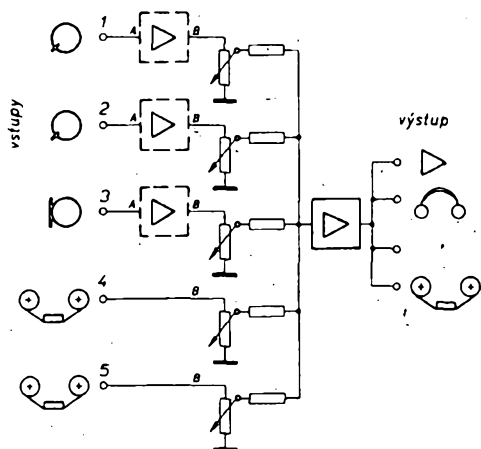
b)

$Z[\Omega]$	$L_1[\text{mH}]$	$L_2[\text{mH}]$	$R_1[\Omega]$	$R_2[\Omega]$	$R_3[\Omega]$	$C_1[\mu\text{F}]$	$C_2[\mu\text{F}]$	$C_3[\mu\text{F}]$
4	0,8 až 2,0	0,3 až 0,5	1	1 až 3	1 až 3	100 až 300	33 až 100	4,7 až 10
8	1,5 až 5,0	0,7 až 1,0	1 až 2	1 až 5	1 až 5	47 až 220	16 až 47	1,5 až 6,8

Pro cívky je vhodné použít feritové jádro 4,1 $\times$ 25 mm se vzduchovou mezerou 4 mm. Siemens Schaltbeispiele 1976

Jednoduchý směšovací pult

Je známo, že zařízení nazývaná obecně směšovací pulty se ve většině případů využí-



Obr. 57. Blokové zapojení směřovacího pultu

vají převážně v profesionální nf technice. Ovšem na druhé straně má použití směšovacího pultu své místo i v amatérské praxi. Například fonoamatéři používají směšovací pulty při ozvučování filmů nebo diapozitivů, kdy se míchají signály z desek, pásky a z mikrofonu. Rovněž tak při uvádění gramofonové diskotéky má použití směšovacího pultu své opodstatnění.

Na obr. 57 je blokové zapojení směšovacího pultu, který splňuje všechny nároky Hi-Fi techniky. Jak je z uvedeného obrázku patrné, jsou všechny vstupy přivedeny přes směšovací odpory na vstup společného zesilovače (pro jednoduchost je na obrázku zakreslena cesta signálu pouze jednoho nf kanálu). Výstup zesilovače má malou impedanci.

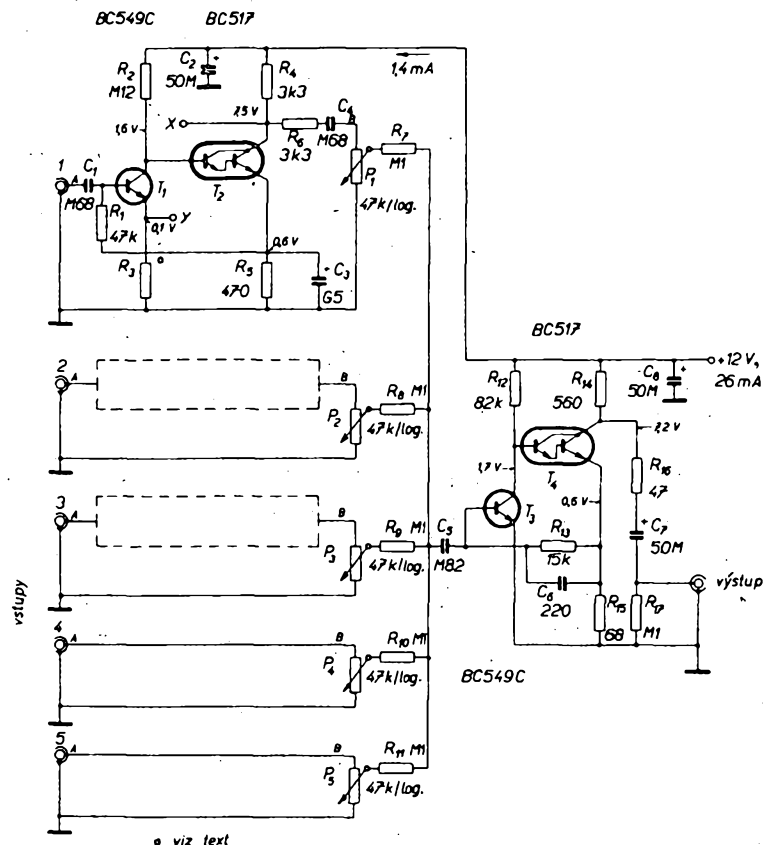
Směšovací odpor a zesílení jsou navrženy tak, aby byly kompenzovány ztráty vzniklé při směšování. To znamená, že výstupní napětí má stejnou amplitudu, jako napětí v bodě B. Směšovací pult má pět vstupů. První tři vstupy mají do cesty signálu zařazen korekční předzesilovač (přenoska, mikrofon), zatímco u vstupu 4 a 5 je signál přiveden přímo na směšovací odpory (tuner, magnetofon).

Na obr. 58 je znázorněno úplné zapojení směšovacího pultu pro jeden kanál. Korekční zesilovač je zapojený do vstupu 1 je osazen tranzistory T_1 a T_2 . V případě potřeby může být korekční předzesilovač zapojen i do vstupů 2 a 3.

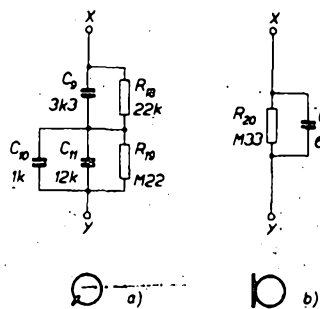
Signály z jednotlivých vstupů jsou přivedeny buď přímo nebo přes korekční předzesilovač na regulátor hlasitosti (potenciometry P_1 až P_5) a dále přes směšovací odpory R_7 až R_{11} na vstup zesilovače. Zesilovač v uvedeném zapojení má poměrně malou vstupní impedanci. To znamená, že spolu se směšovacími odpory tvoří dělič napětí. Vzhledem k poměrně velkému dělicímu poměru je vzájemné ovlivnění vstupních signálů zanedbatelné. Výstupní signál na kolektoru T_4 má amplitudu přibližně 1 V. Výstupní impedancie je asi 600 Ω .

Jak bylo již řečeno, ve vstupech 1 až 3 je zapojen korekční předzesilovač a to buď pro magnetickou přenosku nebo pro mikrofon. Podle požadované funkce je zapojen mezi body X a Y jeden z korekčních členů znázorněných na obr. 59. Provedení a) je určeno pro magnetickou přenosku, provedení b) pro mikrofon. Velikost emitorového odporu je závislá na tom, jaký druh korekčního obvodu použijeme. Pokud použijeme provedení a), je $R_3 = 470 \Omega$. V tomto případě je v kmitočtovém pásmu 50 Hz až 20 kHz chyba korekce maximálně $\pm 0,5$ dB. V provedení b) je $R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$.

Abyste nedocházelo k rušení nf signálu parazitními vf signály, je omezena horní část kmitočtového pásma zpětnou vazbou (C_6) asi na 20 kHz.



Obr. 58. Úplné zapojení směšovacího pultu

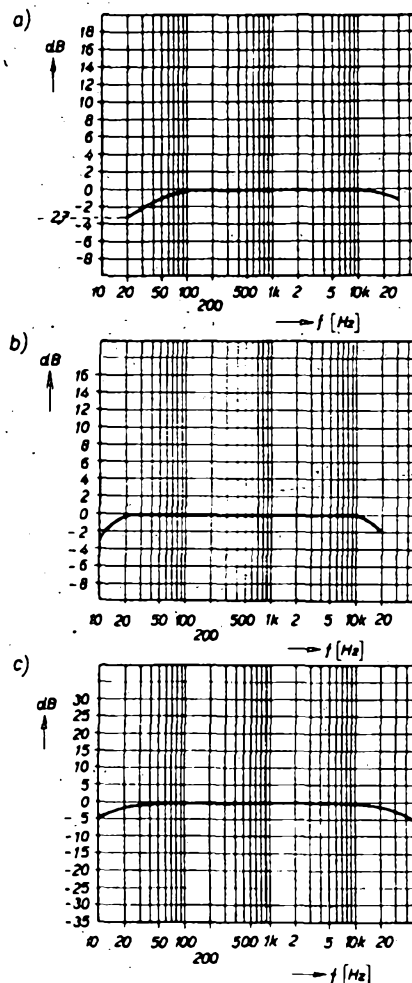


Obr. 59. Korekční člen a) pro magnetickou přenosku, b) pro mikrofon

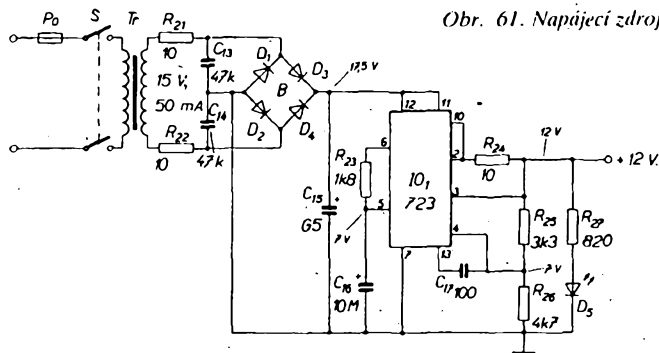
Vlastnosti popisovaného směšovacího pultu je možno posoudit z obr. 60. Základní úroveň výstupního napětí byla zde stanovena tak, že 0 dB = 1 V.

Na obr. 60a je znázorněn kmitočtový průběh, je-li vstupní signál přiveden na vstup 1 (vstup s korekčním předzesilovačem pro magnetickou přenosku). Na první pohled je vidět, že křivka nemá typický průběh, vyžadovaný pro korekční zesilovač pro magnetickou přenosku. Při měření byl totiž na vstup 1 zařazen obvod, který má přesně obrácený kmitočtový průběh, než je vyžadovaný. To je také důvod, proč změřená křivka má ve vyžadovaném kmitočtovém pásmu téměř lineární průběh. Závislost byla měřena při vstupním napětí $U_{in} = 14$ mV. Plného vybudování bylo dosaženo při $U_{in} = 44$ mV. Jak je vidět, je kmitočtová závislost v pásmu 50 Hz až 20 kHz téměř lineární a teprve při 20 Hz je pokles -2,7 dB.

Na obr. 60b je uvedena kmitočtová závislost v případě, je-li signál přiveden na mikrofonní vstup. Křivka byla měřena při $U_{in} = 4$ mV. Plného vybudování bylo dosaženo při $U_{in} = 14$ mV. Konečně na obr. 60c je znázorněna kmitočtová závislost, kdy je signál přiveden na vstupy bez korekčních předzesilovačů.



Obr. 60. Kmitočtové charakteristiky směšovacího pultu



Obr. 61. Napájecí zdroj pro směšovací pult

K napájení směšovacího pultu je vhodné použít napájecí zdroj s integrovaným stabilizátorem (obr. 61). Odběr proudu ze zdroje je asi 50 mA. Transformátor vyhoví takový, který má sekundární vinutí napětí 15 až 18 V. Luminiscenční dioda D_5 indikuje zapnutí přístroje na síť.

Směšovací pult je možné používat i v těch místech, kde není k dispozici síťové napětí. V tomto případě použijeme k napájení akumulátor s napětím 12 V.

elektor listopad 1976

Interkom

Základem zapojení (obr. 62) je zesilovač, v jehož koncovém stupni je zapojen jeden tranzistor, který pracuje ve třídě A s výstupním výkonem 100 mW. Vzhledem k malému výkonu a požadované dobré srozumitelnosti je zesilovač vybaven automatickou regulací hlasitosti. Je tak zajištěno, že zesilovač bude pracovat vždy při plném výkonu. Automatické řízení hlasitosti má na starosti operační zesilovač. Použité reproduktory mají impedanci 150 Ω a zastávají zde (jak je v těchto zařízeních obvyklé) jednak funkci mikrofonu, jednak reproduktoru. Přepínač P_1 přepíná provoz „hovor“ a „poslech“. Při poloze

zesilení IO_1 (2500). Výstupní napětí je po usměrnění diodou D_5 přivedeno na bázi T_1 . Při zvětšujícím se výstupním napětí se tedy bude zmenšovat proud tranzistorem T_1 a bude se tedy zmenšovat i řídicí proud IO_1 . To znamená, že se bude zmenšovat i zesílení tohoto obvodu. Kondenzátorem C_5 se v zapojení jednoduchým způsobem dosáhlo nutného zpoždění regulace hlasitosti.

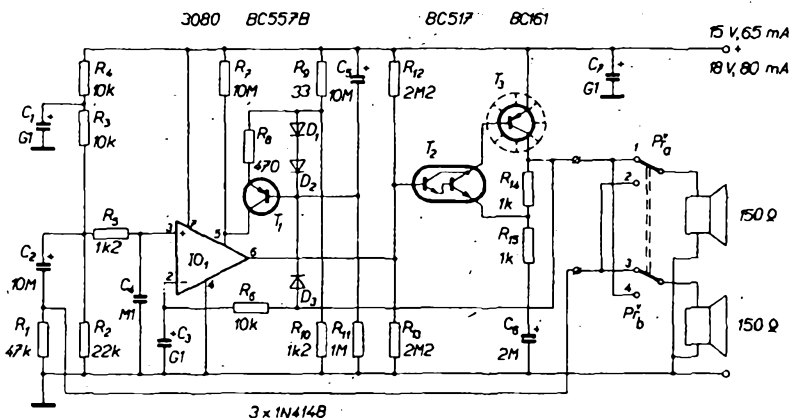
Kmitočtový rozsah 150 Hz až 15 kHz je jistě pro požadované účely více než vyhovující.

Použité tranzistory ani integrovaný obvod nemají přesné tuzemské ekvivalenty.

elektor listopad 1976

Indikátor úrovně s diodami LED

Podstatným nedostatkem měřičů úrovně, používaných v Hi-Fi magnetofonech, je jejich velká setrvačnost. Je to dáno použitím ručkových měřidel. Při záznamu na magnetofonový pásek může pak dojít ke krátkodobému přebuzení a tím i tedy ke krátkodobému zkreslení záznamu. Dále popisovaný indikátor pracuje čistě na elektronickém principu – to znamená bez setrvačnosti. Jak je vidět z obr. 63, zapojení obsahuje čtyři operační zesilovače A_1 až A_4 . Zesilovače A_1 a A_3 jsou



Obr. 62. Interkom

„hovor“ je signál z reproduktoru přiveden na neinvertující vstup operačního zesilovače; operační zesilovač v tomto případě zesiluje signál z mikrofonu. Obvod R_5 , C_1 potlačuje rušivé signály, zatímco odpory R_2 až R_4 zajišťují nastavení pracovního bodu operačního zesilovače. Vstupní signál z IO_1 je dále zesílen tranzistorem T_2 a T_3 a přiveden na druhý z reproduktorů. Tranzistor T_1 je zde zapojen jako regulační prvek, který ovládá zesílení IO_1 v závislosti na výstupním napětí tranzistoru T_3 . Maximální proud T_1 je 1,2 mA a v tomto případě je též maximální

zapojeny jako komparátory. Úroveň, při které komparátory přejdou z jednoho stavu do druhého, je nastavitelná potenciometry P_1 , P_2 a pohybuje se v rozmezí 0,5 V až 70 V. Spodní hranice je zde určena vlastnostmi komparátoru, zatímco horní hranice je určena zatížitelností použitých potenciometrů.

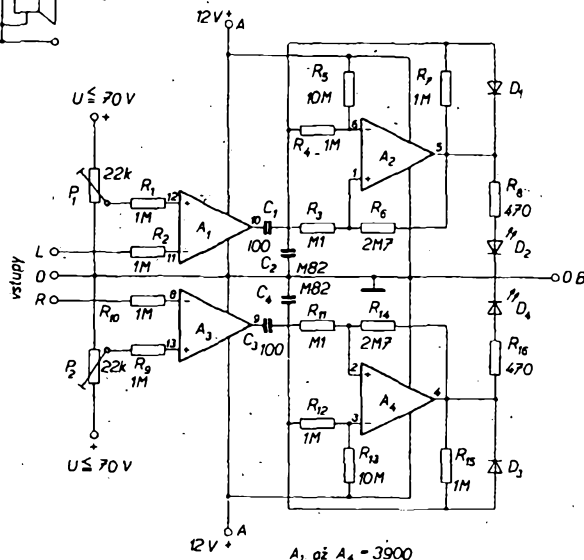
Krátké modulační špičky, pokud bychom je přímo přivedli na luminiscenční diody, by byly velmi těžko okem postřehnutelné. To je také důvod, proč mezi výstupy z komparátorů a diody jsou zapojeny monostabilní klopné obvody s operačními zesilovači A_3 , A_4 . Krátké vstupní impulsy jsou zde prodlouženy, takže je můžeme velmi lehkým registrovat pouhým okem. Při dlouhodobém přebuzení pracuje indikátor v impulsním provozu. Na výstupu z indikátoru se objeví vždy jeden impuls během periody vstupního signálu. Vzhledem k setrvačnosti oka se vytváří výsledný dojem, jako by diody svítily trvale.

elektor červenec, srpen 1976

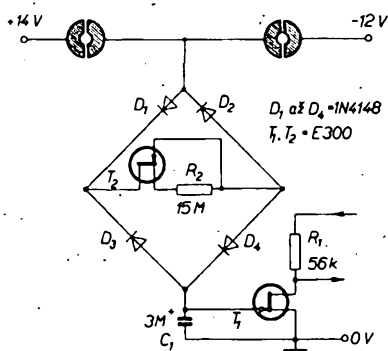
Elektronické potenciometry

Jedno z nejjednodušších zapojení elektronických potenciometrů je znázorněno na obr. 64. Vlastní regulace vstupního nf signálu je zde realizována bezkontaktními, spínacími senzory. V uvedeném zapojení pracuje tranzistor T_1 jako proměnný odpor, který spolu s odporem R_1 tvoří dělič napětí pro vstupní signál. Odpor tranzistoru T_1 je závislý na záporném napětí na kondenzátoru C_1 . Toto napětí je závislé na tom, který ze dvou spínačů je sepnut a jakou dobu je sepnut. Při sepnutí spínače spojeného s napětím -12 V se bude kondenzátor C_1 nabíjet přes diody D_2 , D_3 a tranzistor T_2 záporným napětím. To znamená, že odpor tranzistoru T_1 se bude zvětšovat až do extrémního stavu, kdy bude nekonečný (T_1 bude v nevodivém stavu) a nf signál bude na výstupu zcela nezeslaben. Pokud je nyní žádáno zeslabení nf signálu, je nutno dotykem prstu sepnout spínač spojený s napětím +14 V. V tomto případě se kondenzátor C_1 začne nabíjet kladným napětím. To znamená, že se odpor tranzistoru T_1 začne zmenšovat a zmenšovat se bude i úroveň výstupního signálu a to tak dlouho, pokud je spínač sepnut. Je-li dosaženo požadované úrovně výstupního signálu, rozepne se spínač (oddálíme prst), napětí na C_1 zůstane dále konstantní a úroveň výstupního signálu zůstane na zvolené úrovni. Předpokladem správné funkce uvedeného zapojení je použití takového kondenzátoru na místě C_1 , který má minimální svodový proud.

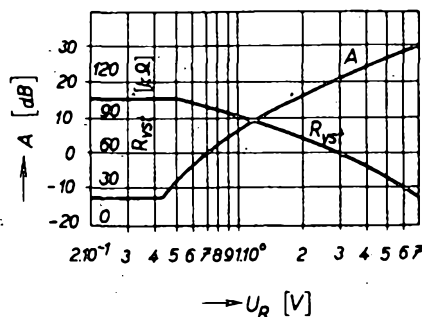
Maximální vstupní úroveň signálu v uvedeném zapojení nesmí být větší než 30 mV, jinak by mohlo dojít ke zkreslení signálu.



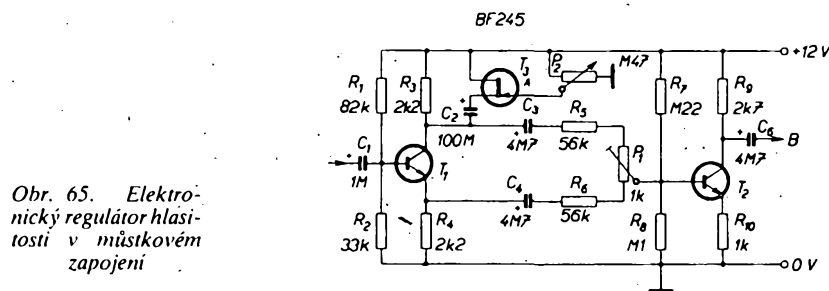
Obr. 63. Indikátor úrovně s diodami LED



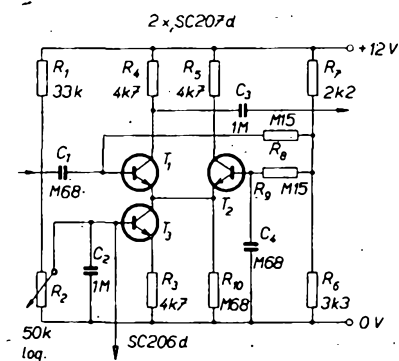
Obr. 64. Elektronický regulátor hlasitosti s bezkontaktními spínači



Obr. 67. Závislost zesílení a vstupního odporu na regulačním napětí U_R



Obr. 65. Elektronický regulátor hlasitosti v můstkovém zapojení



Obr. 66. Elektronický regulátor hlasitosti s diferenčním zesilovačem

Vlastní diferenční obvod je tvořen tranzistory T_1, T_2 .

Změnou napětí na bázi tranzistoru T_3 , který je zapojen jako zdroj konstantního proudu, je možno měnit emitorový proud T_1, T_2 i tím tedy zesílení celého obvodu. Elektrické parametry odporového děliče R_1, R_2 jsou voleny tak, aby z běže potenciometru P_2 mohlo být odebíráno řídicí napětí pro současné ovládání čtyř kanálů. Pochopitelně je možno tento dělič navrhnut tak, aby bylo možno ovládat větší množství kanálů. Vzhledem k tomu, že regulační napětí je stejnosměrné, mohou být uvedena zapojení použitá i pro dálkové ovládání.

Závislost zesílení pro zapojení na obr. 66 a velikost vstupního odporu na regulačním napětí U_R je uvedena na obr. 67.

Technické vlastnosti

Náapjecí napětí: 12 V.
Max. vstupní napětí: 45 mV.
Změna zesílení: -13 až +28 dB.
Kmitočtový rozsah: 25 Hz až 80 kHz.
Vstupní odpor: $\approx 10 \text{ k}\Omega$.
elektor, červenec-srpen 1975
RFT Halbbleiter-Schaltbeispiele

Číslicová technika

Klopné obvody s hradly

Se dvěma hradly NAND nebo NOR lze realizovat klopné obvody, tj. zapojení, která mají dva stabilní stavy na maximálně dvou

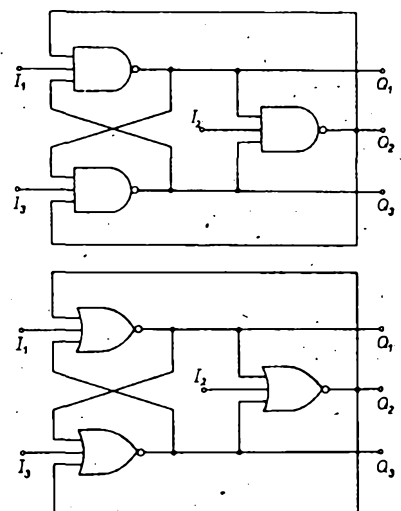


výstupech. S hradly se však dají realizovat i obvody se třemi i více vstupy a výstupy, což je v některých aplikacích potřebné. Na obr. 68 a 69 jsou varianty zapojení se třemi vstupy a třemi výstupy. Zapojením odpovídají pravdivostní tabulky, uvedené na závěr článku. Při stejných úrovních vstupního signálu na všech třech vstupech je na výstupech, označených v pravdivostních tabulkách křížkem, nahodilá úroveň, tj. log. 0 nebo log. 1.

Pravdivostní tabulky ukazují, že obvody pracují jako invertory s tím rozdílem, že při nepřítomnosti vstupního signálu zůstanou zachovány na výstupech posledně přítomné úrovně.

Na obr. 70 je druh obvodu Master-Slave. Po příchodu taktovacího impulsu přebírá výstup úroveň vstupního signálu. Je-li na vstupu C taktovací impuls o úrovni log. 1, budou na výstupech všech hradel NOR úrovně log. 1, tzn. že logické úrovně na výstupech Q_1 až Q_3 zůstanou zachovány.

Jsou-li na vstupech C, I_1 a I_2 signály úrovně log. 0, budou na výstupech Q_1 až Q_3 invertované signály (log. 1, log. 1, log. 0). Stav výstupů Q_4 až Q_6 se nezmění. Bude-li na C signál log. 1, budou signály na výstupech I_1 až I_6 v invertované formě na výstupech Q_4 až Q_6 (log. 0, log. 0, log. 1), zatímco výstupy Q_1 až Q_3 si svůj stav podrží. Tak se stav výstupů přenesou vždy beze změny na výstupy při kladném taktovacím impulsu na vstupu C.



Obr. 68. Klopný obvod s hradly NOR a NAND

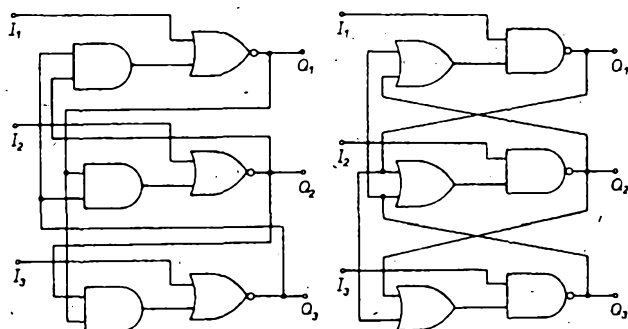
Pravdivostní tabulky pro obr. 68

Hradla NOR

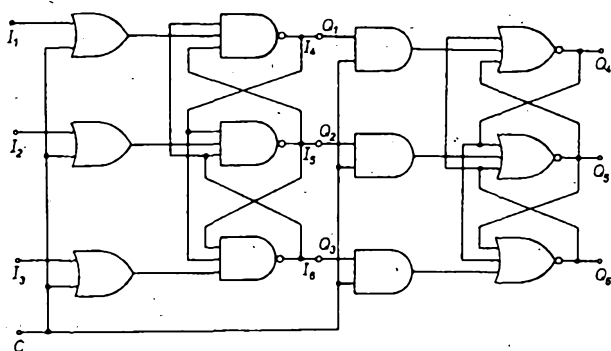
I_1	I_2	I_3	Q_1	Q_2	Q_3
0	0	0	x	x	x
1	1	0	0	0	1
1	0	1	0	1	0
0	1	1	1	0	0
1	1	1	0	0	0

Hradla NAND

I_1	I_2	I_3	Q_1	Q_2	Q_3
0	0	0	1	1	1
0	0	1	1	1	0
0	1	0	1	0	1
1	0	0	0	1	1
1	1	1	x	x	x



Obr. 69. Klopný obvod s hradly NOR a NAND



Obr. 70. Klopný obvod s taktovacím vstupem

Pravdivostní tabulky pro obr. 69

Hradla NOR

I_1	I_2	I_3	Q_1	Q_2	Q_3
0	0	0	x	x	x
1	0	0	0	1	1
0	1	0	1	0	1
0	0	1	1	1	0
1	1	1	0	0	0

Hradla NAND

I_1	I_2	I_3	Q_1	Q_2	Q_3
0	0	0	1	1	1
0	1	1	1	0	0
1	0	1	0	1	0
1	1	0	0	0	1
1	1	1	x	x	x

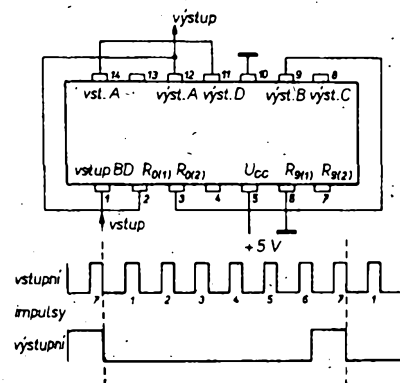
elektor leden 1975

Desítkový čítač TTL dělí kmitočty v libovolném poměru

V mnoha aplikacích se vyžaduje, aby vstupní impulsy určitého kmitočtu byly děleny zvoleným dělitelem. Požaduje-li se dělitel mezi 2 až 10, lze k dělení používat např. desítkový čítač typu 7490.

Kmitočty v obvodech logiky TTL se obvykle dělí dvojkovými čítači a logickými hradly. Dělit kmitočty číslem n , tj. obdržet jeden výstupní impuls pro každých n vstupních impulsů, znamená zapojit logická hradla tak, aby se čítač nastavoval vždy, je-li načítán n ty impuls. Důležité je, aby výstupní impuls (nejvýznamnější bit) měl specifickou délku, neboť pak jím může být ovládnut monostabilní obvod, je-li n ty impuls detekován.

Nedostatkem tohoto řešení je, že dělit číslem menším než 10 většinou znamená nutnost používat dva integrované obvody – jeden binární čítač a jedno hradlo. Tuto nevýhodu odstraňuje zapojení čítače 7490 podle obr. 71. IO typu 7490 se skládá z děliček dvěma a z děliček pěti. Vnitřní



Obr. 71. Dělička 7. Obvod 7490 v tomto zapojení produkuje na výstupu jeden impuls vždy po každých sedmi vstupních impulsích. Protože dělička dvěma následuje za děličkou pěti, může být sedmý impuls detekován vnitřním dvouvrstvovým hradlem NAND (k nastavení čítače). Jiná spojení vývodů umožňují dělit vstupní impulsy libovolným číslem do 10 (viz tabulku)

nastavovací (reset) obvody jsou v činnosti pouze tehdy, je-li na vývodech 2 a 3 úroveň log. 1. Čítač lze nastavit (reset) pro každé čítání od 2 do 10 úpravou zapojení jednotlivých vývodů. Zapojení pro jednotlivé dělicí poměry je v tabulce.

7490 jako dělička n

Dělitel n	Vstup č.	Výstup č.	Vnější propojení (čísla vývodů)
2	14	12	2 nebo 3 úroveň L
3	1	8	8 + 2, 9 + 3
4	1	8	11 + 2 + 3
5	1	11	2 nebo 3 úroveň L
6	14	8	12 + 1, 9 + 2, 8 + 3
7	1	12	11 + 14, 12 + 2, 9 + 3
8	14	8	12 + 1, 11 + 2 + 3
9	14	11	12 + 1 + 2, 11 + 3
10	14	11	12 + 1, 2 nebo 3 úroveň L

Požaduje-li se tedy např. dělička 7, je obvod 7490 zapojen podle obr. 71. Na obrázku je i sled vstupních a výstupních impulsů. Požaduje-li se dělička více než 10, je pouze třeba zapojit několik 7490 za sebou. (Pozn. L = log. 0).

Electronics červenec 1976

Měřicí technika

Jednoduchý zkoušeč tranzistorů FET

Tranzistor řízený polem, krátce FET, je polovodičová součástka, která doznala především v posledních letech značného rozšíření, neboť pro některá použití má kromě jiného i výhodnější vlastnosti, než bipolární tranzistor. V letošních číslech zahraničních časopisů se dokonce objevila i zapojení výkonných tranzistorů FET; jeden z popisovaných zesilovačů s výkonovými FET měl výstupní výkon dokonce 50 W! Velký vstupní odpor a křížové modulaci vzdorná charakteristika předurčuje tranzistor FET jako skutečného nástupce vakuové triody – pro tranzistor FET by se mnohem lépe hodilo dříve používané označení „krytalová trioda“, než pro tranzistor bipolární, který byl tímto termínem označován.

Jako u běžných tranzistorů jsou i u unipolárních tranzistorů (FET) známy různé typy a druhy. Rozecňáváme především druhy s kanálem typu p a druhy s kanálem typu n, dále ze základních rozdílů je na typy-FET (junction-FET) a MOSFET (FET s izolační vrstvou). Dále se rozděluje na typy „depletion“ (stromdrosselnde) a typy „enhancement“ (stromerregende). Typy depletion se krátce označují písmenem d, typy enhancement písmenem e.

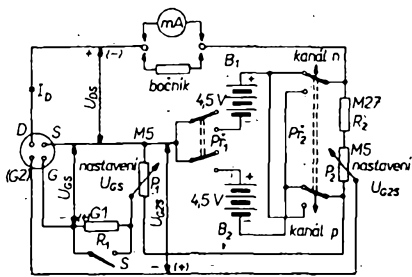
Elektrody FET se nazývají „drain“ (D; kolektor), „source“ (S; emitor) a „gate“ (G; řídicí elektroda, báze).

U tranzistorů FET s kanálem typu n, které kvantitativně převažují, bývá na elektrodě D kladné a na elektrodě G záporné napětí (jako u triody). Rozdíl mezi FET a MOSFET spočívá především v mnohem větším vstupním odporu u MOSFET a v tom, že tranzistory FET jsou převážně pouze typu depletion, což znamená, že při nulovém napětí na G jimi protéká velký proud elektrodou D (kolektorový proud). Tento proud se se zvětšujícím se napětím na G zmenšuje, až při dosažení tzv. pinch off voltage (což by se dalo přeložit asi jako zavírání napětí) bude prakticky nulový.

U tranzistorů FET je vždy na elektrodě D a G vzájemně opačné napětí, tranzistory MOSFET mají často na D a G napětí stejné polarity. Tranzistory MOSFET jsou většinou typu e, to znamená, že se se zvětšujícím se napětím na elektrodě G zvětšuje i proud elektrodou D (kolektorem).

U tranzistorů FET je třeba také brát v potaz písmeno v jejich typovém označení, viz např. jeden z nejznámějších tranzistorů FET, BF245. U tohoto tranzistoru poslední písmeno v jeho znaku označuje velikost proudu elektrodou D (kolektorového proudu) při asi 15 V na elektrodě D a nulovém napětí na řídicí elektrodě G. Tento proud je u BF245A v mezích 2 až 6,5 mA, u BF245B do 15 mA a u BF245C 12 až 25 mA. Proto není např. při opravách lhostejné, jaký z tranzistorů FET použijeme, i když jde o stejný základní typ BF245. Totéž samozřejmě platí i u mnoha jiných typů.

Z uvedených důvodů se jistě vyplatí popsat měřicí tranzistorů FET, který lze snadno zhotovit. Měřičem lze kontrolovat i tranzistory řízené polem se dvěma elektrodami G, které se též často používají. Zapojení měřiče je na obr. 72.



Obr. 72. Zapojení zkoušeče tranzistorů řízených polem

Jako zdroj napájecího napětí se používají dvě ploché baterie 4,5 V. Přepínač P_1 slouží k zapínání a vypínání měřice. Polarita měřícího napětí se volí přepínačem P_2 . Střední vývod napájecích baterií se vede na elektrodu S zkoušeného tranzistoru. V přívodu k elektrodě D je zapojen miliampérmetr (stačí univerzální měřicí přístroj, přepojený na měření stejnosměrného proudu, měřicí rozsah asi od 0 až 5 mA do 0 až 50 mA). Lze též použít měřidlo s citlivostí 500 μ A, popř. jiné měřidlo s bočnickem.

Ze záporného pólu baterie B_2 (při přepínání P_2 v označené poloze) jde napětí přes potenciometr P_1 (500 k Ω až 1 M Ω) ke společnému bodu baterií. Zběžce potenciometru se odečítá napětí pro řídicí elektrodu G při sepnutém spínači S (běžné typy FET). Napětím na elektrodě G se řídí proud elektrodou D (kolektorem), který se měří měřidlem. Změří-li se napětí na běžce P_1 elektronickým voltmetrem, lze jednak FET zkoušet a jednak lze konstruovat charakteristiky proud elektrodou D – napětí elektrody G, tj. zjistit směr tranzistoru. Dále je třeba zjistit, zda je FET typu d nebo e. Zda je FET s kanálem typu n nebo p. Lze snadno zjistit přepólováním napájecího napětí – změna napětí na elektrodě G nebude mít při nesprávné volbě napájecího napětí vliv na proud elektrodou D.

Ke zkoušení FET se dvěma elektrodami G slouží potenciometr P_2 s ochranným odporem R_2 . Běžce potenciometru je spojen s druhou řídicí elektrodou FET. Poloha běžce potenciometru by měla být shodná s polohou běžce P_1 , ochranný odpor by měl být asi polovinou odporu potenciometru.

Zbývá ještě vysvětlit funkci R_1 . Odpor by měl být velmi velký, alespoň 50 M Ω . U nepoškozených tranzistorů FET by se při rozpojení spínače S neměla změnit poloha ručky měřidla. Mění-li se, je FET poškozen.

Při zkoušení MOSFET nesmíme zapomenout sejmut ochranný prstenec spojující vývody – avšak sejmeme ho až tehdy, až je tranzistor zasunut do objímky!

Radio Elektronik Schau č. 12/1973

Jednoduchý rozmitač se třemi rozsahy

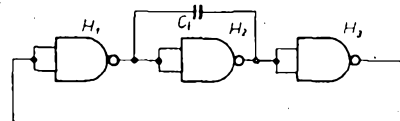
Volně kmitající oscilatory realizované s integrovanými obvody TTL jsou známy svou velmi malou kmitočtovou stálostí. Největší vliv na nestálost kmitočtu má kolísání napájecího napětí. Tohoto nedostatku se právě využívá při konstrukci popisovaného rozmitače.

Rozmitače se s výhodou používají k nastavování obvodů přijímačů VKV a televizních přijímačů, méně často k nastavování mřížových přijímačů AM (i když lze rozmitačem nastavit mřížové obvody přijímačů AM velmi rychle a přesně). Běžný vlnový signální generátor má nosnou konstantní kmitočtu. Na tento signál působí (obvykle) nf signál, takže výstupní vlnový signál má svoji amplitudu v přímé závislosti na kmitočtu modulačního (nf) sig-

nálu. V běžném signálním generátoru FM se generuje vlnový signál konstantní amplitudy a modulační signál se používá ke změně kmitočtu vlnového signálu.

Popisovaný rozmitač má tři základní výstupní vlnové signály, každý jiného kmitočtu, který lze rozmitat kmitočtově ze zdroje vnějšího modulačního signálu. I když má vlnový signál v principu pravouhlý průběh, na rozdíl od běžně používaného sinusového průběhu, lze v praxi tento rozdíl zcela zanedbat.

Základem přístroje je volně kmitající multivibrátor s obvodem TTL, jehož blokové schéma je na obr. 73. Pomineme-li konden-



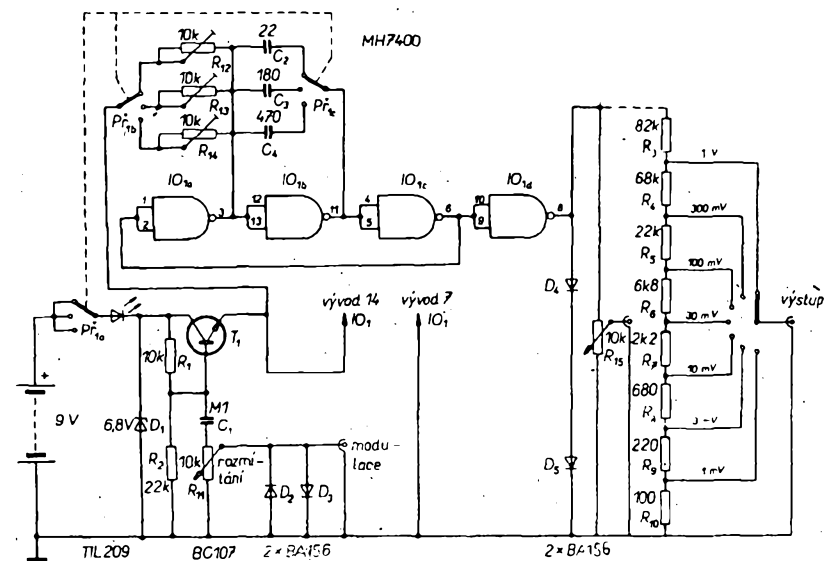
Obr. 73. Základní schéma oscilátoru – volně kmitajícího multivibrátoru z hradel NAND

zátor C_1 , skládá se multivibrátor ze tří hradel NAND v sérii. V tomto uspořádání je činnost obvodu velmi jednoduchá: je-li na vstupu prvního hradla úroveň L, na jeho výstupu bude úroveň H. Hradlo H_3 má tedy na vstupu úroveň L a na výstupu úroveň H. Protože výstup hradla H_3 budí vstup hradla H_1 , vznikne „samokmitající“ oscilátor, tj. volně běžící multivibrátor. Kmitočet multivibrátoru je dán rychlostí šíření signálu hradly. U hradel typu 7400 projde signál ze vstupu na výstup asi za 8 ns (stav L), popř. za 18 ns (stav H). Protože vždy dvě hradla oscilátoru mají stav L a jedno H, popř. dvě H a jedno L, je celková doba průchodu signálu mezi $8 + 18 + 8$ až $18 + 8 + 18$ ns, průměrná zpoždění signálu je tedy $(34 + 44)/2$, tj. asi 39 ns, což odpovídá kmitočtu volně kmitajícího multivibrátoru

$$\frac{1}{39 \cdot 10^{-9}} \text{ [Hz]},$$

neboli 25 MHz.

Nesou-li doby průchodu signálu hradly stejné, nemá výstupní signál pravouhlého tvaru středu 1 : 1; v praxi se obvykle uplatňují

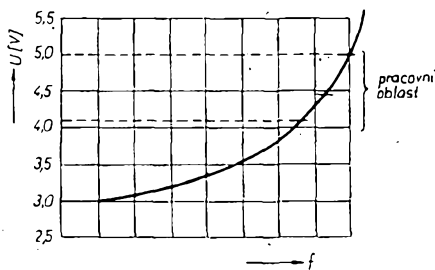


Obr. 76. Celkové schéma zapojení rozmitače. Jako dělič výstupního napětí může sloužit potenciometr nebo odporový dělič (oddělen čárkovaně)

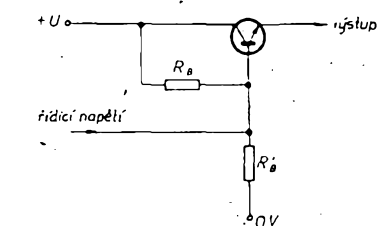
ruzné rozptylové kapacity a vnitřní nestability obvodů a výstupní signál má střihu blízkou poměru 2 : 1.

Kmitočet multivibrátoru lze měnit změnou rychlosti průchodu signálu hradly. Rychlost průchodu ovlivňuje např. kondenzátor C_1 na obr. 73. Kondenzátor lze připojit paralelně k jednomu, ke dvěma nebo i ke třem hradlům, v popisovaném přístroji byl použit kondenzátor pouze jeden, a byl připojen k prostřednímu hradlu multivibrátoru. Je-li C_1 např. 22 pF, je kmitočet oscilátoru 11 MHz, je-li 500 pF, je kmitočet 500 kHz. Tyto údaje jsou určeny výpočtem, v praktickém obvodu je pak použito poněkud jiné uspořádání, aby bylo možno kmitočet nastavit co nejpřesněji (kondenzátor v sérii s proměnným odporem).

Kmitočet oscilátoru se zvyšuje, zvětšuje-li se napájecí napětí. Závislost změny kmitočtu na změně napětí není bohužel lineární (obr. 74). Zvolíme-li však jako pracovní oblast změnu napájecího napětí $\pm 0,5$ V, bude změna kmitočtu v závislosti na změně napětí téměř lineární.



Obr. 74. Závislost napájecího napětí na kmitočtu pro oscilátor z hradel TTL logiky



Obr. 75. Základní zapojení „sériového“ emitorového sledovače, u něhož se výstupní napětí mění v závislosti na napětí na bázi

Velikost napájecího napětí lze nejjednodušeji měnit sériovým emitorovým sledovačem (obr. 75), u něhož je předpětí báze nastaveno odporovým děličem a jehož kolektor je připojen na kladný pól vhodného zdroje napětí. V tomto uspořádání je napětí na emitoru stejné jako napětí na bázi, zmenšené o úbytek napětí na přechodu báze-emitor (asi 0,6 V u křemíkových tranzistorů). Je-li potom k bázi tranzistoru připojen zdroj proměnného napětí, napětí na emitoru se bude zvětšovat a zmenšovat ve fázi se změnami napětí na bázi; takže napětí na emitoru bude „sledovat“ napětí na bázi.

V praktickém obvodu (obr. 76) se časovací kondenzátor připojuje přepínačem P_{1C} paralelně k druhému hradlá IO_{1B}; jeho kapacitě 22 pF odpovídá kmitočet oscilátoru 10,7 MHz, 180 pF kmitočet 1,6 MHz a 470 pF kmitočet 455 kHz. Kmitočet lze přesně nastavit odporovými trimry R_{12} až R_{14} . Odpory ovlivňují proud, tekoucí do vstupu hradla a umožňují tak měnit poněkud kmitočet multivibrátoru. Důležité je, že proměnné odpory by měly mít co největší odpor, aby proud do vstupů hradla byl co nejmenší – v opačném případě nemusí pracovat stabilně oscilátor. Zjistí-li se při nastavování kmitočtu, že odpor proměnného odporu je menší než asi 2 kΩ, je třeba změnit kapacitu časovacího kondenzátoru.

Ze čtyř hradel obvodu MH7400 se využívá pro multivibrátor pouze tři, čtvrté hradlo se používá k oddělení oscilátoru od zátěže. Výstupní napětí se (podle použitého hradla) pohybuje asi od 2 do 3 V. Diody D_1 a D_2 omezují výstupní napětí na asi 1,4 V. Signál lze potom odebrat buď z běže potenciometru R_{15} nebo z odporového děliče (v prvním případě je změna výstupního napětí plynulá, v druhém případě skoková a navíc lze výstupní napětí přesně oceňovat výběrem odporů děliče).

Stridavý modulační signál se přivádí na bázi T_1 přes oddělovací kondenzátor a je omezen diodami D_2 a D_3 na asi 0,6 V. Úroveň modulačního napětí (a tím vlastně úroveň rozmitání) lze měnit potenciometrem R_{11} .

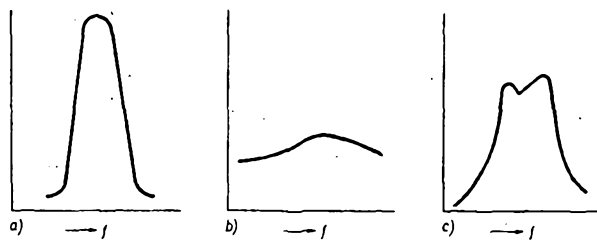
Přístroj se kalibruje takto: po kontrole zapojení se připojí napájecí napětí. Na emitoru tranzistoru T_1 musí být napětí 4,5 V ($\pm 0,2$ V). Není-li tomu tak, změní se odpor R_1 . Pak se nastaví odporové trimry podle požadovaných základních kmitočtů výstupního signálu. Modulační vstup musí být přitom spojen se zemí. K nastavení kmitočtu lze použít např. komunikační přijímač nebo čítač. Není-li žádný z těchto přístrojů k dispozici, lze k nastavení použít libovolný rozhlasový přijímač AM a FM, jehož mř. zesilovač je správně naladěný. Vstup rozmitače přitom připojíme na vstup mř. zesilovače a do větve AVC zapojíme voltmetr. Trimrem v sérii s příslušným kondenzátorem pak otáčíme tak dlouho, až je výchylka voltmetru maximální (ve většině případů se napětí AVC zvětšuje při zvětšujícím se vstupním mř. signálu).

Rozmitač se zapojuje tak, že se výstup X osciloskopu připojí na modulační vstup a vstup Y osciloskopu na detektor nastavovaného přijímače. Výstup rozmitače se pak připojuje postupně k jednotlivým laděným obvodům mř. zesilovače (od začátku, tj. od detektoru). Příklady křivek na obrazovce osciloskopu jsou na obr. 77.

Practical Wireless listopad 1975

Měřič doby reakce

Doba reakce je vlastností lidského organismu, která je důležitá v mnoha situacích.



Obr. 77. Základní tvary útlumové charakteristiky mř. zesilovačů: a) ideální charakteristika, b) malá selektivita, c) jeden nebo několik mř. laděných obvodů je rozladěno

Popisovaný přístroj měří dobu reakce lidského organismu na vnější vizuální podněty. Přístrojem lze např. zjišťovat vliv alkoholu na rychlost reakce, což je jedna z typických aplikací přístrojů tohoto druhu.

Přístroj byl zkonstruován v „kapesní formě“, neboť malé rozměry umožňují použít ho kdykoli a usnadňují jeho přenášení.

Osoba, jejíž reakce se měří, stiskne nejprve na přístroji tlačítko, jímž se vynuluje ručka měřidla. Asi po deseti sekundách se objeví světlo – pak je třeba co nejrychleji opět stisknout tlačítko. Časový interval mezi objevením světla a zmáčknutím tlačítka se měří ručkovým měřidlem a určuje dobu reakce. Měření je snadné, neboť ručka měřidla zůstane v poloze, odpovídající době reakce, do té doby, než se před dalším měřením znovu stiskne tlačítko.

Protože konstantní interval mezi stisknutím tlačítka a objevením světla není pro měření vhodný (neboť zkoušená osoba by mohla např. v duchu počítat určitý počet vteřin a pak stisknout tlačítko shodně s objevením se světla), je v navrženém přístroji doba od stisknutí tlačítka do rozsvícení světla různá v rozmezí 1 až 10 sekund.

Doba reakce převážně většiny lidí je asi 150 ms a asi nikdo nereaguje rychleji než za 100 ms; proto je vhodné potlačit začátek stupnice měřidla tak, aby nulová výchylka ručky odpovídala rychlosti reakce 100 ms a střed stupnice rychlosti 150 ms.

Zapojení přístroje je na obr. 78 a časový diagram, znázorňující jeden operační cyklus na obr. 79. Není-li stisknuto tlačítko T_1 , kmitá nepřetržitě oscilátor T_1 , T_2 a generuje každých deset sekund jeden krátký impuls. Výstupní napětí oscilátoru je na obr. 79a, napětí na stisknutém tlačítku je na obr. 79b. Po stisknutí tlačítka se prvním impulsem z oscilátoru překlápí bistabilní klopný obvod. Napětí na bistabilním obvodu, řídící rozsvícení luminiscenční diody D_2 , a činnost časovacího obvodu, je na obr. 79c. Průběh na obr. 79d odpovídá napětí na časovacím konden-

zátoru C_3 . Po uvolnění tlačítka (po rozpojení jeho kontaktů) se bistabilní obvod okamžitě překlápí, zhasne D_2 a zastaví se činnost časovacího obvodu.

Protože doba mezi stlačením tlačítka a rozsvícením diody závisí na fázi činnosti oscilátoru, která je pro uživatele neznámá, mění se doba od stlačení tlačítka do rozsvícení diody od 1 do 10 s. Aby se přesto vyloučila možnost „švindlování“, kmitá oscilátor při stlačením tlačítka na kmitočtu asi 100 Hz.

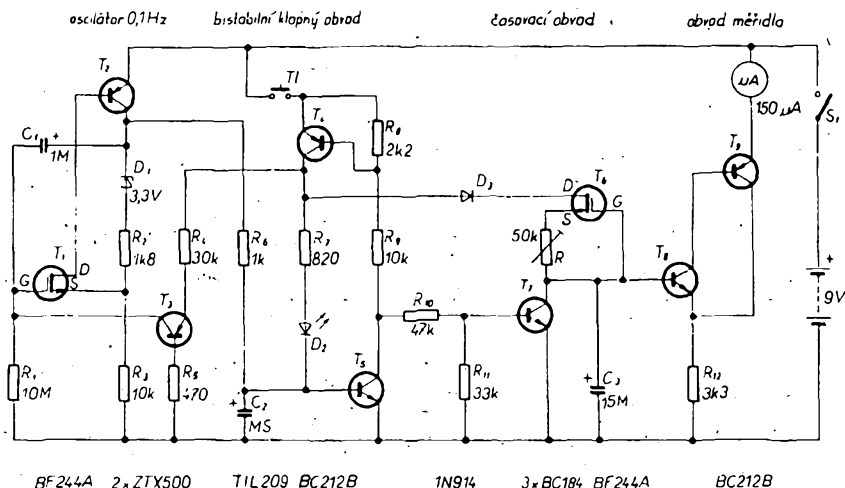
Náboj časovacího kondenzátoru se bude zmenšovat svodovými proudy a proudem měřidla. Aby se ztráty omezily na minimum, je mezi měřidlem a časovacím kondenzátorem zapojen obvod se zesílením jedna a s velkou vstupní impedancí. Časová konstanta zániku náboje byla změřena u vzorku přístroje – byla asi 1500 s, což je více než vyhovující.

Časovací kondenzátor se vybije, stiskne-li se poprvé tlačítko, při druhém stisknutí tlačítka se nabíjí.

V zapojení měřice je několik nezvyklých obvodů. Oscilátor 0,1 Hz je např. tvořen komplementárními tranzistory – tranzistorem řízeným polem s kanálem typu n a tranzistorem p-n-p. Perioda impulsů tohoto oscilátoru je určena časovou konstantou R_1 , C_1 . Pracovní cyklus oscilátoru lze měnit změnou doby nabíjení a vybíjení kondenzátoru C_1 , tj. v závislosti na R_1 , k němuž je paralelně v kladných „půlvlnách“ připojena sériová kombinace R_2 a přechod kolektor-báze tranzistoru T_2 , polarizovaný v propustném směru. Tranzistor v tomto uspořádání vedou každých 10 s po dobu pouze 500 μs.

Obvod s komplementárními tranzistory byl použit i ke konstrukci bistabilního klopného obvodu. Obvod se překlápí po stisknutí tlačítka, kterým se přivádí napájecí napětí na emitor tranzistoru T_1 . Bistabilní obvod je navázán na oscilátor odporem R_4 .

Světlo, na něž reaguje zkoušená osoba stisknutím tlačítka, generuje luminiscenční dioda D_2 . Její činnost je ovládána bistabilním



Obr. 78. Zapojení měřice doby reakce

klopným obvodem. Je-li tlačítko T_1 stisknuto, je odpor R_1 připojen přes otevřený tranzistor T_2 ke kladnému pólu napájecího napětí. Tranzistorem T_3 protéká proud $200 \mu A$. Při kladných „půlvlnách“ je přechod kolektor-báze T_3 zapojen v propustném směru a obvodem báze protéká proud. V záporných „půlvlnách“ pracuje T_3 jako zesilovač s uzemněnou bází a jeho proud emitor-kolektor zvětšuje rychlost nabíjení kondenzátoru C_1 , čímž se zvyšuje kmitočet oscilátoru.

Časovací kondenzátor C_1 se nabíjí ze zdroje konstantního proudu s tranzistorem T_6 v době, kdy je stisknuto tlačítko T_1 . Protože je nabíjecí proud konstantní, je napětí na kondenzátoru přímo úměrné době nabíjení (je lineární funkcí času). Jako C_1 je použit tantalový kondenzátor vzhledem ke svému minimálnímu ztrátovému proudu a relativně přesné kapacitě (tolerance 10 %).

Vybíjecí proud kondenzátoru musí být v době mezi měřeními co nejmenší – proto se používá tantalový kondenzátor a proto je v přívodu ke kolektoru T_6 (elektroda D) zapojena dioda D_3 . Odpor R_1 omezuje navíc „svodový“ proud tranzistorem T_7 . Při konstrukci je třeba vybrat tento tranzistor tak, aby byl jeho proud I_{CBO} zanedbatelný. Oddělovacím zesilovačem, který má proudové zesílení větší než 10 000, má při plné výchylce ručky měřidla proud pouze 10 nA.

Měřidlo prototypu přístroje bylo oceňováno k měření časů od 100 do 200 ms. Potlačení nuly se dosáhlo tím, že se využilo faktu, že napětí báze-emitor T_8 musí být alespoň 0,5 V, než se tranzistor uvede do vodivého stavu. Odpor R_{12} byl proto volen tak, aby byl na něm při plné výchylce ručky měřidla úbytek napětí 500 mV; byl určen ze vztahu

$$R_{12} = \frac{0,5}{I_m}$$

kde I_m je proud měřidlem při plné výchylce ručky. Odpor na obr. 78 odpovídá měřidlu o citlivosti 150 μA .

Při kalibraci měřidla vycházel autor z úvahy, že po 150 ms nabíjení kondenzátoru musí být napětí na kondenzátoru 750 mV a ručka měřidla musí být v polovině stupnice. Za čas t bude napětí na kondenzátoru C_1

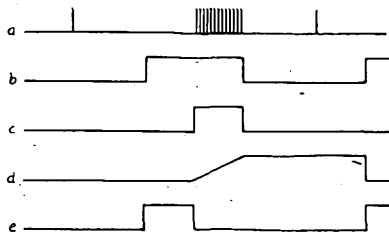
$$U = It/C_1$$

kde I je proud, dodávaný tranzistorem T_6 (v mikroampérech).

Zapojí-li se paralelně k C_1 odpor R a bude-li tranzistor T_6 dodávat proud po dostatečně dlouhou dobu, bude

$$U = IR$$

Srovnáme-li obě uvedené rovnice zjistíme, že napětí na kondenzátoru bude stejné, bude-li odpor $R = 10 \text{ k}\Omega$, nebo bude-li se kondenzátor nabíjet po dobu 150 ms (odpor není připojen). Proto lze při kalibraci připojit paralelně ke kondenzátoru odpor 10 k Ω a stisknout tlačítko, až se rozsvítí dioda LED. Proměnným odporem R se pak nastaví ručka měřidla na značku ve středu stupnice –



Obr. 79. Časový diagram jednoho pracovního cyklu

značka odpovídá času (době reakce) 150 ms. Přesnost nastavení tohoto času závisí na toleranci kapacity kondenzátoru C_1 a odporu, který se připojuje paralelně ke kondenzátoru. Přesněji by bylo možno měřidlo kalibrovat impulsem známé délky, přivedeným na bázi T_6 .

Použité tranzistory n-p-n lze nahradit našimi typy řady KC, p-n-p typy tuzemskými tranzistory KF517 nebo KFY18, FET nemají přesnou tuzemskou náhradu; s mírnými úpravami (změna R , C_1 apod.) by pravděpodobně bylo možno použít naše MOSFET (KF520 nebo 521).

Practical Electronics červen 1975

Měřič doby reakce s číslicovou indikací

Přesnější výsledky při měření doby reakce lze získat přístrojem, jehož schéma je na obr. 80. Přístroj lze navíc používat jako stopky (při změně kmitočtu časové základny) nebo k měření krátkých časových úseků (desetiny sekundy). Povel ke startu nebo k zastavení činnosti lze přitom dávat ručně ovládaným tlačítkem, nebo lze použít elektronické impulsy (i světelné apod.).

Základem přístroje je volně kmitající impulsní generátor o kmitočtu 100 Hz. Jeho stabilita je celkem vyhovující; pro vyšší nároky lze použít jako zdroj signálu kmitočet 100 Hz odvozený od sítě. Tři hradla původního oscilátoru lze pak použít k úpravě síťových impulsů.

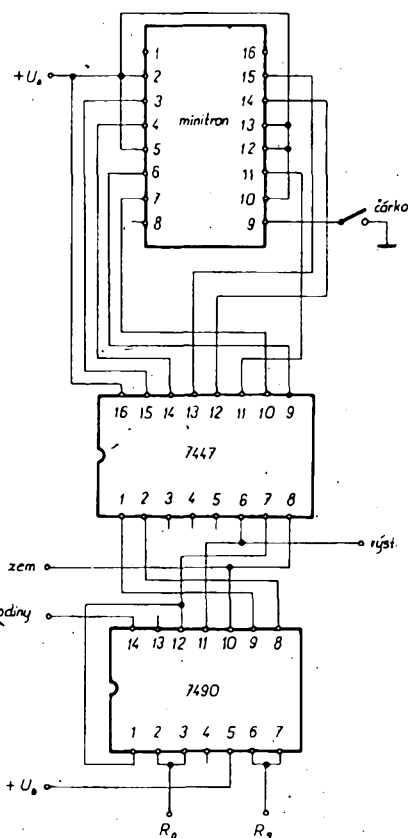
Hradlo H_1 pracuje jako elektronický spínač, jímž procházejí signály z jednoho vstupu na výstup pouze tehdy, je-li na druhém

Obr. 80. Celkové zapojení měřiče doby reakce (tranzistory lze nahradit takto: BC178C = KF517, BC108B = KC508, dioda je běžný křemíkový typ)

vstupu úroveň H. V klidovém stavu je na tomto druhém vstupu úroveň L (vzhledem k činnosti klopného obvodu z hradel H_3 a H_4). Luminiscenční dioda D nesvítí, protože na výstupu hradla H_6 je úroveň H a hradlo H_8 úroveň H opět invertuje na L.

Stiskne-li se tlačítko „start“, vybije se kondenzátor zpoždovacího obvodu a znovu se pomalu nabíjí přes odpor R_1 . Jakmile se napětí na něm zvětší tak, že se otevře tranzistor T_1 (přes diodu), otevře se i tranzistor T_2 . Protože byl kondenzátor C_1 do této doby vybit, realizuje pro velmi krátký okamžik vlastně krátké spojení – startovací vstup klopného obvodu je na úrovni L, klopný obvod se překlápí. Na výstupu hradla H_6 bude úroveň L, impuls o úrovni L projde i kondenzátorem C_1 na hradlo H_7 , na jehož výstupu se objeví úroveň H. Na indikátoru se objeví 0.

Ve stejné době se rozsvítí i luminiscenční dioda, neboť na vstupu invertoru H_8 bude úroveň L. Kromě toho bude na horním vstupu hradla H_1 úroveň H, takže na čítecí jednotku přicházejí hodinové impulsy. Indi-



Chceme-li přístroj použít jako elektronické stopky, je třeba vypustit zpozdovací obvod u tlačítka „start“.

Celý přístroj se napájí stabilizovaným napětím 5 V.
Funkschau č. 22/1975

Milivoltmetr pro stejnosměrná a střídavá napětí a citlivý mikroampérmetr

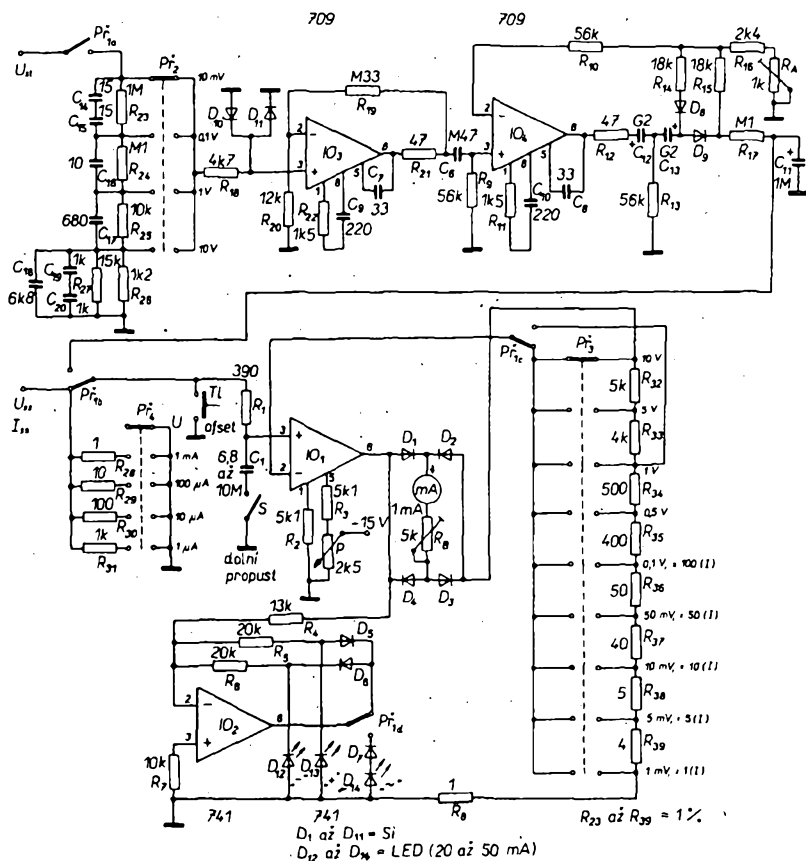
V časopisu ELO byly v č. 1/76 a v č. 9/76 uveřejněny stejnosměrný a střídavý milivoltmetr. Protože přístroje vzbudily velký ohlas, rozhodla se redakce uveřejnit popis zapojení, v němž jsou oba přístroje spojeny a konstruktivně umístěny na jedné desce s plošnými spoji.

Celkové schéma přístroje je na obr. 82. Všimněte si nejprve části, která slouží k měření stejnosměrného napětí (IO_1). Zjednoduší-li se zapojení tak, aby byl zřejmý princip měření, vznikne zapojení na obr. 83. Operační zesilovač je zapojen jako neinvertující zesilovač s napětovou zpětnou vazbou. Vstupní napětí, jehož jeden pól je spojen se zemí přístroje, se vede na vstup +. Proto jsou vstupní napětí U_{in} a výstupní napětí U_{out} ve fázi. Část výstupního napětí (závislá na odporu děliče R_1 , R_2) se vede na vstup - (zpětnovazební napětí). Typickými vlastnostmi takového zapojení je velký vstupní a malý výstupní odpor. Budeme-li považovat operační zesilovač za ideální prvek, bude mít zapojení nekonečně velký vstupní odpor. Odpory R_1 a R_2 tvoří pak nezátížený dělič a bude jimi protékat stejný proud I_{in} . Úbytek napětí na odporu R_1 je podle Ohmova zákona úměrný proudu I_{in} . Vratme se nyní k obr. 82. Nahradi-li se odpor R_1 usměrňovačem (střední hodnota střídavého napětí), který se skládá z diod D_1 až D_4 , je proud měřidlem úměrný přivedenému vstupnímu napětí U_{in} . Děliči napětí R_{32} až R_{39} se volí v jednotlivých rozsazích měřeného napětí napětí na vstupu operačního zesilovače tak, aby proud I_{in} nebyl v žádném případě větší než asi 1,2 mA.

Použitý usměrňovač má tu vlastnost, že měřidlem prochází proud vždy jen jedním směrem, nezávisle na polaritě výstupního napětí IO . Proto není třeba přepínat jeho přívody při měření kladných nebo záporných napětí. Aby však byla možná kontrola polaritě měřeného napětí vzhledem ke společnému pólu (zem přístroje), je v zapojení přístroje další operační zesilovač, zapojený jako invertující zesilovač s proudovou zpětnou vazbou.

Zapojení má tu žádanou vlastnost, že jeho výstupní proud je jen málo závislý na zátěži – luminiscenční diody svítí vždy plným jasnem. Je-li např. výstupní signál operačního zesilovače IO_1 kladný, je zesilovačem IO_2 invertován. Na výstupu IO_2 je pak tedy záporné napětí (vztaheno k zemi přístroje) a svítí luminiscenční dioda D_{13} . Je-li na stejnosměrném měřeném napětí superponováno střídavé napětí, svítí obě diody (D_{12} i D_{13}). Obě diody svítí i tehdy, měříme-li na zdrojích stejnosměrného napětí s velkou vnitřní impedancí, neboť v těchto případech se obvykle indikuje na měřicích přívodech brumové napětí a to je pak indikováno diodami. V takových případech poslouží spínač S , jímž se zapojuje do činnosti RC člunek R_1 , C_1 (dolní propust), jehož horní mezní kmitočet je asi 40 Hz. Proto jsou všechna brumová napětí (která mají kmitočet vždy vyšší než 50 Hz) potlačena a nemohou ovlivňovat měření.

Přístrojem lze měřit i stejnosměrné proudy, a to jako úbytek napětí na zvolených



Obr. 82. Zapojení měřicího přístroje k měření stejnosměrných a střídavých napětí a stejnosměrných proudů

odporech. K tomu účelu je mezi zem přístroje a vstupní svorku zapojen odpor známé velikosti. Bude-li tento odpor např. 1Ω , a je-li na něm úbytek napětí např. 1 mV, bude proud odporem.

$$I = \frac{1 \text{ mV}}{1 \Omega} = 1 \text{ mA.}$$

Volbou odporů R_{32} až R_{39} byly zvoleny měřicí rozsahy pro měření stejnosměrného proudu od $10 \mu\text{A}$ do 100 mA .

Další příklad: přepínač P_3 je v poloze 10 μA , přepínač P_4 v poloze 50 mV, měřidlo ukazuje výchylku 0,8; měřený proud je

$$I = \frac{50 \text{ mV} \cdot 0,8}{100 \Omega} = 400 \mu\text{A} \text{ neboli } 0,4 \text{ mA.}$$

Tento příklad ukazuje, že je třeba přepínač P_3 přepínat při měření proudu vždy do co nejnižší polohy, aby se získal co nejmenší vnitřní odpor měřicího přístroje. Stejně měření by bylo možno realizovat při přepojení přepínače P_3 do polohy 1 mV a přepínače P_4 do polohy 1 mA. V tomto případě by byl při vnitřním odporu 1Ω úbytek napětí 0,4 mV.

Střídavý milivoltmetr má na vstupu kmitočtové kompenzovaný dělič. Základní citlivost je 10 mV. Dělič dělí vstupní napětí v jednotlivých rozsazích vždy $10\times$. Jako měřicí zesilovač slouží dva vně kompenzované operační zesilovače typu 709 (ekvivalent našich operačních zesilovačů řady MAA500). Vstupní napětí je omezeno na vstupu operačního zesilovače IO_1 diodami D_{10} a D_{11} . Pro zvolený kmitočtový rozsah byly navrženy prvky kompenzačních článků RC zapojených mezi vývody 1 a 8 a kondenzátory, zapojené mezi výstup 6 a vývod 5.

Zesílené střídavé napětí se pro indikaci měřidlem usměrňuje diodami D_8 a D_9 . Kladné půlvlny jsou vyhlazeny článkem R_{17} , C_{11} .

Na nezapojeném vývodu přepínače P_{11} je pak k dispozici stejnosměrné napětí, které se měří po přepnutí přepínače části měřicího přístroje, určenou k měření stejnosměrného napětí. Při cejchování se velikost stejnosměrného napětí odpovídající měřenému střídavému napětí nastavuje odporovým trimrem R_A .

Technické údaje

Napájecí napětí: ± 9 až $\pm 15 \text{ V}$.
Odběr proudu: asi 12 mA.
Měřicí rozsahy: ss napětí 1, 5, 10, 50

a 100 mV,
ss proud (1) – 500 μA , 1, 5, 10, 50, 100 mA,
ss proud – 1, 5, 10, 50, 100, 500 μA ,
1, 5, 10, 50 a 100 mA,
st napětí – 10, 100 mV, 1, 10 V,

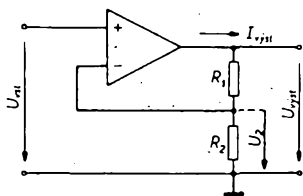
Vstupní odpor: pro ss napětí při 1 mV větší než 38 M Ω ,
pro st napětí pro 1 kHz při 10 V 1 M Ω ,
při 10 mV 250 k Ω .

Úbytek napětí na proudových rozsazích: max. 100 mV, minimálně 1 mV.

Kmitočtová charakteristika: 20 Hz až 40 kHz lepší než $\pm 0,5 \text{ dB}$,
15 Hz až 60 kHz lepší než $\pm 1 \text{ dB}$.

Krátkodobě lze přístroj přetížít až napětím 100 V (na st rozsazích).

V původním článku je uvedena i deska s plošnými spoji a podrobnější pokyny ke konstrukci a k nastavování. Ještě nám zbývá stručně se zmínit o některých nastavovacích prvcích: $T1$ slouží po stisknutí k nastavení nuly měřidla (potenciometrem P_{se} kompenzuje offset operačního zesilovače), trimrem R_B se nastavuje konečná výchylka ručky měřidla.



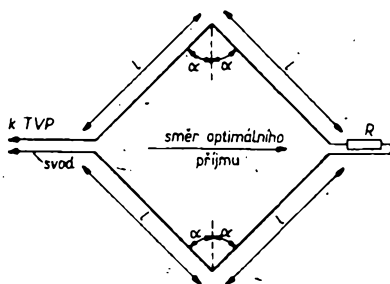
Obr. 83. Základní zapojení měřicího zesilovače pro stejnosměrné napětí

Odpory vstupních děličů je nevhodnější připojit přímo na vývodu přepínačů, odpory mají toleranci 1 %. Kapacitu kondenzátorů vstupního děliče je podle délky spojů, podle jejich umístění apod. možno při cejchování upravit sériovými nebo paralelními kondenzátory.
E.L.O. č. 4/1977

Antény

Kosočtverečná anténa pro příjem TV

Jednou z nejlepších antén je anténa kosočtverečná – má velký zisk, až 14 dB, je širokopásmová a má dobré směrové vlastnosti. Jde vlastně o druh dlouhohrátkové antény; strany kosočtverce bývají obvykle delší než tři poloviny vlnové délky. V uspořádání podle obr. 84 je to nerezonanční anténa



Obr. 84. Kosočtverečná anténa

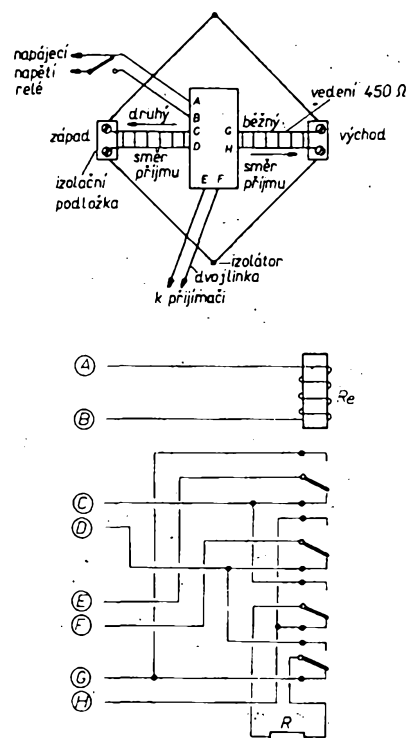
s odporovým zakončením. Je-li ve vrcholu kosočtverce zapojen odpor, je směr optimálního příjmu ve směru té úhlopříčky, která spojuje ten vrchol kosočtverce, z něhož se odvádí signál a vrchol, v němž je zapojen odpor. Anténa bez zakončovacího odporu je dvousměrová, stejně dobře přijímá signál ve směru zakončovacího odporu, jako signál ve směru připojení svodu k přijímači. U navrhované antény byla ramena kosočtverce realizována z televizní dvoulinky, neboť použijí-li se několikanásobně vodiče na konstrukci ramen, zvětšuje se zisk a šířka pásma antény.

Jak délka ramen, tak i úhel, který ramena svírají, lze v určitých mezích měnit. Zisk antény je závislý na kombinaci délky ramene-úhel ramen a na úhlu, pod jakým dopadá na anténu signál. Rozměry ramen a velikost úhlu lze volit podle požadovaného zisku a směrovosti, nebo i podle nutnosti vyhovět určitým fyzikálním omezením (místo, které je při stavbě antény k dispozici). Všeobecně lze říci, že zisk antény se zvětšuje při zvětšování vrcholového úhlu mezi rameny. Přibližně platí, že zisk antény s úhlem ramen asi 65° je asi dvakrát tak velký, než zisk antény čtvercovitého půdorysu (tj. antény s úhlem ramen asi 45°).

Důležitým parametrem antény je i výstupní impedance v místě připojení svodu. To je asi největší problém u této antény, neboť její impedance se mění s přijímaným kmitočtem,

tj. závisí na geometrických rozměrech. Čtvercovitá anténa má impedanci asi 600 až 800 Ω, jsou-li vrcholové úhly menší než 40° je impedance antény asi 450 až 600 Ω. Většina televizních přijímačů má však vstupní impedanci 300 Ω a je jistě nevhodnější používat jako svod dvoulinku 300 Ω. Autor v původním článku uvádí, že i přes rozdíly v impedanci svodu a antény použil při zkouškách k různým typům kosočtverečných antén jako svod dvoulinku 300 Ω a dosáhl činitele stojatých vln v nehorším případě 2,7 : 1, což odpovídá ztrátám signálu nepřímým způsobem asi 1,25 dB (25 %); tvrdí, že při silném středním signálu nelze rozeznat podle jakosti signálu na obrazovce úbytek signálu 25 % na vstupních svorkách televizoru.

V článku dále jeho autor uvádí, jak si počínat při možnosti příjmu signálu z několika různých směrů. Doporučuje buď použít několik kosočtverečných antén, nebo použít uspořádání podle obr. 85. V naznačeném



Obr. 85. Konstrukce antény pro příjem ze dvou směrů (a) a ovládací skříňka relé (b)

případě chceme přijímat signál ve směru jedné z os kosočtverce, tj. jak od západu, tak z východu. Proto ponecháme spínač v převodu napájecího napětí rozpojený, kontakty relé v poloze podle obrázku a zakončovací odpor je připojen mezi vývody G a H.

Chceme-li přijímat signál ze západu, přivedeme na relé napětí, kontakty relé se přepojí a zakončovací odpor bude připojen mezi vývody C a D.

Stejně lze ovládat uspořádat tehdy, chceme-li přijímat signály i z jihu a ze severu. Je jen třeba použít relé s příslušným množstvím přepínacích kontaktů.

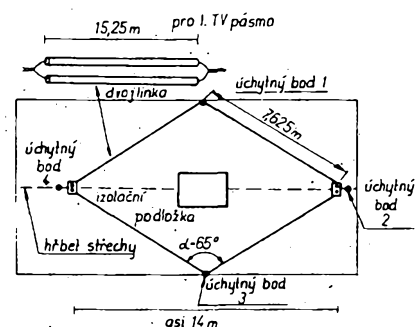
Ovládací skříňka s relé Re je s vrcholy kosočtverce spojena vedením 450 Ω (vedení lze navrhnout např. podle knihy M. Českého: Antény pro příjem rozhlasu a televize, v níž jsou uvedeny pro různé impedance vedení všechny potřebné údaje – průměr drátu, vzdálenost drátů, materiál na izolační rozpěrky apod.).

Prvním krokem při návrhu kosočtverečné antény je rozhodnout se, pro jaké kmitočtové pásmo budeme anténu používat, dále je třeba určit směr na vysílač, určit „fyzická“ omezení

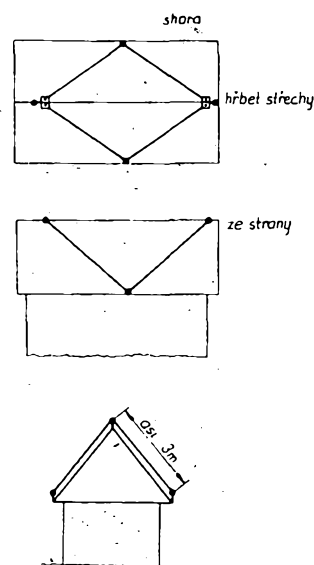
(umístění a rozměry prostoru pro stavbu antény). Autor v původním článku předpokládá umístění antény horizontálně na nekovové střeše rodinného domku. Podle výsledku, které získal při experimentování, doporučuje tyto rozměry kosočtverečných antén: pro kanály prvního televizního pásma doporučuje délku strany 7,6 m, pro kanály třetího televizního pásma asi 2,5 m, a pro kanály čtvrtého a pátého pásma asi 139,7 cm. Vždy dvě protilehlé strany kosočtverce nebo čtverce jsou z jednoho kusu TV dvoulinky, jejíž žíly jsou na koncích odizolovány a zakrouceny. Konce dvoulinky se přichytí šrouby na izolačních podložkách (teflon), pod stejné šrouby se přitáhnou i konce vedení 450 Ω k ovládací skříňce s relé. Vrcholy kosočtverce na kratší úhlopříčce se přichytí na izolátory tak, aby anténa byla asi 10, popř. více centimetrů nad střechou. Umístění antény je názorně vidět na obr. 86 a 87.

Zakončovací odpor se volí v rozmezí 470 až 680 Ω, uhlíkový, pro zatížení 0,5 W. (Měl by být bezindukční). Pro danou anténu je nejlepší experimentálně určit nevhodnější odpor. Jako svod se používá dvoulinka 300 Ω (i když by bylo samozřejmě nejlepší použít vedení o impedanci jako má anténa, tj. asi 470 až 680 Ω; pak by byly ztráty nejmenší).

Na závěr uvádí autor článku dosažené výsledky: u popsané antény umístěné na střeše podle obr. 87 byl zisk na nižších kanálech prvního televizního pásma asi 6 dB, na konci prvního televizního pásma asi

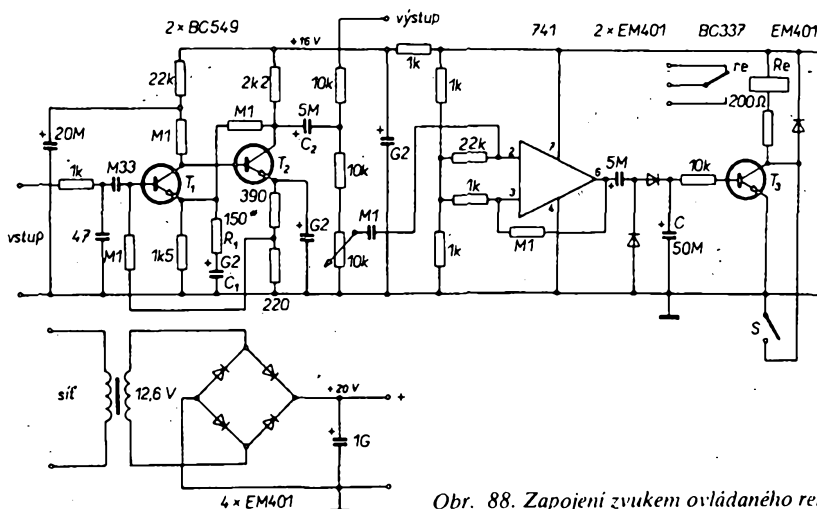


Obr. 86. Instalace antény na nekovové střeše



Obr. 87. Schéma umístění antény na střeše

Popular Electronics říjen 1975



Obr. 88. Zapojení zvukem ovládaného relé

Různě aplikovaná elektronika

Zvukem ovládané relé

Zapojení přístroje se skládá ze tří částí: z mikrofonního předzesilovače, Schmittova klopného obvodu a z obvodu relé.

Výstupní signál z mikrofonního předzesilovače se vede na Schmittův klopný obvod s operačním zesilovačem přes oddělovací kondenzátor C_2 a odporový dělič s pevným odporem 10 k Ω a potenciometrem 10 k Ω . Za oddělovacím kondenzátorem je též k dispozici zesílený signál z mikrofonu k nahrávání na magnetofon (vstup magnetofonu s velkou impedancí).

Aby bylo možno napájet operační zesilovač z nesusměrného zdroje napájecího napětí, je vytvořeno děličem z odporů 1 k Ω předpětí pro oba vstupy. Signály z potenciometru se vedou do invertujícího vstupu operačního zesilovače. Operační zesilovač má pak kladnou zpětnou vazbu z výstupu do neinvertujícího vstupu. Touto vazbou se

Popsaným způsobem se zisk operačního zesilovače mění rychle z nuly na maximum, což přispívá ke zkrácení doby odezvy obvodu na řídicí signál.

Doba reakce přístroje na zvukový signál závisí na době přepnutí relé, ta bývá průměrně asi 10 ms. Po skončení zvukového signálu na vstupu odpadá relé asi za tři sekundy, tato doba závisí na jakosti elektrolytického kondenzátoru C a na jeho kapacitě. Je-li třeba, lze zajistit přepnutí relé z klidové polohy sepnutím spínače S. Protože relé ve vzorku mělo pracovní napětí 12 V, je v sérii s jeho cívkou odpor; dioda chrání tranzistor před zničením indukčními spíčkami, které vznikají při přepínání relé.

Chceme-li přístroj ovládat napětím s amplitudou větší než 100 mV, lze vypustit T_1 a T_2 a všechny součástky vlevo od C_2 . Vypusti se též odpor T_1 a T_2 a všechny součástky vlevo od odporu. Vypusti se též odpor 10 k Ω mezi kondenzátorem C_2 a potenciometrem. Impe-

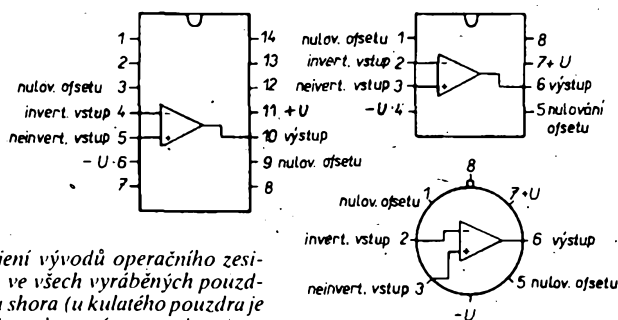
Jako T_1 a T_2 vyhoví křemikové tranzistory typu KC508 nebo KC509, diody mohou být libovolné křemikové pro napětí asi 20 až 30 V a pro proud podle typu použitého relé, na druhu relé závisí i typ tranzistoru T_3 . Jako operační zesilovač by bylo možno použít i typ MAA504 (bylo by třeba přidat vnější kompenzační prvky). Ostatní součástky jsou běžné, pouze odpory 1 k Ω děliče pro vstupy operačního zesilovače by se neměly příliš lišit (stačí tolerance 5 %).

Pro úplnosť je na obr. 89 zapojení vývodů operačního zesilovače typu 741 ve všech vyráběných variantách – v pouzdře DIL se 14 vývody, v pouzdře minidip a v pouzdře TO (kulaté kovové pouzdro s osmi vývody).

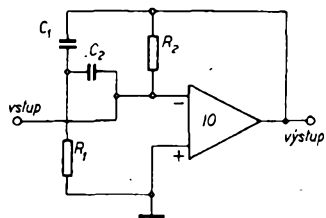
Elektronický déšť a vítr

Článek popisuje jednoduchý přístroj, jehož výstupní signál po zesílení nř zesilovačem lze použít pro imitování dvou různých zvuků – zvuku padajícího deště a „meluziny“, vyjícího větru. Konstrukce je velmi jednoduchá díky použitému operačnímu zesilovači typu 741 (lze použít i tuzemský typ z řady MAA500, doplněný vnějšími kompenzačními prvky mezi vývody 1 – 8 a 5 – 6). Použití operačního zesilovače má ještě jednu další výhodu – není třeba úzkostlivě dodržet hodnoty součástek, naopak, obvod je vhodný k experimentování.

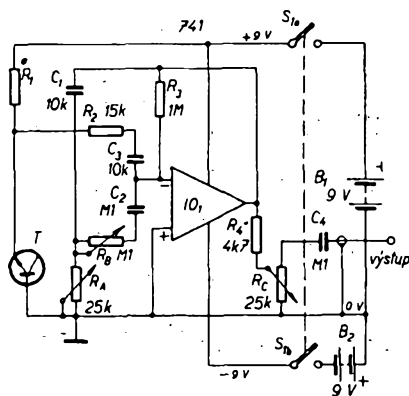
Obvod je vlastně aktivním laděným filtrem, který se napájí ze zdroje bílého šumu. Zvuk vyjícího větru je realizován měněním rezonančního kmitočtu filtru. Vynechá-li se jeden z kondenzátorů filtru, obvod pracuje jako širokopásmový zesilovač a produkuje zvuk padajícího deště (obr. 90).



Obr. 89. Zapojení vývodů operačního zesilovače typu 741 ve všech vyráběných pouzdrech při pohledu shora (u kulatého pouzdra je vývod 4 spojen s kovovým pouzdrem)



Obr. 90. Základní zapojení filtru. Kondenzátory C_1 a C_2 určují rezonanční kmitočet, R_1 a R_2 určují zisk operačního zesilovače



Obr. 91. Celkové schéma přístroje pro napodobení zvuku dopadajícího deště a vyjícího větru

Úplné zapojení přístroje je na obr. 91. Základním signálem je bílý šum. Bílý šum je generován tranzistorem, který má předpětí v závěrném směru. Bílý šum je pak veden přes odpor R_2 , C_3 na vstup filtru. Proměnný odpor R_A určuje rezonanční kmitočet filtru; je tedy ovládacím prvkem pro „větrné“ efekty.

Výstupní signál filtru se vede přes R_4 na potenciometr R_C , jímž se nastavuje úroveň výstupního signálu. Jako operační zesilovač byl v původním zapojení použit obvod typu 741, neboť jednak nepotřebuje vnější kompenzační prvky a jednak pracuje v tomto zapojení uspokojivě již od napájecího napětí asi ± 5 V (maximální napájecí napětí je ± 15 V). Při napájení ze dvou destičkových baterií podle obrázku je zesílení s rozpojenou smyčkou záporné zpětné vazby větší než 90 dB.

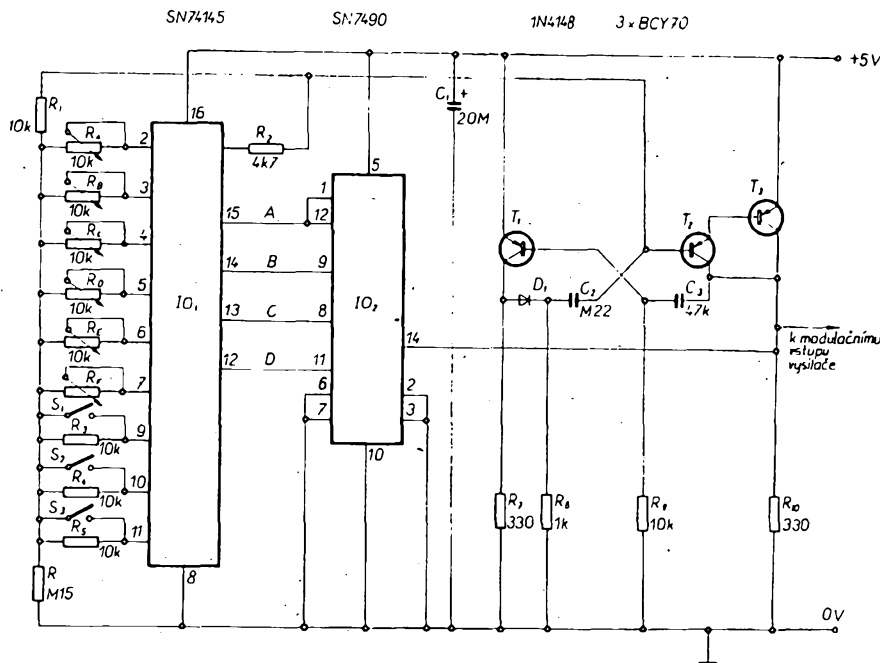
Základním předpokladem správné činnosti přístroje je vhodný výběr tranzistoru T a odporu R_1 . Ke zkoušení je vhodné mít po ruce větší množství různých tranzistorů (křemíkové, lze použít typy n-p-n i p-n-p, v druhém případě je třeba vzájemně zaměnit vývody emitoru a báze). Místo tranzistoru lze použít i Zenerovu diodu, zapojenou v závěrném směru. Při změně odporu R_1 se mění šumový signál z tranzistoru – autor uvádí, že lze zkoušet různé odpory v mezích od 2 do 200 k Ω . V prototypu byl jako T zapojen výmětný tranzistor n-p-n (spínací typ, blíže neurčen), odpor R byl 100 k Ω .

Odběr proudu z baterií je asi 1,6 mA. Použité odpory byly na zatížení 0,25 W (lze použít odpory i na menší zatížení) s tolerancí 10 %. Proměnné odpory a potenciometr jsou s lineární odporovou dráhou. Kondenzátory použil autor polyesterové.

Practical Electronics říjen 1973

Proporcionální RC souprava s devíti vzájemně nezávislými kanály

Autor původního článku vyvinul následující proporcionální soupravu pro řízení pro-



Obr. 92. Schéma kodéru vysílací části soupravy RC

vozu modelu lodě. Souprava má devět nezávislých, plně proporcionálních kanálů, pracuje v pásmu 27 MHz. My si z celého přístroje uvedeme pro zajímavost řešení vysílací část – kodér a vysílač.

Systém pracuje na principu časového multiplexu. Výstup každého z kanálů je „skanován“ jeden po druhém tak, že jejich výstupní signály vytvářejí sérii devíti řídicích impulsů proměnné délky. Za řídicími impulsy následuje synchronizační impuls; vzdálenost dvou synchronizačních impulsů je asi 20 ms. Proporcionální informace je obsažena „v délce“ výstupního impulsu každého z kanálů. U kanálů, u nichž se nežadá proporcionální informace, ale pouze informace ano-ne (sepnout-rozpojit, používá se při reléovém ovládní funkcí), je informace o žádaném stavu ovládané funkce detekována pulsně-šířkovým komparátorem. Krátký impuls znamená sepnutý stav, dlouhý rozpojený.

V přijímači se pak impulsy tvarují, konvertují na úroveň vhodnou pro logiku TTL a pak rozdělují do jednotlivých kanálů. Servosystémy se uvádějí do činnosti výstupními signály kanálů a řídí motorovou jednotku (motorové jednotky), které zabezpečují výsledný mechanický efekt – otočení kormidla, nastavení plachet apod.

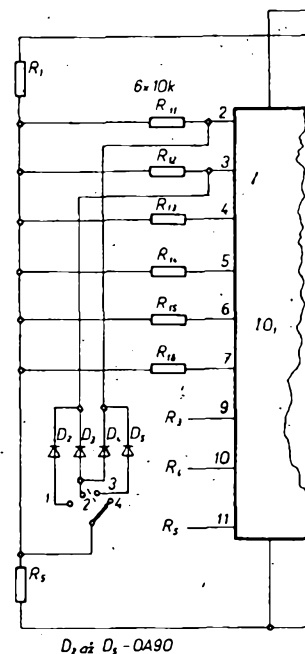
Kodér, vysílač, je na obr. 92. Kodér generuje opakované sled impulsů: synchronizační impuls (0,5 ms) + devět řídicích impulsů šířky asi 1 až 2 ms (závisí na nastavení proměnných odporů R_A až R_F a na odporech R_1 až R_5 ; autor totiž zvolil z devíti kanálů 6 proporcionálních a tři typu ano-ne. Proporcionálně lze však ovládat všechny kanály).

Tranzistory T_1 až T_3 jsou zapojeny jako astabilní multivibrátor, báze T_2 je připojena k výstupu s otevřeným kolektorem dekodéru BCD (IO_1), a to přes proměnné ovládací odpory nebo pevné odpory jednotlivých kanálů. Vybíjecí doba kondenzátoru C_2 bude proto určena buď nastavením běžce proměnného odporu, nebo zvoleným pevným odporem toho kterého kanálu. Dekodér IO_1 dostává vstupní BCD signály z desítkového čítače typu 7490. Hodinové impulsy pro čítač dodává „druhá“ polovina astabilního multivibrátoru (T_2 T_3); impulsy mají mezery asi 0,25 ms.

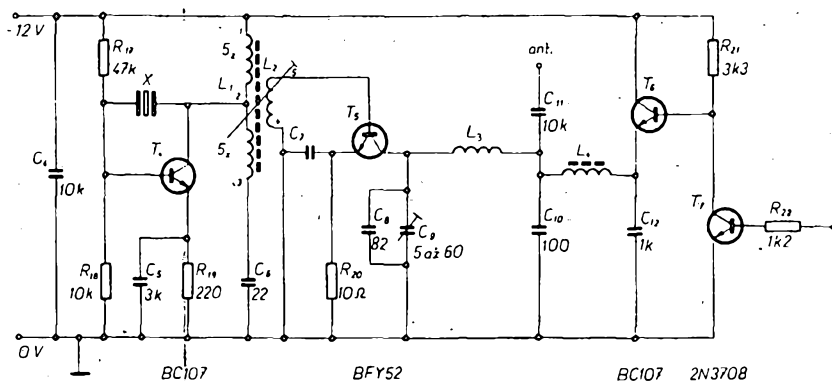
Objevi-li se na výstupu čítače 0000, je generován synchronizační impuls 0,5 ms. Ten se v přijímači detekuje a používá

k synchronizaci čítače přijímače, což zabezpečuje, že bude ovládnán odpovídající kanál v přijímači. Výstupní signál kodéru se do vysílače zavádí v kolektoru T_3 (na modulační vstup) viz obr. 94.

Kodér na obr. 92 má, jak jsme již uvedli, šest proporcionálních a tři „spínané“ kanály. Systém lze použít i pro méně než devět kanálů; pak stačí pouze místo proměnných odporů připojit pevné odpory 10 k Ω – tím je zaručena správná činnost synchronního detektoru přijímače. Na obr. 93 je zapojení ovládací části kodéru, požaduje-li se syn-



Obr. 93. Úprava řídicí části pro simultánní provoz (je-li P_1 v poloze 1, je zapojen kanál 2, v poloze 2 jsou spojeni kanály 1 a 2, v poloze 3 je zapojen kanál 1, v poloze 4 je vypnuto)



Obr. 94. Schéma vysílače pro pásmo 27 MHz

chronní (simultanní) ovládání zvolených kanálů jako doplněk ručního ovládání.

Použité součástky lze nahradit takto: tranzistory jsou křemíkové typu p-n-p, z tuzemských typů by je bylo možno nahradit tranzistory KSY82 (popř. snad i typy KF517, KFY18), desítkový počítač typu 7490 se vyrábí i u nás (MH7490), přímý ekvivalent dekodéru BCD na desítkový kód se u nás nevyrábí. Kodér lze nastavit a zkontrolovat osciloskopem – na obrazovce musí být série devíti impulsů, ohraničená z obou stran synchronizačními impulsy. Při změně nastavení jednotlivých odporových trimrů se musí měnit šířka odpovídajících impulsů z 2 na 1 ms. Celý kodér odebírá ze zdroje napájecího napětí 5 V proud asi 65 mA.

Další částí vysílače dílu soupravy je vysílač. Jeho schéma je na obr. 94. Základním obvodem vysílače je krystalem řízený oscilátor. Vf signál se moduluje do hloubky 100 % signálem z kodéru, který se přivádí na bázi tranzistoru T_7 . Cívkou oscilátoru je L_1 .

Báze tranzistoru T_5 je navázána na oscilátor cívkou L_2 . Laděný obvod v kolektoru se skládá z cívky L_3 a kondenzátoru C_9 . Kondenzátor C_{11} slouží k přizpůsobení antény. Vf tlumivka L_4 zamezuje nežádoucímu pronikání vf signálu do modulačního signálu, který je ovládán modulatorem se stupni s tranzistory T_6 a T_7 . Tranzistory pracují tak, že je-li na bázi T_7 kladné napětí (po příchodu impulsu z kodéru), je na bázi T_6 velmi malé napětí, tranzistor je uzavřen a vf signál do antény neprochází a naopak, je-li otevřen T_6 , je otevřen i tranzistor T_5 , zapojený do jeho emitorového obvodu, a na anténě je vf signál.

Cívky vysílače. Cívky L_1 a L_2 jsou navinuty na tělisku o $\varnothing$ 7 mm, L_1 má 10 závitů (s odbočkou ve středu, tj. po 5. závitu), L_2 má jeden závit, který je navinut na horním konci cívky L_1 (na cívce L_1). Cívky jsou navinuty drátem $\varnothing$ 0,32 mm CuL. Cívka L_3 je vzduchová cívka na průměru 16 mm a má 9 závitů drátu o $\varnothing$ 2 mm CuL. Závity jsou rovnoměrně roztaženy tak, aby délka cívky byla 38 mm.

Uvedení vysílače do chodu je celkem jednoduché. Před připojením napájecího napětí by mělo být jádro v cívce L_1 (ferit) v horní části cívky, C_9 by měl být nastaven na minimální kapacitu. Poté je třeba připojit voltmetr (rozsah do tří voltů na plnou výchylku ručky) k odporu R_{20} . Pak se připojí napájecí napětí. Jádrem cívky L_1 se nastaví maximální výchylka ručky voltmetru, tj. maximální oscilační napětí. Poté se otáčením kapacitního trimru snažíme výchylku ručky měřidla co nejvíce zvětšit. Po uvedení nastavení se odpojí napájecího napětí, vysílač se vestaví do skříňky a obvod se doladí nejlépe při připojení antény podle S-metru nějakého vhodného přijímače.

Vysílač by měl odebírat ze zdroje (po naladění) proud asi 40 mA.

Náhrady tranzistorů: přímou náhradou tranzistorů BC107 je tranzistor TESLA KC507, jako 2N3708 lze použít také tranzistor z řady KC, např. KC508 nebo KSY62, místo BFY52 lze použít KSY34, popř. KSY62.

Practical Electronics červen 1976

Univerzální filtr typu dolní propust

Tento jednoduchý aktivní filtr je velmi vhodným doplňkem ke stereofonnímu tuneru. Tam totiž najde uplatnění jednak při potlačení nežádoucích kmitočtů na výstupu kmitočtového demodulátoru ($f > 5$ kHz), jednak na výstupu stereofonního dekodéru ($f > 15$ kHz). Zapojení filtru je na obr. 95. Filtr má od kmitočtu f_k útlum 16 dB na oktávu. Kmitočet f_k je určen zmenšením průchozího signálu o 3 dB vzhledem ke kmitočtům podstatně nižším (minimálně $10 \times$ nižším než je f_k). Bude-li filtr zařazen na

výstup kmitočtového dekodéru určeného pro stereofonní provoz, je nutné z důvodů minimálního fázového zkreslení zvolit $f_k > 80$ kHz. Pro kapacity kondenzátorů C_1 až C_4 platí následující vztahy:

$$C_1 = C_2 = C_3 = \frac{7,56 \cdot 10^{-6}}{f_k} \quad [F: Hz],$$

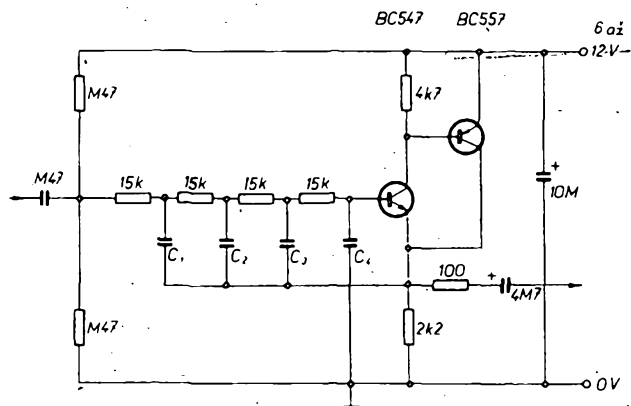
$$C_4 = \frac{4,46 \cdot 10^{-6}}{f_k} \quad [F: Hz].$$

Jako příklad je na obr. 96 znázorněna útlumová charakteristika filtru pro $f_k = 1350$ Hz (C_1 až $C_3 = 5,6$ nF, $C_4 = 3,3$ nF).
elektor červenec, srpen 1975

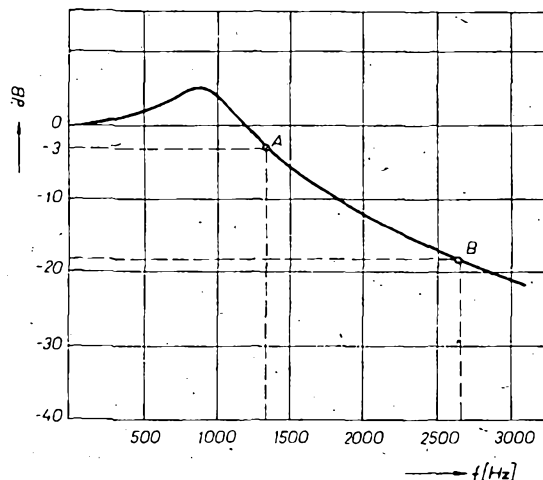
MBA125 jako jednoduchý operační zesilovač

Autor článku uvádí, že potřeboval zkonstruovat operační zesilovač a měl přitom k dispozici napájecí napětí ± 5 V. V Německé demokratické republice vyráběné operační zesilovače A109 jsou však určeny pro napájecí napětí ± 9 až ± 18 V. Operační zesilovače s malým napájecím napětím se obvykle realizují z diskrétních součástek – protože však autor nevyžadoval, aby měl operační zesilovač velké zesílení, mohl použít čs. integrovaný obvod MBA125, který se skládá z diferenciálního zesilovače se dvěma tranzistory n-p-n s kolektorovými odpory asi 3,5 k Ω a spojenými emitory a z dalšího tranzistoru, který může být použit jako zdroj konstantního proudu k napájení emitorů tranzistorů diferenciálního zesilovače.

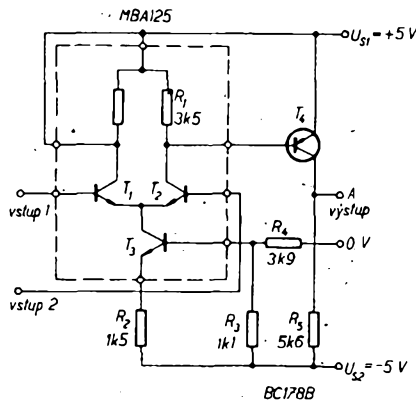
Navržený operační zesilovač je na obr. 97, jak se posléze ukázalo, má velmi dobrou teplotní stabilitu. Zesílení naprázdno je větší než 1000, použitelný rozsah výstupního napětí je při zatěžovacím odporu 100 k Ω větší než ± 3 V. Vstupní klidový proud je 6 μ A.



Obr. 95. Aktivní dolní propust



Obr. 96. Útlumová charakteristika filtru pro $f_k = 1350$ Hz



Obr. 97. Zapojení jednoduchého operačního zesilovače s integrovaným obvodem MBA125

Jako vstup operačního zesilovače slouží diferenční zesilovač v MBA125, jako výstupní tranzistor byl použit tranzistor p-n-p. Zdroj konstantního proudu s T_3 dodává proud 330 μA (každým z tranzistorů diferenčního zesilovače teče proto proud 165 μA). Je-li na výstupu A operačního zesilovače proti zemi zesilovače napětí 0 V, teče tranzistorem T_4 kolektorový proud asi 0,9 mA.

Rozdíl napětí na vstupech operačního zesilovače zesiluje nejprve diferenční zesilovač; zanedbá-li se výstupní odpor T_2 , lze zesilovací činitel diferenčního zesilovače určit ze vztahu

$$A_{\text{dif}} = R_{T4} U_{BE T4} / [2 U_T (R_1 + R_{T4})],$$

kde U_T je tzv. teplotní napětí (asi 25,5 mV při 20 °C), $U_{BE T4}$ je napětí báze-emitor tranzistoru T_4 a R_{T4} je vstupní odpor tranzistoru T_4 . Vstupní odpor T_4 lze určit ze vztahu

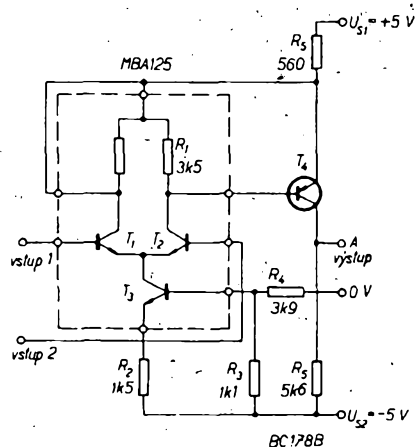
$$R_{T4} = \frac{h_{21E T4} U_T R_5}{|U_{S2}|}$$

Napětí, zesílené diferenčním zesilovačem, se dále zesiluje tranzistorem T_4 . Jeho napěťové zesílení lze určit ze vztahu

$$A_{T4} = \frac{|U_{S2}|}{U_T}$$

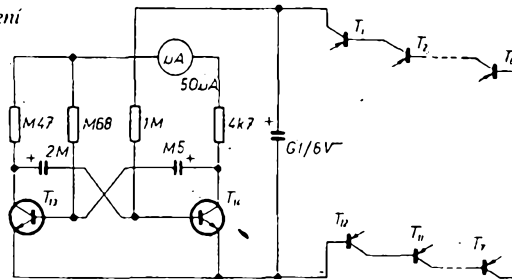
Posledně uvedený vztah platí při zanedbání výstupního odporu T_4 a při málo zatíženém výstupu operačního zesilovače. Vztah lze v tomto tvaru použít proto, že odpor R_5 je vzhledem k napájecímu napětí U_{S2} relativně malý.

Při $U_{BE T4} = 0,6 \text{ V}$ a $h_{21E T4} = 200$ bude $A_{\text{dif}} = 7,3$ a $A_{T4} = 200$.



Obr. 98. Zapojení jednoduchého operačního zesilovače s integrovaným obvodem MBA125 a se zmenšenou teplotní závislostí výstupního napětí

Obr. 99. Indikátor slunečního záření



Tyto vypočítané údaje velmi dobře souhlasily se skutečností, neboť konkrétní obvod měl zesílení 1350.

Jednoduchý operační zesilovač podle obr. 97 má však jednu značnou nevýhodu, která se projevuje především při zpracování stejnosměrných napětí – vzhledem k malému zesílení diferenčního zesilovače je výstupní napětí velmi závislé na změnách okolní teploty. Výrobce MBA125 zaručuje uvnitř teplotního intervalu 0 až 70 °C změnu vstupního napěťového offsetu 6 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Tato změna se přenesla na bázi tranzistoru p-n-p a bude asi 44 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Napětí báze-emitor tohoto tranzistoru se mění s teplotou asi o -2,2 mV/°C, přitom se musí počítat i s driftu napětí na bázi T_3 , takže se napětí na bázi T_3 mění asi o -2,244 mV/°C. Tato změna se zesílí zesilovacím činitelem A_{T4} a výstupní napětí operačního zesilovače se tedy bude měnit o 449 mV/°C. Vztáhne-li se tento drift na vstup zesilovače, je ho třeba dělit celkovým zesílením operačního zesilovače. Tim se dospěje k driftu vstupního napěťového offsetu (vstupní napěťové nesymetrie) asi 0,33 mV/°C. Pro mnohá použití je tento údaj příliš velký.

Proto autor použil zapojení podle obr. 98. Vlastnosti zapojení pokud jde o teplotní závislosti se podařilo výrazně zlepšit tím, že se výrazně změnil poměr mezi zesílením A_{dif} a A_{T4} . Výpočty obvodových veličin lze nalézt v původním praměnu – zde jen výsledky: zesílení diferenčního zesilovače bylo změřeno $A_{\text{dif}} = 9,5$; drift vztážený na vstup je v zapojení podle obr. 98 asi 23,5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Radio, Fernsehen, Elektronik č. 5/1975

Indikátor intenzity slunečního světla

Popisovaný přístroj má z našeho hlediska několik velkých výhod, jednou z nejdůležitějších je „ekonomická“ výhoda – v zapojení lze totiž použít libovolně germaniové tranzistory (k indikaci slunečních paprsků). K indikaci se totiž využívá faktu, že při osvětlení polovodičového přechodu (v našem případě jde o přechod kolektor-báze) vzniká na tomto přechodu napětí – polovodičový přechod tedy slouží jako měnič světelné energie na elektrickou. Protože napětí na jednom tranzistoru (přechodu) je velmi malé, použil autor původního článku dvanáct polovodičových přechodů (tranzistor) v sérii tak, že báze jednoho tranzistoru je připojena ke kolektoru následujícího tranzistoru. Emitory se nezapojují (obr. 99). Osvětíme-li pak tuto kaskádu silným světlem, např. žárovkou 60 W, bude na elektrolytickém kondenzátoru 100 μF napětí asi 300 mV a lze odebrat proud asi 0,3 mA. Napětí opačné polarity lze získat spojením bází a emitorů, v tomto případě budou kolektory nezapojeny.

Kaskáda dvanácti polovodičových přechodů byla použita k napájení astabilního multivibratoru (polovodičové přechody jsou uspořádány tak, aby dávaly napětí po ozáření slunečním světlem, tranzistory jsou proto zbaveny pouzder). Po ozáření slunečním světlem střední intenzity (popř. žárovkou 100 W) kmitá astabilní multivibrator na kmitočtu asi 1 Hz. Kmity multivibratoru lze

pozorovat na měřidle, neboť ručka měřidla se při překlopení multivibratoru vychýlí.

Zvětší-li se počet polovodičových přechodů, bylo by možno odebrat i větší proud – při 24 přechodech by bylo možno napětím z této „sluneční baterie“ napájet některé obvody MOS, které vyžadují napájecí proud mezi 10 až 100 μA .

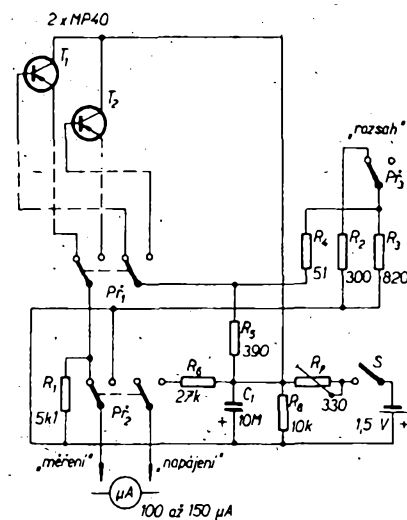
elektr únor 1975

Elektrický teploměr

Elektronický teploměr, jehož schéma je na obr. 100, je určen k měření teploty vzduchu, tekutin, sypaných hmot atd. ve dvou rozsazích: -18 až +42 °C a -50 až +10 °C. Oba rozsahy lze rozšířit na obě strany i při zachování překrytí konce jednoho a začátku druhého rozsahu.

Jak je vidět ze schématu, je přístroj založen na principu měřicího můstku, jehož větve jsou tvořeny odpory R_1 , R_3 až R_5 a odporem polovodičového přechodu emitor-kolektor jednoho z tranzistorů MP40 (tranzistory lze nahradit germaniovými tranzistory malého výkonu vodivosti p-n-p), v závislosti na poloze přepínače P_1 . Jako snímače teploty se používají právě tyto tranzistory (na schématu jsou dva: podle počtu zvolených rozsahů lze použít i několik tranzistorů). Výhodou tohoto uspořádání je, že germaniové tranzistory, díky lineární závislosti změny odporu dráhy emitor-kolektor na teplotě, umožňují konstruovat teploměr s lineární stupnicí. Při cejchování pak tedy stačí určit dva až tři body stupnice, např. začátek, střed a konec, a zbytek stupnice lze dokreslit bez cejchování.

V jedné úhlopříčce měřicího můstku je zařazen mikroampérmetr (lze použít libovol-



Obr. 100. Zapojení elektrického teploměru jako přístavku k Avometu

ný univerzální měřicí přístroj pro měření stejnosměrného proudu od 100 do 150 μA , v druhém je zdroj napájecího napětí (monočlánek 1,5 V). Aby bylo zajištěno stálé napájecí napětí, které je podmínkou přesnosti měření, je přístroj napájen přes nastavitelný dělič s R_7 , R_8 . V poloze „napájení“ přepínače P_2 se pak podle zvoleného bodu na stupnici měřidla nastaví ručička trimrem R_7 tak, aby i při částečné vybitém článku bylo napájecí napětí stále stejné. Celkový odběr proudu je asi 2 mA.

Tranzistory snimačů teploty je třeba vybrat: v místnosti se stálou teplotou připojíme k jednotlivým tranzistorům izolované vodiče délky asi 1 m. Tranzistory pak jeden po druhém připojujeme k přepínači P_1 a vybíráme ty, při jejichž připojení bude výchylka ručky měřidla stejná.

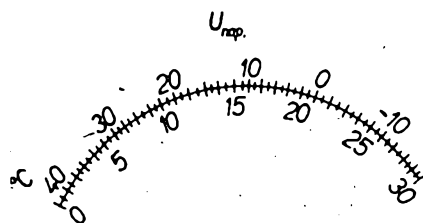
Stupnici měřidla lze ocejchovat např. pomocí termostatu, do něhož je vložen snímací tranzistor (čidlo). Stupnice ocejchujeme podle zvolených rozsahů měření; je vhodné, aby se jednotlivé stupnice překrývaly. Jak již bylo uvedeno, cejchovat je třeba pouze tři body stupnic, neboť závislost proudu měřidlem na teplotě je lineární díky použitým germaniovým tranzistorům.

Není-li termostat k dispozici, lze 0°C na stupnici ocejchovat tak, že do nádoby, v níž je asi 3 až 5 l ledové tříště, ponoříme v igelitovém pytlíku zasunutý tranzistor-čidlo. Teplota tranzistoru se ustálí asi po 10 minutách. Teplotu asi $36,5^\circ\text{C}$ lze ocejchovat pomocí měření teploty lidského těla – teplotu lze kontrolovat lékařským teploměrem, který je prakticky v každé domácnosti. I v tomto případě se teplota snímáčiho tranzistoru ustálí asi po 8 až 10 minutách.

Nebudou-li při cejchování odpovídat krajní body stupnice pro jednotlivé rozsahy, lze dosáhnout vyhovujícího souhlasu změnou odporu R_3 .

Nakonec zbývá ještě dodat, že na citlivost a přesnost měření má vliv i odpor přívodů ke snímáčiho tranzistorům. Přívody by neměly být proto delší než asi 1 m (bude-li přívod z měděného drátu o $\varnothing$ 1 mm a délky 1 m, je odpor přívodu asi 1,5 až 2 Ω). Časová stálost cejchování je velmi dobrá – stupnice by se neměla měnit během používání přístroje po dobu asi 8 až 10 let.

Příklad stupnice (z původního přístroje) je na obr. 101.



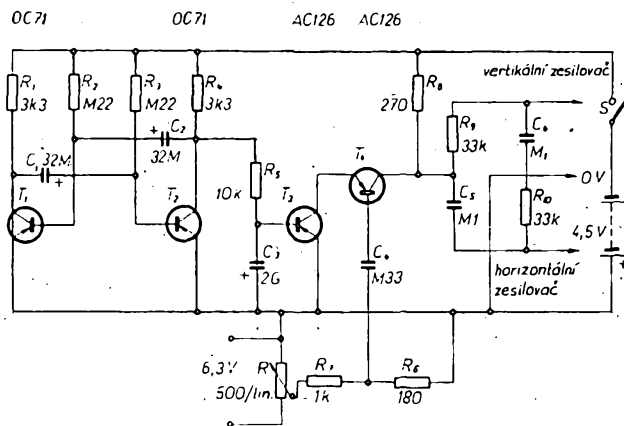
Obr. 101. Příklad stupnice teploměru (na značku U_{mp} se nastavuje ručka při poloze „napájení“ přepínače P_2 změnou odporu trimru R_7).

Radio (SSSR), č. 4/1974

Hypnoscope

Obvod na obr. 102 může, jak napsal jeho autor, v originálním článku, sloužit k zajímavé zábavě – lze s ním a s osciloskopem dělat pokusy s hypnózou. Obvod je velmi jednoduchý, lze v něm použít „šuplíkové“ zásoby germaniových tranzistorů, pro něž by se jinak již těžko našlo uplatnění. Lze použít libovol-

Obr. 102. Hypnoscope – přístroj k hypnotickým pokusům



né germaniové tranzistory p-n-p malého výkonu; obrátí-li se polarita napájecího napětí a elektrolytických kondenzátorů, lze použít tranzistory n-p-n, např. řady NU70 nebo NU71 (tj. jako T_1 a T_2 např. 103NU70, jako T_3 a T_4 152NU70, nebo 156NU70, popř. 101NU71 apod.).

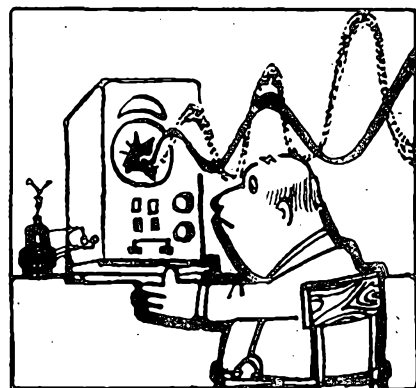
Obvod vytváří na obrazovce osciloskopu obrazce ve tvaru kruhu, které se postupně zmenšují a zvětšují (je-li osciloskop správně nastaven) – kruhy by podle popisu v původním článku měly nabývat postupně velikosti od bodu do kruhu přes celou obrazovku. Při pozorování obrazovky by se mělo pozorovateli zdát, jako by byl v tunelu – pozoruje-li se obrazec za tmy, měl by mít hypnotizující účinek. Přidá-li „operátor“ k obrazu na osciloskopu ještě slovní doprovod, mělo by být možno hypnotizovat současně několik osob.

Obvod na obr. 102 se skládá z modulatoru a generátoru signálu velmi nízkého kmitočtu. K napájení se kromě baterie 4,5 V používá i střídavé napětí 6,3 V (žhavicí napětí z jakéhokoli staršího síťového transformátoru např. z rozhlasových přijímačů). Signál síťového kmitočtu je modulován signálem z generátoru (ten má kmitočet asi 0,2 Hz). Modulovaný signál se pak dělí na dva signály, které jsou vzájemně fázově otočeny o 90° – tyto signály se pak přivádějí na obrazovku osciloskopu (lépe řečeno na vstup vertikálního a horizontálního zesilovače osciloskopu).

Signál o kmitočtu 0,2 Hz pravohlého tvaru generují tranzistory T_1 a T_2 , signál se vede na integrační členek RC (10 k Ω , 200 μF). Výstupní signál integračního článku mění amplitudu síťového napětí 6,3 V v modulatoru (tranzistor AC126). Odpor R_1 a R_2 spolu s kondenzátory C_1 a C_2 vytvářejí členek k posuvu fáze.

Nastavení potenciometru R má vliv na velikost kruhu na obrazovce, kruh lze na přesný tvar srovnat vhodným nastavením zesílení vertikálního a horizontálního zesilovače.

Practical Wireless leden 1972



Digitální expoziční spínač

Popisovaný spínač se používá k přesnému spínání žárovky zvětšovacího přístroje podle předem zvoleného času. Jako základní časovací jednotka se používá kmitočet sítě. Přístroj není třeba kalibrovat a nastavený čas je přitom přesný s tolerancí 1/50 sekundy. Vzhledem k běžně používaným metodám určení doby expozice byly jako základní zvoleny expoziční doby 2, 4, 8, 16, 32 a 64 sekund. Tyto doby lze nastavit jedním spínačem, druhý spínač slouží k prodloužení uvedené doby o 50 %, druhá základní řada expozičních dob je tedy 3, 6, 12, 24, 48 a 96 sekund.

Schéma zapojení přístroje je na obr. 103. Přístroj se skládá z části s integrovanými logickými obvody, která pracuje jako dělič kmitočtu, dále z kontrolního logického obvodu, z obvodu s triakovým spínačem žárovky zvětšovacího přístroje a z napáječe pro logické integrované obvody.

Dělič kmitočtu

Malé napětí síťového kmitočtu ze síťového transformátoru Tr se vede přes kondenzátor C_1 a odpor R_1 na bázi tranzistoru T_1 . Tranzistor pracuje jako tvarovač impulsů – na jeho kolektoru je signál pravohlého průběhu o kmitočtu 50 Hz s amplitudou asi 4 V. Diody D_1 a D_2 zajišťují optimální stejnosměrné předpětí tranzistoru T_1 . Signál z kolektoru T_1 se vede jako hodinový signál na integrovaný obvod IO₁ – desítkový čítač 7490. Tento IO se skládá ze čtyř klopných obvodů, uspořádaných jako děliče dvěma a děliče pěti. Obvod jako celek dělí kmitočet deseti. Další obvod 7490 je zapojen též jako dělička deseti, jeho hodinový vstup je připojen k výstupu prvního obvodu 7490. Výstupním signálem druhého obvodu je tedy signál o kmitočtu jeden cyklus za každé dvě sekundy.

Tento signál se dále dělí obvody IO₃ a IO₄. Obvod 7493 se stejně jako 7490 skládá ze čtyř klopných obvodů, tentokrát jsou však klopné obvody uspořádány tak, že pracují jako čtyři děličky dvěma. V přístroji se využívají tři z těchto čtyř dělíček, obvod je tedy zapojen jako dělička šesti. Výstupní signál celého děličického řetězce má tedy kmitočet jeden cyklus za 128 sekund.

Kontrolní logika

Obvodem, který řídí logiku, je dvojitý klopný obvod typu D, 7474. Obvod je řízen kladnou branou hodinových impulsů. Mezi jednotlivými expozicemi je obvod v klidovém stavu, na jeho výstupu Q je úroveň log. 1 (+4 V). Výstup Q je přitom spojen s nastavovacími vstupy R (0) desítkových čítačů a čítačů 7493. Je-li na výstupu Q úroveň log. 1, je na výstupech čítačů log. 0 (0 V); vstupy R (9) IO₁ a IO₂ jsou trvale připojeny na rozvod 0 V.

Časovací cykly

Na začátku každého nového expozičního cyklu je třeba stisknout tlačítko T_1 , tím se nastaví mazací vstup klopného obvodu 7474 na úroveň log. 0, na výstupu Q bude úroveň log. 0. Obvod je zapojen tak, aby po tu dobu, po níž je na výstupu Q úroveň log. 0, svítila žárovka zvětšovacího přístroje. Ve stejnou dobu je na nastavovacích vstupech čítačů též log. 0, což umožní čítat vstupní impulsy 50 Hz.

Přepínačem P_1 se určuje základní doba expozice. Jedna část přepínače (P_{1b}) se používá k výběru jednoho ze šesti výstupů čítačů 7493 a spojuje tento výstup přes diodu D_6 s hodinovým vstupem klopného obvodu 7474. Mění-li se vybraný signál z log. 0 na log. 1, změní se i stav výstupu Q integrovaného obvodu 7474 na log. 1 a žárovka zvětšovacího přístroje zhasne – expozice je skončena.

Předpokládáme, že je přepínač P_1 v takové poloze, že je jeho část P_{1b} připojena katoda diody D_6 k výstupu stupně B integrovaného obvodu IO_3 (tj. druhého klopného obvodu tohoto čítače). Na začátku expoziční doby bude na tomto výstupu úroveň log. 0. V čítači tohoto typu se výstupní úroveň bude měnit se změnou sestupné hrany hodinového impulsu při změně jeho úrovně z log. 1 na log. 0.

Hodinové impulsy pro stupeň B IO_3 se získávají z výstupu IO_2 . První a druhý integrované obvody 7490 dělí úhrnné stem, takže kmitočet výstupního signálu IO_2 je jeden cykl každé dvě sekundy.

Protože čítače čítají od nuly, bude na výstupu IO_2 úroveň log. 1 sekundu po zahájení čítání a log. 0 po dvou sekundách. Stupeň B IO_3 bude tedy na úrovni log. 1 dvě sekundy po začátku doby expozice. Je-li na stupni B úroveň log. 1, znamená to, že na výstupu Q IO_3 bude úroveň log. 1 a expozice tím skončí, žárovka se odpojí od sítě.

Bude-li tedy přepínač P_1 v popsané poloze, bude expoziční doba 2 sekundy. Stejným způsobem pracuje obvod i v dalších polohách P_1 , při zvolených expozičních dobách 4, 8, 16, 32 a 64 sekund.

K volbě mezer mezi uvedenými intervaly slouží přepínač P_2 , jímž se připojuje část P_{1a} přepínače P_1 . Je-li přepínač P_2

sepnut, vede se výstupní signál z přepínače P_1 na hodinový vstup IO_3 přes diodu D_7 . Obě diody, D_7 a D_6 , tvoří hradlo AND, takže k tomu, aby na hodinový vstup IO_3 přišel hodinový impuls, musí být na výstupech obou sekcí přepínače P_1 úroveň log. 1. Tak lze volit doby 6, 12, 24, 48 a 96 sekund při sepnutém přepínači P_2 .

Spínač osvětlovací žárovky

Žárovka zvětšovacího přístroje se zapíná triakem, který je s ní zapojen v sérii s přívodem napájecího napětí. Bude-li na řídicí elektrodě triaku napětí (vzhledem ke katodě) menší než 0,5 V, triak nepovede, žárovka nebude svítit. Zvětší-li se napětí řídicí elektrody-katoda tak, že poteče řídicí elektrodou asi 15 až 20 mA (podle typu triaku), triak se otevře a žárovka se rozsvítí. Vzhledem k tomu, že triak vede v obou půlvlnách střídavého napětí (na rozdíl od tyristoru) a protože na něm vzniká při průchodu proudů úbytek napětí pouze asi 1 V, bude mít žárovka jmenovitý jas.

Triak je řízen signálem z výstupu integrovaného klopného obvodu Q, 7474. Řekli jsme, že během zvoleného času expozice je na výstupu Q obvodu 7474 úroveň log. 0, proto na výstupu Q bude log. 1. Napětí řídicí elektrody-katoda triaku bude dostatečně velké, triak povede. Mezi invertovaným výstupem obvodu 7474 a řídicí elektrodou triaku je zařazen ještě tranzistor T_2 , tranzistor pracuje jako emitorový sledovač, neboť výstupní signál s výstupu integrovaného obvodu IO_3 není schopen vybudit triak do vodivého stavu. Typ triaku volíme podle druhu žárovky, ve většině případů vyhoví

typ pro napětí 400 V a proud 2 A. Použijeme-li uvedený typ triaku, lze přes něj napájet žárovku až o příkonu 200 W, aniž by bylo třeba triak chladit.

Zdroj k napájení IO

Zdroj k napájení IO je běžný. Jako transformátor vyhoví libovolný typ se sekundárním napětím 6,3 V (žhavicí transformátor) pro proud asi 200 mA. Zenerova dioda je typu 1N270 – je ji třeba vybrat tak, aby její Zenerovo napětí bylo menší než 5,1 V. Ostatní součásti jsou zcela běžné – jako usměrňovací diody vyhoví např. KY701 nebo pod. Elektrolytický kondenzátor je na napětí 10 V.

Tranzistory 2N706 lze zaměnit např. za KF508, diody OA95 lze zaměnit za libovolné germaniové diody, např. z řady GA200. Integrované obvody mají přesné tuzemské ekvivalenty – 2x MH7490, 2x MH7493 a MH7474.

Při konstrukci je třeba dbát na to, aby jak panel přístroje (je-li kovový), tak i skříň byly připojeny na zemnici kolik síťové zásuvky, neboť přístroj je přímo připojen k elektrovedné síti!

Practical Electronics leden 1974

Baterie pro pohon motorových vozidel

Pro městský provoz se stále počítá s použitím vozidel na elektrický pohon. Firma Varta Batterie AG vyvinula a vyrábí pro tato vozidla tzv. systémové baterie se třemi články (tj. o napětí 6 V), které mají velkou energetickou výťažnost – 37 Wh/kg. Za dobu svého života mohou baterie odevzdat až 325 kWh, což odpovídá ujeté vzdálenosti až 32 000 km!

Baterie se vyrábějí ve třech základních provedeních –

L800V3 – pro vozy s hmotností menší než 1 t,

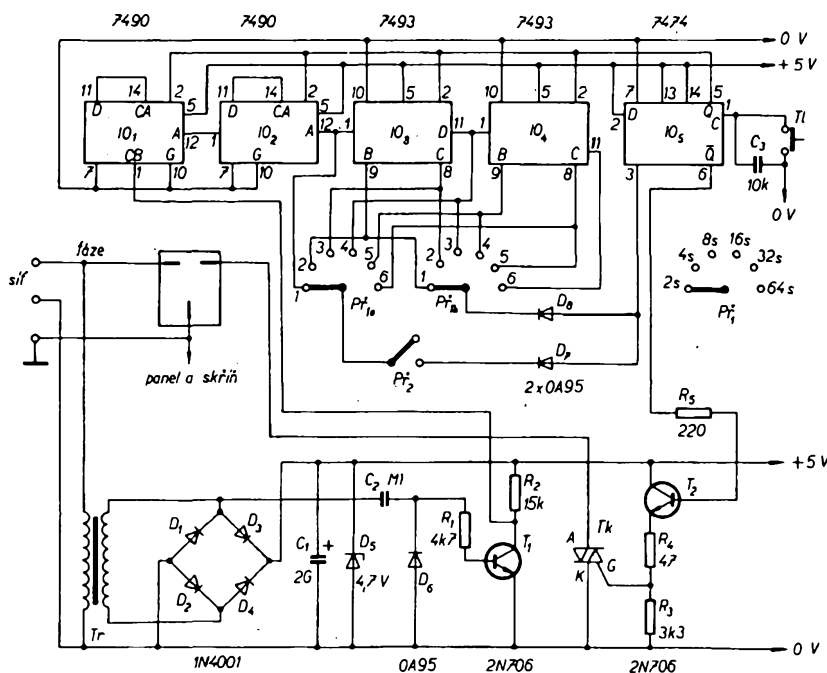
M750V3 – pro vozy do 2 t,

H650V3 – pro autobusy a vozy přes 2 t.

První písmeno ve znaku znamená počet možných nabíjecích cyklů (L 400, M 800, H 1500 cyklů), číslo za prvním písmenem udává maximální energii ve Wh pro vybíjení po 2,5 hodiny (typická provozní doba bez nabíjení).



Baterie VARTA pro elektromobily



Obr. 103. Zapojení digitálního expozičního spínače s IO

Konstrukční část

Měřič úhlu sepnutí kontaktů

Popisovaný měřič úhlu sepnutí kontaktů slouží k nastavení kontaktů přerušovače u motorových vozidel se zážehovým motorem o jakémkoli počtu válců. Nastavení je přesnější, než nastavení měřicími plíšky (měrkou). Měřidlem lze správně nastavit a seřadit odtrh kontaktů i tehdy, jsou-li kontakty opotřebovány tak, že je nelze dobře seřadit měrkou. Prototyp byl srovnáván s několika továrními přístroji – srovnání dopadlo velmi uspokojivě a v přesnosti nastavení nebyl shledán žádný rozdíl.

Princip činnosti

Co je to úhel sepnutí kontaktů? Během doby, po níž jsou kontakty přerušovače sepnuty, se vytvoří v zapalovací cívce průchodem proudu primárním vinutím cívky magnetické pole. Není-li toto magnetické pole dostatečně velké, tj. nedosáhne-li potřebné velikosti vinou krátké doby, po níž jsou kontakty přerušovače sepnuty, nebude se v sekundárním vinutí indukovat po rozpojení kontaktu přerušovače dostatečné napětí – jiskra na zapalovací svíče bude malá (popř. nepřeskočí vůbec), směs ve válci se zapálí špatně, popř. nezapálí vůbec.

Správná doba sepnutí kontaktů je proto předpokladem ke správné činnosti spalovacích motorů. Měřit dobu sepnutí kontaktů je však obtížné, především proto, že se při zvětšujících se rychlostech otáčení motoru zkracuje. Proto se konstruuje měřiče, které měří nikoli dobu, ale úhel sepnutí kontaktů, ten musí být (v určitých mezích) při všech rychlostech otáčení motoru stále stejný. Při konstrukci měřičů úhlu sepnutí se k vyhodnocování používá napětí, které je na kontaktech přerušovače při jejich činnosti. Měřič pracuje podle popisu samozřejmě pouze s klasickým mechanickým zapalováním, jak je nakonec z dalšího popisu patrné.

I když většina zapalovacích systémů pracuje ve vozidlech s palubní sítí 6 nebo 12 V, je na kontaktech přerušovače špičkové napětí až 300 V (při jejich rozpojení). Typické

průběhy napětí na kontaktech přerušovače během jejich pracovního cyklu jsou na obr. 104, a to v horní části obrázku.

Popisovaný měřič úhlu sepnutí kontaktů využívá právě napětí na kontaktech přerušovače; protože jde o měřič s tranzistory, napětí na kontaktech se nejprve usměrňuje, usměrněné napětí se stabilizuje a pak používá k ovládání (ke spínání) tranzistorů měřiče. Napětí, jímž se ovládá činnost tranzistorů měřiče, má tvar podle křivky ve spodní části obr. 104, jeho amplituda je dána Zenerovým napětím použité stabilizační diody.

Zapojení měřiče je na obr. 105. Diody D_1 až D_4 tvoří celovlnný usměrňovač, na nějž se přivádí napětí z kontaktů přerušovače – na polaritě přiváděného napětí nezáleží (je tedy lhostejné, který z vývodů bude na šasi motorového vozidla a který bude připojen na přerušovač). Na výstupu z usměrňovače je napětí pravoúhlého tvaru, jehož mezivrcholová velikost je určena Zenerovým napětím stabilizační diody (měla by být 4,7 V). Nejsou-li kontakty přerušovače spojeny, protéká odporem R_1 proud, úbytkem napětí na odporu se otevírá tranzistor T_1 . Otevření tranzistoru T_1 má za následek, že se uzavře tranzistor T_2 , měřidlem tedy neprotéká žádný proud.

Jsou-li kontakty přerušovače spojeny, je spojen dokrátka i vstup usměrňovače, napětí na odporu R_1 se zmenšuje, odporem proud neprotéká a tranzistor T_1 nepovede. Tranzistor T_2 bude ve vodivém stavu, měřidlem v jeho kolektorovém přívodu protéká proud, závislý na nastavení proměnného odporu R .

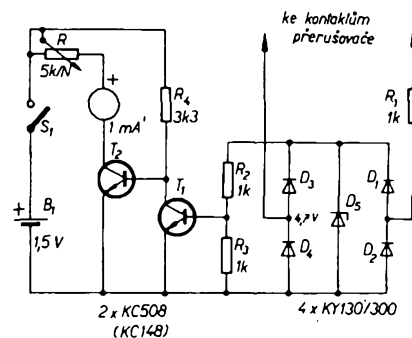
Poměr doby sepnutí a vypnutí tranzistoru T_2 určuje střední hodnotu proudu měřidlem

(v závislosti na nastavení proměnného odporu R); tohoto jevu se využívá k měření úhlu sepnutí kontaktů.

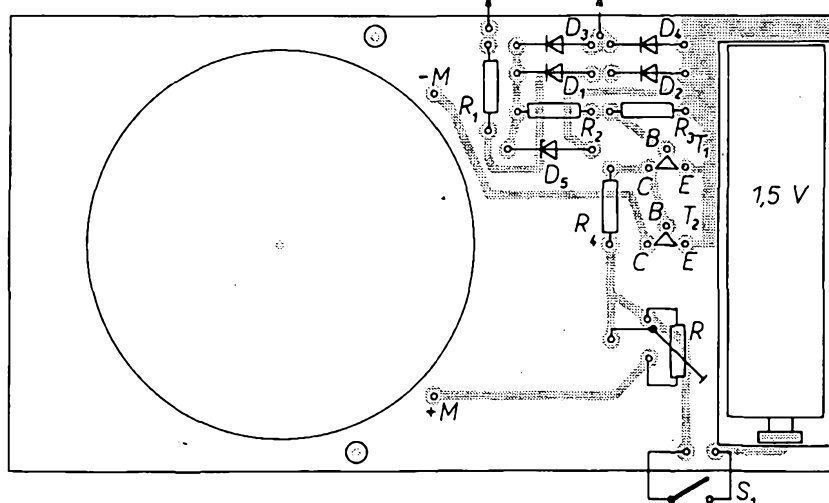
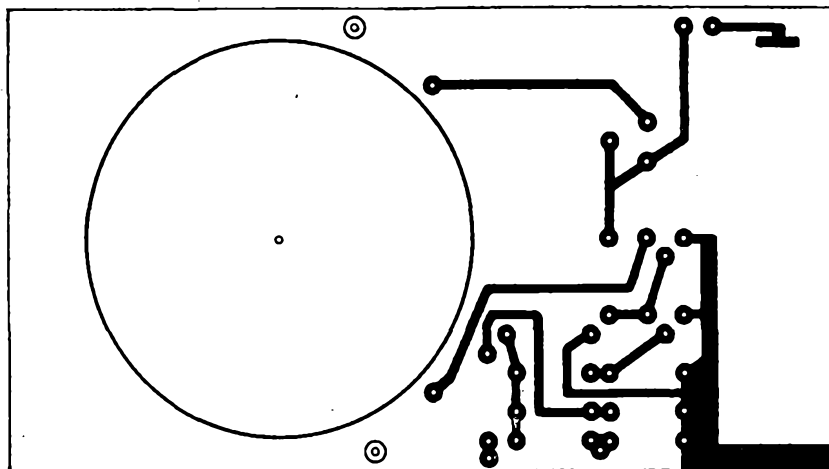
Přístroj se napájí článkem o napětí 1,5 V (tužková baterie); jako měřidlo poslouží libovolný mikroampérmetr s citlivostí od 0,1 do 1 mA. Pro přesné měření je třeba, aby měl mikroampérmetr co nejdélší stupnici s dělením na 100 dílků (nejvhodnější je stupnice 120°).

Nastavení a kalibrace

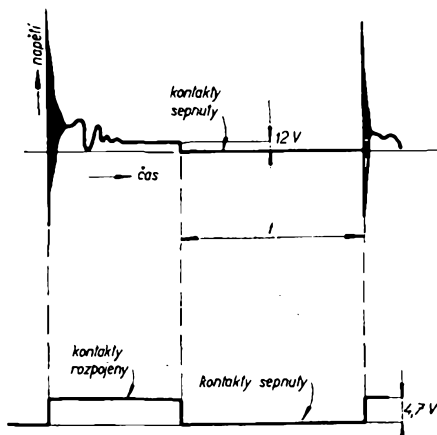
Přístroj se před připojením ke kontaktům přerušovače zapne spínačem S_1 . Otáčením běžce proměnného odporu se nastaví takový



Obr. 105. Zapojení měřiče úhlu sepnutí kontaktů



Obr. 106. Deska s plošnými spoji L216 měřiče úhlu sepnutí kontaktů



Obr. 104. Napětí k ovládání tranzistorů měřiče úhlu sepnutí kontaktů

odpor R , při němž bude mít ručka měřidla základní výchylku (pro čtyřválcový motor) na 90 dílků stupnice. Tím je přístroj připraven k měření úhlu sepnutí kontaktů od 0 do 90°. Stupnice je lineární. Pro šestiválcový motor se upraví základní výchylka ručky na 60. dílek, pro osmiválcový na 45. dílek apod. (tj. vždy na dílek, odpovídající vztahu 360 : počet válců).

Použití přístroje

Jak je vidět, konstrukce i cejchování přístroje je velmi jednoduché. Při vlastním měření je nejjednodušší postupovat tak, že se jeden vývod přístroje připojí na šasi auta, druhý na ten vývod zapalovací cívky, na nějž je přiveden vodič od přerušovače. Na polaritě napětí na šasi auta a na polaritě připojení vývodů nezáleží. Pak je třeba mírně povolit upevňovací šroub kontaktu přerušovače, spustit motor a nastavením kontaktu podle údajů přístroje nastavit správný úhel sepnutí kontaktů. Po nastavení polohy kontaktů se upevňovací šroub přitáhne.

Úhel sepnutí je nejlépe nastavovat při volnoběhu, neboť při větších rychlostech motoru se začíná uplatňovat podtlaková regulace a úhel sepnutí kontaktů se mění.

Přístrojem lze též kontrolovat opotřebení přerušovače a vůle při činnosti přerušovače. Nejprve je třeba vyřadit z činnosti podtlakový regulátor, pak změřit úhel sepnutí kontaktů při volnoběhu a nakonec asi při 3000 ot/min. Změna úhlu sepnutí v závislosti na rychlosti otáčení motoru větší než 3° je známkou nadměrného opotřebování přerušovače a může být příčinou nesprávné činnosti motoru.

Seznam součástek

Odpory (TR 151, 5 %)	
R_1	1 k Ω
R_2	1 k Ω
R_3	1 k Ω
R_4	3,3 k Ω
Diody	
D_1 až D_4	KY130/300
D_5	Zenerova dioda KZ141
Tranzistory	
T_1, T_2	KC508 (KC148)
Ostatní součástky	
měřidlo 1 mA (nebo citlivější), se stodílkovou stupnicí	
potenciometr 5 až 10 k Ω , TP 195 nebo jiný vhodný typ podle citlivosti měřidla	
deska s plošnými spoji L 214	
jednopólový spínač	
trikolíkova ní zásuvka	

Mechanická konstrukce

Měřič byl zkonstruován na desce s plošnými spoji podle obr. 106. Do desky je zasazeno měřidlo – celek je pak umístěn ve skřínce, jejíž rozměry jsou v podstatě dány rozměry měřidla. Do desky s plošnými spoji jsou zapájeny i držáky napájecí baterie.

Skříňka, jak je zřejmé z obrázku na druhé straně obálky, se skládá z šasi a z pláště. Šasi je z jednoho kusu hliníkového plechu tloušťky asi 1 mm, který je ohnut do tvaru U. V jedné z bočních stěn je připevněn konektor pro připojení přívodních vodičů, pod měřidlem je vyveden hřídel potenciometru. Potenciometr sám je zapájen do desky s plošnými spoji.

Z dalšího kusu hliníkového plechu je ohnut plášť skřínky, též ve tvaru U. Rozměry skřínky neuvádím, protože budou záviset na použitém měřidle; v prototypu použité měřidlo (typu DHR) není k danému účelu nejvhodnější, neboť jednak má krátkou stupnici a jednak je stupnice relativně hrubá.

Misto spínače lze použít rozpinací kontakt na konektorové zásuvce, ušetří se tím vrtání jedné díry a jedna součástka.

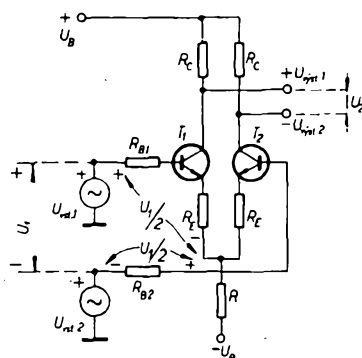
Přístroj ke zkoušení operačních zesilovačů

V profesionální elektronice se v posledních letech staly základními a jedněmi z nejdůležitějších stavebních prvků analogových zapojení operační zesilovače. Protože i v amatérské elektronice přináší tento prvek do konstrukcí nejrůznější výhody (jsou zřejmé např. i z článku, který vyšel v AR řady A koncem loňského a začátkem letošního roku, a který popisoval stavbu nízkofrekvenčního zesilovače velmi dobrých vlastností) a protože se jedna z praktických konstrukcí v tomto čísle AR B týká operačních zesilovačů, rozhodl jsem se alespoň velmi stručně popsat některé ze základních vlastností a faktů, týkajících se operačních zesilovačů. Výklad je co nejstručnější a to pouze v té míře, aby bylo zřejmé, na jakých principech spočívá stavba měřiče operačních zesilovačů, která bude popsána závěrem, a aby bylo jasné, které jsou nejdůležitější a základní vlastnosti operačních zesilovačů, bez jejichž znalosti se jejich použití pravděpodobně nesetká s úspěchem.

Termin operační zesilovač byl poprvé soustavně použit autory teoretického článku v Proceedings IRE v květnu 1947 (Ragazzini, Randall, Russell). První skutečný operační zesilovač a to s elektronkami realizoval G. A. Philbrick. Doba operačních zesilovačů však přišla teprve s objevem integrovaných obvodů a hybridních obvodů.

Základem operačních zesilovačů je tzv. diferenční (rozdílový) zesilovač, jehož nejjednodušší verze je na obr. 107. Charakteristickým rysem diferenčního zesilovače je jeho velké napěťové zesílení pro vstupní rozdílové signály a mnohem menší zesílení pro signály na obou vstupech shodné. V praxi to např. znamená, že stejná rušivá napětí, která se dostala na vstupy diferenčního zesilovače např. indukci (brum), budou zesílena mnohem méně, než užitečný rozdílový signál. Dalším charakteristickým znakem diferenčního zesilovače je, že izoluje (odděluje) vstupní a výstupní klidové napěťové úrovně. Protože stejné signály zesiluje málo, jsou změny klidové nebo střední úrovně obou výstupních signálů i při velkých změnách společných signálů na vstupech velmi malé.

Jak je ze zapojení na obr. 107 zřejmé, skládá se diferenční zesilovač ze dvou bipolárních tranzistorů (popř. ze dvou tranzistorů FET), zapojených se společným emitorem. Jsou-li součásti obou obvodů tranzistorů párovány, platí pro malé signály nízkých kmitočtů poměry, naznačené v obrázku. V obrázku je R společný odpor k získání předpětí, U_{in1} a U_{in2} vstupní napětí, U_1 vstupní diferenční napětí. Na spodním konci emitorových odporů je pak polovina



Obr. 107. Základní zapojení diferenčního zesilovače

vstupního diferenčního napětí U_1 . To má za následek stejné a vzájemně opačné změny emitorových proudů tranzistorů T_1 a T_2 – výsledkem je konstantní celkový proud diferenčního zesilovače odporem R . Na kolektorech tranzistorů T_1 a T_2 jsou proto stejná napětí opačné polaritě U_{out1} a U_{out2} , tj. výstupní diferenční (rozdílové) napětí U_2 .

Protože lze vliv odporu R při zesilování diferenčních signálů zanedbat, lze s vědomím, že jednu půlvlnu vstupního signálu zesiluje jeden a druhou druhý tranzistor, napsat, že

$$\frac{U_1}{2} A_1 - \frac{U_1}{2} A_2 = U_{out1} - U_{out2} = U_2,$$

kde A_1 a A_2 jsou napěťová zesílení T_1 a T_2 jako zesilovačů se společným emitorem.

Je-li $A_1 = A_2$, je diferenční zesílení

$$A = \frac{U_2}{U_1}.$$

To vše platí ovšem pouze při přesné párování tranzistorů a odporech diferenčního zesilovače. Nestejné přechody emitor-báze tranzistorů, nestejné emitorové nebo kolektorové odpory, různá proudová zesílení tranzistorů, různé výstupní odpory (zatěžovací odpory), kolektorové kapacity atd. – to vše vyvolává chybová diferenční napětí. Tyto vlivy způsobí, že se celkový proud diferenčního zesilovače rozdělí mezi oba tranzistory nestejným dílem. Výsledkem bude chyba diferenčního napětí U_2

$$U_2 = U_{out1} - U_{out2} = -\alpha (I_{E1} - I_{E2}) R_C = -(I_{E1} - I_{E2}) R_C,$$

kde $(1 - \alpha) = 1/h_{21E}$ a I_{E1}, I_{E2} jsou emitorové proudy tranzistorů T_1 a T_2 , I_{E1}, I_{E2} jsou emitorové proudy tranzistorů T_1 a T_2 .

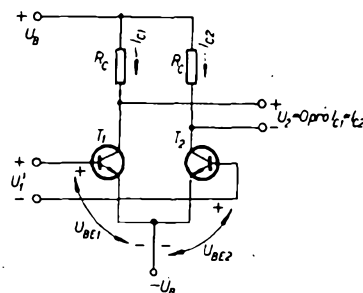
Nestojné přední napětí emitor-báze tranzistorů diferenčního zesilovače je zdrojem vstupního napěťového offsetu. Tento offset se definuje jako vstupní napětí, které je třeba přivést na vstupy diferenčního zesilovače, při němž je výstupní diferenční napětí rovno nule (obr. 108)

$$U_2 = 0 = -I_{C1} R_C + I_{C2} R_C,$$

kde $I_{C1} = I_{C2}$ jsou proudy kolektorů T_1 a T_2 pro párování odporů R_C . Z obrázku je zřejmé, že vstupní napěťový offset je

$$U' = U_{BE1} - U_{BE2},$$

kde U_{BE1} a U_{BE2} jsou napětí na přechodech báze-emitor tranzistorů diferenčního zesilovače při stejných kolektorových proudtech. Jen pro zajímavost: u velmi dobře vybraných dvojic tranzistorů stejného typu je offset typicky asi 1 mV.



Obr. 108. Vstupní napěťový offset diferenčního zesilovače

Vstupní napětový offset je ovšem závislý i na teplotě. Vztahy k určení driftu (změny) napětového offsetu jsou relativně složité, uvádět si je proto v tomto stručném výkladu nebudeme – je jen třeba si uvědomit, že se vstupní napětový offset mění s teplotou a to asi (typicky) o 3,3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (za běžných teplot). Je pochopitelné, že se u operačních zesilovačů v monolitické formě používají nejružnější způsoby kompenzace offsetu, driftu a dalších nepříznivých vlastností zapojení i jeho součástek, které jsme si nepopisovali.

Jak jsme si řekli, základním obvodem operačního zesilovače diferenciálního zesilovače a jeho význam je podtržen i tím, že tento obvod je obvykle prvním stupněm operačního zesilovače a na něm do značné míry závisí vlastnosti celého operačního zesilovače. Při jeho návrhu se sledují především ty vlastnosti, které jsme si popsali a kromě nich i šum, vln. vlastnosti, vstupní předpětový proud, výstupní proud atd., a závislosti těchto veličin na teplotě atd., odolnost vstupů proti přetížení, zatížitelnost výstupu atd.

Na vstupní obvod operačního zesilovače navazuje obvykle střední část operačního zesilovače, která zabezpečuje požadované zesílení (napětové) vstupního signálu. Na tuto část operačního zesilovače nejsou obvykle kladeny žádné zvláštní nároky.

Na výstupní část operačního zesilovače jsou podle jeho určení kladeny nejružnější nároky – především izolovat (oddělit) zátěž od předchozího obvodu a zajistit požadovaný výstupní výkon s případným proudovým omezením. Koncový stupeň operačního zesilovače musí mít co nejmenší výstupní odpor a odpovídající šířku pásma. Nejčastěji bývá zapojen jako upravený emitorový sledovač ve třídě A, B nebo AB; někdy bývají koncové stupně dva v sérii k získání velkého výstupního napětí, popř. dva paralelně pro velké výstupní proudy atd.

Je samozřejmé, že toto základní uspořádání se může podle požadavků na operační zesilovač měnit, jsou zesilovače i s mnohem větším počtem stupňů, kompenzované, nekompensované, jednoduché, dvojité atd.

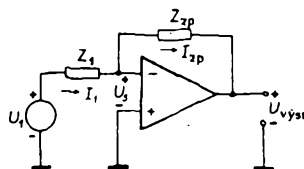
V dále popisovaném měřiči a zkoušeči operačních zesilovačů se zkouší a měří operační zesilovače ve dvou základních zapojeních: v jednom se sleduje obrazec na osciloskopu a ve druhém se měří některé ze základních parametrů operačních zesilovačů. K tomu, abychom dobře rozuměli tomu, co se vlastně měří a co znamenají naměřené výsledky, je třeba z teorie operačních zesilovačů probrat ještě co nejstručněji popis dvou základních zapojení operačních zesilovačů, která se používají nejčastěji – zapojení zesilovače jako invertujícího a neinvertujícího zesilovače.

Především je třeba uvést, že pro některé základní vývoody se obvykle zavádí pojem „ideální operační zesilovač“: tento zesilovač nelze sice v praxi realizovat, jeho vlastnosti se však používají k jednoduchému a rychlému orientačnímu odvození některých základních vztahů, charakterizujících základní zapojení operačních zesilovačů.

Ideální operační zesilovač by měl tyto vlastnosti:

zesílení = ∞ ($A \rightarrow \infty$),
 $U_{\text{vst}} = 0$, je-li $U_{\text{vst}} = U_{\text{vst}}$,
vstupní impedance = ∞ ($Z_{\text{vst}} \rightarrow \infty$),
výstupní impedance = 0 ($Z_{\text{vst}} = 0$),
šířka přeneseného pásma = ∞ ,
doba odezvy = 0.

Je-li použita zpětná vazba z výstupu na vstup, jsou vlastnosti určeny převážně prv-



Obr. 109. Základní zapojení invertujícího zesilovače

kem (prvky) zpětné vazby, což je zřejmé ze základních zapojení zesilovače, která si nyní uvedeme.

Základní zapojení invertujícího zesilovače je na obr. 109. Základním znakem tohoto zapojení je, že neinvertující vstup je připojen na signálovou zem. Analyzujeme-li toto zapojení, využívající výše uvedených vlastností ideálního operačního zesilovače, zjistíme, že do zesilovače neteče žádný proud a že zesílení A je libovolně velké. Lze psát (obr. 109)

$$I_1 = \frac{U_1 - U_-}{Z_1} = \frac{U_- - U_{\text{vst}}}{Z_{\text{zp}}} = I_{\text{zp}},$$

$$U_{\text{vst}} = -AU, A \rightarrow \infty.$$

Osamostatníme-li výraz U_{vst}/U_1 a vyloučíme-li veličiny blízké k nule, dostaneme základní výraz s uzavřenou smyčkou zpětné vazby

$$\frac{U_{\text{vst}}}{U_1} = -\frac{Z_{\text{zp}}}{Z_1}.$$

Výraz má záporné znaménko a jeho velikost je přímo úměrná prvkům, použitým ve zpětné vazbě. Zde je třeba zmínit se ještě o jedné zajímavosti, vyplývající ze vztahu

$$U_- = \frac{-U_{\text{vst}}}{A} \rightarrow 0, \text{ je-li } A \rightarrow \infty.$$

Je-li v bodu U_- potenciál signálové země, je proud impedance Z_1

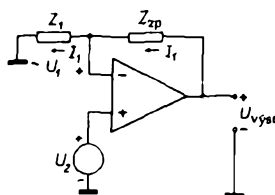
$$I_1 = \frac{U_1}{Z_1},$$

z toho vyplývá, že je nezávislý na hodnotě Z_{zp} . Tento výstupní signálový proud ovšem protéká Z_{zp} , neboť do vstupu operačního zesilovače proud neteče (vstupní impedance je nekonečná). Vzhledem k tomu, že jeden konec Z_{zp} je v uvažovaném případě na potenciálu signálové země (bod U_- , tzv. virtuální, skutečná země), musí být na jeho druhém konci napětí $-I_1 Z_{\text{zp}} = U_{\text{vst}}$, tj. výstupní napětí zesilovače. Vstupní impedance obvodu je jednoduše Z_1 .

Z uvedeného vyplývají dva základní poznatky pro invertující zesilovač:

1. bod U_- je skutečná (virtuální) země,
2. do vstupů operačního zesilovače neteče proud; proud tekoucí do bodu U_- ze zdroje vstupního signálu musí proto téci zpětnovazební impedancí.

Základní uspořádání neinvertujícího zesilovače je na obr. 110. Signál se přivádí na neinvertující vstup a část výstupního zesíleného signálu se vede zpět na invertující vstup. Zpětnovazební článek pak určuje všeobecné přenosové vlastnosti zapojení. Pro tento druh zapojení operačního zesilovače platí:



Obr. 110. Základní zapojení neinvertujícího zesilovače

$$U_1 = I_1 Z_1 = U_{\text{vst}} \frac{Z_1}{Z_1 + Z_{\text{zp}}}$$

předpokládáme-li, že vstupní proud zesilovače je nulový, dostaneme

$$U_{\text{vst}} = A(U_2 - U_-).$$

Sloučíme-li oba vztahy a předpokládáme-li, že zesílení A je velmi velké, dostaneme

$$\frac{U_{\text{vst}}}{U_1} = \frac{Z_1 + Z_{\text{zp}}}{Z_1};$$

a

$$U_2 = U_1.$$

Z uvedeného pak vyplývá, že zesílení operačního zesilovače se smyčkou zpětné vazby je vždy větší než jedna nebo rovno jedné a že je určeno prvky Z_1 a Z_{zp} . Je-li Z_{zp} rovno nule a Z_1 nekonečné (tj. přerušený obvod), je zesílení rovno jedné a zesilovač pracuje jako napětový sledovač – výstupní napětí přesně sleduje napětí vstupní (tohoto zapojení se využívá k oddělení zátěže od vstupních signálů).

Obecně pak pro neinvertující zapojení platí:

1. pracuje-li operační zesilovač v lineárním režimu se zpětnou vazbou, jsou napětí na obou jeho vstupech shodná,
2. do žádného ze vstupů operačního zesilovače neteče proud.

Nakonec zbývá ještě objasnit pojem zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby. Uvážíme-li, že v praxi není nikdy zesílení A nekonečné, ale typicky 10^4 , lze pro invertující zapojení napsat

$$\frac{U_{\text{vst}}}{U_{\text{vst}}} = \frac{-Z_{\text{zp}} Z_1}{1 + 1/Ak} = \frac{1 - 1/k}{1 + 1/Ak}$$

pro neinvertující

$$\frac{U_{\text{vst}}}{U_{\text{vst}}} = \frac{1 + Z_{\text{zp}}/Z_1}{1 + 1/Ak} = \frac{1/k}{1 + 1/Ak}$$

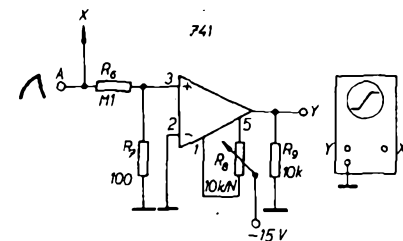
kde $k = \frac{1}{1 + Z_{\text{zp}}/Z_1}$.

Výraz Ak bývá někdy označován jako zpětnovazební zisk, i když to není přesné.

Měření přenosové křivky při otevřené smyčce záporné zpětné vazby

Prvním parametrem, který lze popsáním měřičem operačních zesilovačů určovat, je přenosová křivka při otevřené smyčce záporné zpětné vazby. Ta graficky ukazuje, jak je výstupní napětí zesilovače závislé na diferenčním vstupním napětí. Z průběhu křivky lze v praxi usuzovat na jakost operačního zesilovače a vydedukovat některé pracovní parametry.

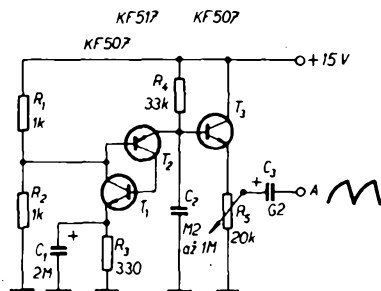
Zkušební zapojení je na obr. 111. Princip zapojení je velmi jednoduchý. Signál pro horizontální rozkladové obvody osciloskopu je proporcionální vstupnímu napětí operačního zesilovače, výstupní napětí operačního zesilovače se vede na vstup pro vertikální rozklad. Výsledná křivka na obrazovce osciloskopu je přenosovou křivkou měřeného operačního zesilovače; osciloskop tedy pracuje jako zapisovač X-Y.



Obr. 111. Zkušební zapojení k získání přenosové křivky na obrazovce osciloskopu

Zkušební signál by měl mít co nejvyšší kmitočet, aby křivka na obrazovce byla ostrá, v opačném případě by se mohla projevovat doba „zotavení“ operačního zesilovače ze stavu saturace. Zpětný běh, který je mnohem rychlejší než časová základna, umožňuje pozorovat obraz bez rušivých stop. Vzhledem k tomu, že vstupní signály pro oba zesilovače (při jejich stejném nastavení) musí mít stejnou amplitudu, je na vstupu operačního zesilovače použit odporový dělič.

Zkušební signál se generuje jednoduchým relaxačním oscilátorem (obr. 112), v němž



Obr. 112. Jednoduchý relaxační oscilátor jako zdroj zkušební signálu

dvojice vstupních tranzistorů nahrazuje tranzistor UJT (tranzistor se dvěma bázemi). Kmitočet tohoto oscilátoru je určen kondenzátorem C_2 , je-li $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$, je kmitočet asi 400 Hz, je-li $0,43 \mu\text{F}$, je kmitočet asi 110 Hz atd. Kmitočet (tj. kapacitu kondenzátoru) je nejlépe určit zkusmo, ve vzorku vyhověl kondenzátor s kapacitou $0,47 \mu\text{F}$ (lze použít až kondenzátor $2 \mu\text{F}$). Výstupní napětí je větší než 1 V. Třetí tranzistor generátoru pracuje jako emitorový sledovač; z běžce potenciometru v jeho emitoru se odebírá zkušební signál přes kondenzátor s velkou kapacitou. Generátor není třeba ke zkoušení konstruovat tehdy, má-li osciloskop vyvedeno napětí časové základny – toto napětí pak stačí pouze upravit děličem na potřebnou velikost a vývod X (vývod na horizontální zesilovač) je možno ze zapojení vypustit.

Je výhodné, má-li osciloskop na stínítku mřížku (je-li kalibrován) a zvolí-li se nulové osy mřížky jako střed zobrazeného obrazce. Když se pak na vstup operačního zesilovače přivede měřicí signál, lze dobře sledovat horní a dolní mez saturace (kladné a záporné saturační napětí). Potenciometrem $10 \text{ k}\Omega$ mezi vývody 1 a 5 operačního zesilovače lze křivku na stínítku nastavit tak, aby spojnice mezi saturačními úrovněmi (střední část křivky) procházela přesně středem (průsečíkem nulových os) mřížky na obrazovce (viz 3. strana obálky).

Vertikálně lze kalibrovat obrazec na stínítku vhodným nastavením zisku vertikálního zesilovače osciloskopu. Není-li kalibrován horizontální zesilovač, může se signál horizontálně určit po změření přenosové křivky, přivede-li se výstupní napětí z bodu X do vstupu vertikálního zesilovače.

Typické průběhy přenosových křivek pro operační zesilovač typu 741 jsou na obrázcích na třetí straně obálky a to pro různé pracovní podmínky. Všechny křivky ukazují měnící se stupeň nelinearity. Dále lze z obrázků určit maximální kladnou a zápornou úroveň výstupního signálu (meze saturace). Zesílení pro malé vstupní signály může být určeno ze sklonu střední šikmé části přenosové křivky při jejím průchodu průsečíkem nulových os.

Například z prvního obrázku na třetí straně obálky lze zjistit, že rozkmit výstupního napětí je asi $\pm 13 \text{ V}$. Zesílení určené z maximálního sklonu přenosové křivky je asi $7 \cdot 10^4$ pro zatěžovací odpor $10 \text{ k}\Omega$ a asi $4 \cdot 10^4$ pro zatěžovací odpor $3,3 \text{ k}\Omega$. Určí-li

se takto zesílení operačního zesilovače, lze odhadnout i přibližný výstupní odpor R_{vst} operačního zesilovače, neboť pro vztah mezi zesílením bez zátěže (katalogový údaj) A_0 a změřeným zesílením A_1 platí vztah

$$A_1 = A_0 \frac{R_L}{R_{\text{vst}} + R_L}$$

kde R_L je odpor zátěže. Z tohoto vztahu lze pak snadno vypočítat výstupní odpor R_{vst} .

Z druhého oscilogramu na třetí straně obálky lze určit, jaký vliv na činnost operačního zesilovače má změna napájecího napětí (např. kladné napájecí větve). Je zřejmé, že změna napájecího napětí z $+15 \text{ V}$ na $+12 \text{ V}$ vyvolá změnu výstupní kladné saturační úrovně asi o 3 V a současně změnu vstupního napětíového offsetu asi o $0,2 \text{ mV}$.

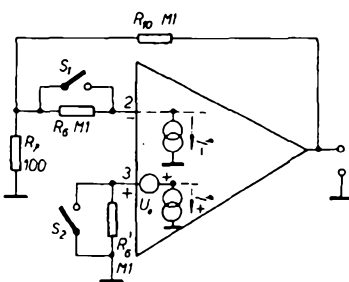
Z posledního oscilogramu je pak zřejmé, jaké změny výstupního napětí operačního zesilovače působí současná změna kladné a záporné větve jeho napájecího napětí.

Měření vstupních obvodů a napětíového offsetu

Diferenčními vstupy operačního zesilovače by teoreticky neměl téci žádný proud, jak jsme si ukázali v předchozím textu. V praxi však protéká do vstupů malý proud (důvody jsme si uvedli dříve), který se označuje jako předpětíový, klidový proud (input bias current). Aby bylo výstupní napětí operačního zesilovače za klidu nulové, je třeba, aby na vstupy operačního zesilovače bylo přivedeno malé diferenciální napětí (neboť i při spojených vstupech operačního zesilovače není jeho výstupní napětí za klidu nikdy nulové). Tomuto napětí se říká vstupní napětíový offset (input offset voltage, vstupní napětíová nesymetrie).

Obě tyto veličiny mohou být změřeny u operačního zesilovače s otevřenou smyčkovou zpětnou vazbou; jednodušeji je však měřit je v zapojení se zpětnou vazbou. Příklad uspořádání měřicího obvodu je na obr. 113.

Obě dvě veličiny (které jsou v obrázku znázorněny generátory proudu a napětí) jsou násobeny v tomto zapojení ziskem operačního zesilovače se smyčkou záporné zpětné vazby (tj. výrazem $1 + R_{10}/R_7$); měří se na výstupu operačního zesilovače (výstup má velmi malý odpor). Napětí na výstupu operačního zesilovače se měří za těchto podmínek: 1. spínače S_1 a S_2 sepnuty, výstupní napětí $U_{\text{vst}1}$, 2. spínač S_1 sepnut, S_2 rozpojen, výstupní napětí $U_{\text{vst}2}$, 3. spínač S_1 rozpojen, S_2 sepnut, výstupní napětí $U_{\text{vst}3}$, 4. oba spínače rozpojeny, výstupní napětí $U_{\text{vst}4}$. Rozpojení a spínání způsobuje, že proud (input bias current, vstupní klidový proud) tekoucí odporem R_6 vyvolává na odporu úbytek napětí, který se používá jako vstupní napětí operačního zesilovače. Odpor R_7 musí být přitom tak malý, aby bylo možno zanedbat výraz $I_b - R_7$.



Obr. 113. Uspořádání měřicího obvodu k měření vstupních proudů a vstupního napětíového offsetu

Pro uvedená čtyři měření platí vztahy

$$U_{\text{vst}1} = \left(\frac{R_{10}}{R_7} + 1 \right) U_0,$$

$$U_{\text{vst}2} = \frac{R_{10}}{R_7} + 1 (U_0 - I_b R_6),$$

kde I_b je vstupní klidový proud invertujícího vstupu,

$$U_{\text{vst}3} = \frac{R_{10}}{R_7} + 1 (U_0 + I_b R_6),$$

kde I_b je vstupní klidový proud neinvertujícího vstupu,

$$U_{\text{vst}4} = \frac{R_{10}}{R_7} + 1 (U_0 + I_b R_6),$$

kde $I_0 = (I_b^+ - I_b^-)$ je vstupní klidový proud obou vstupů (input offset current, vstupní proudová nesymetrie).

Při uspořádání obvodu podle obr. 113 lze při měření operačního zesilovače typu 741 naměřit tyto údaje:

$$U_{\text{vst}1} = -0,12 \text{ V}, U_{\text{vst}2} = -9,8 \text{ V}, \\ U_{\text{vst}3} = +9 \text{ V}, U_{\text{vst}4} = -0,75 \text{ V}.$$

Dosažením těchto naměřených údajů do rovnic pro jednotlivá výstupní napětí lze pro daný operační zesilovač zjistit

$$U_0 = -0,12 \text{ mV}, \\ I_b^+ = 98 \text{ nA}, \\ I_b^- = 91 \text{ nA}, \\ I_0 = -6 \text{ nA}.$$

Nesouhlas výpočtu a naměřeného údaje pro I_0 je způsoben nepřesným párováním odporů R_6 a R_7 .

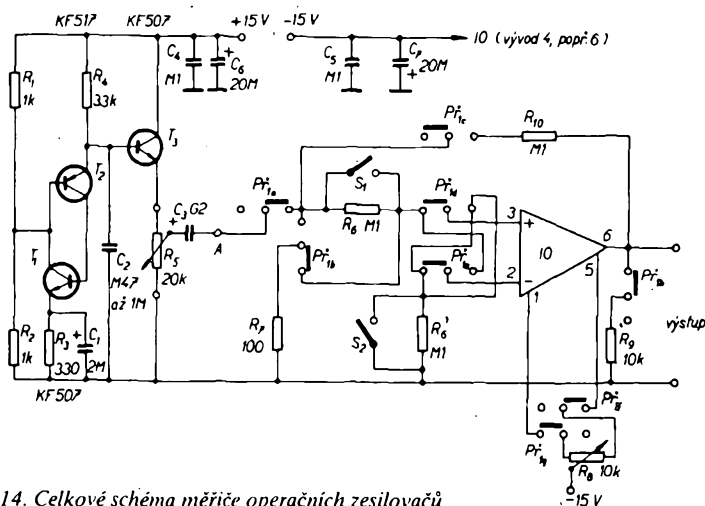
I v tomto případě lze postupně určit uvedené veličiny pro různá napájecí napětí nebo pro různé teploty okolí atd.

Při praktické konstrukci obvodu je třeba pečlivě vybrat odpory R_6 tak, aby měly co nejmenší toleranci (jak vysvětlím z uvedeného příkladu měření). Dosažne-li výstupní napětí operačního zesilovače při některém z uvedených čtyř měření saturační úroveň, je třeba jinak navrhnout odporové děliče (především upravit odpor R_{10} tak, aby se zmenšilo zesílení operačního zesilovače).

Konstrukce měřiče

Celkové schéma měřicího přípravku je na obr. 114. Jsou pouze sloučeny obr. 111 až 113 tak, aby bylo obě popsána měření možno realizovat na jedné desce s plošnými spoji. Pro zajímavost a přehlednost je na obr. 115 zapojení patič všech u nás dostupných operačních zesilovačů v různých pouzdrech – všechny jsou kresleny při pohledu shora! Deska s plošnými spoji měřiče je na obrázcích na čtvrté straně obálky. Pro zkoušení operačních zesilovačů typu MAA500 by bylo vhodné zvětšit plošky u těch vývodů, k nimž se připojují kompenzační prvky (u MAA501, 502 a 504 mezi vývody 1 a 8, a dále 5 a 6), tak, aby bylo možno pájet kompenzační členy přímo na desku s plošnými spoji (popř. umístit do desky pro častější pájení pájecí nýtky).

Funkce měřiče se volí osminásobným tlačítkovým přepínačem. V poloze „osciloskop“ musí být ještě sepnut spínač S_2 . Možná mechanická úprava měřiče je na obrázcích na čtvrté straně obálky. Proti naznačenému uspořádání by bylo výhodnější použít jako R_5 potenciometr se spínačem, který by vypínal napájecí napětí pro generátor měřicího signálu.



Obr. 114. Celkové schéma měřiče operačních zesilovačů

Seznam součástek

Odpory (TR 152 nebo jiné, ne miniaturní)

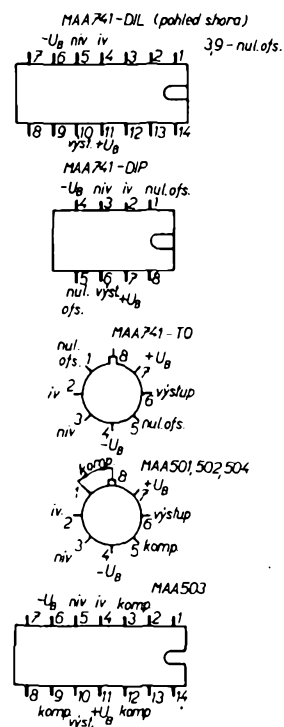
R_1	1 k Ω
R_2	1 k Ω
R_3	330 Ω
R_4	33 k Ω
R_5	lineární potenciometr (nebo trimr) 20 až 22 k Ω
R_6, R_6'	0,1 M Ω , 1 %
R_7	100 Ω
R_8	lineární potenciometr 10 k Ω
R_9	10 k Ω
R_{10}	0,1 M Ω

Kondenzátory

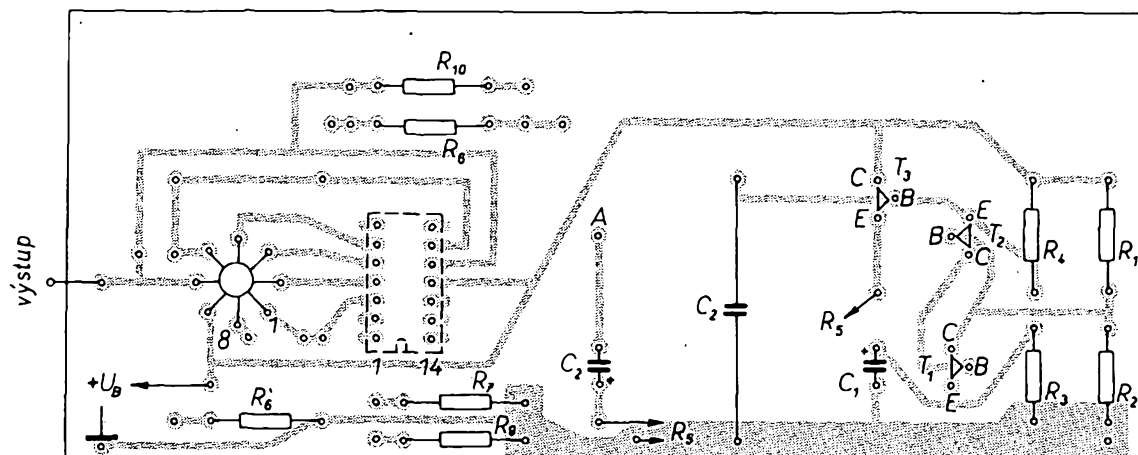
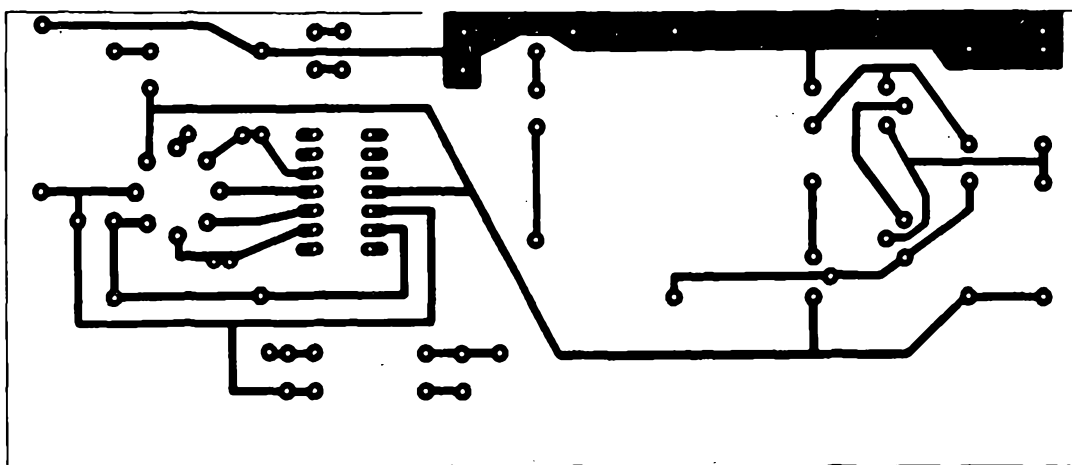
C_1	2 μ F/6 V, např. TE 005
C_2	0,1 až 2 μ F, neelektrolytický, viz text
C_3	200 μ F/6 V, např. TE 002
C_4, C_5	keramický kondenzátor 0,1 μ F
C_6, C_7	elektrolytické kondenzátory 10 až 50 μ F/15 V

Ostatní součástky

dva jednopólové spínače
tlačítkový přepínač Isostat
kulatá objímka 8 vývodů, objímka pro DIL
zdiřka izolační
deska s plošnými spoji L215



Obr. 115. Zapojení nejběžnějších operačních zesilovačů při pohledu shora



Pásky pro videomagnetofon

Zatím používané kazety pro záznam barevných televizních programů umožňovaly záznam o maximálním trvání 60 minut. Firma Grundig uvedla na trh první dlouho-hrající kazetu a to ve třech provedeních – VC30/65 pro záznam délky 65 minut, VC45/100 pro záznam 100 minut a VC60/130 pro záznam 130 minut.

Kazety lze používat ve videomagnetofonech s rychlostí posuvu 6,56 cm/s. Stopy pro záznam obrazu mají šířku 0,085 mm, synchronizační stopa a stopa pro záznam zvuku mají šířku 0,7 mm. Dosažená rozlišovací schopnost je až 3 MHz pro pokles 6 dB. Pásek má celkovou šířku 12,7 mm.

—Lx—

Elektronické varhany

Firma WERSI-electronic, vzpomínaná i v minulém čísle AR řady B, uvedla na trh zajímavou gramofonovou desku. Deska je nahrána předním německým virtuózem na varhany, Klausem Wunderlichem, a obsahuje jak klasické, tak i popové skladby, na nichž je ukázáno, co všechno lze s varhanami WERSI hrát a jakým způsobem. V doprovodném textu se pak popisuje, jaké rejstříky, jaké registry a jaké rytmy byly použity u jednotlivých skladeb. Propagace výrobku takto realizovaná se setkala s velkým ohlaselem, neboť firma WERSI prodává i stavebnice elektronických varhan.

—cha—

Zajímavý reproduktor

Již několik let je známa firma Visaton jako výrobce kvalitních reproduktorů velkých rozměrů. Poslední z reproduktorů, které byly uvedeny v minulosti na trh, má skutečně zajímavé a vynikající vlastnosti. Jde o výškový reproduktor typu PH8.

Tento reproduktor má několik předností – především je prakticky nezničitelný velkým signálem, neboť jeho maximální zatížitelnost je 312 W sinus/35 V. Kmitočtový rozsah je od 4000 do 30 000 Hz pro ± 2 dB. Přitom je reproduktor velmi lehký – jeho hmotnost je 100 g.

—cha—

1,5 miliónu barevných TVP

27. února 1967 začala firma Philips vyrábět první typ barevného televizního přijímače řady Goya. Přijímač byl osazen 27 elektronkami, 13 tranzistory a 47 diodami.

O deset let později, 28. února 1977, byl sejmut z výrobního pásu 1 544 740 barevných televizních přijímačů Goya Royal 765 electronic, vybavených vyhledávací automatikou pro vysílání a dalšími technickými vymoženostmi, osazenými pouze polovodičovými prvky.

—cha—

Optické kabely

Zajímavá zpráva přichází ze Západního Berlína – byla tam položena zkušební „linka“ (pro přenos telefonních a televizních signálů) z optických kabelů o délce asi 4,3 km. Kabel má tloušťku 8 mm, je dokonale ohebný a má i další velmi dobré vlastnosti, především velmi velkou přenosnou kapacitu.

Podle zkušeností z provozu tohoto zkušebního úseku by se pak v NSR měly zavádět optické spojovací kabely ve větší míře.

—cha—

Zajímavý přijímač

Firma Sony uvedla na trh přijímač ICF5900, určený především pro příjem krátkých vln (přijímač má však i SV a VKV). Přijímač je vybaven kalibrátorem, řízeným krystalem, má BFO, krátkovlnnou lupu atd. Přijímač pokrývá krátkovlnný rozsah od 4 do 30 MHz. Lze u něj plynule řídit hloubky a výšky, použitý širokopásmový reproduktor mu zaručuje velmi dobrou reprodukci. —Lx—

ELEKTRONICKÉ HUDEBNÍ NÁSTROJE

F. Kyrš

(Dokončení z AR B3/77)

Jeho jeden díl je pohyblivý, opatřený kabelem, a druhý pevně zapájen v základní desce. To, spolu s výřezem ve dně spodního dílu, umožňuje dokonalý přístup k celé elektronice i ve stavu, kdy je nástroj rozložen, protože i tehdy může běžně pracovat. Nástroj lze mechanicky rozebrat uvolněním dvou šroubů. Pedál se připojuje konektorem k zadnímu panelu.

Zhotovení nástroje je možno rozdělit do tří samostatných etap: zhotovení skříně, tedy základního a horního dílu, zhotovení nebo úprava manuálu, osazení desek a jejich montáž včetně panelu a příslušenství. Popíšeme si nejprve zhotovení skříně nástroje, která je vlastně truhlářskou záležitostí.

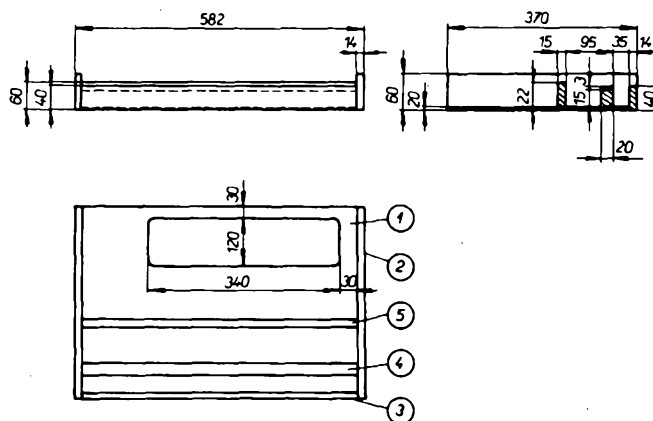
ní dorazová lišta pro vymezení krajních poloh kláves. Obě jsou zhotoveny ze smrkových hranolků, přední lišta je na vrchní hraně polepena tlumícím plstěným proužkem tloušťky 2 mm. Po smontování a obroušení je celá skříně, včetně vnitřních a spodních ploch, natřena bezbarvým nitrocelulóзовým nebo epoxidovým lakem. Spodní plocha je dále opatřena čtyřmi pryžovými nožkami, které zabraňují poškození nábytku i nástroje při přemísťování. Tím je zatím práce na základním dílu skončena, v další fázi k němu budou připevněny dva hliníkové profily, které jsou nosnými prvky sběrnice, desek s plošnými spoji a jeden z nich tvoří současně zadní panel. Základní rozměry spodního dílu jsou na obr. 91.

Šasi

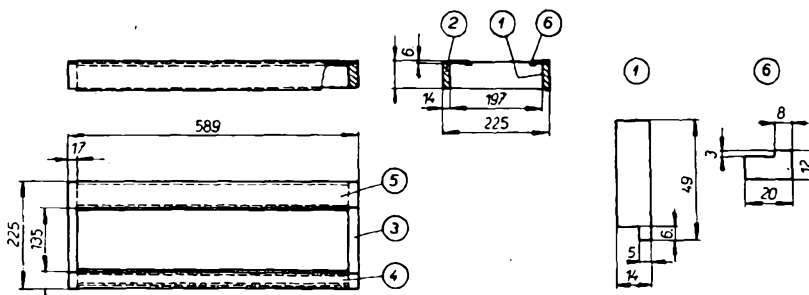
Spodní díl tvoří jak část skříně nástroje, tak jeho základní šasi, na němž je pevně uložen manuál, sběrnice, dvě desky s plošnými spoji, síťový transformátor a zadní panel. Je zhotoven ze dřeva, bočnice a čelní lišta jsou dýhované. V základní desce je velký podélný výřez pro snadný přístup ke spodní straně desek s plošnými spoji. Po úpravě rozměrů a začištění základní desky některým ze známých způsobů připevníme bočnice a čelní lištu, předem oboustranně odýhované. Čelní hrany je vhodné po obroušení dýhovat postupně, vždy s mírným přesahem (alespoň 2 mm). Lepená místa je nutno nechat řádně zaschnout. Po zaschnutí je možno přebývající dýhu snadno obrousit a začistit hrany. Na dýhování se nejlépe osvědčily Epoxyl 1200 nebo Alkapren. Součástí základové desky jsou také přední a zad-

Horní díl skříně

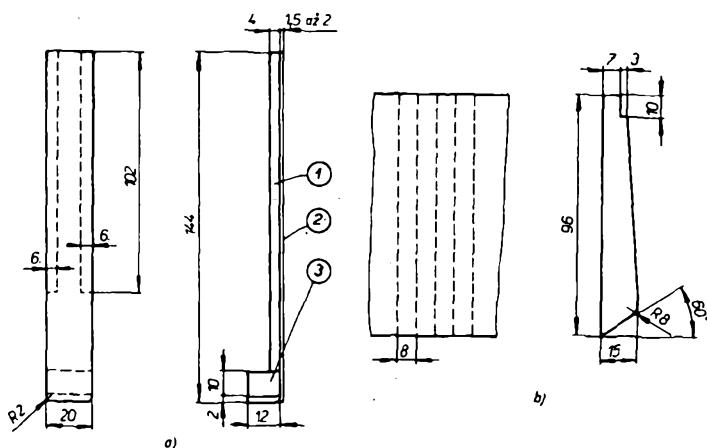
Před zhotovením horního dílu musíme již mít připraven horní ovládací panel, který je z duralového plechu tloušťky 1 mm. Jeho orientační rozměry jsme si již uvedli na obr. 89. U vzorku byl použit následující výrobní postup: nejprve byl zhotoven obvodový rám, slepený ze smrkových trámů. Podélný rozměr byl (vzhledem k základnímu šasi) volen s určitým malým přesahem, aby byly zakryty případné nepřesnosti (kolmost hran atd.). Na tento rám upevníme vruty do dřeva horní ovládací panel (a subpanel) a vedle něj přilepíme s vnějším přesahem předem připravenou oboustranně dýhovanou překližku tloušťky 5 mm. Po zaschnutí je nutno vyrovnat horní plochy panelu a překližky do jedné roviny vlepením vhodné (modelářské) latky na horní plochy bočních stěn rámu. Současné



Obr. 91. Výkres základního šasi; 1 – základní deska, 2 – bočnice, 3 – čelní lišta, 4 – přední „dorazová“ lišta, 5 – zadní „dorazová“ lišta



Obr. 92. Výkres horního dílu; 1 – přední hrana rámu, 2 – zadní hrana rámu, 3 – bočnice, 4 – přední kryt, 5 – zadní kryt, 6 – vyrovnávací lišta



Obr. 93. Klávesy; a) bílá (1 – výztuha, 2 – krycí plastická hmota, 3 – doražový špalík, výřez pro černou klávesu je na levé nebo pravé straně podle tónu, pro nějž je klávesa určena), b) černá

vlepíme (s přesahem) na spodní hrany překližky (které se stýkají se subpanelem) vodorovně tvarované podélné listy, zabírající promáčknutí nebo prohýbání panelu směrem dovnitř skříně. Po obroušení všech tří dýhujeme opět postupně všechny boční hrany a celou skříň natřeme stejně jako spodní díl. Základní rozměry horního dílu jsou na obr. 92.

Manuál

Nejvhodnější cestou k zajištění manuálu je jistě úprava již hotového dílu z vyražené akordeonu. Nám se ho však sehnat nepodařilo, přesněji řečeno ne v té době, kdy to bylo aktuální. Ať už zvolíme jakoukoli cestu realizace klávesnice, je nutno si uvědomit, že vzhled kláves se výrazně podílí na vzhledu celého přístroje. Je také žádoucí, aby byly zachovány jak tradiční rozměry, tak povrchová úprava kláves. Rada amatérů si klávesy vyrábí sama, například ze dřeva, odléváním z dentakrylu do forem, zhotovených podle továrních kláves atd. Poměrně dostupné jsou klávesy z klavíru, ty jsme však již z uvedených důvodů nechtěli použít.

V zorku jsme nejprve vyráběli klávesy ze dřeva. I když nakonec nebyly použity, protože se nám čirou náhodou podařilo sehnat průmýslově vyráběné, byla ověřena možnost poměrně jednoduché a vzhledně amatérské výroby. Popíšme si zhruba možný postup.

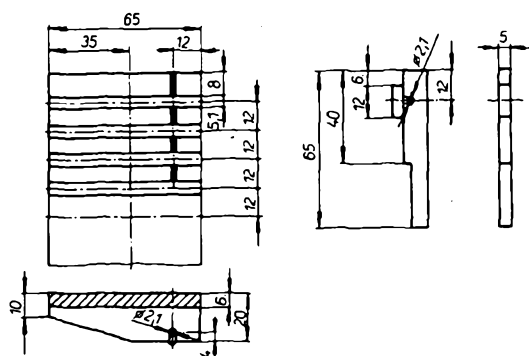
U bílých kláves je základní modul 20 mm. Na vhodné prkénko, např. smrkové, šířky 132 mm, tloušťky 4 mm a libovolné délky

93a), který před nalepením natřeme na čelní hraně černým lakem. Takto slepený a upravený polotovár rozřežeme na okružní pile na pruhy 20 mm široké, na přední straně skelným papírem upravíme zakřivení rohů. Jednotlivé klávesy nakonec opatříme zářezy 6×102 mm z levé nebo pravé strany (pro černé klávesy). Klávesu vyhladíme na bocích skelným papírem.

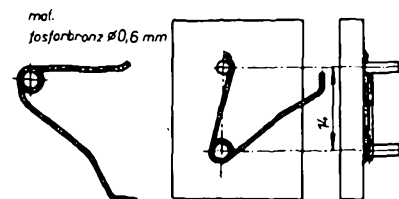
Černé klávesy vyrobíme z tvrdého, např. bukového prkénka. Profil, naznačený na obr. 93b, upravíme okružní pilou. Stejným způsobem pak nářežeme jednotlivé klávesy šířky 8 mm. Skelným papírem zaoblíme hrany a vyhladíme celou klávesu, kterou pak nastříkáme černým epoxidovým lakem.

Protže požadujeme minimální zástavbovou hloubku manuálu, spolehlivost sběrnice a její přístupnost, včetně zpřístupnění různým typům kláves. bylo zvoleno řešení s vodícím hřebem a oboustranným vymezením póhy kláves dorazovými listami. Zvolený zdvih kláves je asi 10 mm.

Vodící hřebeny jsou dva (každý jiné délky), pro melodickou a basovou část manuálu. Základní profil hřebenu (obr. 94) je vyřezán okružní pilou z olšového dřeva, drážky byly zhotoveny amatérskou frézou na dřevo. Drážky slouží jako vedení nosných listů jednotlivých láves, listy jsou v hřebenu fixovány vodícím drátem. Otvory pro vodící drát v hřebenu i v listách byly zhotoveny tak, že jak do hřebenu, tak do polotovaru, z něhož pak byly zhotoveny listy, byly nejprve vyfrézovány podélné drážky. Do drážky hřebenu



Obr. 94. Rozměry hřebenu
a vodicích klávesových listů; 1 –
hřeben pro pravou ruku má 32
drážky s roztečí 12 mm, hře-
ben pro levou ruku 12 drážek
s roztečí 12 mm



Obr. 95. Pružina a přípravek na ohýbání pružin

rámu a různým utažením vrutů vyrovnáme klidovou rovinu čelních klávesových hran.

Dosud popísané práce jsou pro většinu elektrikářů zřejmě nepříliš pátizlávě, problémy jsou i s dílenským vybavením a zkušenostmi. Priznám se, že i já patřím do této skupiny. Východiskem je nejlépe pomoc zkušenějších – v tomto ohledu si nemohu naříkat. Skříň nástroje mi zhotovil ing. Jindra Horáček, jinak také mistr republiky v jachtingu ve třídě 420, takže lepšího „machra přes dřevo“ jsem si nemohl přát. Návrhem i zhotovením manuálu se zase zabýval ing. Luboš Trejbal. Ve všech těchto pracích nám mimořádně jak radou, tak pomocí přispěl ing. Kadlec. Je především jeho zasluhou jmenovaných, že tyto práce proběhly rychle a kvalitně. Je ovšem možná i řada jiných možností. Příklady je možno nalézt v literatuře, citované na závěr.

Popsaná úprava manuálu umožňuje spolehlivé a přístupné ovládat kontaktní sběrnice bez dalších mechanických vazebních prvků. Jednotlivé kontakty jsou v klidu volně (bez doteku) uloženy nad rovinou kláves a fixovány tuhou nosnou listou sběrnice z hliníkového profilu, sloužící současně jako částa šasi pro desky s plošnými spoji. Schématické uspořádání je na obr. 96. Ladicí odpory jsou jedním koncem pájeny na vývody kontaktů, druhým koncem na upravené vývody desek s plošnými spoji. Vzdálenosti kontaktní listy od vodičové hřebenu je možno upravovat vzájemnou součinností kontaktů



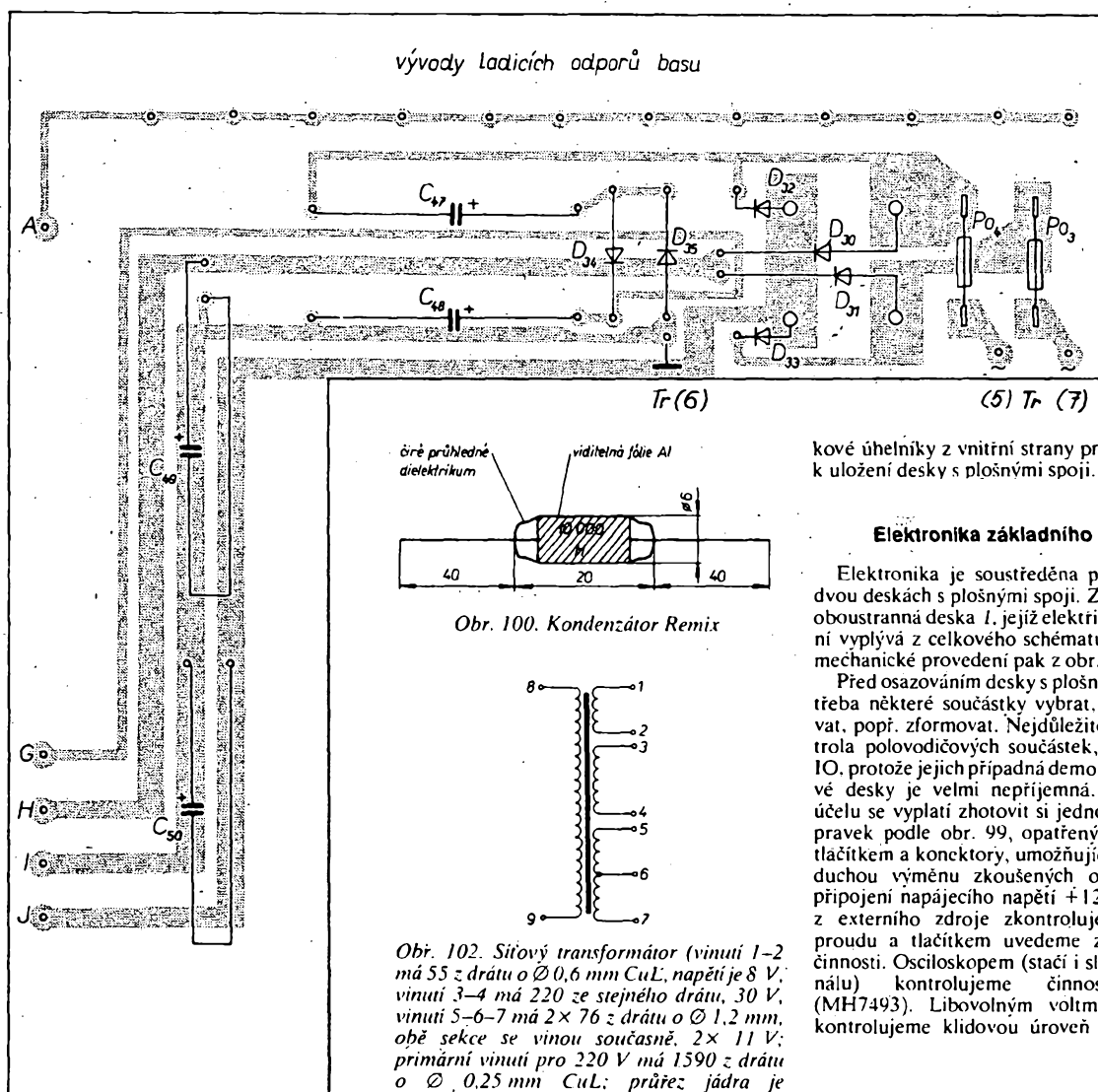
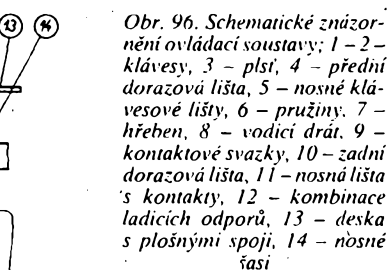


Diagram of a capacitor with dimensions and labels:

- Labels:
 - čiré průhledné dielektrikum (transparent dielectric)
 - viditelná fólie Al (visible Al foil)
- Dimensions:
 - Top width: 40
 - Bottom width: 40
 - Left side width: 20
 - Right side width: 20
 - Top thickness: 16
 - Bottom thickness: 40
- Internal markings:
 - 10 000
 - M

Obr. 100. Kondenzátor Remix

Obr. 102. Sitový transformátor (vinuti 1–2 má 55 z drátu o $\varnothing 0,6$ mm CuL; napětí je 8 V, vinuti 3–4 má 220 z stejného drátu, 30 V, vinuti 5–6–7 má 2×76 z drátu o $\varnothing 1,2$ mm, obě sekce se vinou současně, 2×11 V; primární vinuti pro 220 V má 1590 z drátu o $\varnothing 0,25$ mm CuL; průřez jádra je 20×30 mm; uváděná napětí odpovídají měření naprázdno

podle jejich druhu. Jejich činná délka by však měla být asi 30 až 35 mm, jedním dalším požadavkem jsou tvrdé pokovené dotekové plošky (spolehlivost). Kontaktové svazky upevníme šroubky do závitů, výzrnutých v listě. Po upevnění sběrnice předběžně najistujeme kontakty příprvkem podle obr. 97, aby byla zajištěna spolehlivá činnost v celém rozsahu kláves. Pro ukončení mechanických prací, souvisejících se spodním, základním dílem, je ještě nutno zhotovit zadní panel. Na zadním panelu jsou upevněny síťová „vanička“, spínač, konektor pro připojení pedálu, výkonové tranzistory T_{17} a T_{18} (izolované slidovými podložkami) a snímací tranzistor T_{16} , vlepěný Epoxý 1200 do vyplávaného otvoru. Tranzistory jsou proti případnému zkratu dotykem chráněny kovovým krytem na distančních sloupcích. Hliní-

kové úhelníky z vnitřní strany profilu slouží k uložení desky s plošnými spoji.

Elektronika základního dílu

Elektronika je soustředěna převážně na dvou deskách s plošnými spoji. Základem je oboustranná deska 1, jejíž elektrické zapojení vyplývá z celkového schématu (obr. 87), mechanické provedení pak z obr. 98.

Před osazováním desky s plošnými spoji je třeba některé součástky vybrat, zkontrolovat, popř. zformovat. Nejdůležitější je kontrola polovodičových součástek, především IO, protože jejich případná demontáž z hotové desky je velmi nepřijemná. K tomuto účelu se vyplatí zhotovit si jednoduchý přípravek podle obr. 99, opatřený ovládacím tlačítkem a konektory, umožňujícími jednoduchou výměnu zkoušených obvodů. Po připojení napájecího napětí +12 V a +5 V z externího zdroje zkontrolujeme odběr proudu a tlačítkem uvedeme zkoušek do činnosti. Osciloskopem (stačí i sledovač signálu) kontrolujeme činnost děličů (MH7493). Libovolným voltmetrem pak kontrolujeme klidovou úroveň výstupního

napětí OZ. Zvlášť důležitá je symetrie výstupních napětí, kontrolujeme ji voltmetrem, předpokladem správného měření je přesná symetrie napájecích napětí. Absolutní hodnoty klidových výstupních napětí OZ (v kladné a záporné polaritě) se nesmí lišit o více než 0,2 V, jinak je obvod vadný a musí být vyměněn. Je zajímavé, že tímto jednoduchým způsobem je možno identifikovat nejrušnější závady ve struktuře OZ. Přesnější specifikovat parametry OZ není třeba, typ použitých obvodů (MAA501 až 504) nemá vliv na činnost generátoru. Ostatní polovodičové prvky (tranzistory, diody) stačí kontrolovat ohmmetrem. O výběru stabilizačních diod ZD_3 , ZD_4 a ZD_5 jsem se již zmínil. Zvláštní pozornost zasluhuje integrační kondenzátory generátorů. Doporučený typ (Remix) je – vzhledem k tomu, že bližší specifikace jsem neshledal – na obr. 100. Pokud se rozhodnete ke stavbě nástroje, kupte si tyto kondenzátory ihned a vystavujte je nejrušnějším klimatickým podmínkám (např. v zimě uložit na okno, zavěsit k radiátoru ústředního topení atd.). Vyskytnou-li se u nich pozorovatelné vzhledové nebo mechanické závady, kondenzátor vyřadte. Před vlastní montáží již kondenzátory necháme v běžných podmínkách. Tato jednoduchá cesta formování (umělého stárnutí) byla ověřena jako účinná a zcela postačující.

Po osazení a omytí (kalafunu lze omyt nejšetrnějším rozpouštědlem nebo chlorbenzenem) desku uložíme na hliníkové profily v základním šasi a pak ji společně se zadním panelem, na němž zůstane upevněna, vyjme z nástroje a můžeme začít s ožíváním.

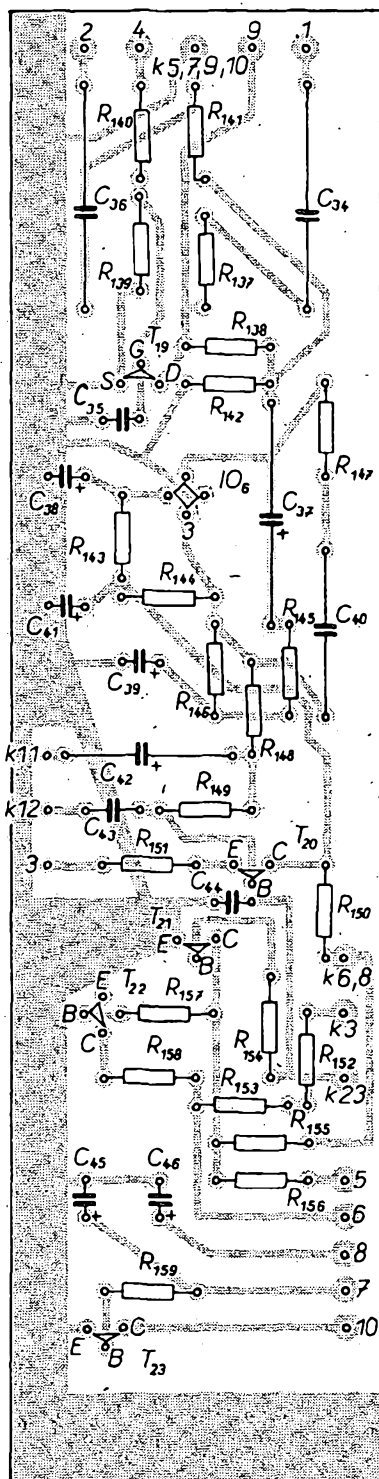
Nejprve se zaměříme na výkonový zesilovač. Ten lze oživit nejlépe opět s externím napájecím zdrojem a bez zátěže. Samozřejmě, že již máme zapojeny i výkonové i snímací tranzistory na zadním panelu. Bod G provizorně propojíme s kladným pólem zdroje. Do kolektorového přívodu tranzistoru T_{17} vřadíme ampérmetr, pojistky externího zdroje nastavíme na 150 mA. Výběrovým odporem R_{125} nejprve nastavíme klidový proud asi na 30 až 40 mA. Pak na vstup zesilovače (špička k_{11} propojovacího konektoru) přivedeme vhodný signál z tónového generátoru a osciloskopem ověříme linearity výstupního signálu. Je-li vše v pořádku, můžeme připojit zátěž, předtím přepneme pojistky externího zdroje na 1 A. Jiný vhodný postup oživení je v [17]. Jsme-li se zesilovačem spokojeni, můžeme provizoriálně včetně propojení bodu G odstranit.

Dále je třeba postupně ověřit činnost generátorových jednotek. Protože jsme předem ověřili všechny polovodiče včetně integrovaných obvodů, je při pečlivé práci úspěch zaručen. Ke každému zkoušenému generátoru připojíme páčkový přepínač nebo mikrospínač. Funkci děličů kontrolujeme osciloskopem, symetrii klidových U_{k1} operačních zesilovačů a přítomnost kladného napětí (asi +7 V) před společným trikovým výstupem ZD_1 během činnosti generátorů ověříme voltmetrem. Konečně ověříme, kmitá-li generátor modulačního infrazvuku, s nímž rovněž nemohou být problémy. Po tomto oživení osadíme jednoduchou desku výkonového zdroje, obr. 101, a navíneme síťový transformátor. Počty závitů a ostatní údaje jsou zřejmé z obr. 102. Ověříme velikost napájecího ss napětí, které bez vybuzení nemá být větší než 16 V při jmenovitém síťovém napětí 220 V. Při popisovaném ožívání není třeba obávat se komplikací, nejdůležitější je pracovat s rozmyslem, neukvapovat se, celý postup si

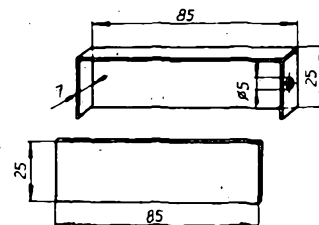
předem zvážit. Pro ukončení prací na základním dílu je dále třeba pouze propojit zbývající přívody, jako jsou kontakty sběrnice, konektor pedálu atd.

Elektronika horního dílu

Všechny elektrické části horního dílu jsou na duralovém subpanelu. Tlačítka jsou upevněna v blocích hliníkovými plechy, ohnutými do tvaru U, čímž jsou zajištěny jednotné vzdálenosti ovládacích knoflíků vzhledem k panelu. Tahové potenciometry a deska s plošnými spoji jsou na distančních sloupcích. Těmito jednoduchými detaily se zabývat nebudeme, dostatečně je ozřejmují fotografie na obálce AR B3/77.



Deska 2s plošnými spoji je na obr. 103. Po jednoduchém oživení, při němž akustický i modulační signál simulujeme např. tónovým generátorem, trikový spouštěcí signál napětovým zdrojem (ke sledování signálu používáme osciloskop), připojíme k desce vývody a připevníme ji k subpanelu. Nakonec připojíme propojovací kabel s konektorem (obr. 104). Křít konektoru zhotovíme



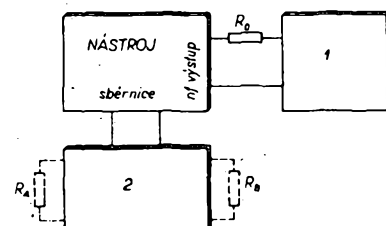
Obr. 104. Základní rozměry krytu propojovacího konektoru; jsou udány vnější rozměry, materiálem je kupřextit

spájením upravených odřezků jednostranně plátovaného kupřextitu tak, aby konektor nebylo možno zasunout obráceně. Vhodná délka propojovacího kabelu je asi 30 cm.

Je-li vše v pořádku, můžeme ověřit činnost celého nástroje. Při dodržení uvedených zásad by se neměly vyskytnout žádné závady. Pokud by k nim však přece jen došlo, předpokládám, že předchozí popis je dostatečným vodítkem k lokalizaci a odstranění chyby. Před laděním musí být nástroj kompletně a definitivně sestaven; jako poslední operaci doporučuji zkontrolovat ohmmetrem činnost všech kontaktů.

Ladění

Aby byl zhodnocen výsledek dosavadního úsilí, musíme této konečné fázi věnovat plnou pozornost. Pro indikaci kmitočtu je zásadně nutné použít číselový měřič kmitočtu nebo upravený čítač. Nástroj ladíme v teplotně ustáleném prostředí, s vypnutým vibrátorem a tremolem! Schéma pracoviště je na obr. 105. Výkonový výstup nástroje připojíme přes oddělovací odpor asi 1 kΩ na vstup čítače, všechny tahové regulátory „stáhneme“ na nulu, kromě stopy 2' metodické a 4' basové části, které naopak s regulátory hlasitosti nastavíme na maximum. Korekce uvedených stop vyřadíme z činnosti příslušnými tlačítky. Z krokosvorek a z odřezků kupřextitu si zhotovíme jednoduchý přípravek k uchycení výběrových odporů; přípravek drátovými přívody vždy připojíme na příslušné místo. Výběrem odporů R_A , R_B je zajištěno, že při jejich vhodné kombinaci v rozsahu



Obr. 105. Schémaická úprava pracoviště pro ladění nástroje; 1 – číselový měřič kmitočtu, 2 – držák ladících odporů; k orientačním pracím používáme měřicí cykl asi 0,1 až 1 s, k přesnému nastavení min. 10 s (přesnost 0,1 Hz), jako měřič kmitočtu vyhoví libovolný přístroj včetně starých čítačů TESLA BM362, BM345 aj.

běžných normalizovaných řad je možno dosáhnout přesností ladění lepší než 1 cent. To však předpokládá, zvláště u nižších tónů a především v basové části rozlišovací schopnost čítače lepší než 0,1 Hz. Je tedy nutno volit příslušný měřicí interval. Princip kombinace výběrových odporů spočívá v tom, že jeden z paralelních odporů má mít výrazně větší odpor než druhý. Jaký je asi vhodný postup? Abychom při ladění nemuseli stále držet klávesu, ovládáme příslušný kontakto-vý svazek vždy vložením upraveného malého hranolku, např. z umaplexu.

Ladíme nejprve melodickou, pak basovou část, vždy od nižších tónů. Při ladění určité klávesy se snažíme vybrat z řady první z kombinace odporů tak, aby kmitočet indikovaný na displeji byl nepatrně nižší než požadovaný (ten lze zjistit z obr. 88). Toho dosáhneme například s odporem 15 kΩ. Druhý odpor vybíráme se snahou dosáhnout přesně požadovaného kmitočtu. Obvykle se nám to podaří. Ne-li, využijeme tolerančního pole běžně vyráběných odporů tak, že podle povahy kmitočtové odchylky vyzkoušíme několik odporů na první nebo druhé pozici, pokud nedosáhneme požadované přesnosti. Nemáme-li dostatek odporů určité hodnoty, nebo pokud by se nám nedařilo dosáhnout požadovaného kmitočtu s potřebnou přesností, volíme první odpor o stupeň v řadě výše a celý postup opakujeme. Touto cestou jsem celý nástroj nalaďil bez potíží, doba výběru odporů pro jednu klávesu byla asi 3 až 5 min. Protože postupujeme při ladění vždy od jedné klávesy k druhé, je ve výběru určitá návaznost, práce je snazší, než se snad může zdát. Vždy po nalaďení jedné oktávy uložíme vybrané dvojice odporů do bužirek a definitivně zapájíme na příslušná místa. Vývody odporů příliš nezkracujeme (maximálně na 10 mm) a při pájení je držíme v kleštičkách. Po nalaďení nástroje, nejlépe za několik dní, zkontrolujeme celé ladění a opravíme případné odchylky. Z tohoto hlediska je užité ovládání výhodné, protože ladění jednotlivých kláves nemá vliv na ostatní.

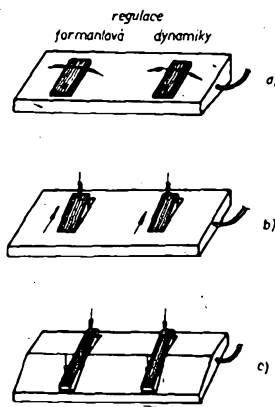
Po skončení práce si už můžete zahrát, pokud jste to nezkusili v průběhu ladění, a zkonfrontovat svoje představy se skutečností. Někdo bude spokojen, jiný očekával víc. Ten druhý má pravdu, protože nástroj dosud postrádá pedál s formantovými korekcemi.

Mechanické řešení pedálu

Pedál je jedinou částí konstrukce, v níž nebude popsána ověřená úprava. Zhotovení pedálu jsem byl pro jiné neodkladné práce donucen odložit na zimní plískanice. Přesto mohu uvést, že zapojení pedálu (viz „Elektronika pedálu“) funguje dobře, přestože bylo realizováno pouze provizorně v zapláceném pedálu „Tremolo“, který před časem vyráběl Dřevokov. Problémem zůstává mechanické uspořádání pedálu se zřetelem na jeho funkční vlastnosti, rozměry a jednoduchost výroby. Je také nutno uvažovat dvojitě ovládání (dynamiky a zvukového zabarvení).

Nejčastěji užívaný typ sešlapovacího pedálu (činnosti podobný regulátorům koncertních nástrojů) by byl při požadavku jemné regulace rozměrný a také jeho zhotovení není nejsnadnější. Kromě toho je žádoucí, aby i po uvolnění tlaku nohy zůstal pedál v nastavené poloze. Zajímavé je uspořádání již citovaný pedál „Tremolo“, u něhož je možno ovládat pedál jak sešlapováním, tak stranovým vychylováním ovládací páky. Jednoduše ovládat oba pedály stranovým vychylováním je jedno z možných řešení, které může být nenáročné na místo i na realizaci. Příklad takového pedálu je na obr. 106a. Jednoduše lze realizovat i další uspořádání, při němž může být pedál ovládán buď sešlapováním, nebo posuvem nohy směrem

vpřed-vzad. Výhodou je, že noha může stále ležet na horní krycí desce pedálu, který může být dostatečně robustní. Tím je do značné míry eliminována únava při nutnosti udržovat nohou polohu (stupeň sešlápnutí) ovládací páky po delší dobu. Třetím možným způsobem je ovládání pákové (pata-špička), s podepřenou nohou. Vedení páky je vhodně upravit tak, aby páka při uvolnění nohy



Obr. 106. Příklady konstrukce pedálu

zůstávala v nastavené poloze. Tento způsob je zřejmě nejvhodnější, ale také nejpracnější, chceme-li dodržet určitou estetičnost vzhledu. Tyto tři příklady pedálů, znázorněné na obr. 106, jistě nevycerpávají všechny možnosti řešení, ukazují především, na co je nutné při návrhu pedálu kladt důraz.

Zásady pro uspořádání elektrických částí jsou jednoduché. Vlastností fotoodporu využíváme v celém rozsahu, od úplného zatemnění clonou (největší hlasitost) po plný osvit žárovkou 6 V/50 mA. Zatlacení proti vlivu vnějšího osvětlení zajišťuje už samo konstrukční uspořádání. Ovládání formantových korekcí jazyčkovými kontakty a trvalým magnetem již bylo popsáno. Pro přepínání obou poloh základních zvukových zabarvení je vhodné jakýkoli spínač se stálými polohami, který je možno vybavovat nohou.

Délka přívodního kabelu, pokud je stíněný, není kritická.

Závěr

Amatérskou stavbu elektronických hudebních nástrojů u nás teprve čeká prolomní bariéry, která z tohoto zajímavého a atraktivního oboru dosud činí víceméně záležitost několika vyvolených. Mojí snahou bylo alespoň částečně tomu napomoci v teoretické části příspěvku, byla tomu podřízena i popsání praktická konstrukce, která záměrně nespádá ani do kategorie luxusních, ani nejednodušších nástrojů. V současných podmínkách vyžaduje praktická realizace nástroje určité finanční a časové oběti, bylo proto nutno pečlivě volit koncepci nástroje tak, aby byl vhodný pro širší okruh čtenářů, nepřesahoval jejich možnosti, aby však na druhé straně nebyl nástroj natolik triviální, že by zájem o něj skončil v okamžiku nalaďení. Po bezmála ročních praktických zkušenostech mohu konstatovat, že užžitná hodnota nástroje je nesporná. Proto v naznačených souvislostech považuji popsání nástroje, vyznačující se relativní jednoduchostí, pohotovostí, dobrými zvukovými vlastnostmi, stabilitou a spolehlivostí, za optimální kompromis. Já sám jsem našel díky konstrukci nástroje nového a zajímavého „koně“ jistě na řadu let. Poměrně neobvyklé řešení popsaneho ná-

stroje není samoučelné, důvody, které k němu vedly, byly podrobně uvedeny. Při popisu konstrukce jsem se nezabýval triviálními mechanickými detaily. Víc než slova reknou jistě fotografie na obálce.

Samozřejmě, každý problém má řadu řešení, rozhodující je preference jednotlivých požadavků. Má-li být konstrukce pro širší plénum, nemůže uspokojit nejvyšší nároky. Pro nejvyšší nároky je jistě na místě stavba polyfonního nástroje. Na řadu možností jsem na příslušných místech poukázal. Cena polyfonního nástroje bude však ve srovnání s popisovaným nástrojem minimálně dvojnásobná a vyšší, v úměrné relaci se zvětší i pracnost a prodlouží doba nutná ke stavbě, má-li být dosaženo potřebné kvality a spolehlivosti. Především z těchto důvodů jsem se praktickou konstrukcí polyfonního nástroje nezabýval. Nezabýval jsem se ani hudebními automaty, generátory rytmů, kompozery, atd., které tvoří další, samostatnou kapitolu v oboru elektronické hudby.

Nakonec nezbyvá, než popřít všem, kdo se rozhodnou pro stavbu ať již popsaného nebo jiného nástroje, plný úspěch a dobrou zábavu i poučení nad černobílými klávesami.

Literatura

- [1] Šolc, M.: Tajemství akordových značek. Supraphon: Praha 1976.
- [2] Svoboda, R.: Vitamvás, Z.: Elektronické hudební nástroje. SNTL, Praha 1958.
- [3] Hanuš, B.: Amatérská stavba elektrických hudebních nástrojů. SNTL, Praha 1967.
- [4] Vološin, V. I.; Fedorčuk, L. I.: Elektronické hudební nástroje. Alfa, Bratislava 1974.
- [5] Karmann, E.: Die Mathematik des Wohlklangs. Funkschau č. 1/1975.
- [6] Lawrence, L. G.: How to select an electronic organ. Electronics World, červen 1973.
- [7] Heiserman, D. L.: The art and technology of electronic music. Electronics World, únor 1976.
- [8] Lancaster, D.: Components for electronic music systems. Popular Electronics, listopad 1973.
- [9] Anderson, C.: Electronic music synthesizers. Popular Electronics, květen 1973.
- [10] Karmann, E.: Wersivoice – ein vielseitiges elektronisches Effektgerät. Funkschau č. 18/1976.
- [11] Adriaans, W.; Franssen, N. V.: The sound of organ music inspires new bipolar efforts. Electronics, září 1975.
- [12] Hanuš, B.: Elektrické hudební nástroje. RK č. 1/1966.
- [13] Řihák, J.: Elektronické hudební nástroje. RK č. 6/1972.
- [14] Moravec, E.: Elektronické minivarhany. AR č. 1/1975.
- [15] Valčík, V.: Malé elektronické varhany s tranzistory. AR č. 7/1975.
- [16] Svačina, J.; Valčík, V.: Elektronické varhany. Příloha AR '76.
- [17] Kyrš, F.: Výkonový nf zesilovač. RK č. 1/1975.
- [18] Kyrš, F.: Převodník U/f. AR č. 8/1976.
- [19] Kyrš, F.: J. S. Bach a elektronika. AR č. 10/1976.

vyřizujeme ZÁSILKOVÝ PRODEJ NA DOBÍRKU

všech objednávek

od obyvatelstva i organizací v ČSSR, došlých přímo na naši prodejnu, nebo prostřednictvím n. p. TESLA ROŽNOV, TESLA LANŠKROUN, v sortimentu:

služby
PARDUBICKÉ

PRODEJNY TESLA

VAKUOVÁ TECHNIKA, polovodiče, integrované obvody, hybridní integrované obvody, displeje a svítící diody.

PŘÍRUČNÍ KATALOGY, konstrukční katalogy a obchodně technická dokumentace.

SERVISNÍ A TECHNICKÁ DOKUMENTACE na všechny finální výrobky spotřební elektroniky TESLA, pokud jsou na prodejně skladem.

KOMPLETY SOUČÁSTEK, včetně desek s plošnými spoji podle návodů na zařízení, publikovaných v časopise Amatérské radio – řada A a B, pokud je tak v daném článku uvedeno. Jednotlivé součástky (kromě samostatných desek s plošnými spoji) prodáváme při osobním odběru přímo v prodejně. Univerzální desky s plošnými spoji pro integrované obvody a ostatní polovodičové prvky podle časopisu Amatérské radio, kupřetixt odpadový v různých kusech a jednostranné kupřetixt kartové desky 80 × 100 cm tloušťky 1,5 a 2 mm.

OSTATNÍ SORTIMENT zboží vám odešleme na dobírku jen pokud bude na prodejně volná pracovní kapacita. Nevyřízené objednávky postoupíme ZÁSILKOVÉ SLUŽBĚ TESLA, 688 19, Uherský Brod, tř. Vítězného února 12.

OBYVATELE PARDUBIC a OKOLÍ ZVEME K OSOBNÍ NÁVSTĚVĚ naší prodejny. Ochotně předvedeme veškeré zboží – od televizorů přes gramofony, magnetofony a další finální výrobky až po drobný sortiment pro radioamatéry, kutily i profesionály – ti všichni mají možnost pohodlného výběru podle vzorkovnic!

PORADENSKÁ SLUŽBA AMATÉRŮM I ORGANIZACÍM! PŘEZKUŠOVÁNÍ VÝROBKŮ TĚŽ PŘED ZÁKAZNÍKEM PŘI PRODEJI! DŮKLADNÉ ZAHOROVÁNÍ TELEVIZORŮ PŘED JEJICH PRODEJEM!

NAŠE SPECIALIZACE A PŘÍMÉ DODÁVKY: elektronické měřicí přístroje tuzemské i z dovozu podle vzorků n. p. TESLA BRNO, polovodiče a vakuová technika podle vzorků n. p. TESLA ROŽNOV, součástky pro elektroniku podle vzorků n. p. TESLA LANŠKROUN.

NAŠE ADRESA: Značková prodejna TESLA, 530 02 Pardubice, Palackého 580.

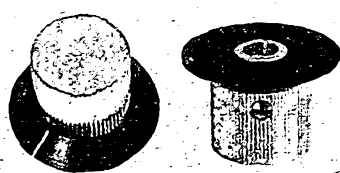
IDEÁLNÍ STAVEBNÍ PRVEK

pro elektroniku
a přesnou mechaniku

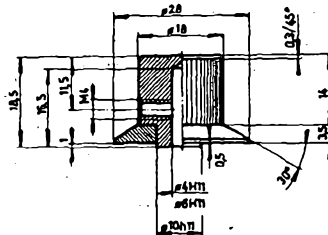


KOVOVÉ PŘÍSTROJOVÉ KNOFLÍKY

K 186 a K 184
na hřídele Ø 6 a 4 mm



- pro přístroje HIFI-JUNIOR
- pro elektronická měřidla
- pro mechanické aplikace
- pro jiné zesilovače a tunery
- pro amatérské experimenty
- náhrada nevhodných knoflíků



Základní těleso z polomatného legovaného hliníku má vroubkovaný obvod pro lehké, ale spolehlivé uchopení. Robustní stavěcí šroub M4 zajišťuje pevné spojení bez prokluzu i na hladkém hřídeli bez drážky. Ani při silovém utažení knoflík nepraská, jak se to stává u výrobků z plastických hmot. Zvýšená středová patka se opírá o panel a vymezuje mezeru 1 mm mezi panelem a obvodem černého kónického indikačního kotouče. Bílá ryska na kotouči (je o 180° proti šroubu) tak umožňuje snadno a bez paralaxy rozeznávat nastavenou informaci. Moderní, technicky strážlivý vzhled a neutrální kombinace přírodního hliníku s černou a bílou dovolují použít tyto knoflíky v libovolně tvarovaném i barevném prostředí.

MALOOBCHODNÍ CENA za 1 ks: 13,70 Kčs
Prodej za hotové i poštou na dobírku.
Prodej za OC i VC (bez daně). Dodací lhůta:
Do 200 ks ihned ze skladu, větší počty a prodej za VC na základě HS.

obchodní označení	určeno pro hřídel	číslo výkresu	číslo jednotné klasifikace
K 186	Ø 6 mm	992 102 001	384 997 020.013
K 184	Ø 4 mm	992 102 003	384 997 020.014



ELEKTRONIKA

podnik ÚV Svazarmu
Ve Smečkách 22, 110 00 Praha 1

telefon: prodejna 24 83 00
odbyt (úterý a čtvrtek): 24 76 73
telex: 121601