

V TOMTO SEŠITĚ

Z dějin vědy a techniky	1
PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ Z ELEKTRONIKY	
Využití solární energie	3
Regulátor k solárnímu panelu	3
Měniče DC/DC	5
Nf zesilovače	9
Síťové multifunkční relé	13
Spínač a zdroj	14
Indikátor přepětí a podpětí sítě	16
Indikátor stability kmitočtu	19
Univerzální řídicí obvod	21
Indikátor sledu fáze	23
Časovač, zpožďovací obvod	24
Indikátor velikosti síťového napětí	25
Elektronika pro dílnu i domácnost	26
Měřič délky telefonních hovorů	26
Sinusový nf generátor	27
Regulátor k pájecímu peru	32
Měřič rychlosti reakce	35
Závěr, Literatura	35
ZAJÍMAVÁ A PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ	
Nf technika	36
Radiotechnika	39

KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

Vydavatel: AMARO spol. s r. o.

Redakce: Zborovská 27, 150 00 Praha 5, tel.: 2 57 31 73 11, tel./fax: 2 57 31 73 10.

Šéfredaktor ing. Josef Kellner, sekretářka redakce Eva Marková, tel. 2 57 31 73 14.

Ročné vychází 6 čísel. Cena výtisku 36 Kč.

Rozšiřuje PNS a. s., Transpress spol. s r. o., Mediaprint & Kapa a soukromí distributoři.

Předplatné v ČR zajišťuje Amaro spol. s r. o. - Michaela Hrdličková, Hana Merglová (Zborovská 27, 150 00 Praha 5, tel./fax: 2 57 31 73 13, 2 57 31 73 12. Distribuci pro předplatitele také provádí v zastoupení vydavatele společnost Media-servis s. r. o., Zákaznické centrum, Moravské náměstí 12D, P. O. BOX 351, 659 51 Brno; objednávkový tel.: 541 233 232; fax: 541 616 160; e-mail: zakaznickacentrum@mediaservis.cz; reklamace - tel.: 800 800 890.

Objednávky a předplatné v Slovenskej republike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Sustekova 8, 851 04 Bratislava, tel.: 00421 2 / 6720 1931 - 33 email: predplatne@press.sk Podávání novinových zásilek povoleno Českou poštou - ředitelstvím OZ Praha (č.j. nov 6005/96 ze dne 9. 1. 1996).

Inzerce v ČR přijímá redakce, Zborovská 27, 150 00 Praha 5, tel.: 2 57 31 73 11, tel./fax: 2 57 31 73 10.

Inzerce v SR vyřizuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Sustekova 8, 851 04 Bratislava, tel.: 00421 2 / 6720 1931 - 33; www.press.sk Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor (platí i pro inzerci). Nevyžádané rukopisy nevracíme. <http://www.aradio.cz>; E-mail: pe@aradio.cz

ISSN 1211-3557, MK ČR E 7443

© AMARO spol. s r. o.

Z dějin vědy a techniky

Historie elektřiny a magnetizmu

Evangelista Torricelli a barometr

Evangelista Torricelli se narodil poblíž italské Faenzy 15. 10. 1608. Měl svého velmi osvěceného kmotra, který jej přivedl k matematice, když jej zapsal ke studiu na jezuitské koleji. V roce 1627 odejel do Říma, kde studoval matematiku u žáka a přítele Galileo Galileea, profesora Benedetta Castellioho. Ovlivněn pracemi Galileea a jeho prací o pohybu sepsal svá pozorování a názory v knize „Traktát o pohybu“, která byla vydána v roce 1640. V roce 1641 se pak sám stal přímo Galileovým žákem a následovníkem, a na poslední tři měsíce Galileova života v roce 1642 dokonce jeho sekretářem (Galileo byl v té době za své názory v „domácím vězení“). Po Galileově smrti se stal profesorem na katedře matematiky a filozofie univerzity ve Florencii.

Podrobným studiem prací Galileea se dopracoval k poznání, které publikoval v roce 1643, že i vzduch má svou váhu a že nelze pomoci podtlaku vzduchu vytáhnout vodní sloupec do větší výšky, než asi 10 m.

Je třeba si uvědomit, že doba, ve které žil Galileo a Torricelli a s nimi další badatelé, byla doba křesťanského tmářství. Od dob Aristotela bylo nemyslitelné uvažovat o tom, že by mohlo existovat vzduchoprázdno (i když Démokritos z Abdery a Lukrecius uvažovali, že mezi jednotlivými prvočásticemi hmoty - atomy - musí existovat prázdny prostor), a teorii neexistence vzduchoprázdna pak ve 13. století oficiálně vyslovil Tomáš Akvinský (1225 až 1274). Tato teorie se stala oficiálním církevním (křesťanským) dogmatem na dlouhou dobu. „Doba temna“ byla ukončena teprve přijetím Koperníkovy heliocentrické teorie, a teprve poté byl možný vědecký rozvoj. Galileovy knihy byly vyškrtány z církevního seznamu zakázaných knih až v roce 1757! Církev pak oficiálně uznala pravdivost jeho teorií až nedávno - v roce 1992.

Galileo vynalezl mj. sací pumpu, a tvrdil, že prostor mezi pístem jeho pumpy a povrchem vody je vzduchoprázdno, které se voda snaží vyplnit. Snažil se vysvětlit, jak je to možné, jenže vycházel z nesprávných předpokladů. Proč nelze sloupec vody vytáhnout libovolně vysoko vysvětloval tím, že se voda „přetrhne“ podobně, jako velmi tenký drát spuštěný svisle, vlastní va-

hou. Pokusy se sloupem vody v olouvené rouře prováděl i Gasparo Bertie kolem roku 1640, a to za spoluúčasti dalších vědců té doby, při stavbě vodovodního potrubí v novostavbě domu. Výsledky těchto pokusů však byly publikovány až po jeho smrti.

Torricelli se inspiroval pokusy Bertieho a v polovině roku 1644 popsal v dopise svému příteli Ricciemu, jakým způsobem při svých pokusech postupuje. Spolu s dalším svým spolupracovníkem použili delší skleněnou trubičku na jednom konci zaslepenou a naplnili ji rtutí. Trubičku pak postavili zaslepeným koncem vzhůru a druhý, otevřený konec zůstal trvale ponořený v nádobce se rtutí. Hladina rtuti v trubičce poklesla a to do výšky přibližně 76 cm.

Dovodil z toho, že prostor v trubičce nad hladinou rtuti je „prázdný“, a aby to dokázal, učinil další pokus - na hladinu rtuti v nádobě nalil vodu a pomalu trubičku zvedal. Jakmile se její spodní konec dostal nad rozhraní rtuť - voda, voda okamžitě vtekla do trubičky a rtuť vyplnila trubičku až po horní konec.

Z prvních zápisů, které o těchto pokusech byly učiněny, lze odvodit, že jak existenci prázdna - či vzduchoprázdna, tak princip barometru objevil Torricelli v roce 1643. Byl prvním, kdo vakuum dokázal trvale udržet. Prostor nad rtutí pak byl nazván „Torricelliho prázdnota“.

Torricelli správně z pokusu odvodil, že v prvním případě to byl tlak vzduchu (ve svých dopisech, které si s Riccim posléze vyměňoval, nazýval atmosférický tlak „povětrím“), který nedovolil, aby hladina rtuti klesla níže, a v druhém, poněvadž je voda o mnoho lehčí než rtuť, tlak vzduchu ji do trubičky natlačil. Pokusy pak byly opakovány dalšími vědci, ale ještě Blaise Pascal (1623 až 1662) tvrdil o dva roky později, že prostor nad rtutí vyplňuje „povětrí“, které se do trubičky natlačí přes póry ve skle.

Při delším soustavném pozorování navíc Torricelli zjistil, že výška rtuťového sloupce se den ode dne nepatrně mění a změny výšky hladiny rtuti závisí na počasí. Usoudil z toho, že výška hladiny je dána tlakem okolního vzduchu, který se mění v závislosti na povětrnostní situaci. Přístroj, který sestavil, byl tedy prvním barometrem, i když tento název (složený z řeckých slov baros a metron) použil poprvé až Robert Boyle někdy kolem roku 1663.

Torricelli se ovšem nezabýval jen těmito pokusy. Ještě předtím zformuloval zákon vytékání kapaliny v závislosti na velikosti otvoru ve stěně otevřené nádoby a odvodil např. rovnici určující rychlost vytékání kapaliny (Torricelliho rovnice). Další jeho objevy se týkaly převážně matematiky - např. odvodil výpočet cykloidy a další zajímavé vztahy, které popsal v knize „Opera Geometrica“ z roku 1644.

Zemřel v říjnu 1647 ve Florencii a v různých pramenech se data úmrtí liší - od 22. do 25. října.

Dnes víme, že atmosférický tlak se mění nejen v závislosti na počasí, ale také na nadmořské výšce pozorovatele.

Pro řadu nevýhod (cena, rozměry, jedovatost rtuti) se již rtuťové barometry příliš nepoužívají, atmosférický tlak se v současnosti měří převážně aneroidem.

Prameny: Encyclopedia Britannica, Encyclopedia Wikipedia, Andrzej Maciazek: Pomiary (stať pojednávající o atmosférickém tlaku uveřejněná na internetu).

Antonio Santi Giuseppe Meucci

Tak zní celé jméno málo známého italského objevitele, chemika, konstruktéra a emigranta. V kapitolách všech učebnic na světě, kde se hovoří o telefonu, najdete zmínku o tom, že vynálezcem tohoto zařízení k přenosu hlasu na dálku je Graham Bell, který 7. 3. 1876 získal patent na „telegrafickou metodu přenosu hlasu...“.

Již méně je známa skutečnost, že na princip přišel dříve Elisha Gray, který se se svým objevem svěřil Bellovi a ukázal mu i dokumentaci, kterou měl připravenou k podání patentu. Bell ji okopíroval a pomocí známostí zajistil, že zápis o podání jeho patentové přihlášky byl zaregistrován o dvě hodiny dříve, než Grayovy.

Na zkoumání možností, jak přenášet hlas, pracovaly ještě další známé osobnosti té doby, jako např. J. P. Reis nebo Edison.

Prakticky nikdo, nebo jen velmi malý okruh zasvěcených ví, že prvním, kdo skutečně ohlásil nový vynález a nechal si toto ohlášení soudně potvrdit, byl **Antonio Meucci** již v roce 1871. Toto ohlášení platilo po dobu jednoho roku a muselo se každoročně obnovovat, během doby platnosti nemohl nikdo přihlásit patent na stejný princip. Meucci z finančních důvodů (za registraci ohlášení se vybíralo 10 dolarů) v roce 1874 své ohlášení neprodloužil a tak vlastně umožnil Bellovi získat patent. Přesto na základě nepochybných důkazů přijal americký senát dne 11. června 2002 usnesení, že jediným a pravým vynálezcem telefonu je Antonio Meucci. Osobně si ale dovolím pochybovat o tom, že by vydavatelé učebnic tuto skutečnost někdy v budoucnu akcepto-

vali. Podívejme se na Meucciho stručný životopis.

Narodil se v Itálii, v San Fredianu poblíž Florencie v dubnu 1808. Studoval chemii a mechaniku na florentinské akademii a pak pracoval jako technik v různých divadlech ve Florencii až do roku 1835. 7. 8. 1834 se oženil a krátce nato se zapletl do politických sporů, které provázely sjednocování Itálie. Byl dokonce na několik měsíců uvězněn. Tyto problémy způsobily, že Florencii opustil a přijal místo divadelního scénického výtvarníka v kubánské Havaně. Ve volném čase se však zabýval „vynalézáním“ - objevil např. nový způsob galvanizace kovů, kterou pak Kubánci používali pro vojenské účely, stal se známým předváděním elektrických šoků a jejich využitím pro léčebné účely. Ke vzájemnému dorozumívání s přítelem, který seděl v sousední místnosti, zřídil drátové vedení a domlouvali se pomocí něčeho, co bychom dnes nazvali sluchátko, zapojeným na obou koncích drátů. Tehdy ještě v okruhu nepoužíval baterii.

V roce 1850 se přestěhoval do Ameriky a blízko New Yorku na Staten Island se usadil. Jeho ohromnou nevýhodou bylo, že se nebyl schopen domluvit jinak než italsky, a poněvadž žil převážně v italské společnosti dalších emigrantů, neměl potřebu se anglicky učit.

Jeho činnost spočívala v nejrůznější pomoci krajanům, kteří tehdy do Ameriky přijížděli a zakládali tam různé továrny. Meucci vylepšoval používané technologie a podal 14 patentů uplatňujících se při výrobě piva, papíru, svíček, šťáv z ovoce, sestrojil měřič vlhkosti apod. Jeho manželka byla ale vážně nemocná a od roku 1855 byla prakticky připoutaná na lůžko. Meucci si tehdy vzpomněl na své pokusy v Havaně a zřídil fungující telefonní spojení mezi jejím lůžkem a dalšími místnostmi v domě a také s dílnou, kterou měl v budově opodál. Své zařízení dokonce veřejně předváděl a jeho pokusy byly popisovány i tiskem - bohužel v novinách, které byly pro italské přistěhoválce vydávány v New Yorku italsky. Jeho finanční situace však byla velmi špatná.

Meuccimu se přihodilo i neštěstí - když na parníku Westfield vybuchl kotel, ocitl se v nemocnici. Jeho manželka tehdy většinu prototypů jeho vynálezů prodala za šest dolarů do bazaru, aby měla na obživu - mezi nimi byly i přístroje k telefonování. Když se uzdravil, nepřetržitě pracoval na tom, aby přístroje, o které přišel, znovu sestrojil. Potřeboval také peníze na definitivní patentovou přihlášku telefonu. Chtěl svůj telefon předvést na předsednictvu telegrafní společnosti Western Union, ovšem tam si na něj během celého roku 1874 neudělali čas, a tak se Meucci znechucen vzdal dalšího snažení.

Když se dozvěděl o tom, že na telefon na stejném principu, jaký použil

sám, získal patent Bell, podal prostřednictvím právníků protest. Bohužel, všechny listiny, které by mohly potvrdit jeho prvenství, se na patentovém úřadě ve Washingtonu ztratily, údajně i zde zapracovaly Bellovy známosti. Ani Western Union neměla zájem na tom, aby se o Meuccim hovořilo, poněvadž Bell s nimi uzavřel dohodu o podílu na zisku ve výši 20 % za využívání „jeho“ vynálezu po dobu 17 let.

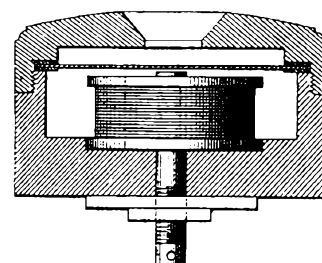
Podívejme se zpět na historii začátků telefonu: začala v roce 1849, když Meucci svůj první systém použil v Havaně. O pět let později jen popsal princip telefonu (aniž by sestrojil přístroj) Charles Bourseul. V roce 1854 předvádí telefon Meucci v New Yorku. V roce 1860 Johann P. Reis předvádí „přerušovaný způsob přenosu hlasu“ (membrána rozechvívána zvukem se dotýká kontaktu a na druhé straně je použito elektromagnetické sluchátko). O rok později Reis na svém principu přenáší hlas na vzdálenost asi 50 m. V letech 1873 až 1875 Edison zjišťuje, že uhlíková zrníčka v krabíčce uzavřené z jedné strany tenkou vodivou membránou mění svůj odpor, když se membrána rozechvěje zvukem, a sestrojuje jednostranné zařízení na přenos zvuku. Roku 1876 Bell získává patent a Edison zkouší první uhlíkový mikrofon. V roce 1877 pak Edison získává několik patentů na telefon jako prakticky použitelný přístroj a o rok později zřizuje telefonní linku mezi New Yorkem a Filadelfií v délce přes 200 km.

Meucci ze svého vynálezu telefonu nikdy nezískal ani dolar. Zemřel v bídě roku 1889 a na Staten Island bylo péčí organizace „synů Itálie“ vybudováno muzeum, kde jsou vystaveny památky po něm a demonstrovány jeho vynálezy.

11. června, kdy bylo přijato usnesení senátu USA, každoročně itaľští radioamatéři vyhláší tzv. Meucciho den.

Podle internetových stránek www.garibaldimeuccimuseum.org a dalších internetových pramenů sestavil

QX



Řez vložkou Meucciho přístroje

Literatura

- [1] Locci, M.: Istorija fiziki. Mir, Moskva 1970.
- [2] Netoliczka, E.: Illustrierte Geschichte der Elektrizität. Pichler's Witwe & Sohn, Wien 1886.

PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ Z ELEKTRONIKY

Ing. Jiří Vlček

Toto číslo KE je věnováno dvěma větším tématům - izolované (ostrovní) síti malého napětí napájené solárními panely, akumulátorem nebo motorgenerátorem, a dále kontrolním a řídicím obvodům pro silnoproudá zařízení - tzv. multirelé. Nechybějí návody pro domácí dílnu a různá jednoduchá zapojení.

U všech konstrukcí jsem se snažil o co nejjednodušší řešení a snadnou zhotovitelnost.

Využití solární energie (obvody pro izolované sítě napětí)

Následující tematický celek se zabývá nejen problematikou využití solární energie, ale také měniči napětí a nf zesilovači používanými v sítích, které jsou napájeny z alternativních zdrojů energie. Popisované měniče a nf zesilovače jsou použitelné také v zařízeních napájených z autobaterie, v chatách bez elektrické přípojky, v karavanech nebo na lodích.

Solární energii můžeme využívat k přímé výrobě elektrické energie pomocí fotovoltaických článků. Tuto možnost volíme především v místech bez připojení na elektrickou síť. Solární energie je využitelná na celé Zemi i ve vesmíru.

Fotovoltaický panel je soustava článků zapojených do série, popř. serioparalelně.

Tyto články mohou být:

- Monokrystalické - účinnost 14 až 16 %, zvýšení účinnosti se dosahuje povrchovým strukturováním a antireflexní vrstvou na přední straně.
- Multikrystalické - účinnost 11 až 14,5 %, vyrábějí se z křemíku.
- Tenkovrstvé - vyrábějí se z teluritu kadmnatého, slitiny CIS (Cu In Se).

Fotovoltaické panely se standardně vyrábějí pro napětí 12 nebo 24 V. Rozsah výkonu je od 0,7 do 110 W.

Z obr. 1 můžeme snadno poznat jejich nejdůležitější vlastnosti. Chovají se podobně jako zdroje napětí s proudovým omezením. Maximální odebíraný proud je téměř lineárně závislý na světelném příkonu.

Vyrábějí se systémy, které kromě napájení vlastních spotřebičů mohou dodávat proud do elektrorozvodné sítě. Označují se „on-grid“. Do r. 2010 má v naší republice vzrůst podíl elektřiny vyrobené z obnovitelných zdrojů na 8 % její celkové výroby. Elektřina se vykupu-

je v ceně od 13,20 Kč/1 kWh. Tato cena je garantována po dobu 15 let.

K vytvoření střídavého napětí kompatibilního s napětím sítě (synchronizovaný kmitočet a fáze, shodná amplituda) je možné používat jenom schválené zařízení. To musí splňovat bezpečnostní normy a musí se automaticky odpojit při poklesu napětí sítě nebo jeho výpadku. Je ovládané digitálním řídicím systémem. Umožňuje zaznamenávat a zobrazovat provozní stav (proud, napětí, energie dodanou do sítě apod.).

Solární energie se však zatím většinou využívá v tzv. ostrovních aplikacích „off-grid“, které jsou nezávislé na veřejné elektrorozvodné síti. Hlavní oblasti využití jsou odlehlé chaty, karavany, lodě, mikrovlnné rádiové stanice, monitorování vody a životního prostředí, čerpání pitné a užitkové vody, zavlažování, světelná návěstí, atd.

Nejjednodušší systémy tvoří pouze solární panel a spotřebič.

Dokonalejší systémy umožňují s pomocí akumulátoru využívat elektřinu i v noci nebo při nepříznivých klimatických podmínkách. Kromě solárního panelu obsahují i akumulátor a regulátor.

V takových sítích je nevhodnější používat spotřebiče na malé napětí (12

nebo 24 V). Odpadají problémy s bezpečností a ztráty energie při přeměně stejnosměrného napětí na střídavé.

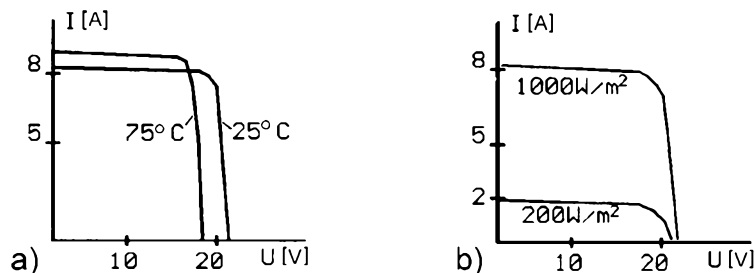
Vyrobít z 12 V síťové napětí (nízké napětí) není velký problém. Nejjednodušší zapojení tohoto typu jsem publikoval v KE 4/2003. Použil jsem zde obvod NE555 jako zdroj kmitočtu 50 Hz a čtyři spínací tranzistory MOS zapojené do můstku. V jeho diagonále bylo primární (původně sekundární) vinutí síťového transformátoru. V izolované síti není nutné dodržet přesně kmitočet ani sinusový tvar signálu. Filtraci původně obdélníkového signálu na průběh podobný sinusovému obstarává transformátor.

Existují i tzv. hybridní sítě, ve kterých v případě nedostatku solární energie a vybitého akumulátoru se zapíná motorgenerátor. Ten vyrábí střídavé napětí a případně dobíjí akumulátor.

Solární panel se při malém zatížení chová jako zdroj napětí. Při větším zatížení (jmenovitým proudem) se chová jako zdroj proudu, jeho výstupní napětí klesá. Velikost maximálního výstupního proudu závisí převážně na osvětlení.

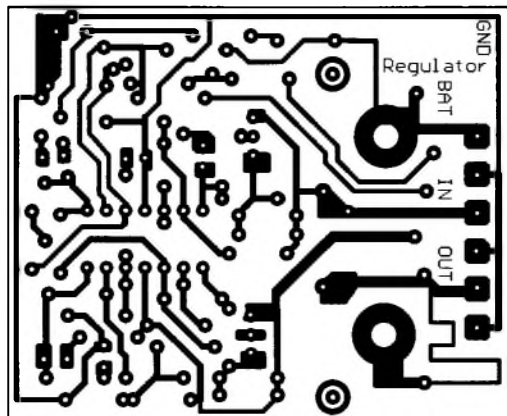
Regulátor k solárnímu panelu

Cílem následující konstrukce je vytvořit jednoduchý regulátor pro ostrovní síť na malé napětí (na 12 V, případná úprava na 24 V je snadná). Předpokládám použití olověného akumulátoru

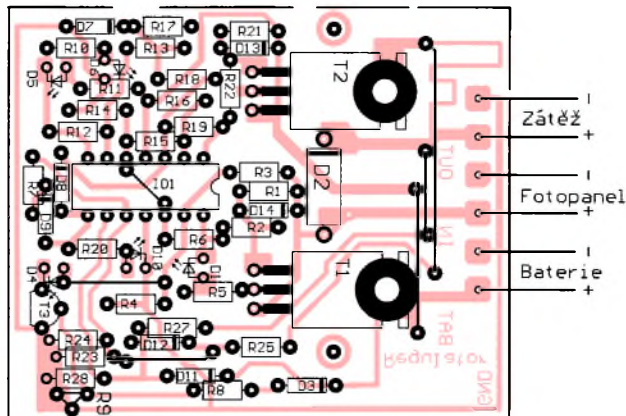


Obr. 1. VA charakteristiky fotovoltaických článků.

- a) závislost odebíraného proudu na svorkovém napětí při různých teplotách,
b) závislost odebíraného proudu na svorkovém napětí při různých hodnotách světelného příkonu



Obr. 3. Obrazec plošných spojů regulátoru k solárnímu panelu (měř.: 1 : 1)



Obr. 4. Rozmístění součástek na desce regulátoru k solárnímu panelu

LED D10 indikuje vypnutí regulátoru po zkratu na výstupu.

Schottkyho dioda D2 zajišťuje tok proudu ze solárního panelu do zátěže i při vybitém nebo odpojeném akumulátoru. Úbytek napětí na ní nepřesáhne 0,5 V. Použitý typ vydrží trvalý proud až 3 A. Při větším proudu můžeme zapojit dvě tyto diody paralelně. Je potřeba je umístit těsně k sobě, aby měly stejnou teplotu. Na DPS je pro ně místo.

LED D5 a D6 indikují velikost napětí akumulátoru. Zesilovač IO1b pracuje ve spojitém režimu, jeho zesílení napětí je dáno vztahem $A_U = 1 + (R12/R13)$. Při napětí akumulátoru 12 až 12,6 V je na výstupu 7 IO1b napětí okolo 6 V a obě LED svítí. Při zvětšení nebo zmenšení napětí akumulátoru o 0,8 V se na vývodu 5 IO1b změní napětí o 0,4 V. Napětí na výstupu se změní o více než 4 V a jedna LED zhasne. Pokud svítí pouze zelená, je baterie úplně nabitá. Pokud červená, je baterie těsně před vybitím. Světloby LED signalizuje běžný provozní stav - jmenovitou velikost napětí akumulátoru.

Pokud nebude ze solárního panelu delší dobu doplňována energie, je potřeba akumulátor odpojit spínačem S, aby se zbytečně nevybíjel. Odběr obvodu naprázdno je 10 až 15 mA. S použitím OZ IO1 typu TL064 s malým příkonem, LED s větší účinností, předřadných rezistorů LED s větším odporem a zvětšením odporů rezistorů R14, R15 a R16 by bylo možné odběr dále zmenšit.

Všechny součástky včetně LED jsou umístěny na jedné desce s plošnými spoji (DPS), přívody jsou vyvedeny na svorkovnici s roztečí vývodů 5 mm. Obrazec spojů je na obr. 3, rozmístění součástek na desce je na obr. 4.

Při ožiování připojíme místo baterie laboratorní zdroj napětí a ověříme odpojení zátěže při napětí 10,5 V a odpojení solárního panelu při napětí 13,8 až 14,4 V, případně toto napětí trimrem R9 nastavíme. Zkontrolujeme obvod indikace napětí. O správné funkci proudové pojistky se nejjednodušeji přesvědčíme změněním napětí na vstupech IO1c a přivedením kladného napětí na jeho invertující vstup. V takovém případě obvod

musí vypnout. Je to jednodušší a bezpečnější než obvod zkoušet zkratem.

Seznam součástek

R1	120 kΩ, miniaturní
R2	2,7 kΩ, miniaturní
R3	2,7 kΩ, miniaturní
R4	2,7 kΩ, miniaturní
R5	2,7 kΩ, miniaturní
R6	1,5 MΩ, miniaturní
R7	43 kΩ, miniaturní
R8	2,7 kΩ, miniaturní
R9	2,5 kΩ, trimr PT10HK002.5
R10	2,7 kΩ, miniaturní
R11	2,7 kΩ, miniaturní
R12	1,2 MΩ, miniaturní
R13	120 kΩ, miniaturní
R14	3,3 kΩ, miniaturní
R15	620 Ω, miniaturní
R16	2,7 kΩ, miniaturní
R17	2,7 kΩ, miniaturní
R18	200 Ω, miniaturní
R19	680 kΩ, miniaturní
R20	2,7 kΩ, miniaturní
R21	120 kΩ, miniaturní
R22	2,7 kΩ, miniaturní
R23	viz text (330 kΩ)
R24, R25	30 kΩ, miniaturní
R26	viz text
R27, R28	30 kΩ, miniaturní
D1	LED (zelená)
D2	1N5821
D3	BZX83V013
D4	LED (červená)
D5	LED (červená)
D6	LED (zelená)
D7	BZX83V006.2
D8, D9	1N4148
D10	LED (žlutá)
D11	BZX83V010
D12	1N4148
D13, D14	BZX83V015
T1, T2	IRF9530N
T3	BC547B
IO1	TL074

DPS stojí 39 Kč, součástky 190 Kč

Měniče DC/DC

Při návrhu ostrovní sítě máme možnost zvolit si její provozní napětí 12 nebo 24 V. Na obě napětí jsou k dispo-

zici fotovoltaické panely, vhodné akumulátory i spotřebiče. Je výhodné, aby solární panel, akumulátor a všechny spotřebiče pracovaly se stejným napájecím napětím. Pokud to z nějakých důvodů není možné, použijeme DC/DC měnič. Dále proto uvádím návody na snižující i na zvyšující měnič. Musíme si ale uvědomit, že jejich maximální účinnost dosahuje zhruba 80 %, což znamená, že jejich provoz zmenšuje účinnost celého systému. Měnič použijeme pouze tehdy, když z vážných důvodů není možné, aby všechny spotřebiče pracovaly se stejným napájecím napětím.

Následující konstrukce jsou určeny pro proudy řádu jednotek ampér. Podobnou konstrukci pro větší proudy jsem publikoval v KE 4/2003, kde je vysvětlen princip funkce snižujících, zvyšujících a invertujících měničů napětí. Je tam i podrobně popsán obvod UC3843. Nyní jej proto popíši pouze velmi stručně.

Jedná se o obvod, který je určen pro použití ve spínaných zdrojích. Obsahuje referenční zdroj napětí +5 V (vývod 8), oscilátor (vývod 4), ke kterému připojíme rezistor a kondenzátor určující provozní spínací kmitočet, chybový zesilovač, jehož zesílení určuje rezistor zapojený mezi vývody 1 a 2, dvojčinný výstup (vývod 6) a vypínací komparátor, který obvod vypne, je-li na vývodu 3 napětí větší než 1 V. Komparátor se využívá pro konstrukci proudové pojistky nebo vypínacího obvodu (např. při poklesu napětí baterie pod minimální velikost).

Kmitočet oscilátoru vypočítáme podle vzorce $f = 1,72/(R2 \cdot C4)$, viz dále uvedené schéma zvyšujícího měniče (obr. 5).

Obvod pracuje na principu pulsní šířkové modulace. Výstupní napětí snížené děličem se porovnává s referenčním napětím 2,5 V a šířka pulsu se řídí tak, aby obě tato napětí byla shodná.

Obvody UC38xx pracují pouze při dostatečné velikosti napájecího napětí. Obvod UC3843 a UC3845 mají zapínací napětí 8,4 V a vypínací napětí 7,6 V. Obvody UC3842 a UC3844 mají zapínací napětí 16 V a vypínací napětí 10 V.

Obvody 3842 a 3843 pracují se střídou 0 až 100 %, obvody 3844 a 3845 se střídou 0 až 50 %.

Jako spínací součástky použijeme tranzistory MOS, které musí být s dostatečnou rezervou dimezovány na odebraný proud. Aby jejich tepelná ztráta byla minimální, musí mít co možná nejmenší odpor kanálu v sepnutém stavu.

Filtrační kondenzátory musí mít minimální ekvivalentní sériový odpor (ESR) a malou indukčnost. Proto se doporučuje jich raději zapojit více paralelně než použít jeden s větší kapacitou. Větší povrch kondenzátorů snadněji rozptýlí teplo, které v nich může vznikat. Filtrační kondenzátory musí být umístěny i na vstupu každého měniče jako zásobárna elektrického náboje. Při vyšších kmitočtech raději nebudeme akumulátor považovat za ideální zdroj napětí (s nulovým vnitřním odporem).

Použitá výkonová dioda musí být bezpodmínečně typu Schottky. Běžné křemíkové usměrňovací diody jsou pro svoji dlouhou zotavovací dobu na vyšších kmitočtech nepoužitelné.

Akumulační cívku (na obr. 5 označenou jako L1) volíme s indukčností 50 až 100 μ H. Pro velké proudy (okolo 10 A) doporučuji použít typ 51V32 z prodejny GES. Tato cívka má indukčnost 80 μ H, je navinuta na žlutém toroidním železoprachovém jádru a je určena pro proud až 10 A. Její vnější průměr je 32 mm.

Kmitočet měniče je vždy určitým kompromisem. V každém případě musí být s dostatečnou rezervou vyšší než 20 kHz, aby obvod ani při mimořádných provozních stavech (přetížení, chod naprázdno) nepískal ve slyšitelném pásmu. S rostoucím kmitočtem můžeme použít menší indukčnosti a kapacity. Zároveň ale rostou na diodě i na tranzistoru ztráty při přepínání a klesá tak účinnost. Rostou ztráty nejen v jádru cívky, ale i ve vinutí, kde se začíná

uplatňovat povrchový jev (skinefekt). Vinutí pak nelze realizovat tlustým drátem, ale speciálním lankem, které se skládá z většího počtu tenkých izolovaných vodičů. V následujících konstrukcích jsem volil provozní kmitočet 50 kHz, při něm je hloubka vniku 0,3 mm.

U zvyšujícího a snižujícího měniče platí mezi obvodovými veličinami následující vztah:

$$U_1 \cdot I_1 \cdot \eta = U_2 \cdot I_2 \quad [V, A; V, A],$$

kde: η je účinnost (pokud jsme ji neměřili, předpokládáme $\eta = 75$ až 80 %), U_1 , U_2 jsou vstupní a výstupní napětí a I_1 , I_2 jsou vstupní a výstupní proud.

Podle tohoto vzorce vypočítáme předpokládaný vstupní proud a navrhneme vhodné jištění.

Zvyšující měnič 12/24 až 36 V

Schéma měniče je na obr. 5. V měniči je použit řídicí obvod UC3843 (IO1).

Dělič R13 a R14 určuje velikost výstupního napětí U_2 měniče. Upravuje výstupní napětí tak, aby na vývodu 2 IO1 bylo napětí 2,5 V. Platí vztah:

$$U_2 = 2,5 \cdot (R13 + R14) / R14 \quad [V; V, \Omega].$$

Hodnoty součástek uvedené v rozpisce odpovídají výstupnímu napětí měniče 32,5 V, které je optimální k napájení výkonového zesilovače s IO TDA2030A, který je popisován dále.

Pokud bychom požadovali výstupní napětí 24 V, vychází R13 = 1720 Ω (vytvoří se paralelním spojením odporů 1,8 a 39 k Ω).

Případným připojením paralelních rezistorů k R13 nebo R14 jemně nastavíme výstupní napětí měniče. Rezistory R13 a R14 zároveň pracují jako předzátěž, aby měnič nikdy nebyl úplně bez zátěže.

Při poklesu napájecího napětí U_1 vzrůstá při konstantním výkonu dodávaném do zátěže vstupní napájecí proud I_1 . Zároveň vzrůstá úbytek napětí

na vzrůstajícím vnitřním odporu akumulátoru a vstupní proud roste ještě více. Tím se vybíjení akumulátoru zrychluje. Pokud se jedná o autobaterii, kterou potom budeme chtít použít k nastartování vozidla, je to nepříjemné.

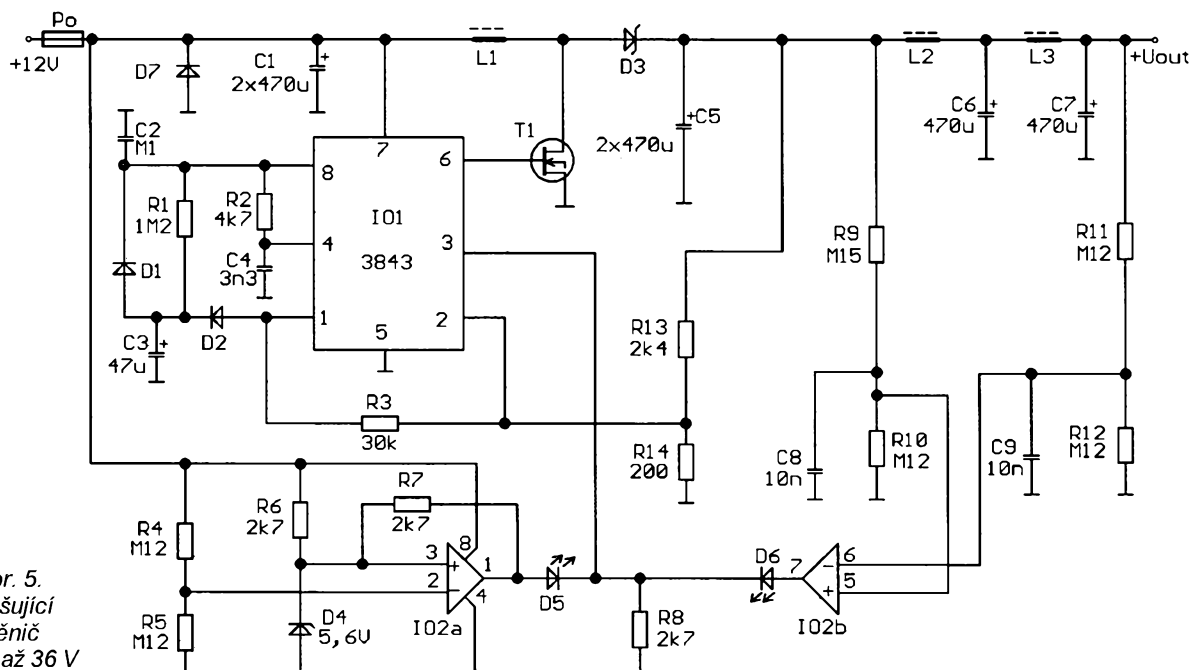
Proto je měnič vybaven ochranným obvodem, kterým se včas vypne. Ochranný obvod je tvořen operačním zesilovačem (OZ) IO2a, který pracuje jako komparátor s hysterezí. Porovnává vstupní napětí zmenšené děličem R4, R5 s referenčním napětím na Zenerově diodě D4.

Hystereze je zde nutná, protože po vypnutí měniče se napětí akumulátoru vždy trochu zvýší a obvod by se znova zapnul. Při vypínání by tak nastávaly zbytečné zákmity. Hysterezi (kladnou zpětnou vazbu) zajišťuje rezistor R7, který tvoří dělič napětí s diferenčním odporem Zenerovy diody (jednotky Ω). Proto je odpor rezistoru R7 tak malý.

Při poklesu napájecího napětí se výstup IO2a překlopí do vysoké úrovně napětí. Rozsvítí se LED D5 a měnič se vypne. Překlápěcí úroveň vstupního napětí měniče U_1 by měla být 11 až 11,5 V. Použijeme-li Zenerovu diodu D4 se Zenerovým napětím 5,6 V, bude mít referenční napětí přibližně nulový teplotní součinitel.

Při vypnutí měniče nebude zátěž bez napětí. Pouze se výstupní napětí zmenší na úroveň vstupního (a dále bude zmenšeno o úbytek napětí na pojistce Po, na diodě D3 a na cívkách L1 až L3).

Pojistka Po na vstupu a dioda D7 chrání měnič proti přepólování napájecího napětí. Pokud je tato situace vyloučena (pevné propojení nebo propojení konektorem, který přepólování vylučuje) můžeme diodu D7 vynechat. Dioda D7 je určena pro trvalý proud 1 A, krátkodobě (než se přepálí pojistka) snese proud mnohonásobně větší. Jako D7 je možné použít i diodu 1N5408, kterou připájíme na výšku.



Obr. 5.
Zvyšující
měnič
12/24 až 36 V

Na výstupu měniče jsou dva filtrační články LC se součástkami L2, C6 a L3, C7, které potlačují zvlnění výstupního napětí. Úbytek ss napětí na činném odporu cívek L2 a L3, vyvolávaný výstupním proudem I_2 měniče, je též využíván k omezení maximální velikosti výstupního proudu (na velikost $I_{2\max}$) proudovou pojistkou.

Obvod proudové pojistky obsahuje operační zesilovač IO2b. Při malém nebo žádném odběru výstupního proudu je na neinvertujícím vstupu IO2b napětí menší než na invertujícím vstupu. Výstup OZ IO2b má nízkou úroveň napětí, indikační LED D6 nesvítí a měnič může pracovat. LED D5, která indikuje zapnutí měniče, může trochu prosvítat. Pokud by nám to vadilo, zapojíme do série s ní křemikovou diodu, např. 1N4148.

Při zvětšování výstupního proudu I_2 se zvětšuje úbytek napětí na činném odporu cívek L2 a L3 a klesá napětí na invertujícím vstupu OZ IO2b. Když dosáhne I_2 velikosti $I_{2\max}$, napětí na obou vstupech OZ IO2b dosáhnou shodné velikosti a výstup IO2b přejde do vysoké úrovně napětí. Rozsvítí se LED D6 a při dalším zmenšování odporu zátěže se proud I_2 již nebude dále zvětšovat, ale bude se zmenšovat výstupní napětí U_2 .

S hodnotami součástek podle schématu nastane omezování výstupního proudu při úbytku napětí 1,33 V na cívkách L2 a L3. Omezený proud $I_{2\max}$ pak můžeme vypočítat podle Ohmova zákona z uvedeného úbytku napětí a činného odporu cívek. Kondenzátory C8 a C9 potlačují spínací kmitočty na vstupech OZ IO2b.

V tomto měniči není velikost omezeného proudu nijak přesně určena, proudová pojistka především chrání diodu D3 při zkratu na výstupu.

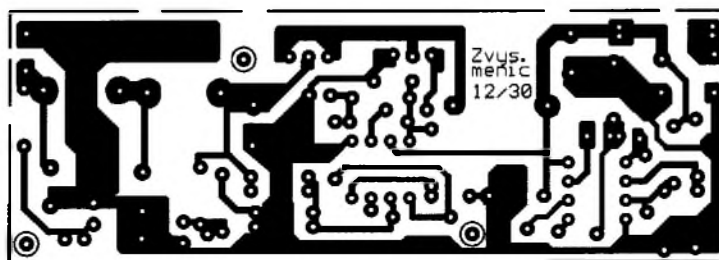
Pokud bychom chtěli obvod proudové pojistky nastavit přesně na nějaký zvolený omezený proud, museli bychom vhodně upravit odpory rezistorů R9, R10, R11 a R12. Na velikost omezeného proudu má však značný vliv relativně velká teplotní závislost činného odporu měděného drátu, kterým jsou navinuty cívky L2 a L3.

V jednodušších aplikacích můžeme samozřejmě ochranné obvody vynechat, stejně jako výstupní filtry L2, C6 a L3, C7. Rovněž použití obvodu pro plynulý náběh při zapnutí (D1, D2, R1, C3) není vždy nutné.

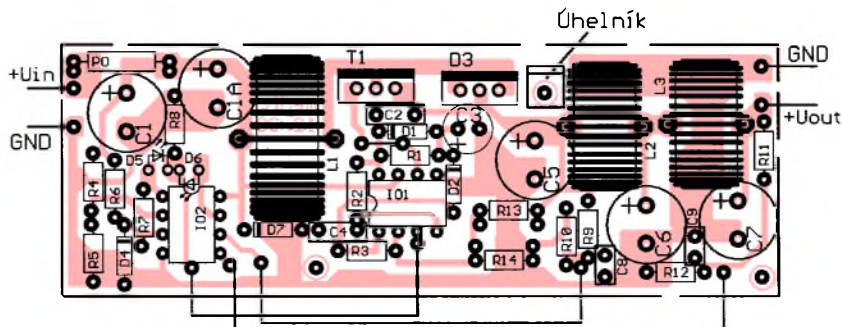
Všechny součástky měniče jsou umístěny na jedné DPS s jednostrannými plošnými spoji. Obrázek spojů je na obr. 6, rozmístění součástek na desce je na obr. 7.

Tlumivka L1 typu DPU100A3 (z GM Electronic) je navinuta na toroidním jádru, má indukčnost 100 μH a je dimenzována na proud 3 A. Má odpor vinutí 0,06 Ω , vnější průměr 25 mm a výšku 12 mm.

Tranzistor T1 a dioda D3 by měly být (zvláště při větším výstupním prou-



Obr. 6. Obrázek plošných spojů zvyšujícího měniče 12/24 až 36 V (měř.: 1 : 1)



Obr. 7. Rozmístění součástek na desce zvyšujícího měniče 12/24 až 36 V

du měniče) umístěny na chladiči (nejprve přišroubovat, potom připájet). U diody D3 je prostor pro použití výkonnější dvojité diody.

Předpokládám, že DPS bude připevněna ke chladiči (z hliníkového plechu) nejen prostřednictvím uvedených součástek, ale i pomocí malého úhelníku. Mechanické uspořádání je kompatibilní s konstrukcí stereofonního zesilovače, který je popisován dále na straně 11.

Jako tlumivky L2 a L3 můžeme použít buď stejný typ jako L1, nebo jiné typy s menšími rozměry. Např. DPU220A1 má indukčnost 220 μH a je dimenzována na proud 1 A. Odpor vinutí má 0,196 Ω , průměr 15 mm a výšku 9 mm. Použití menšího typu cívky a její případné přesycení v této aplikaci nevedí, protože nemá vliv na celkovou účinnost měniče. Tyto tlumivky si můžeme snadno navinout, počet závitů ani indukčnost nejsou kritické. Můžeme využít toroidní železoprachová jádra ze starých zdrojů k PC.

Pokud cívky L2 a L3 navijeme sami a jejich činný odpor R_s bude současně využit jako snímací odpor pro obvod proudové pojistky, vypočítáme jej podle následujícího vzorce:

$$R_s = \rho / l S,$$

kde ρ je měrný odpor mědi 0,0178 $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$, l je délka vodiče vinutí [m] a S je průřez vodiče [mm^2].

Jedná se o velmi malý odpor, který těžko změříme s dostatečnou přesností běžným ohmetrem, výpočet je přesnější.

Kapacity kondenzátorů C8 a C9 volíme podle konkrétní aplikace tak, aby obvod proudové pojistky nebyl zdrojem zážitků na nízkých kmitočtech.

V případě, že by měnič při malé zátěži pískal v akustickém pásmu, zmenšíme poněkud hodnoty součástek R2 a C4. Zvýšíme tak provozní kmitočty.

Účinnost měniče je okolo 80 %, jak je u tohoto typu zapojení obvyklé. Při ožiovávání doporučuji účinnost ověřit.

Seznam součástek

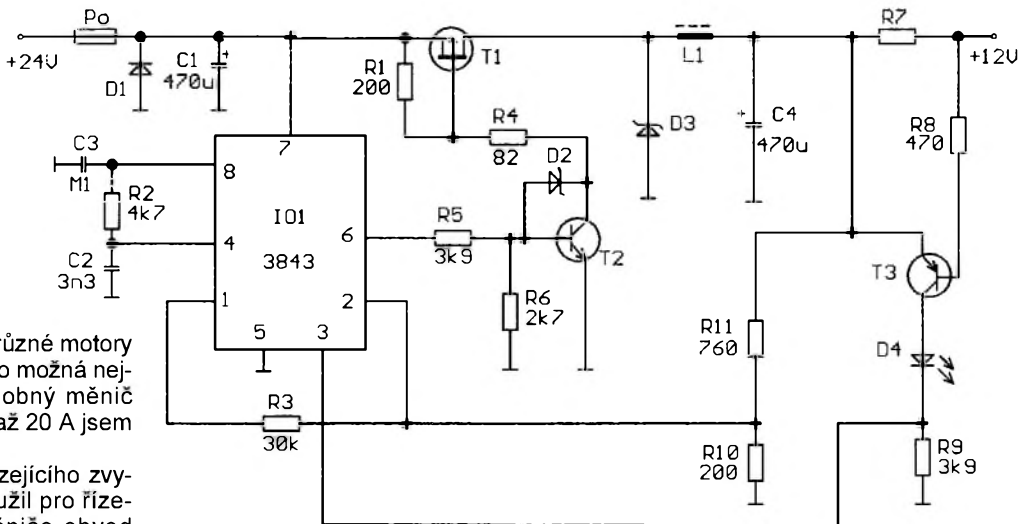
R1	1,2 M Ω , miniaturní
R2	4,7 k Ω , miniaturní
R3	30 k Ω , miniaturní
R4	120 k Ω , miniaturní
R5	120 k Ω , miniaturní
R6	2,7 k Ω , miniaturní
R7	2,7 k Ω , miniaturní
R8	2,7 k Ω , miniaturní
R9	150 k Ω , miniaturní
R10	120 k Ω , miniaturní
R11	120 k Ω , miniaturní
R12	120 k Ω , miniaturní
R13	2,4 k Ω /1 %/0,6 W
R14	200 Ω /1 %/0,6 W
C1	2x 470 μF /16 V, radiální
C2	100 nF, keramický
C3	47 μF /16 V, radiální
C4	3,3 nF, keramický
C5	2x 470 μF /35 V, radiální
C6	470 μF /35 V
C7	470 μF /35 V, radiální
D1, D2	1N4148
D2	1N5821
D3	MBR1045
D4	BZX83V005.6
D5	LED (červená)
D6	LED (žlutá)
D7	1N4007 (1N5408)
T1	IRF530N
IO1	UC3843
IO2	TL074
L1	DPU100A3
L2, L3	viz text

DPS stojí 37 Kč, součástky 278 Kč

Snížující měnič 24/12 V

Tento měnič poskytuje výstupní proud řádu jednotek ampér a je určen pro napájení spotřebičů, které nepotřebují příliš dobře filtrované napájecí na-

Obr. 8.
Snížující
měnič
24/12 V



pět (nabíjení autobaterií, různé motory apod.). Zapojení je proto co možná nejjednodušší (obr. 8). Podobný měnič s výstupním proudem 10 až 20 A jsem publikoval v KE 4/2003.

Stejně jako u předcházejícího zvyšujícího měniče jsem použil pro řízení tohoto snižujícího měniče obvod UC3843 (IO1). Pro buzení spinacího tranzistoru PMOS musí být signál z IO1 invertován bipolárním tranzistorem T2, který pro zajištění dostatečné rychlosti spínání je doplněn Schottkyho antisaturační diodou D2.

Vstup měniče je chráněn tavnou pojistkou Po a diodou D1 proti přepólování napájecího napětí.

Výstupní napětí měniče U_2 je určováno děličem R10, R11, který zmenšuje výstupní napětí na velikost referenčního napětí 2,5 V. Platí:

$$U_2 = 2,5 \cdot (R10 + R11)/R10 \quad [V; V, \Omega].$$

Pokud bychom chtěli nastavit výstupní napětí přesně, přidávali bychom k R10 nebo k R11 paralelně další rezistory.

Dělič složený z rezistorů R1 a R4 zajišťuje, aby napětí U_{GE} tranzistoru T1 nepřesáhlo 15 V. Paralelně k rezistoru R1 se často zapojuje Zenerova dioda se Zenerovým napětím 15 V.

Obvod omezení výstupního proudu I_2 měniče je tvořen tranzistorem T3. Pokud je na emitoru T3 napětí o 0,65 V větší než napětí na bázi, tranzistor se otevře a napětí na vývodu 3 IO1 se zvětší nad 1 V. Režim proudového omezení je indikován diodou LED D4. Proudová pojistka je především určena k ochraně tranzistoru T1 před proudovým přetížením při zkratu na výstupu. Tavná pojistka by na ochranu T1 nestačila, je příliš pomalá.

Velikost proudu $I_{2 \max}$, při kterém začíná proudová pojistka pracovat, je určována odporem rezistoru R7 podle vztahu:

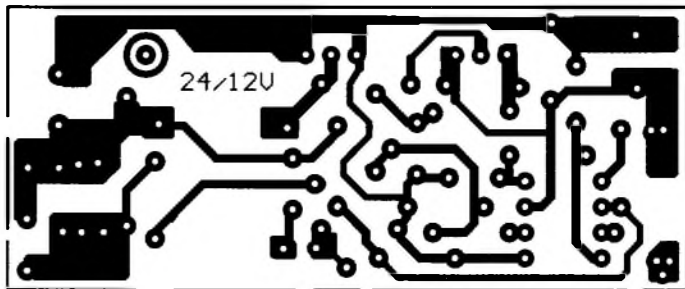
$$I_{2 \max} = 0,65/R7 \quad [A; V, \Omega].$$

Rezistory s odporem menším než $1\ \Omega$ se vyrábějí pouze ve výkonovém provedení. Někdy je proto lepší složit rezistor R7 z několika rezistorů o odporu $1\ \Omega$ zapojených paralelně.

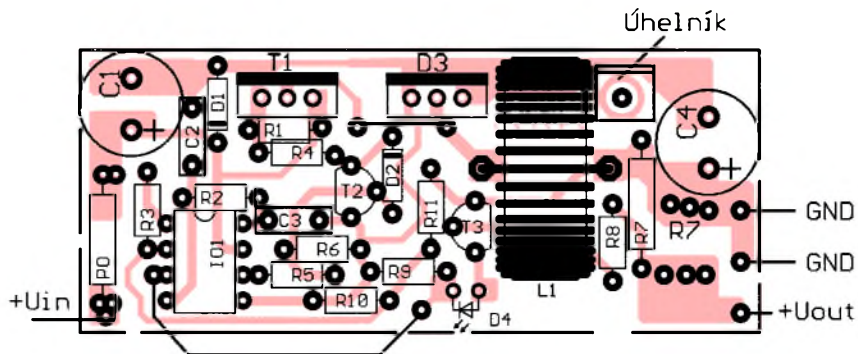
Obvod pro pomalý rozběh jsem v této aplikaci vynechal.

Všechny součástky jsou na jedné DPS s jednostrannými spoji. Obrazec spojů je na obr. 9, rozmístění součástek na desce je na obr. 10.

Tranzistor T1 a diodu D3 přišroubu-
jeme k malému hliníkovému chladiči
(nejdřív přišroubovat, potom připájet).
Montáž tlumivky předpokládám na-



Obr. 9. Obrazec plošných spojů snižujícího měniče 24/12 V (měř.: 1 : 1)



Obr. 10. Rozmístění součástek na desce snižujícího měniče 24/12 V

stojato. Doporučuji ji k desce vhodným způsobem upevnit, např. Lukoprénem nebo epoxidem. Aby nebyla deska s chladicím mechanikou spojena pouze prostřednictvím vývodů součástek T1 a D3, je na ní místo pro upevňovací úhelník.

D2	1N5818
D3	MBR1045
D4	LED (červená)
T1	IRF9530
T2	BC547 B
IO1	UC3843
L1	DPU100A3

Seznam součástí

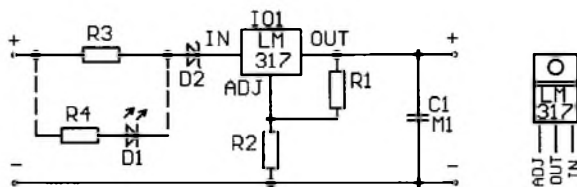
R1	200 Ω /0,6 W
R2	4,7 k Ω , miniaturní
R3	30 k Ω , miniaturní
R4	82 Ω /0,6 W
R5, R9	3,9 k Ω , miniaturní
R6	2,7 k Ω , miniaturní
R7	viz text
R8	470 Ω , miniaturní
R10	200 Ω , miniaturní
R11	760 Ω , viz text
C1	470 μ F/35 V
C2	3,3 nF, keramický
C3	100 nF, keramický
C4	470 μ F/16 V
D1	1N4007 (1N5408)

DPS stojí 39 Kč, součástky 188 Kč

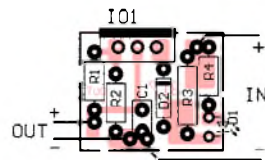
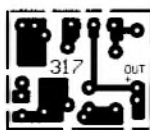
Stabilizovaný zdroj pro malé výstupní proudy

Často se stává, že ze zdroje ss napětí 12 nebo 24 V potřebujeme nabíjet nebo napájet mobilní telefon, kameru, digitální fotoaparát, GPS nebo notebook a že k tomu potřebujeme zmenšit napětí. Použití monolitických stabilizátorů je nejjednodušším řešením. V KE 5/2005 jsem takový zdroj s omezením výstupního proudu s obvodem MA7805 popsal.

Obr. 11.
Stabilizovaný zdroj
pro malé
výstupní proudy



Obr. 12.
Obrazec plošných
spojů stabilizovaného
zdroje (měř.: 1 : 1)



Obr. 13. Rozmístění součástek
na desce stabilizovaného zdroje

Zde uvedu zapojení stabilizovaného zdroje s obvodem LM317, který většina čtenářů jistě dobře zná.

Schéma zdroje je na obr. 11. Výstupní napětí U_2 vypočítáme podle vzorce:

$$U_2 = 1,25 \cdot [1 + (R_2/R_1)] \quad [V; V, \Omega].$$

Odpory rezistorů R_1 a R_2 volíme v řádu stovek Ω až jednotek $k\Omega$. Vývodem ADJ IO1 teče proud asi $50 \mu A$, který na rezistoru R_2 vyvolá určitý úbytek napětí. Ten připočítáváme k výstupnímu napětí.

Pokud zdroj používáme jako nabíječku, můžeme pomocí rezistoru R_3 omezit výstupní nabíjecí proud I_2 na libovolnou velikost. Obvod LM317 pracuje s minimálním rozdílem vstupního a výstupního napětí 2 V. Proto platí:

$$I_2 = (U_1 - U_2 - 2)/R_3 \quad [A; V, \Omega],$$

kde U_1 je vstupní a U_2 je výstupní napětí zdroje.

Pokud chceme, můžeme diodou LED D_1 detekovat ukončení nabíjení. Na konci nabíjení se úbytek napětí na rezistoru R_3 zmenší a LED D_1 zhasne. Rezistor R_4 omezuje proud LED, který volíme asi $I_{LED} = 5 \text{ mA}$, úbytek na LED předpokládáme 2 V. Odpor rezistoru R_4 vypočteme podle vztahu:

$$R_4 = (U_1 - U_2 + 2 + 2)/I_{LED} \quad [\Omega; V, A],$$

Dioda D_2 chrání obvod IO1 proti přepólování napájecího napětí. Pokud chceme, aby na ní byl malý úbytek napětí, použijeme Schottkyho diodu (1N5818).

Součástky zdroje jsou připojené na DPS s jednostrannými spoji. Obrazec spojů je na obr. 12, rozmístění součástek na desce je na obr. 13.

Seznam součástek

R1, R2,	viz text
R3, R4	viz text
C1	100 nF, keramický
IO1	LM317T
D1	LED

D2 1N5818 nebo 1N4007

DPS stojí 9 Kč, součástky 35 Kč

Snižující měnič pro malé výstupní proudy

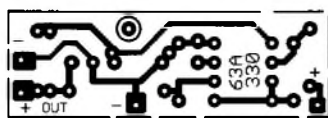
Při větším a častějším odběru proudu, zvláště v síti 24 V, nám však mohou vadit velké tepelné ztráty vznikající ve zdroji s lineárním stabilizátorem. Monolitický lineární stabilizátor se chová jako proměnný odpor, který je v sérii se zátěží. Někdy ztráty na něm mnohonásobně přesahují užitečný výkon.

Ztráty lze zmenšit použitím impulsního snižujícího měniče. Jeho účinnost je přibližně 80 %, ať je rozdíl vstupního a výstupního napětí jakýkoliv.

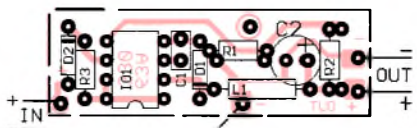
Schéma snižujícího měniče s malým výstupním proudem je na obr. 14. Tato konstrukce jistě najde uplatnění na expedicích, kde je zdrojem energie malý solární panel, který lze připevnit i k batohu a kterým je možné za chůze nabíjet různé akumulátory. Takto získaná elektrická energie pak musí sloužit k nabíjení akumulátorů k různým napětím co nejehospodárněji.

Měnič je realizován s integrovaným obvodem MC33063A (IO1), který pracuje při napájecím napětí 3 až 40 V, umožňuje spínat maximální proud 1,5 A a má pracovní frekvenci do 100 kHz. Při kapacitě 1 nF kondenzátoru C_4 je pracovní kmitočet 33 kHz. Klidový napájecí proud IO1 je 100 μA . Část výstupního napětí je přivedena na vývod 5 IO1, kde se porovnává s referenčním napětím 1,25 V (přesnost 2 %).

Výstupní napětí měniče U_{OUT} vypočítáme podle vztahu:

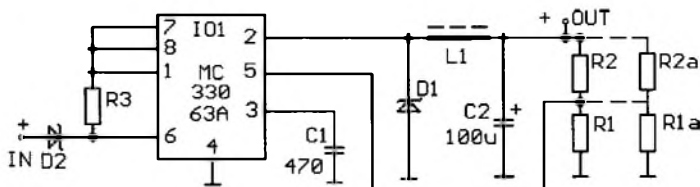


Obr. 15. Obrazec plošných spojů
snižujícího měniče (měř.: 1 : 1)



Obr. 16. Rozmístění součástek
na desce snižujícího měniče

Obr. 14.
Snižující
měnič
pro malé
výstupní
proudy



$$U_{OUT} = 1,25 \cdot [1 + (R_2/R_1)] \quad [V; V, \Omega].$$

Vhodnou volbou odporu rezistorů R_1 a R_2 dosáhneme požadované výstupní napětí. Na DPS je místo pro případné přidání paralelních rezistorů R_1a a R_2a pro přesné nastavení výstupního napětí. Je to spolehlivější než používat trimr. Odpor rezistorů R_1 a R_2 volíme v řádu stovek Ω až jednotek $k\Omega$, aby zároveň tvořily pro měnič předzátěž.

Můžeme samozřejmě k regulaci výstupního napětí použít potenciometr nebo přepínač.

Vnitřní zapojení obvodu MC33063A bylo publikováno v KE 4/2003. Mezi jeho vývody 6 a 7 může být zapojen rezistor R_3 , kterým protéká vstupní proud. Je-li na něm úbytek napětí 0,3 V (0,25 až 0,35 V), vstupní proud se omezí. Snižující měnič s tímto integrovaným obvodem má podle údajů výrobce účinnost 83,7 %.

Schottkyho dioda D_2 chrání obvod IO1 proti přepólování napájecího napětí.

V tomto měnič jsem vzhledem k malým požadavkům na výstupní proud a také kvůli malým rozměrům použil tlumivku TL100 μH z prodejny GM Electronic. Její parametry jsou: 100 μH , 1,7 Ω , 370 mA, $Q = 40$.

Při ožiování jsem zjistil, že účinnosti okolo 80 % lze dosáhnout jen při dostatečně vysokém provozním kmitočtu, zhruba 100 kHz. Při polovičním kmitočtu ($C_1 = 1 \text{ nF}$) byla účinnost zhruba 50 %, pravděpodobně vinou přesycení cívky, která je navinuta na feritovém jádru.

Součástky zdroje jsou připojené na DPS s jednostrannými spoji. Obrazec spojů je na obr. 15, rozmístění součástek na desce je na obr. 16.

Seznam součástek

R1, R2, R3	miniaturní, viz text
C1	470 pF, keramický
C2	100 $\mu F/10 \text{ V}$, radiální
L1	TL100 μH
D1	1N5818 (Sch. dioda)
D2	1N5818 (Sch. dioda)
IO1	MC33063A

DPS stojí 12 Kč, součástky 48 Kč

Napájení nf zesilovačů z autobaterie 12 V

Každý jistě ví, že maximální výkon zesilovače je v první řadě určen jeho napájecím napětím.

Pro výkon P zesilovače platí:

$$P = U_{Zef}^2/R_Z \quad [W; V, \Omega],$$

kde $U_{Z_{ef}}$ je efektivní hodnota střídavého napětí na zátěži a R_Z je impedance (odpor) zátěže.

Mezivrcholový rozkmit napětí na zátěži je $U_{Z_{mv}} = U_{Z_{ef}} \cdot 2/\sqrt{2}$. Tento mezivrcholový rozkmit napětí je vždy menší než napájecí napětí zesilovače, a to o součet saturačních napětí obou koncových tranzistorů v zesilovači.

Za ideálního předpokladu, že napětí baterie bude 12 V a že saturační napětí koncových tranzistorů bude nulové, by mohl zesilovač do zátěže o odporu 4 Ω dodávat výkon maximálně 4,4 W. Skutečný výkon v praxi dosáhne maximálně 3,5 W.

Existují tři způsoby, jak tento výkon zvětšit:

1) Použije se můstkové zapojení zesilovače a k němu se připojí zátěž s co nejmenší impedancí.

Zapojením dvou koncových stupňů nf zesilovače do můstku se výkon zčtyřnásobí (při konstantním odporu zátěže), zmenšením odporu zátěže na polovinu se výkon dále zdvojnásobí (při konstantním rozkmitu napětí na zátěži). Musíme si však uvědomit, že do zátěže s malým odporem teče značný proud, na který musí být tranzistory koncového stupně dimenzovány!

Použitím můstkového zapojení zesilovače a zátěže s odporem 2 Ω můžeme při napájecím napětí 12 V dosáhnout v ideálním případě maximálního výkonu 4,4 · 4 · 2 = 35,2 W. Skutečný maximální dosažitelný výkon je však asi jen 25 W, protože při velkém rozkmitu proudu do zátěže se ve zvýšené míře uplatňují saturační napětí koncových tranzistorů a úbytky napětí na vodičích.

Pro použití v můstkových zesilovačích jsou vhodné integrované obvody řady TDA2003 až 2009 a novější řady TDA8560Q, TDA8563Q, TDA8566Q. U obvodů TDA85xxQ je zátěž vždy zapojena do můstku.

2) Použije se zesilovač pracující ve třídě H, který si pro dosažení potřebného výkonu sám zvětšuje napájecí napětí. Na trhu je pro tento účel k dispozici např. obvod TDA1562Q.

Zjednodušeně řečeno, je to obvod, který je kombinací běžného výkonového můstkového nf zesilovače pracujícího ve třídě AB a násobiče napětí. Při malém výkonu a malé amplitudě vstupního napětí pracuje obvod jako běžný zesilovač a kondenzátory C4, C5 (viz obr. 20) se nabíjejí napájecím napětím (obr. 21, poloha A přepínačů). Při větším vybuzení se kondenzátory přepnou tak, aby se jejich napětí sečetlo s napájecím napětím (obr. 22, poloha B přepínačů). Tím se zvětší napájecí napětí a výstupní výkon zesilovače. Tento princip činnosti překvapivě nezvětšuje zkreslení. Výrobce uvádí při výkonu 1 W zkreslení 0,03 %.

Při napájecím napětí 14,4 V a při zátěži 4 Ω dává zesilovač TDA1562Q výkon 55 W při zkreslení 0,5 % a 70 W při zkreslení 10 %.

3) Zesilovač se napájí napětím větším než 12 V, které získáváme ze zvyšujícího měniče DC/DC. Vhodný měnič 12/24 až 36 V je popsán v tomto čísle KE na str. 6.

Jak již bylo řečeno, maximální výkon zesilovače je zhruba úměrný druhé mocnině napájecího napětí.

Použitím napájecího napětí 30 až 36 V dosáhneme v ideálním případě maximálního výkonu 40,5 W do zátěže 4 Ω a 20,25 W do zátěže 8 Ω .

Jako výkonové zesilovače pak použijeme obvody TDA2030, TDA2040 nebo TDA2050. Zapojení s nimi jsem podrobněji popsal již dříve v KE 4/2002.

Pokud hovořím o výkonu, mám na mysli výkon sinusový. To je takový výkon, který může dodávat zesilovač do zátěže trvale. Můžeme jej změřit poměrně snadno, stačí k tomu tónový generátor a osciloskop. Pokud nemáme k dispozici měřič zkreslení, stačí vědět, že začátek limitace signálu pozorovatelný osciloskopem odpovídá zkreslení asi 1 %.

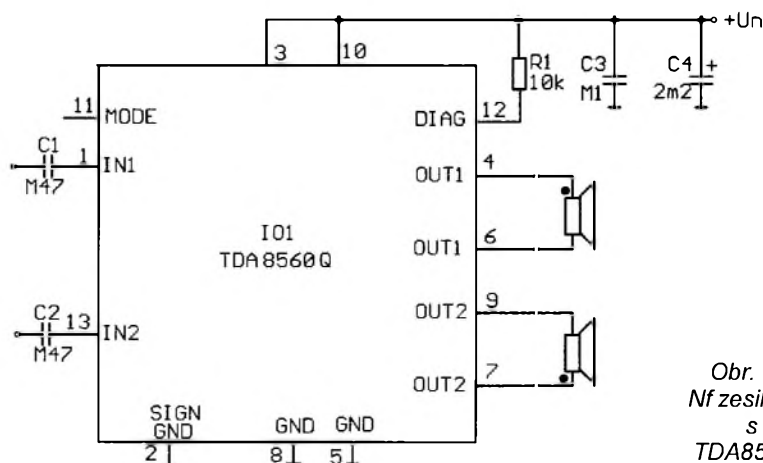
Někteří výrobci hledají řešení problému s malým výkonem zesilovače v uvádění extrémně velkých špičkových výkonů. Jedná se často o hodnoty odporující fyzikálním zákonům, u kterých není jasné, jak byly změřeny. Prý se jedná o výkon, který je zesilovač schopen dodávat po zlomky sekund.

Dvoukanálový můstkový nf zesilovač s TDA8560Q

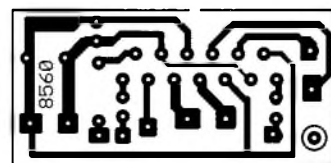
Schéma velmi jednoduchého zesilovače s obvodem TDA8560Q (IO1) je na obr. 17. Obvod obsahuje dva zesilovače s celkem čtyřmi koncovými stupni, z nichž vždy dva a dva tvoří můstkový výkonový zesilovač.

Výrobce udává pro napájecí napětí 14,4 V, zkreslení 10 % a impedanci zátěže 4 Ω výkon 2x 25 W. Obvod může v můstkovém zapojení pracovat i do zátěže 2 Ω s výkonem až 2x 40 W.

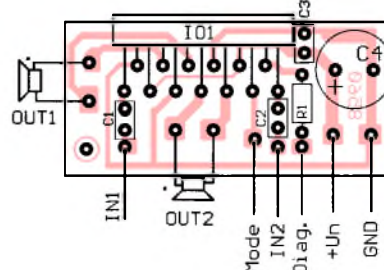
Provozní napětí obvodu TDA8560Q je 6 až 18 V, klidový proud je 115 mA, proud v režimu STANDBY je 0,1 μ A, vstupní odpor 25 až 30 k Ω , zisk 40 dB, pouzdro SIL13.



Obr. 17.
Nf zesilovač
s
TDA8560Q



Obr. 18. Obrázek plošných spojů nf zesilovače s TDA8560Q (měř.: 1 : 1)



Obr. 19. Rozmístění součástek na desce nf zesilovače s TDA8560Q

Integrovaný zesilovač TDA8560Q je vybaven ochranami proti zkratu na výstupu, přepětí napájecího napětí (do 30 V), odpojení zátěže, přehřátí a zkreslení na výstupu. Aktivace ochrany je indikována úrovní L (napětím menším než 0,6 V) na výstupu diagnostika (DIAG).

Velikostí napětí přiváděného na vstup MODE se přepíná režim zesilovače. Napětím 0 až 2 V na tomto vstupu je určen režim STANDBY, napětím 3,3 až 6,4 V je určen režim MUTE (omezený výkon) a napětím 8,5 V a větším je určen režim plného výkonu.

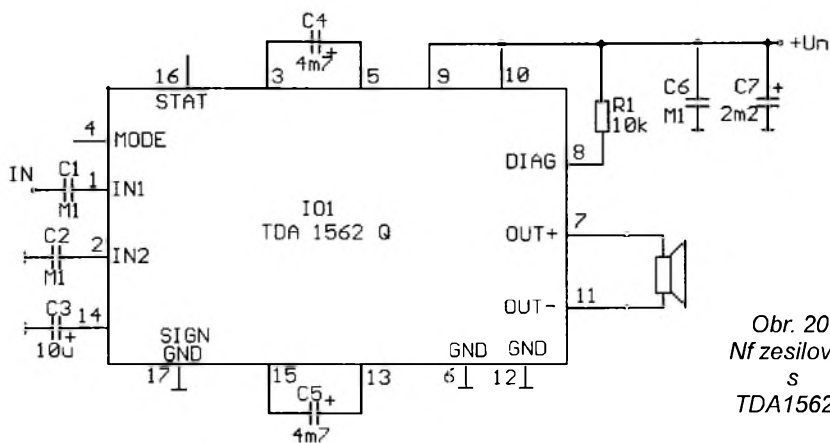
Obvod stojí 139 Kč (podle katalogu GM Electronic 2006).

Součástky zesilovače s obvodem TDA8560Q jsou připájené na malé DPS s jednostrannými spoji. Obrázek spojů je na obr. 18, rozmístění součástek na desce je na obr. 19.

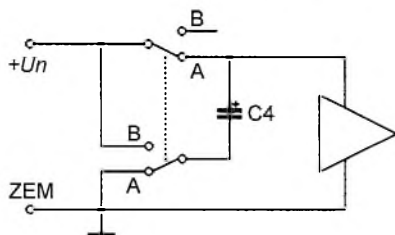
Seznam součástek

R1	10 k Ω , miniaturní
C1, C2	470 nF, keramický
C3	100 nF, keramický
C4	2200 μ F/16 V, radiální
IO1	TDA8560Q

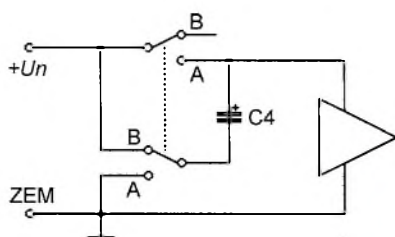
DPS stojí 15 Kč, součástky 269 Kč



Obr. 20.
Nf zesilovač
s
TDA1562Q



Obr. 21. Nabíjení kondenzátoru C4
z obr. 20 napájecím napětím +Un



Obr. 22. Zdvojnásobení napájecího
napětí zesilovače sériovým spojením
napájecího napětí +Un a napětí
na kondenzátoru C4

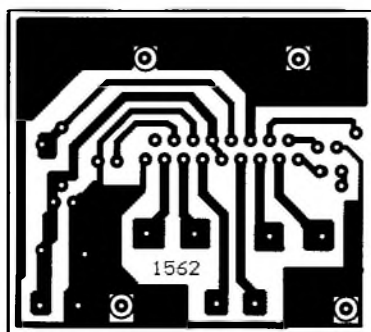
Jednakanálový nf zesilovač ve třídě H s TDA1562Q

Schéma nf zesilovače s obvodem TDA1562Q, který pracuje ve třídě H, je na obr. 20. Jedná se o velmi jednoduché katalogové zapojení. Princip zvyšování napájecího napětí, charakteristický pro třídu H, vyplývá z obr. 21 a obr. 22.

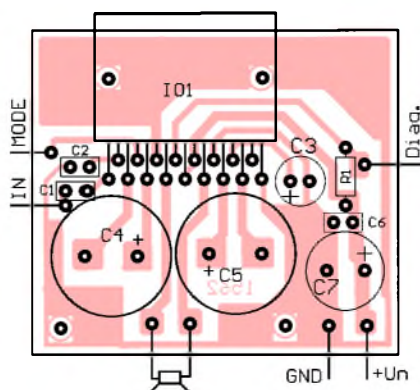
Provozní napětí obvodu TDA1562Q je 8 až 14,4 V, maximální napájecí napětí je 18 V. Absolutní maximum napájecího napětí, při kterém je už zesilovač úplně vypnutý, je 30 V. Klidový proud obvodu je 110 až 150 mA, proud v režimu STANDBY je 3 až 50 μ A, vstupní odpor 90 až 150 k Ω , zisk 25 až 27 dB, pouzdro SIL17.

Obvod je vybaven ochranami proti zkratu na výstupu, odpojení zátěže, přehřátí a zkreslení na výstupu. Tyto provozní stavy jsou indikováním úrovní L (napětím menším než 0,6 V) na výstupu diagnostika. Indikace zkreslení na výstupu (Dynamic distortion detektor - DDC) se používá k případnému řízení zisku předzesilovače, který často obsahuje zvukový procesor.

Při teplotě do 120 °C může zesilovač pracovat ve třídě H. Při větší tep-



Obr. 23. Obrazec plošných spojů nf
zesilovače s TDA1562Q (měř.: 1 : 1)

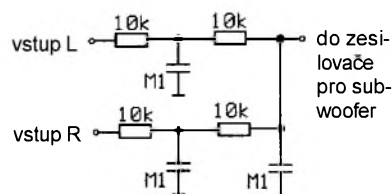


Obr. 24. Rozmístění součástek
na desce nf zesilovače s TDA1562Q

lotě se automaticky přepíná na menší výkon, aby se zmenšila jeho výkonová ztráta. Tento stav je signalizován střední úrovní napětí na výstupu STATUS. Tento vývod může sloužit i jako vstup pro funkci snížení výkonu (fast mute). Bližší informace viz www.semiconductors.philips.com.

Napětím na vstupu MODE se přepíná režim zesilovače. Napětím 0 V je určen režim STANDBY, napětím 3,3 až 4,2 V je určen režim MUTE (omezený výkon, třída B) a vysokou úrovní napětí je určen režim plného výkonu.

Připojením zpozdovacího článku RC s časovou konstantou asi 1 s na vstup MODE zajistíme pomalý náběh zesilovače. Vidíme, že k zapínání a vypínání tohoto zesilovače není většinou potřebný výkonový spínač dimenzovaný na proud 8 A. Proud v režimu STANDBY je většinou zanedbatelný.



Obr. 25. Nejjednodušší kmitočtová
výhybka pro subwoofer

Obvod stojí 170 Kč (podle katalogu GM Electronic 2006).

DPS pro zesilovač, kterou zde uvádím, je v jednobanýlovém (monofonním) provedení. Obrazec spojů je na obr. 23, rozmístění součástek na desce je na obr. 24.

Tento jednobanýlový zesilovač může být použit k buzení subwooferu. Zapojení jednoduché výhybky, která slučuje basové signály z levého (L) a pravého (P) stereofonního kanálu do zesilovače pro subwoofer, je na obr. 25.

Seznam součástek

R1	10 k Ω , miniaturní
C1, C2	100 nF, keramický
C3	10 μ F/16 V, radiální
C4, C5	4700 μ F/25 V, radiální
C6	100 nF, keramický
C7	2200 μ F/16 V, radiální
IO1	TDA1562Q

DPS stojí 28 Kč, součástky 439 Kč

Stereofonní zesilovač s obvody TDA2030A napájený z měniče DC/DC

Následující konstrukční návod je určen těm, kteří chtějí napájet nf zesilovač z měniče 12/24 až 36 V popsaného v tomto čísle KE na str. 6.

DPS obou konstrukcí jsou spolu mechanicky kompatibilní, šířka obou DPS je shodná a umožňuje je upevnit k jednomu chladiči.

Pro obvod TDA2030A udává výrobce následující parametry: napájecí napětí 6 až 44 V, klidový proud 50 mA (max. 80 mA), maximální výstupní proud 3,5 A, zisk s otevřenou zpětnovazební smyčkou 80 dB, vstupní odpor 5 M Ω (min. 0,5 M Ω), zkreslení pod 0,1 % při výkonu do 14 W, doporučené max. napájecí napětí 36 V, maximální sinusový výkon 18 W. Obvod má ochranu proti zkratu a tepelnou pojistku. V datasheetu je uvedeno i jeho můstkové zapojení a zapojení s proudovým boosterem se dvěma komplementárními výkonovými tranzistory.

Dále jsou na trhu velmi podobné obvody TDA2040 (doporučené max. napájecí napětí 40 V, výkon 20 W) a TDA2050 (doporučené max. napájecí napětí 44 V, výkon 25 W). Všechny tyto obvody pracují se stejným zapojením, liší se pouze maximálním povoleným napájecím napětím a tím i maximálním výkonem. DPS bude pro všechny tyto typy IO stejná. Zesilovač je možné použít i tam, kde je k dispozi-

ci napětí 24 V, výkon bude ale pouze okolo 10 W.

Zesilovač můžeme pochopitelně využít i pro síťové napájení, můstkový usměrňovač (např. B250C1500) můžeme umístit na DPS (místo kondenzátoru C8a) nebo jej připojíme na vývody napájecího síťového transformátoru.

Při napájení síťovým napětím, které není stabilizováno, raději nezapomeneme na to, že kolísá v rozmezí +10 až -15 %. Abychom obvod nezničili, musíme ss napájecí napětí volit raději poněkud nižší než je doporučené max. napájecí napětí IO. Při poklesu napájecího napětí pak ale zesilovač neposkytne plný výkon.

Při napájení zesilovače z měniče se v měniči ztrácí část energie. Není to ale příliš podstatné. Maximální výkon dává zesilovač pouze krátkodobě, střední hodnota výkonu je při kvalitním poslechu několikanásobně menší. Ztráty v měniči nejsou energeticky příliš významné.

Dále bychom neměli zapomínat na skutečnost, že úroveň hlasitosti je daná nejen výkonem zesilovače, ale také citlivostí reproduktorových soustav. Přírůstek hlasitosti způsobený zdvojnásobením výkonu odpovídá použití reproduktorových soustav s citlivostí větší o 3 dB. Ke zvětšení hlasitosti o 10 dB musíme výkon zesilovače zdesateronásobit.

Tam, kde není k dispozici síťové napětí, doporučuji raději používat citlivější reproduktorové soustavy, než se snažit získat maximální výkon zesilovače.

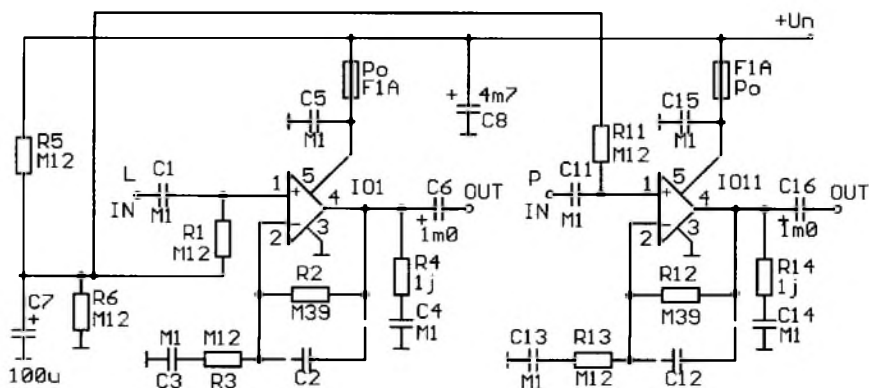
V automobilu se z rozměrových důvodů dává přednost větším výkonům zesilovače a méně citlivým soustavám, protože k dosažení dobré citlivosti je zapotřebí větší průměr reproduktorů.

Spínané zdroje a měniče napětí oproti zdrojům s lineárními stabilizátory nebo nestabilizovaným pomaleji reagují na náhlé změny odběru proudu. Zesilovače se zase vyznačují náhlými změnami výkonu a tím i odběru proudu. To vyvolává obavy ze zakmitávání napájecího napětí, které by mohlo být příčinou zkreslení signálu. Čím je vyšší provozní kmitočet měniče, tím rychleji měnič reaguje na změny odběru proudu. Případné zákmity se dostanou do nadakustické oblasti kmitočtů. S rostoucí provozní frekvencí měniče však rostou ztráty a klesá účinnost.

Proto doporučuji blokovat napájecí napětí zesilovače kondenzátorem C8 s dostatečně velkou kapacitou řádu tisíců μF , která zpomalí náhlé změny napájecího napětí. Zda je toto blokování skutečně nezbytné, nemám možnost spolehlivě zjistit. Podrobný rozbor této problematiky by přesáhl rozsah tohoto článku. Věřím však, že se na stránkách tohoto časopisu časem objeví podrobnější analýza uvedeného problému.

Schéma zesilovače je na obr. 26. Jedná se vlastně o samotný výkonový zesilovač (stereofonní) s obvody TDA2030A (IO1, IO11).

Tyto IO jsou právě operační zesilovače, princip jejich činnosti a vzorce



Obr. 26. Stereofonní zesilovač s obvody TDA2030A

pro výpočet zesílení jsou stejné, jako u běžných OZ.

Obvody TDA2030A jsou použity v neinverzním zapojení. Jejich zesílení je dáno vzorcem:

$$A_{UL} = 1 + (R2/R3) \quad [-; \Omega, \Omega],$$

resp.:

$$A_{UP} = 1 + (R12/R13) \quad [-; \Omega, \Omega],$$

Zesilovač napětově zesílí asi 4x, což odpovídá použití zdroje signálu, který již v sobě obsahuje předzesilovač s dostatečným zesílením, a poskytuje dostatečně silný signál. Menší zesílení výkonového zesilovače a větší zesílení předzesilovače bývá většinou výhodnější z hlediska dosažení maximálního odstupu od rušivých napětí (šum, brum).

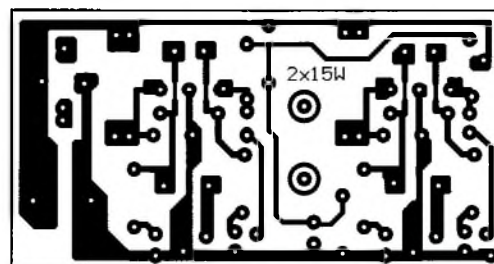
Pokud zdroj signálu nedokáže plně vybudit výkonový zesilovač, zvětšíme zesílení výkonového zesilovače zvětšením odporu rezistorů R2 a R12. Zesílení však nesmíme přehánět, při maximální velikosti vstupního signálu by měl být výkonový zesilovač těsně před hranicí limitace.

Zesilovač nemá regulátor hlasitosti, předpokládám, že zdrojem signálu bude diskman, přehrávač MP3 apod., tedy zařízení, které již regulátor hlas-

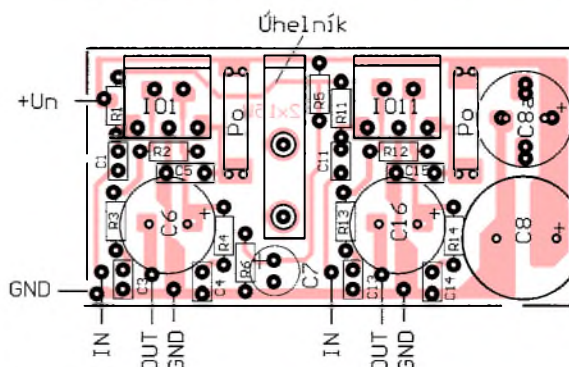
losti obsahuje. Vstup zesilovače se připojí ke sluchátkovému výstupu zdroje signálu.

Napájecí napětí zesilovače je maximálně 36 V, v našem případě připadá v úvahu pouze nesymetrické napájení. Reproduktor musí být oddělen od výstupu zesilovače vazebním kondenzátorem, to má však výhodu, že při eventuálním zničení koncového stupně se nezničí reproduktor, na který nesmí být v žádném případě přivedeno stejnosměrné napětí. Další výhodou nesymetrického zapojení je trvalá jednoznačná polarizace všech oddělovacích elektrolytických kondenzátorů. Při symetrickém napájení by takový kondenzátor neměl stejnosměrné předpětí a časem by mohl ztratit kapacitu a zhoršit přenos nízkých kmitočtů. Jedinou nevýhodou nesymetrického zapojení je přechodový jev (lupnutí) při zapnutí nebo vypnutí zesilovače.

Při nesymetrickém napájení se vytváří odporovým děličem se součástkami R5, R6 a C7 tzv. virtuální zem, která má pro výkonové OZ potenciál poloviny napájecího napětí. Tento dělič může být společný pro více koncových stupňů. Nedoporučuji ale, aby byl společný i pro obvody případného předzesilovače.



Obr. 27. Obrazec plošných spojů stereofonního zesilovače s obvody TDA2030A (měř.: 1 : 1)



Obr. 28. Rozmístění součástek na desce stereofonního zesilovače s obvody TDA2030A

Velkou péčí musíme při stavbě koncového stupně věnovat stabilitě. To znamená blokovat napájecí napětí keramickým kondenzátorem C5 a na výstup zapojit Boucherottův člen R4, C4. Nejdůležitější je umístit tyto součástky co možná nejbližší integrovanému obvodu. Podle výrobce může mít kondenzátor C4 kapacitu buď 100 nF, nebo 220 nF. V případě nestability zvolíme větší kapacitu.

Na desce je místo pro případné zapojení kondenzátorů C2 a C12, které potlačují nadakustické kmitočty a zabraňují oscilacím. Při ožiování se mi ale tyto kondenzátory neosvědčily, a proto jsem je nepoužil.

Pozn. red.: Výrobce doporučuje napěťové zesílení obvodu TDA2030 je asi 20. Při menším zesílení má tento IO sklon ke kmitání, jednotkové zesílení nelze bez kmitání vůbec dosáhnout. Pokud by popisovaný zesilovač při uvedeném zesílení 4x kmital, je nejjednodušší kmitání odstranit zvětšením zesílení na 20 a nf signál na vstupu 5x zeslabit odporovým děličem (trimrem). Výrobce doporučuje hodnoty součástek ve zpětnovazebním děliči pro zesílení 20x jsou: C3 (C13) = 2,2 μF/50 V, R3 (R13) = 4,7 kΩ a R2 (R12) = 100 kΩ, C2 (C12) odpadá.

Na desce je rovněž místo pro filtrační kondenzátory C8 a C8a. Při napájení ze sítě je jeho dostatečná kapacita zárukou potlačení brumu 100 Hz. Při malém zesílení se tento brum projevuje méně než při velkém zesílení. Proto doporučuji realizovat větší část zesílení v předzesilovači, který je napájen stabilizovaným a lépe filtrovaným napětím.

Přenos nízkých kmitočtů omezují články R1C1, R3C3 a R_{zátěže}C6, přenos vysokých kmitočtů omezuje článek R2C2. Mezní kmitočty těchto článků vy počítáme ze vztahu $f_m = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)$.

Levý i pravý kanál zesilovače jsou zapojeny shodně. Součástky pravého kanálu mají čísla o desítku vyšší než součástky levého kanálu. Součástky společné pro oba kanály (zdroj a obvod virtuální země) mají číslo vždy menší než deset.

Všechny součástky zesilovače jsou připojeny na jedné DPS s jednostrannými spoji. Obrazec spojů je na obr. 27, rozmístění součástek na desce je na obr. 28.

Integrované obvody musí být přišroubovány k chladiči. Nejprve k chladiči upevníme pomocí úhelníku DPS. Potom k chladiči přišroubojeme IO, které nakonec připájíme do desky. Tepelné spojení integrovaných obvodů s chladičem zlepšíme pomocí tepelné vodivé pasty, kterou lehce potřeme dosedací plochy. Obvody TDA2030 jsou vodivě spojeny s chladičem svým nejzápornějším vývodem (vývod 3).

Při ožiování koncových zesilovačů doporučuji vždy maximální soustředění a opatrnost. Každá nepozornost se trestá spálením součástek. Zvláště za-

čátečníkům proto doporučuji dodržovat následující zásady:

Jednotlivé výkonové integrované obvody je vhodné napájet přes zvláštní pojistku. Případná porucha se snadněji najde a opraví, ožiování je jednodušší.

Nejprve místo pojistky zapojíme rezistor (100 Ω/6 W) a kontrolujeme na něm úbytek napětí, který musí odpovídat předpokládanému klidovému proudu zesilovače (v našem případě do 100 mA). Dále zkontrolujeme stejnosměrné napětí na výstupu integrovaného obvodu, které musí být rovno napětí virtuální země. Rukou (brum 50 Hz) nebo generátorem zavedeme na vstup zkušební signál a reproduktorem připojeným na výstup zkontrolujeme, zda je zesilovač „živý“. Místo reproduktoru můžeme k výstupu připojit přes rezistor sluchátka. Pokud je vše v pořádku, odpojíme z držáku pojistky rezistor a vložíme pojistku. Opět zkontrolujeme pracovní bod integrovaného obvodu, na jehož výstupu musí být polovina napájecího napětí. Do napájecího přívodu zesilovače zapojíme ampérmetr a zkontrolujeme proudový odběr. Ten by se neměl změnit při připojení zátěže, pokud zesilovač nekmitá.

Podle možnosti zkontrolujeme výstupní signál zesilovače osciloskopem. Pokud tuto možnost nemáme, pozorujeme chvíli, jestli se pouzdro integrovaného obvodu příliš nezahřívá (což by bylo příznakem kmitání zesilovače).

Je-li vše v pořádku, připojíme zdroj nf signálu a reproduktor. Postupně zvyšujeme úroveň signálu na vstupu zesilovače. Kontrolujeme teplotu integrovaného obvodu. Mezi ním a chladičem musí být dobrý tepelný kontakt. Současně sluchem kontrolujeme kvalitu výstupního signálu.

Použití osciloskopu a generátoru není při ožiování zesilovače nezbytností. Je-li na výstupu integrovaného obvodu polovina napájecího napětí, je zaručená symetrická limitace signálu.

Seznam součástek

R1, R11	120 kΩ, miniaturní
R2, R12,	390 kΩ, miniaturní,
	viz text
R3, R13	120 kΩ, miniaturní
R4, R14	1 Ω, miniaturní
R5	120 kΩ, miniaturní
R6	120 kΩ, miniaturní
C1, C11,	100 nF, keramický
C2, C12	viz text, nezapojovat
C3, C13	100 nF, keramický
C4, C14,	100 nF, keramický,
	viz text
C5, C15	100 nF, keramický
C6, C16	1000 μF/25 V
C7	100 μF/25 V
C8	2200 až 4700 μF/35 V,
	viz text
IO1, IO11	TDA2030A

DPS stojí 29 Kč, součástky 175 Kč

Sít'ové multifunkční relé

Pod tímto názvem se vyrábějí obvody, které monitorují kvalitu síťového napětí. Měří kmitočet sítě, přepětí nebo podpětí, kontrolují pořadí fází. V případě poruchových stavů odpojí zátěž. Další obvody tohoto typu realizují časové zpoždění, připojují nebo naopak odpojují zátěž po určité době od přivedení povelového signálu.

Ceny takových profesionálně vyrobených obvodů se pohybují v řádu tisíců Kč. Přitom náklady na jejich stavbu jsou minimální.

Následující tematický celek představuje modulární koncepci multifunkčního relé, které obsahuje moduly:

- napájecího zdroje a jednofázového nebo třífázového spínače zátěže,
- indikátoru přepětí a podpětí sítě,
- indikátoru síťového kmitočtu,
- univerzálního řídicího obvodu spolupracujícího se snímači teploty, světla apod.,
- indikátoru sledu fází,
- časovače a zpožďovacího obvodu,
- indikátoru sledu fází a
- indikátoru velikosti síťového napětí.

Z uvedených modulů můžeme sestavit řídicí obvody pro velké množství

různých aplikací a pro různé požadavky uživatelů.

Jednotlivé moduly jsem důkladně popsal, aby případná úprava jejich vlastností nečinila problémy.

Konstrukční návody jsou určeny pokročilejším zájemcům, kteří si je dove-dou přizpůsobit svým konkrétním požadavkům a kteří jsou schopni bezpečně pracovat se síťovým napětím.

Obvody modulů jsou galvanicky spojeny se sítí. Při jejich ožiování je třeba dbát zvýšené opatrnosti (nezaměnit fázový a nulový vodič, nedotýkat se za provozu obvodu rukou, udržovat pořádek na pracovišti). Tam, kde je to možné z hlediska funkce, doporučuji před připojením k síti zkontrolovat činnost obvodu při napájení ze zdroje se síťovým transformátorem.

Moduly jsou zkonstruovány tak, aby na sebe navazovaly a bylo možné je umístit do univerzální krabičky, která se upevňuje na DIN lištu. Doporučuji krabičku U-KPDIN3 o vnějších půdorysných rozměrech 104 x 90 mm s maximální výškou 65 mm. Tato krabička se vyrábí se i v provedení s výřezem pro průhledný přední panel. Tuto i další podobné krabičky najdete v katalogu GM Electronic z roku 2006.

Délka DPS všech modulů je stejná a je 80 mm. Do uvedené krabičky mů-

žeme umístit několik modulů vedle sebe, v případě větší sestavy použijeme tyto krabičky dvě.

K propojení jednotlivých modulů použijeme nejlépe šroubovací svorkovnice pro plošné spoje typu ARK 500/2 nebo ARK 500/3 s roztečí vývodů 5 mm.

Celý systém může být navržen v jednofázovém nebo třífázovém provedení.

Kde to bylo možné a nezkomplikovalo to návrh DPS, tam jsem umístil vstupy dole a výstupy nahoře, jak je při konstrukci rozvaděčů zvykem. Vývody ss napájení (+12 V) a výstupu a vstupu, které se u jednotlivých modulů propojují, jsem, pokud to bylo možné, umístil přibližně v jedné rovině. Tím je usnadněno jejich vzájemné propojení.

Spínač a zdroj

Obvod spínače a zdroje je jádrem celého multifunkčního relé.

Síťovou zátěž můžeme spínat buď mechanickým relé (stykačem), nebo polovodičovým spínačem SSR (= Solid State Rele) s optotriakem.

Výhodou polovodičových spínačů je minimální řídicí proud (5 až 10 mA), který protéká přes budicí infračervenou LED. Ta se rozsvítí a sepne triak řízený světlem. SSR umožňují spínat při průchodu napětí nulou, což odstraňuje rušivé impulsy vznikající při odpojování zátěže s indukčním charakterem. Spínání probíhá tiše, odpadá cvakání kontaktů, nejsou problémy s jejich opotřebením a životností.

Jedinou nevýhodou polovodičových spínačů je úbytek napětí a výkonová ztráta na sepnutém spínači. Spínání větších proudů vyžaduje chlazení spínačích prvků a odvod ztrátového tepla.

Použití polovodičových spínačů umožňuje zjednodušit konstrukci jejich budících obvodů i napájecího zdroje.

K získání proudu potřebného pro buzení SSR a pro napájení dalších obvodů multifunkčního relé (tj. proudu okolo 10 mA) nám stačí použít napájecí zdroj s předřadným kondenzátorem. Pro proud I , který předřadným kondenzátorem o kapacitě C teče, platí přibližně vztah $I = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C \cdot U$ (za předpokladu, že výstupní napětí zdroje je výrazně menší než síťové napětí). V uvedeném vztahu je $f = 50$ Hz a $U = 230$ V.

Při spínání zátěže pomocí relé nebo stykače bychom potřebovali napájecí zdroj s transformátorem, protože proud cívky relé nebo stykače může být až stovky mA, a předřadný kondenzátor by musel mít nevhodně velkou kapacitu.

Ss napájecí zdroje s transformátorem, usměrňovačem a filtračním kondenzátorem se v provedení pro montáž na DIN lištu běžně vyrábějí. Jejich konstrukce je velmi jednoduchá a v literatuře mnohokrát popsána, proto ji zde neuvádím. Navíc v této oblasti nelze vytvořit univerzální konstrukci, protože rozměry transformátoru, filtračního

Tab. 1. Maximální ss napájecí proud $I_{\max}$, který lze odebrat ze zdroje, v závislosti na kapacitě předřadného kondenzátoru $C1$.

$C1$ [nF]	100	220	330	470	680
$I_{\max}$ [mA]	7	15	23	33	49

kondenzátoru a chladiče stabilizátoru závisejí na požadovaném proudovém odběru.

Dále jsou popsány spínače s SSR v jednofázovém a třífázovém provedení a příslušné napájecí zdroje s předřadným kondenzátorem.

Jednofázový spínač a zdroj

Schéma jednofázového spínače a zdroje je na obr. 29. Nejprve si popíšeme zdroj, který je na obr. 29 nahoře.

Zdroj je určen pro síťové napájení spínače SSR a všech dalších modulů multifunkčního relé. Výstupní napětí zdroje jsem zvolil +12 V, což je velikost, která dobře vyhovuje jak operačním zesilovačům, tak obvodům CMOS.

Vzhledem k tomu, že požadovaný výstupní proud zdroje je maximálně několik desítek mA, je použito zapojení zdroje s předřadným kondenzátorem $C1$.

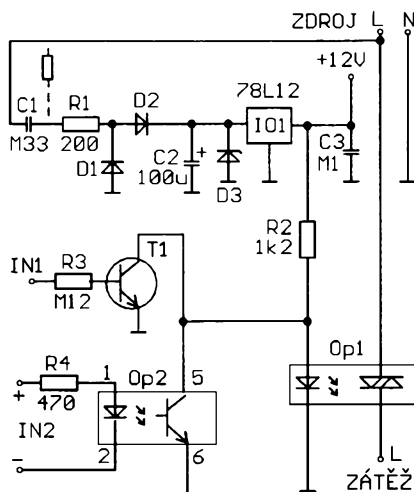
V tab. 1 je uveden maximální ss napájecí proud, který lze ze zdroje odebrat, v závislosti na kapacitě předřadného kondenzátoru $C1$.

V popisovaném zdroji předpokládám použití kondenzátoru $C1$ o kapacitě 330 nF, popř. 470 nF.

Kondenzátor $C1$ musí být s rezervou dimenzován na síťové napětí, jeho provozní napětí, vyznačené na pouzdru, musí být 275 VAC.

Při připojení zdroje k síti vzniká přechodový jev nabíjení kondenzátoru $C1$. Velikost nabíjecího proudu $C1$ omezuje rezistor $R1$.

Někdy se k předřadnému kondenzátoru s větší kapacitou připojuje paralelně vybíjecí rezistor o odporu asi 1 M Ω (na obr. 29 naznačený čárkováně), který zajišťuje vybití kondenzátoru po odpojení zdroje od sítě.



Obr. 29. Jednofázový spínač a zdroj

Střídavé napětí usměrňujeme diodami $D1$ a $D2$ a filtrujeme elektrolytickým kondenzátorem $C2$. Maximální velikost usměrněného napětí na kondenzátoru $C2$ je omezoována na asi 30 V Zenerovou diodou $D3$. Výstupní napětí zdroje 12 V je kvalitně stabilizováno monolitickým stabilizátorem $IO1$. Maximální vstupní napětí stabilizátoru $IO1$ je 35 V.

Při malých nárocích na kvalitu napájení by bylo možné stabilizátor vypustit a výstupní napětí zdroje stabilizovat pouze Zenerovou diodou $D3$, která by však musela mít Zenerovo napětí 12 V.

Pokud bychom požadovali galvanické oddělení řídicích obvodů, museli bychom místo předřadného kondenzátoru $C1$ použít transformátor (viz obr. 30).

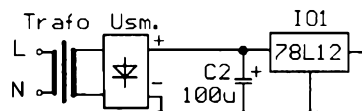
V takovém případě bychom vynechali rezistor $R1$ a místo diod $D1$ a $D2$ bychom použili můstkový usměrňovač B250C1500. Do dalších modulů bychom přiváděli kladné a záporné napětí z tohoto zdroje a nikoliv nulový vodič síťového napětí (N).

Schéma jednofázového spínače je na obr. 29 dole. Jako spínač je použit polovodičový spínač SSR $Op1$. V klidovém stavu, když není připojen řídicí signál, je spínač $Op1$ sepnut.

Spínač $Op1$ je sepnut budícím proudem I_1 , který teče do vstupu $Op1$ přes rezistor $R2$ ze stabilizátoru $IO1$. Velikost budícího proudu I_1 nastavíme podle doporučení výrobce SSR vhodnou volbou odporu rezistoru $R2$. Za předpokladu, že na výstupu stabilizátoru $IO1$ je napětí 12 V, a na infraLED, která tvoří budicí část spínače $Op1$, je úbytek napětí 1 V, vypočteme potřebný odpor $R2$ podle vztahu:

$$R2 = (12 - 1)/I_1 \quad [\Omega; V, A].$$

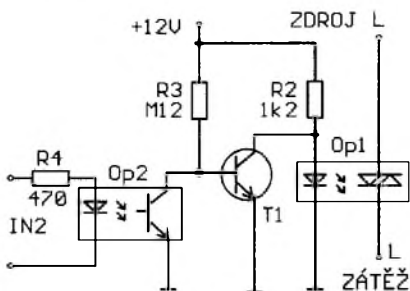
Spínač $Op1$ se vypíná vysokou úrovní prvního řídicího signálu, který je přiváděn mezi první řídicí vstup $IN1$ a zem (nulový vodič sítě), nebo vysokou úrovní druhého řídicího signálu, který je



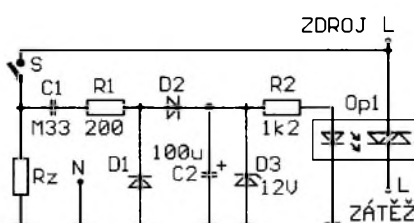
Obr. 30. Úprava zapojení zdroje z obr. 29 při použití síťového transformátoru. Transformátor musí mít primární napětí 230 V, sekundární napětí 12 až 15 V a výkon podle požadovaného výstupního proudu. Usměrňovač $Usm.$ je můstek s provozním napětím minimálně 100 V a jmenovitým proudem 1 A. Je též vhodné zvětšit kapacitu kondenzátoru $C2$ na 220 $\mu F/35$ V nebo 470 $\mu F/35$ V

Tab. 2. Doporučené typy polovodičových spínačů (SSR) se spínáním v nule a maximální efektivní střídavý proud $I_{AC\ max}$, který mohou spínat.

Typ SSR	S201S06V	S202S02	S202SE2	S202T02	S216SE2
$I_{AC\ max}$ [A]	3	8	8	2	16



Obr. 31. Spínání zátěže vysokou úrovní na řídicím vstupu IN2. Vstup je IN2 galvanicky oddělen



Obr. 32. Spínání zátěže střídavým napětím

přiváděn mezi kladnou a zápornou svorku druhého řídicího vstupu IN2.

Vysokou úroveň řídicího signálu na vstupu IN1 se sepne tranzistor T1, který zkratuje vstup spínače Op1, takže SSR Op1 vypne.

Podobně vysokou úroveň řídicího signálu na vstupu IN2 se vybudí optočlen Op2, jehož sepnutí výstupní fototranzistor rovněž zkratuje vstup spínače Op1, takže SSR Op1 vypne. Díky optickému oddělení můžeme na vstup IN2 přivádět řídicí signál ze zdroje, který nesmí být galvanicky spojen se sítí, např. z počítače PC.

Obvod se součástkami T1 a Op2 realizuje funkci negace logického součtu (NOR) signálů ze vstupů IN1 a IN2. Pokud není na žádném z obou vstupů signál vysoké úrovně, je spínač Op1 sepnut. K vypnutí spínače postačuje jeden signál vysoké úrovně na kterémkoliv ze vstupů.

Na vstup IN1 se jako řídicí signál přivádí logický součet poruchových signálů z dalších modulů multifunkčního relé. Počet připojených modulů je libovolný.

Logický součet poruchových signálů se vytváří tak, že poruchové signály se vedou na vstup IN1 přes oddělovací diody, které mají katody připojeny na vstupní svorku IN1. Diody zabráňují vzájemnému ovlivňování výstupů jednotlivých modulů.

Moduly indikují poruchový stav sítě vždy vysokou úrovní na svém výstupu. Při poruše kteréhokoliv ze sledovaných parametrů sítě se vysokou úrovní poruchového signálu vypne spínač Op1 a zátěž se odpojí od sítě.

Zapojení vstupních obvodů spínače lze podle potřeby různě modifikovat.

Jednoduchou úpravou vstupních obvodů podle obr. 31 (kolektor fototranzistoru v Op2 se spojí sází tranzistoru T1 a na vstup IN1 se přivede +12 V) získáme opačnou funkci - vysokou úrovní na vstupu IN2 se spínač Op1 sepne.

V zapojení podle obr. 32 můžeme spínač Op1 spínat i střídavým napětím 230 V, např. v závislosti na sepnutí jiného spotřebiče Rz. Stačí kondenzátor C1 ve zdroji připojit k tomuto spotřebiči Rz. Kapacitu kondenzátoru C1 volíme v tomto případě takovou, aby byl zdroj schopen vytvořit dostatečný budicí proud pro spínač Op1, postačí kapacita zhruba 150 nF.

Pokud chceme spínač Op1 vypínat přivedením střídavého napětí 230 V, nebude úprava rovněž složitá - viz obr. 33. Přídavné součástky umístíme na

desku na místo vzniklé vypuštěním op-

točlenu Op2.

Pokud spínáme indukční zátěž (motor, kompresor), doporučuji používat jako spínač Op1 výhradně optotriaky se spínáním v nule. Jinak hrozí zničení spínače napěťovými špičkami. Ceny optotriaků se spínáním v nule nejsou výrazně vyšší než ceny běžných optotriaků. Proud optotriakem volíme podle požadavků na spínaný výkon.

V tab. 2 jsou uvedeny doporučené typy polovodičových spínačů (SSR) se spínáním v nule, které je v této konstrukci možné použít bez úprav desky s plošnými spoji, a maximální střídavý efektivní proud, který mohou spínat.

Elektrická pevnost (průrazné napětí mezi řídicím a spínaným obvodem) se u spínačů z tab. 2 udává 3 až 4 kV, průrazné napětí vlastního spínače (triaku) je 600 V, ss budicí proud, potřebný pro sepnutí spínače, je 8 mA (u typu S201S06V je to 16 mA).

U SSR S202T02 jsem naměřil sepnutí při budicím proudu 4 mA, na sepnutém spínači byl úbytek napětí 1 V při proudu 2 A. Z úbytku napětí a spínacího proudu v konkrétní aplikaci vypočítáme ztrátový výkon SSR a rozhodneme, zda k němu přišroubojeme malý chladič.

Všechny součástky modulu jedno-fázového spínače a zdroje jsou umístěny na jedné DPS s jednostrannými spoji, která umožňuje realizovat všechny popsané varianty zapojení, kromě použití síťového transformátoru. Obrázec spojí je na obr. 34, rozmístění součástek na desce je na obr. 35.

Po osazení desky součástkami a po důkladné kontrole (pracujeme se síťovým napětím) funguje obvod na první zapojení a nevyžaduje žádné nastavení.

Seznam součástek (základní varianta)

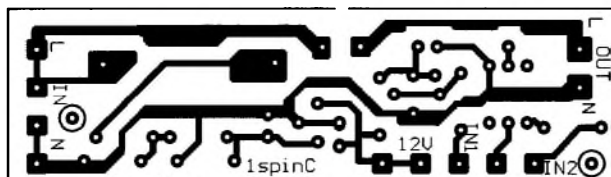
R1	200 Ω /0,6 W
R2	1,2 k Ω , miniaturní
R3	120 k Ω , miniaturní
R4	470 Ω , miniaturní
C1	330 nF/275 VAC, fóliový
C2	100 μ F/35 V, radiální
C3	100 nF, keramický
D1, D2	1N4007
D3	BZX83V030, Zener. dioda 30 V/0,5 W
Op1	S202T02
Op2	4N35
IO1	78L12

DPS stojí 26 Kč, součástky 196 Kč

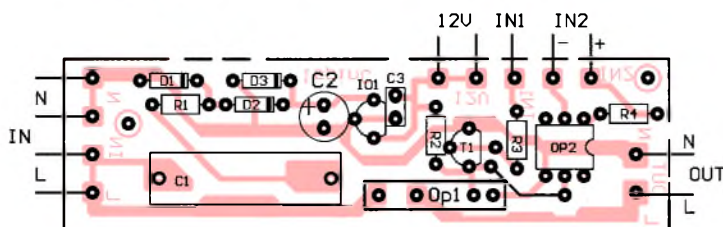
Třífázový spínač a zdroj

Funkce tohoto obvodu (obr. 36) je téměř shodná s funkcí jedno-fázového spínače.

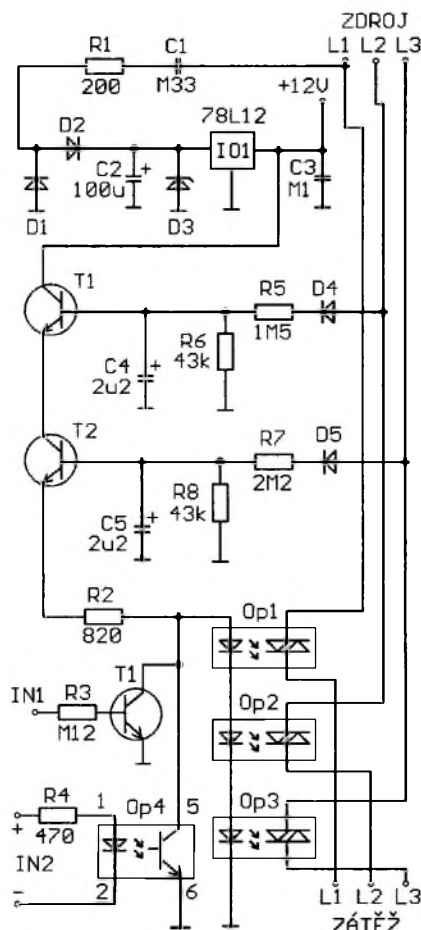
Vstupy SSR Op1, Op2 a Op3 jsou zapojeny do série. Teče jimi stejný budicí proud, který se tak využívá trojnásobně. Zároveň je zajištěno současné



Obr. 34. Obrazec plošných spojů jedno-fázového spínače a zdroje (měř.: 1 : 1)



Obr. 35. Rozmístění součástek na desce jedno-fázového spínače a zdroje



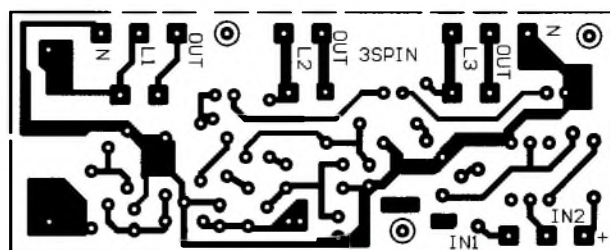
Obr. 36. Třífázový spínač a zdroj

sepnutí všech SSR. Odpor rezistoru R2, přes který teče budicí proud, určíme stejným způsobem jako u předcházejícího jednofázového spínače, pouze v příslušném vzorci odečteme od napájecího napětí 12 V součet úbytků napětí na třech infraLED, tj. napětí 3 až 4 V.

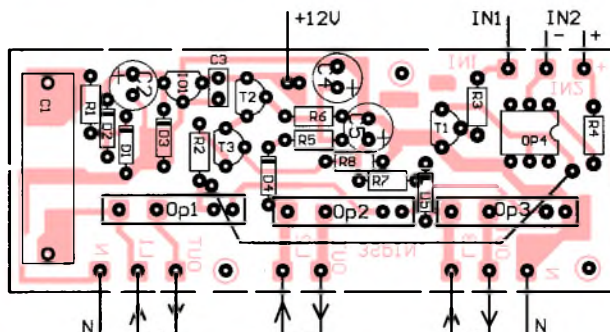
Třífázový spínač je vybaven funkcí odpojení zátěže v případě výpadku jedné z fází. Tato funkce je potřebná u třífázových motorů. Ty je nutné při výpadku jedné z fází vypnout, abychom předešli jejich poškození.

Při výpadku fáze L1 spínače SSR vypnou automaticky, protože z této fáze se odebírá jejich budicí proud. Při výpadku fáze L2 nebo L3 se přes diody D4 nebo D5 přestanou nabíjet kondenzátory C4 nebo C5 a zavře se

Obr. 37. Obrazec plošných spojů třífázového spínače a zdroje (měř.: 1 : 1)



Obr. 38. Rozmístění součástek na desce třífázového spínače a zdroje



tranzistor T2 nebo T3. Tím se vypne budicí proud a SSR vypnou.

Obvod odpojovací zátěž při výpadku jedné z fází samozřejmě nemusíme zapojovat, pokud jej nepotřebujeme. Tranzistory T2 a T3 v takovém případě nahradíme zkratem.

Všechny součástky třífázového spínače a zdroje jsou umístěny na jedné DPS s jednostrannými spoji (obr. 37, obr. 38). Na DPS jsou navíc volné pájecí plošky pro případné úpravy zapojení.

Oživení tohoto modulu při předchozí pečlivé práci rovněž nečiní problémy.

Op1, Op2,
Op3 S202T02
Op4 4N35
IO1 78L12

DPS stojí 29 Kč, součástky 478 Kč

Indikátor přepětí a podpětí sítě

Tento indikátor zde uvádím v jedno-fázovém i třífázovém provedení, funkce obou obvodů je shodná.

Obě verze indikátoru jsou doplněny obvodem světelné a zvukové výstrahy, který může být využit i ostatními moduly multifunkčního relé k indikaci mimořádných provozních stavů.

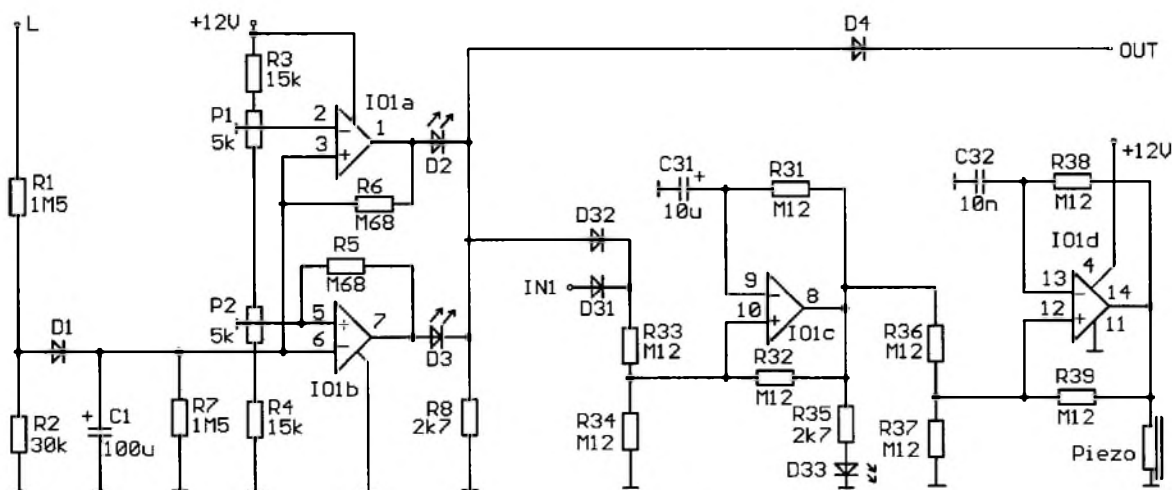
Světelná a zvuková výstraha spočívá v blikání LED (s kmitočtem zhruba 1 Hz) a v přerušovaném pískání (o kmitočtu zhruba 1 kHz).

Jednofázový indikátor přepětí a podpětí sítě

Schéma tohoto indikátoru je na obr. 39. Síťové napětí přiváděné na vstup L je zmenšováno děličem z rezistorů R1 a R2 a usměrňováno špičkovým

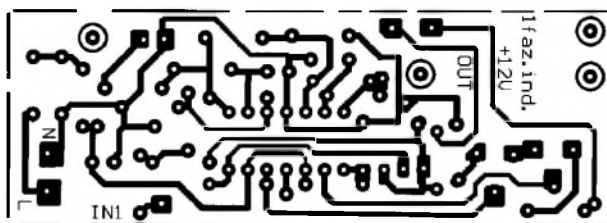
Seznam součástek (základní varianta)

R1	200 Ω /0,6 W
R2	820 Ω , miniaturní
R3,	120 k Ω , miniaturní
R4	470 Ω , miniaturní
R5	1,5 M Ω , miniaturní
R6	120 k Ω , miniaturní
R7	1,5 M Ω , miniaturní
R8	120 k Ω , miniaturní
C1	330 nF/275 VAC, fóliový
C2	100 μ F/35 V, radiální
C3	100 nF, keramický
D1, D2	1N4007
D3	BZX83V030
D4, D5	Zener. dioda 30 V/0,5 W
	1N4007

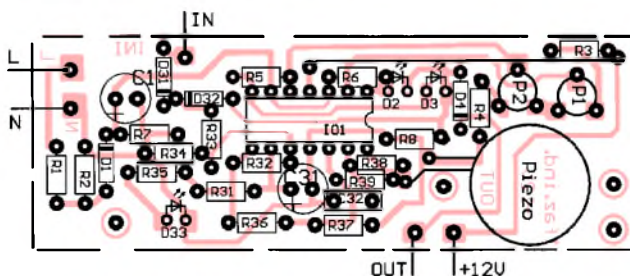


Obr. 39. Jednofázový indikátor přepětí a podpětí a obvod světelné a zvukové výstrahy

Obr. 40.
Obrazec
plošných spojů
jednofázového
indikátoru
přepětí a podpětí
(měř.: 1 : 1)



Obr. 41.
Rozmístění
součástek
na desce
jednofázového
indikátoru
přepětí a podpětí



usměrňovačem se součástkami D1 a C1. Na C1 se vytvoří napětí U_{C1} :

$$U_{C1} = [1,41 \cdot U_L \cdot R2 / (R1 + R2)] - U_{D1} \quad [V; V, \Omega, \Omega, V] \quad (1),$$

kde U_L je efektivní napětí fáze L a U_{D1} je úbytek napětí na otevřené diodě D1.

Rezistor R7 definuje proud diodou D1 a vybíjí kondenzátor C1. Při proudu řádu jednotek mikroampér, který teče diodou D1 přes rezistor R7, je úbytek napětí U_{D1} na D1 asi 0,4 až 0,5 V.

Podle předchozího vztahu vypočítáme z požadovaného minimálního a maximálního napětí sítě mezní velikosti napětí na kondenzátoru C1, které chceme detekovat.

Napětí na C1 se porovnává s referenčními napětími, která jsou vytvářena děliči R3, R4, P1 a P2. Jako komparátory jsou použity operační zesilovače IO1a a IO1b. Z jejich výstupů na jejich neinvertující vstupy jsou zapojeny rezistory R5 a R6, které zajišťují slabou hysterzi komparátorů. Hysterze je nutná k tomu, aby se komparátor nerozkmital. Při absenci hysterze by se např. po odpojení zátěže při podpětí sítě zátěž zase ihned připojila, protože následkem odpojení zátěže by se napětí sítě nepatrně zvětšilo. Po připojení zátěže by však napětí sítě opět pokleslo a zátěž by se odpojila atd. Toto kmitání by stále pokračovalo.

Výstup OZ1a se překlápí do vysoké úrovně při přepětí sítě, výstup OZ1b se překlápí do vysoké úrovně při podpětí sítě. Stavy přepětí a podpětí jsou indikovány diodami LED D2 a D3 a během těchto stavů je na výstupu OUT poruchového signálu vysoká úroveň.

Chceme-li, aby se při přepětí nebo podpětí sítě odpojila zátěž, připojíme poruchový výstup OUT tohoto modulu na řídicí vstup IN1 modulu jednofázového nebo třífázového spínače a zdroje. Dioda D4, zapojená před výstup OUT, je součástí obvodu logického součtu poruchových signálů, který má význam při použití více modulů.

Aby měl modul indikátoru přepětí a podpětí co nejmenší spotřebu, jsou v něm použity co neúčinnější LED

(nejlépe supersvitivé), které dobře svítí už při proudu 1 až 2 mA, a také operační zesilovače s malým příkonem (0,3 mA na jeden dílčí zesilovač).

Kapacita vyhlazovacího kondenzátoru C1 určuje dynamické vlastnosti indikátoru. Vzhledem k tomu, že $R1 \gg R2$, je vnitřní odpor děliče R1, R2 přibližně roven odporu rezistoru R2. Časová konstanta $R2 \cdot C1$ určuje, jak rychle bude indikátor reagovat na zvýšení síťového napětí. Předpokládám, že obvod nemá reagovat na krátké špičky nebo poklesy napětí, které vznikají při zapínání a vypínání spotřebičů. Rezistor R7 zajišťuje vybíjení kondenzátoru C1. Časová konstanta $C1 \cdot R7$ určuje, jak rychle bude indikátor reagovat na zvýšení síťového napětí

Odpor rezistoru R8 volíme tak, aby proud tekoucí LED D2 nebo D3 byl 2 až 3 mA. Pokud tyto LED použijeme s větší účinností a pokud potřebujeme šetřit proudem (při malé kapacitě kondenzátoru C1 v modulu spínače a zdroje), můžeme odpor rezistoru R8 zvětšit na 3,9 kΩ.

Součástí modulu indikátoru přepětí a podpětí sítě je obvod světelné a zvukové výstrahy, jehož schéma je v pravé části obr. 39. Součástky výstražného obvodu mají čísla větší než 30.

Výstražný obvod obsahuje dva astabilní multivibrátory s operačním zesilovači IO1c a IO1d. Kmitočtem multivibrátorů je určen časovými konstantami R31-C31 a R38-C32. K výstupu IO1c je připojena LED D33 pro optickou výstrahu. Proud LED D33 je dán odporem rezistoru R35, který volíme obdobně jako odpor rezistoru R8. LED D33 by měla být supersvitivá. K výstupu IO1d je připojen elektroakustický měnič Piezo pro zvukovou výstrahu.

Výstražný obvod se aktivuje přes diodu D32 vysokou úrovní chybového signálu z indikátoru přepětí a podpětí sítě. Může však být aktivován i chybovými signály z dalších modulů multifunkčního relé, které přivedeme na vstup IN1 výstražného obvodu.

Při nízké úrovni všech chybových signálů jsou diody D31 i D32 zavřené, horní bod děliče R33, R34 je bez napě-

tí, ve středním bodě děliče je malé napětí, multivibrátor s IO1c nekmitá a na výstupu IO1c je nízká úroveň. LED D33 nesvítí a Piezo nepíská, výstraha není aktivní.

Při vysoké úrovni kteréhokoliv z chybových signálů se ve středu děliče R33, R34 objeví přibližně polovina napájecího napětí, takže multivibrátor s IO1c se rozkmitá a výstraha se aktivuje.

Všechny součástky indikátoru a výstražného obvodu jsou umístěny na jedné desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 40, rozmístění součástek na desce je na obr. 41.

Oživení a nastavení

Ideální je použít regulovatelný zdroj síťového napětí (např. autotransformátor 0 až 280 V). Nastavíme dolní mezní napětí sítě (např. 195 V) a otáčíme trimrem P2 tak, aby se rozsvítila LED D3. Potom nastavíme horní mezní napětí sítě (např. 255 V) a otáčíme trimrem P1 tak, aby se rozsvítila LED D2.

Pokud regulovatelný zdroj síťového napětí nemáme, musíme si poradit jinak. Po osazení DPS součástkami připojíme napájecí napětí +12 V a na jezdcích potenciometru nastavíme předem vypočtené velikosti mezních napětí. Po připojení fázového napětí k vývodu L změříme velikost fázového napětí a velikost napětí na kondenzátoru C1 a zkontrolujeme, že platí vztah (1) (úbytek napětí na D1 a tolerance odporu rezistorů jej mohou výpočet poněkud ovlivnit). Napětí na C1 musíme měřit voltmetrem s velmi velkým vstupním odporem (alespoň 10 MΩ), protože vnitřní odpor děliče R1, R2 není zanedbatelný. Podle naměřených napětí upravíme vypočtené velikosti dolního a horního mezního napětí na kondenzátoru C1. Podle těchto mezních napětí pak nastavíme na jezdcích trimrů P1 a P2 referenční napětí.

Při síťovém napětí 195 V (tj. při poklesu jmenovitého síťového napětí 230 V o 15 %) bylo naměřeno na kondenzátoru C1 ss napětí 5,0 V, při jmenovitém napětí sítě 230 V bylo na C1 napětí 6,0 V a při napětí sítě 253 V (tj. při vzrůstu jmenovitého napětí sítě o 10 %) bylo na C1 napětí 6,65 V.

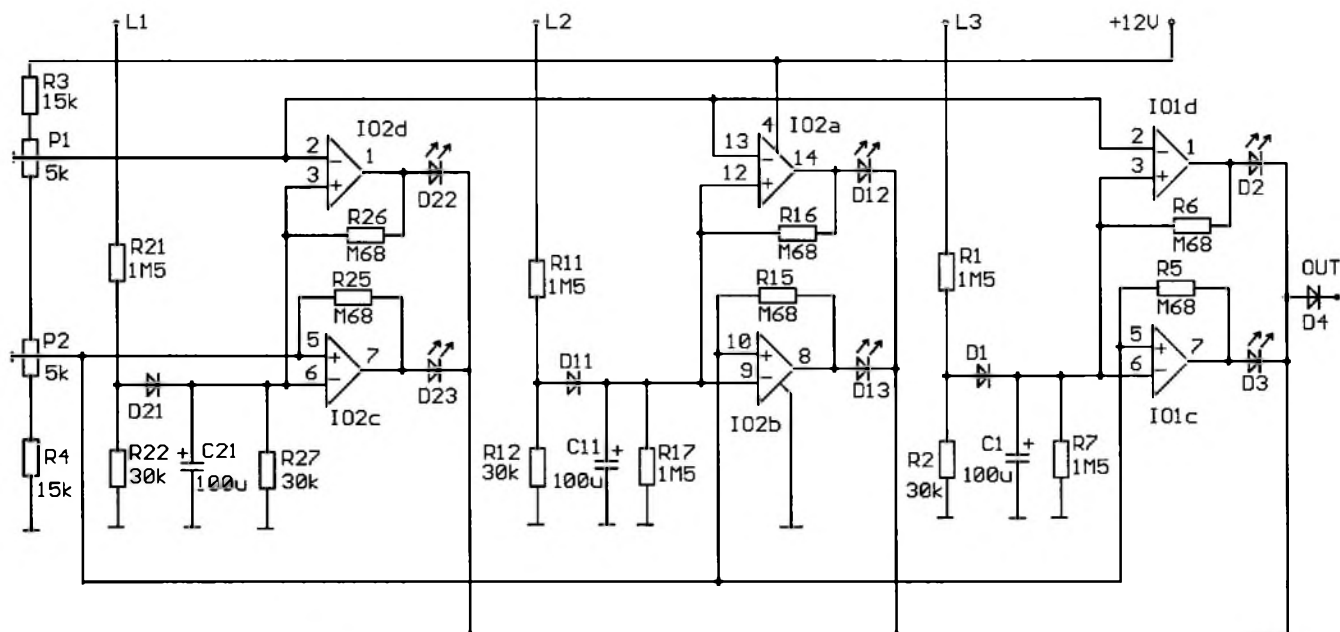
Pro tyto velikosti napětí na C1 můžeme místo trimrů P1 a P2 použít v děliči pevné rezistory s odpory $R3 = 16 \text{ k}\Omega$, $R4 = 15 \text{ k}\Omega$ a $R9 = 4,95 \text{ k}\Omega$ (složit z paralelně spojených odporů 5,6 kΩ a 43 kΩ) a ušetřit si tak nastavování obvodu (jeden z odporů zvolíme, ostatní dopočítáme).

Obdobně můžeme postupovat i při jiných požadovaných velikostech mezních napětí.

Seznam součástek

(indikátor přepětí a podpětí)

R1	1,5 MΩ/0,6 W
R2	30 kΩ, miniaturní
R3, R4	6,8 kΩ, miniaturní
R5, R6	680 kΩ, miniaturní



Obr. 42.
Třífázový
indikátor
přepětí
a podpětí

R7 1,5 MΩ, miniaturní
R8 2,7 až 3,9 kΩ, miniaturní
P1, P2 5 kΩ, PT6VK005, trimr
6 mm, ležatý
C1 100 µF/35 V, radiální
D1 1N4007
D2, D3 LED s větší účinností
D4 1N4148
IO1 TL064

(obvod světelné a zvukové výstrahy)

R31, R32 120 kΩ, miniaturní
R33, R34 120 kΩ, miniaturní
R35 2,7 až 3,9 kΩ, miniaturní
R36, R37 120 kΩ, miniaturní

R38, R39 120 kΩ, miniaturní
C31 10 µF/35 V, radiální
C32 10 nF, keramický
D31, D32 1N4007
D33 LED s větší účinností
piezo KPT1540W

DPS stojí 29 Kč, součástky 149 Kč

Třífázový indikátor předpětí a podpětí sítě

Schéma indikátoru je na obr. 42. Pracuje na stejném principu jako jedno-fázový indikátor, vznikl jeho ztrojením. Pro větší přehlednost se odpovídající součástky jednotlivých kanálů liší vždy o číslo 10. V indikátoru jsou použity dva čtyřnásobné operační zesilovače s malým napájecím proudem.

Rezistor R8 určuje proud tekoucí indikačními LED D2, D3, D12, D13 atd. Např. při podpětí všech fází svítí současně LED D3, D13 a D23. Když má rezistor R8 odpor 2,7 kΩ podle schématu, protéká každou z těchto LED proud asi 1 mA. Aby LED měly dostatečný jas, musí být supersvitivé. Pokud požadujeme větší jas a nemusíme šetřit napájecím proudem, zmenšíme přiměřeně odpor R8.

Indikátor je opět doplněn výstražným obvodem s čísly součástek nad 30.

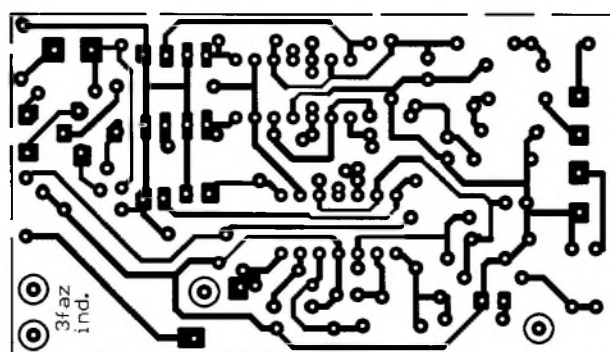
Všechny součástky indikátoru i výstražného obvodu jsou připájeny na jedné DPS s jednostrannými spoji. Obrazec spojů je na obr. 43, rozmístění součástek na desce je na obr. 44.

Modul oživujeme a nastavujeme stejným způsobem jako jednofázový indikátor přepětí a podpětí.

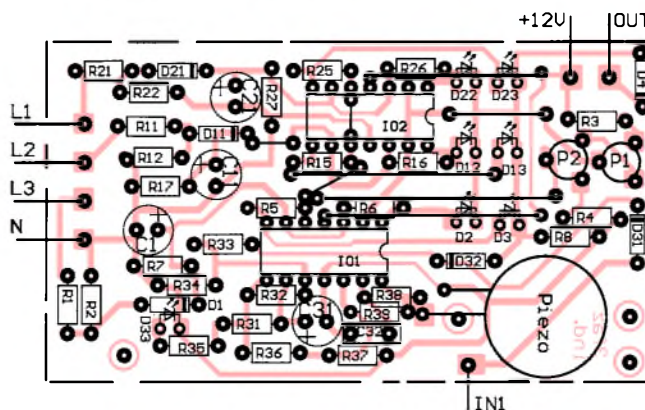
Seznam součástek

(indikátor přepětí a podpětí)

R1, R11, R21 1,5 MΩ/0,6 W
R2, R12, R22 30 kΩ, miniaturní



Obr. 43.
Obrazec
plošných spojů
třífázového
indikátoru
přepětí a podpětí
(měř.: 1 : 1)

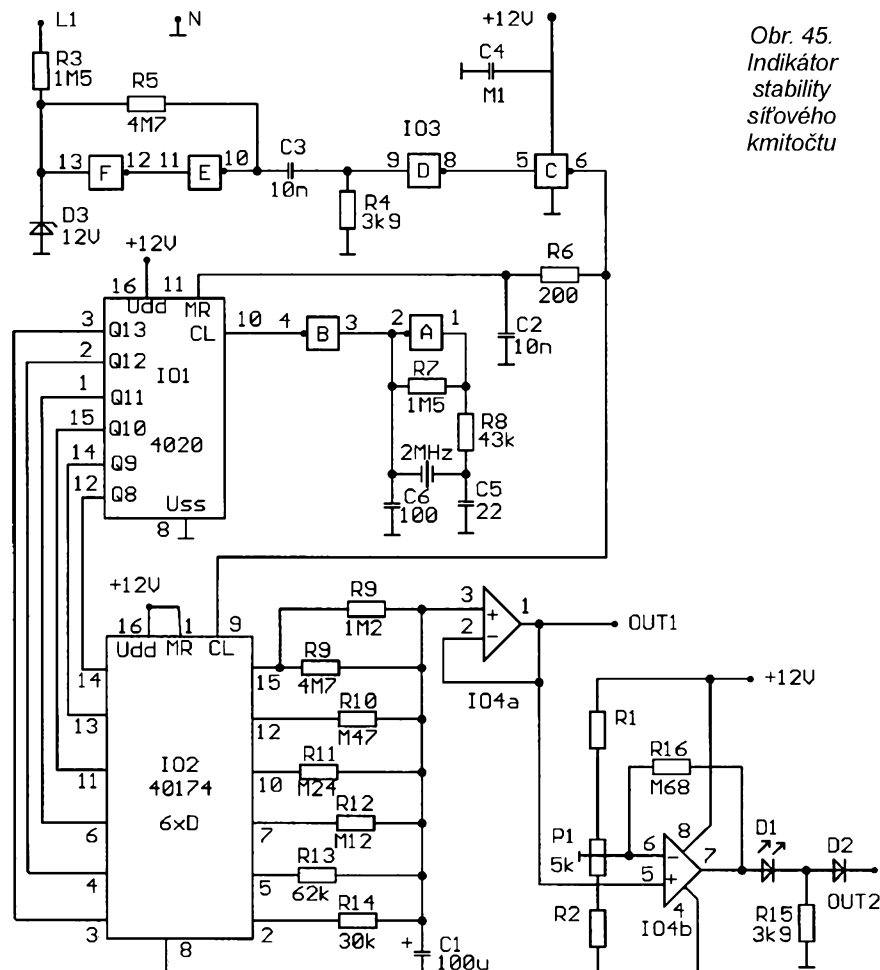


Obr. 44.
Rozmístění
součástek
na desce
třífázového
indikátoru
přepětí a podpětí

(obvod světelné a zvukové výstrahy)

R31, R32	120 kΩ, miniaturní
R33, R34	120 kΩ, miniaturní
R35	2,7 až 3,9 kΩ, miniaturní
R36, R37	120 kΩ, miniaturní
R38, R39	120 kΩ, miniaturní
C31	10 μF/35 V, radiální
C32	10 nF, keramický
D31, D32	1N4007
D33	LED supersvitivá
piezo	KPT1540W

DPS stojí 39 Kč, součástky 195 Kč



Obr. 45.
Indikátor
stability
síťového
kmtočtu

Indikátor stability sít'ového kmitočtu

V dnešní době je na rozdíl od minulosti síťový kmitočet přesnější. Všichni výrobci elektrické energie v EU pracují v jedné síti, všechny generátory spolu musí být sfázovány. V této síti je dodáván denně vždy stejný počet period střídavého napětí. Drobné odchylky kmitočtu od jmenovité hodnoty 50 Hz v průběhu dne jsou řádu setin procenta. Při zvětšujícím se zatížení sítě (ve špičce pracovního dne) kmitočet klesá, při nízkém odběru roste.

Jiná je situace v izolovaných (ostrov-
ních) sítích. Ty jsou napájeny nejčastěji
z motorgenerátoru. Tyto sítě nejsou
synchronizovány s veřejnou elektroroz-
vodnou sítí. S měnícím se odběrem
energie se mění zátěž spalovacího mo-
toru a tím se mění jeho otáčky i kmito-
čet sítě. Při velkém poklesu kmitočtu je
vhodné některé méně důležité spotřebi-
če odpojit.

Pokud je síťové napětí vytvářeno polovodičovým měničem z malého napětí (baterie, solární panel), nejsou se stabilitou kmitočtu problémy. Tyto měniče jsou vždy řízeny krystalem.

Popisovaný indikátor stability síťového kmitočtu měří kmitočtet v rozsahu 41 až 60 Hz. Snažil jsem se jej navrhnout co možná nejjednoduší i za cenu menšího komfortu měření. Pro komfortní měření bychom samozřejmě použili běžný čítač, jaký jsem publikoval např.

KE 4/2004. Pokud bychom chtěli měřit kmitočet s rozlišením 0,1 Hz, potřebovali bychom, aby doba otevření hradla čítače byla 10 s.

Indikátor stability kmitočtu, jehož schéma je na obr. 45, je mnohem jednodušší než čítač.

Fázové napětí, jehož kmitočet měříme, se přivádí na vstupní svorku L1. Fázové napětí je nejdříve omezováno rezistorem R3 a Zenerovou diodou D3. D3 z něj také odstraňuje záporné půlvlny. Pak je omezené střídavé napětí tvarováno Schmittovým klopným obvodem (SKO) tak, aby mělo obdélníkový průběh. SKO je vytvořen ze dvou invertorů IO3F a IO3E. Hystereze SKO je vytvořena kladnou zpětnou vazbou, která je zavedena rezistorem R5.

Na výstupu invertoru E2 je obdélníkový signál s dokonale strmými vze-
stupními a sestupními hranami. Tento
signál je přiváděn na derivační článek
se součástkami C3 a R4 s časovou
konstantou $\tau = R4 \cdot C3 = 39 \mu s$. Na vý-
stupu derivačního článku jsou úzké im-
pulsy, ze kterých další SKO s invertory
IO3D a IO3C vytváří pravoúhlý signál.
Získali jsme tak úzké impulsy, které
mají periodu rovnou periodě sítě.

Dále indikátor obsahuje krystalový taktovací oscilátor s kmitočtem 2 MHz, který je tvořen inventory IO3A a IO3B, a čtrnáctistupňový binární čítač 4020 (IO1).

Binárním čítačem jsou čítány taktovací impulsy vždy po dobu jedné periody sítě. Delší periodě sítě, a tudíž niž-

šimu kmitočtu sítě, odpovídá větší počet načítaných taktovacích impulsů, kratší periodě sítě, a tudíž vyššímu síťovému kmitočtu, odpovídá menší počet načítaných impulsů. Tím je způsobováno určité nepohodlí z hlediska vyhodnocování kmitočtu sítě.

Načítané impulsy se každou periodu sítě přenášejí z čítače IO1 do paměti IO2, která je tvořena šestinásobným klopným obvodem D typu 40174. Poté se čítač vynuluje. Krátké zpoždění určené časovou konstantou C2-R6 zajišťuje spolehlivost této funkce, aby se IO1 vynuloval skutečně až po zapsání informace do IO2.

Počet načítaných impulsů vyhodnocujeme nejjednodušším možným způsobem, a to převodem na analogové napětí pomocí váhových rezistorů R9 až R14 připojených k výstupům paměti IO2. Analogové napětí je odvozováno z napájecího napětí +12 V děličem napětí složeným z váhových rezistorů. Ty jsou podle stavu klopných obvodů v IO2 připojeny buď na napájecí napětí +12 V nebo na zem. Významnějším bitům odpovídají menší odpory váhových rezistorů. Analogové napětí je vyhlazováno kondenzátorem C1.

Pro každý kmitočet síť můžeme vypočítat napětí na kondenzátoru C1.

Postup si ukážeme pro kmitočet
sítě $f_S = 50,0 \text{ Hz}$.

Za jednu periódu sítě, tj. za $1/50$ s, se načítá $N_{\text{CLK}} = 40\,000$ kmitů taktovacího signálu o kmitočtu 2 MHz ($40\,000 = 2\,000\,000/50$). Přitom uvažujeme, že

přesnost krystalového oscilátoru je mnohonásobně větší než je potřeba a šířku nulovacího impulsu zanedbáme.

Z načítaného čísla N_{CLK} určíme stav výstupů binárního čítače tak, že dekadické číslo 40 000 převedeme na binární. Platí:

$$\begin{aligned} 40\,000 &= 1 \cdot 2^{15} + 0 \cdot 2^{14} + 0 \cdot 2^{13} + \\ &+ 1 \cdot 2^{12} + 1 \cdot 2^{11} + 1 \cdot 2^{10} + 0 \cdot 2^9 + \\ &+ 0 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 0 \cdot 2^4 + \\ &+ 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 = \\ &= 32\,786 + 4\,096 + 2\,048 + 1\,024 + 64. \end{aligned}$$

Řádu 2^{15} odpovídá výstup čítače Q15, řádu 2^{14} výstup Q14 atd., až řádu 2^0 odpovídá výstup Q0.

Z binárního vyjádření obsahu čítače můžeme určit logické stavy jednotlivých výstupů binárního čítače:

$$\begin{aligned} Q15 &= 1, Q14 = 0, Q13 = 0, Q12 = 1, \\ Q11 &= 1, Q10 = 1, Q9 = 0, Q8 = 0 \text{ atd.} \end{aligned}$$

V popisované konstrukci využíváme pouze výstupy Q8 až Q13, což pro tuto aplikaci z hlediska požadované přesnosti vyhovuje. Nepředpokládáme větší kolísání kmitočtu než 41 až 60 Hz, proto nepotřebujeme výstupy Q15 a Q14, jejichž stav se v uvedeném rozmezí kmitočtů nemění. Rovněž nevyužíváme výstupy Q7 a nižší, protože z hlediska požadované přesnosti měření to není zapotřebí.

Stavy výstupů čítače IO1 po načítání čísla N_{CLK} jsou přeneseny na výstupy Q8 až Q13 paměti IO2, kde jsou k dispozici po celou další periodu sítě.

Při kmitočtu sítě 50 Hz je tedy na výstupech Q12, Q11 a Q10 paměti IO2 úroveň „log. 1“, tj. napájecí napětí +12 V a na výstupech Q13, Q9 a Q8 je úroveň „log. 0“, tj. potenciál země. Znamená to, že na rezistory R11, R12 a R13 je přiváděno napájecí napětí +12 V a rezistory R9, R10 a R14 jsou zemněny. Do středu děliče z těchto rezistorů je připojen kondenzátor C1.

Můžeme si představit, že napětí U_{C1} na kondenzátoru C1 je odvozoováno z napájecího napětí +12 V odporovým děličem s rezistory R_L a R_H a s dělicím poměrem $R_L/(R_H + R_L)$, přičemž odpor R_L je výsledný odpor těch rezistorů z R9 až R14, které jsou připojeny přes výstupy paměti IO2 na zem, a odpor R_H je výsledný odpor těch rezistorů z R9 až R14, které jsou připojeny přes výstupy paměti IO2 na napájecí napětí +12 V.

Při kmitočtu sítě 50 Hz je odpor R_L roven odporu paralelní kombinace rezistorů R9, R10 a R14 a odpor R_H je roven odporu paralelní kombinace rezistorů R11, R12 a R13. Dělicí poměr $R_L/(R_H + R_L)$ je v tom případě 0,45 a na kondenzátoru C1 je napětí $U_{C1} = 5,4$ V.

Jak je vidět, je výpočet výstupního napětí indikátoru poměrně zdoluhavý.

Uvedeným způsobem můžeme vypočítat napětí U_{C1} na kondenzátoru C1 i pro jiné kmitočty sítě. Vypočtené hodnoty U_{C1} pro celistvé kmitočty sítě

Tab. 3. Závislost některých veličin v indikátoru stability síťového kmitočtu na kmitočtu sítě f_S . Číslo N_{CLK} vyjadřuje dekadicky obsah binárního čítače, který po dobu jedné periody sítě $1/f_S$ čítal taktovací impulsy o kmitočtu 2 MHz. V dalších sloupcích jsou logické stavy výstupů Q8 až Q15 binárního čítače s obsahem N_{CLK} . U jednotlivých výstupů jsou připsány jejich binární řady. Zlomek $R_L/(R_H + R_L)$ vyjadřuje dělicí poměr odporového děliče s rezistory R9 až R14 na výstupu binární paměti IO2 (bližší vysvětlení viz text). U_{C1} je napětí na kondenzátoru C1, které je odvozoováno děličem s rezistory R9 až R14 z napájecího napětí +12 V.

f_S [Hz]	N_{CLK} 2000000/ f_S	Stavy výstupů binárního čítače při N_{CLK}								$R_L/(R_H + R_L)$	U_{C1} [V]
		Q15	Q14	Q13	Q12	Q11	Q10	Q9	Q8		
		32 768	16 384	8 192	4 096	2 048	1 024	512	256		
41	48 780	1	0	1	1	1	1	1	0	0,98	11,80
42	47 619	1	0	1	1	1	0	1	0	0,92	11,03
43	46 511	1	0	1	1	0	1	0	1	0,835	10,06
44	45 454	1	0	1	1	0	1	0	1	0,796	9,55
45	44 444	1	0	1	0	1	1	0	1	0,72	8,64
46	43 478	1	0	1	0	1	0	0	1	0,655	7,86
47	42 553	1	0	1	0	0	1	1	0	0,607	7,29
48	41 666	1	0	1	0	0	0	1	0	0,54	6,48
49	40 816	1	0	0	1	1	1	1	0	0,47	5,64
50	40 000	1	0	0	1	1	1	0	0	0,45	5,40
51	39 215	1	0	0	1	1	0	0	1	0,37	4,44
52	38 461	1	0	0	1	0	1	1	0	0,344	4,13
53	37 735	1	0	0	1	0	0	1	1	0,297	3,56
54	37 037	1	0	0	1	0	0	0	0	0,246	2,96
55	36 363	1	0	0	0	1	1	1	0	0,176	2,11
56	35 714	1	0	0	0	1	0	1	1	0,163	1,96
57	35 087	1	0	0	0	1	0	0	1	0,139	1,67
58	34 482	1	0	0	0	0	1	1	0	0,097	1,17
59	33 898	1	0	0	0	0	1	0	0	0,064	0,77
60	33 333	1	0	0	0	0	0	1	0	0,033	0,39

od 41 do 60 Hz jsou spolu s dalšími veličinami shrnuty v tab. 3.

Odpory rezistorů R9 až R14 jsou dostatečně velké ve srovnání s vnitřním odporem výstupů obvodů CMOS. U obvodu 40174 jsem naměřil výstupní odpor 250 Ω , který můžeme přičítat k odporům rezistorů R9 až R14. Předpokládáme, že se obvody CMOS chovají jako téměř ideální spínače, které připojují výstup buď na zem, nebo na kladné napájecí napětí. Úbytky napětí na vnitřním odporu spínače můžeme případně zanedbat.

Přesnost odporů rezistorů R9 až R14 ovlivňuje výslednou přesnost měření. Tyto rezistory jsem volil z řady E24 a snažil jsem se, aby je nebylo nutné skládat z většího počtu kusů nebo je nastavovat odporovými trimry.

Napětí U_{C1} z kondenzátoru C1 je vedeno na výstup OUT1 modulu přes oddělovací sledovač napětí IO4.

Výstupní napětí můžeme měřit analogovým nebo digitálním voltmetrem nebo jej můžeme zpracovávat okénkovým diskriminátorem s LED v modulu Univerzální řídicí obvod (viz následující konstrukce).

Modul Indikátor stability síťového kmitočtu dále obsahuje vypínací obvod s operačním zesilovačem IO4b, který generuje na svém výstupu OUT2 poruchový signál s vysokou úrovní, pokud je

kmitočet sítě příliš nízký. Poruchovým signálem je možné vypnout jednofázový nebo trojfázový spínač, který odpojí zátěž.

Operační zesilovač IO4b je zapojen jako komparátor, u kterého je pomocí rezistoru R16 nastavena hystereze zabráňující rozkmitání regulačního systému. Při vypnutí spotřebiče se síť odlehčí, kmitočet vzroste, a bez hystereze komparátoru by se spotřebič znovu zapnul. Tím by se síť znovu zatížila, její kmitočet by se snížil a spotřebič se vypnul. Tak by se soustava rozkmitala. Rozhodovací úroveň komparátoru ve vypínacím obvodu, tj. mezní dolní kmitočet sítě, při kterém se vygeneruje poruchový signál, se nastavuje potenciometrem P1.

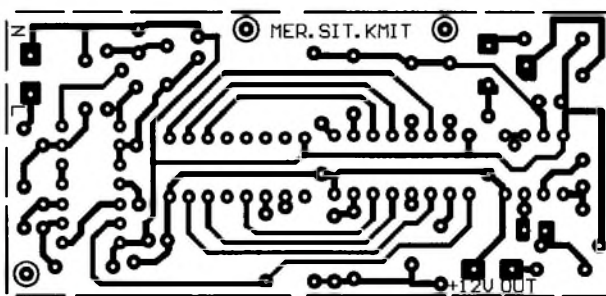
Všechny součástky modulu jsou umístěny na jedné DPS s jednostrannými spoji. Obrazec spojů je na obr. 46, rozmístění součástek na desce je na obr. 47.

Indikátor stability kmitočtu nemá nastavovací prvky a při správném zapojení bude pracovat na první zapojení.

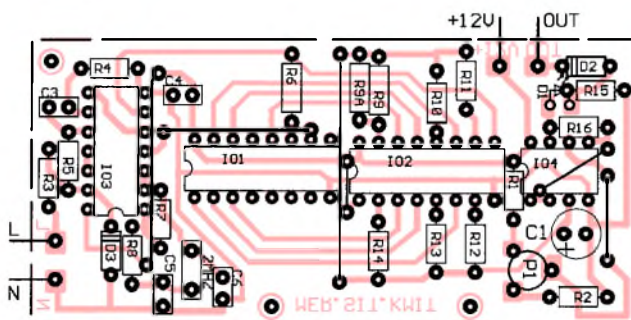
Zkontrolovat funkci modulu můžeme i bez připojení k síti. Napájíme jej ze zdroje +12 V a na vstup L připojíme střídavé napětí ze sekundárního vinutí síťového transformátoru (stačí např. napětí 8 V ze zvonkového transformátoru).

Při ožiování doporučuji pomocí osciloskopu nebo čítače připojeného na

Obr. 46.
Obrazec
plošných spojů
indikátoru
stability
síťového
kmitočtu
(měř.: 1 : 1)



Obr. 47.
Rozmístění
součástek
na desce
indikátoru
stability
síťového
kmitočtu



výstup 4 invertoru IO3B zkontrolovat, zda správně kmitá krystal 2 MHz. Pokud krystal kmitá řádně, zůstává jeho kmitočet konstantní i při doteku pouzdra krystalu rukou nebo při poklepání na něj.

Pokud máme možnost, kontrolujeme kmitočet krystalu přesným čítačem, případně kmitočet doladíme přesně na 2 MHz změnou kapacity kondenzátoru C5 nebo dalších součástek.

Po připojení střídavého napětí o kmitočtu 50 Hz na vstup L1 zkontrolujeme stav výstupů obvodu IO2 a napětí na výstupu operačního zesilovače IO4a. Pokud bychom měřili napětí přímo na kondenzátoru C1, nebyl by naměřený údaj přesný, protože by byl velký vnitřní odpor zdroje měřeného napětí zatížen vstupním odporem voltmetru.

Seznam součástek

R1	viz text
R2	viz text
R3	1,5 MΩ/0,6 W
R4	3,9 kΩ, miniaturní
R5	4,7 MΩ, miniaturní
R6	200 Ω, miniaturní
R7	1,5 MΩ, miniaturní
R8	43 kΩ, miniaturní
R9	1,2 MΩ/1 %, miniaturní
R9a	4,7 MΩ, miniaturní
R10	470 kΩ/1 %, miniaturní
R11	240 kΩ/1 %, miniaturní
R12	120 kΩ/1 %, miniaturní
R13	62 kΩ/1 %, miniaturní
R14	30 kΩ/1 %, miniaturní
R15	3,9 kΩ, miniaturní
R16	680 kΩ, miniaturní
P1	5 kΩ, PT6VK005, trimr 6 mm, ležatý
C1	100 μF/16 V, radiální
C2, C3	10 nF, keramický
C4	100 nF, keramický
C5	22 pF, keramický
C6	100 pF, keramický
Krystal	2 MHz, HC 49U
D1	LED s vyšší účinností
D2	1N4148
D3	BZX83V012
	Zener. dioda 12 V/0,5 W

IO1	CMOS 4020
IO2	CMOS 40174
IO3	CMOS 4069
IO4	TL062

DPS stojí 34 Kč, součástky 159 Kč

Univerzální řídící obvod

Univerzální řídící obvod se skládá ze tří dílčích obvodů: z komparátoru IO1b s odporovým můstkem (obr. 48a až obr. 48d), z komparátoru IO1a se zdrojem referenčního napětí, které určuje rozhodovací úroveň komparátoru IO1a (obr. 49), a obvodu světelné a zvukové výstrahy (obr. 50).

Do odporového můstku lze zapojit např. odporové čidlo teploty nebo fototranzistor a signálem z výstupu komparátoru IO1b lze pak regulovat teplotu nebo osvětlení. Při použití příslušných čidel lze regulovat i řadu dalších fyzikálních veličin.

Komparátor IO1a je určen pro zpracovávání analogového napětí, které nese informaci o regulované veličině. Tento komparátor lze také po úpravě plošných spojů propojit s komparátorem IO1b a vytvořit tak okénkový komparátor pro dvoustupňovou regulaci.

Výstražný obvod je stejný jako v již popsaném modulu Indikátoru přepětí a podpětí sítě. Poskytuje výstrahu v situaci, když poruchový signál z výstupů komparátorů IO1b, IO1a nebo i z jiných modulů přejde do vysoké úrovně.

Ve funkci komparátorů i ve výstražném obvodu je použit čtyřnásobný OZ s malou spotřebou typu TL064.

Regulace teploty

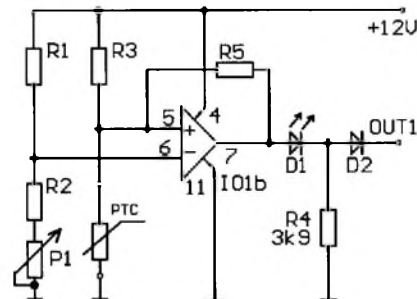
Pro regulaci teploty použijeme komparátor IO1b a odporovým můstkem.

Pro přesná měření teploty doporučuji použít čidlo PTC typu KTY81-20,

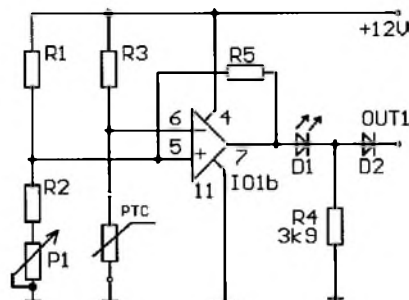
jehož odpor roste s teplotou. V katalogu GM Electronic najdeme graf a tabulku vyjadřující závislost odporu tohoto čidla na teplotě, tolerance odporu je zhruba 2 %. Na základě těchto údajů můžeme obvod komparátoru navrhnout tak, aby pracoval na první zapojení bez jakéhokoliv nastavování. Odpor čidla při teplotě 25 °C je 2 000 Ω, doporučený pracovní proud čidla je 1 mA.

Zapojení čidla PTC do můstku je na obr. 48a. Komparátor IO1b je k můstku připojen tak, že při růstu odporu čidla PTC při překročení určité hranice přejde výstup komparátoru z nízké do vysoké úrovně. Hraniční velikost odporu čidla se nastavuje trimrem P1. Komparátor má rezistorem R5, který je zapojen v obvodu kladné zpětné vazby, nastavenou určitou hysterezi. Na výstupu komparátoru je signál nazývaný poruchový. Tento signál se vede z výstupu komparátoru přes oddělovací diodu D2 na výstup OUT1. Vysoká úroveň poruchového signálu je indikována diodou LED D1.

Když výstup OUT1 tohoto modulu propojíme se vstupem IN1 modulu spínače a zdroje, bude celek fungovat tak, že při růstu teploty při překročení určité hranice (nastavené trimrem P1) spínač vypne a odpojí se zátěž. Při poklesu teploty o míru danou hysterezi komparátoru přejde poruchový signál do nízké úrovně a spínač opět zapne zátěž. Takový regulační obvod lze použít např. k řízení vytápění (zátěží je v tom případě elektrické topné těleso).



Obr. 48a. Můstek s komparátorem IO1b v modulu univerzálního řídícího obvodu. V můstku je zapojeno teplotní čidlo PTC. Při překročení nastavené maximální teploty přejde výstup poruchového signálu OUT1 z nízké do vysoké úrovně



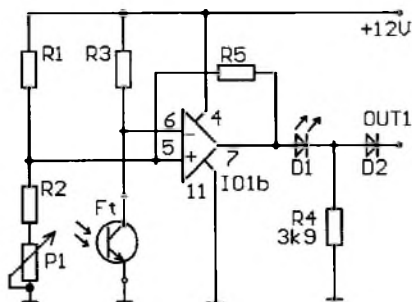
Obr. 48b. Můstek s komparátorem IO1b v modulu univerzálního řídícího obvodu. V můstku je zapojeno teplotní čidlo PTC, při překročení nastavené maximální teploty přejde výstup poruchového signálu OUT1 z vysoké do nízké úrovně

Na obr. 48b je stejný můstek s čidlem PTC, ke kterému je však komparátor IO1b připojen tak, aby při růstu odporu čidla PTC při překročení určité hranice přešel výstup komparátoru z vysoké do nízké úrovně. S takto zapojeným komparátorem bude regulační obvod fungovat tak, že při vzrůstu teploty se zátěž zapne a při poklesu teploty se vypne. Takový regulační obvod použijeme pro ovládání klimatizace nebo ventilátoru.

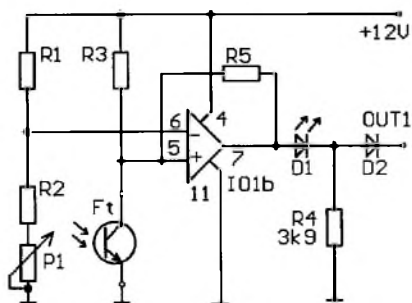
Místo trimru P1, kterým se nastavuje rozhodovací úroveň komparátoru, můžeme použít pevný rezistor.

Můstek je navržen tak, aby čidlo bylo spojeno se zemí, což je lepší z hlediska bezpečnosti.

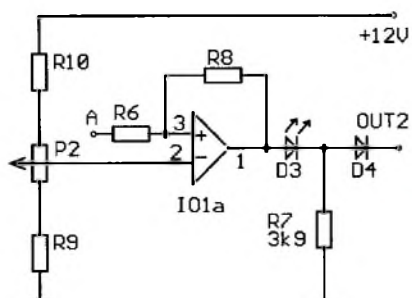
Místo čidla PTC můžeme zapojit i běžný termistor s negativním teplot-



Obr. 48c. Můstek s komparátorem IO1b v modulu univerzálního řídicího obvodu. V můstku je zapojen fototranzistor Ft, při překročení nastavené maximální intenzity osvětlení přejde výstup poruchového signálu OUT1 z nízké do vysoké úrovně

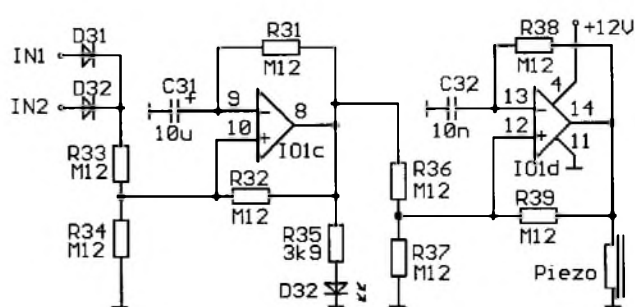


Obr. 48d. Můstek s komparátorem IO1b v modulu univerzálního řídicího obvodu. V můstku je zapojen fototranzistor Ft, při překročení nastavené maximální intenzity osvětlení přejde výstup poruchového signálu OUT1 z vysoké do nízké úrovně



Obr. 49. Komparátor IO1a s nastavitelnou rozhodovací úrovní v modulu univerzálního řídicího obvodu

Obr. 50. Obvod světelné a zvukové výstrahy v modulu univerzálního řídicího obvodu



ním součinitelem odporu (čidlo NTC). Funkce obvodu je potom opačná, než bylo uvedeno. Výhodou čidel NTC je větší citlivost (jejich odpor se zdvojnásobí při snížení teploty o 20 °C) a možnost použít větší odpory a tím i menší proud čidlem. Nevýhodou je nutnost zkalirování obvodu v provozních podmínkách. Výrobní tolerance odporu termistorů jsou příliš velké, vlastnosti zapojení je obtížnější předem přesně vypočítat.

Odpor rezistoru R3 volíme při použití čidla PTC tak, aby jím tekla proud přibližně 1 mA. To znamená, že by rezistor R3 měl mít odpor 10 kΩ. Na čidlo bude napětí zhruba 2 V. Tomu odpovídá i poměr odporů součástek R1, R2 a P1. Celkový odpor těchto součástek volíme řádu stovek kΩ, aby tato větve můstku neodebírala zbytečně velký proud. Volíme např. R1 = 120 kΩ, R2 = 10 kΩ, P2 = 25 kΩ.

Při použití čidla NTC by bylo lepší, aby se komparátor překlápěl v okamžiku, když je na čidle NTC přibližně polovina napájecího napětí, tj. +6 V. Zvolíme odpor termistoru 100 kΩ, stejně jako odpory rezistorů R1, R2 a R3. Má-li být nastavení přesné a dlouhodobě stabilní, měl by být odpor trimru P1 podstatně menší než odpor rezistoru R2.

Odpor rezistoru R5, který vytváří hysterezi, volíme zhruba o dva řády větší, než je odpor rezistoru R3.

Vývody 5 a 6 operačního zesilovače IO1b je nutné připojit k dalším součástkám (R1 a R2) kapkami cínu tak, aby obvod realizoval požadovanou funkci (úpravou spojů se zamění invertující a neinvertující vstup OZ).

Regulace osvětlení

Pokud v můstku zapojíme místo teplotně závislého odporu fototranzistor, získáme obvod, který může řídit výkonový spínač v závislosti na intenzitě osvětlení.

Na obr. 48c je k můstku s fototranzistorem Ft připojen komparátor IO1b tak, že při vzrůstu intenzity osvětlení (při poklesu napětí na fototranzistoru Ft) přejde výstup komparátoru z nízké do vysoké úrovně (a pomocí dalšího modulu se odpojí zátěž). Takto zapojený můstek s komparátorem využijeme např. pro spínání nočního osvětlení.

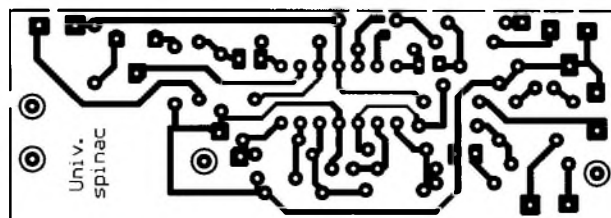
Záměnou invertujícího a neinvertujícího vstupu komparátoru IO1b (obr. 48d) bychom získali regulátor, který zátěž odpojí, setmí-li se.

Můstek je nutné navrhnout a zkalirovat podle použitého fototranzistoru (např. typu SFH309-5, který pracuje jak ve viditelném, tak v infračerveném pásmu 380 až 1150 nm).

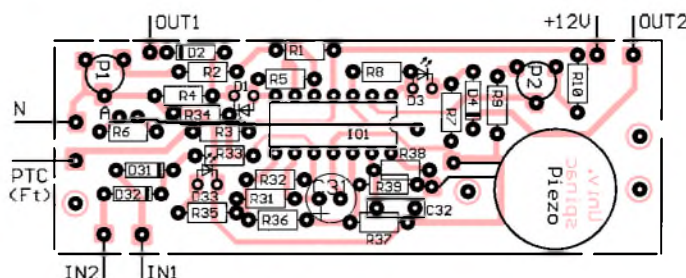
V můstku můžeme použít i jiné typy čidel.

Komparátor s IO1a můžeme použít buď samostatně pro zpracování vstupního analogového napětí, nebo jej můžeme připojit jako druhý k můstku na měření teploty atd. Získáme tak obvod, který umožňuje dvoustupňovou regulaci.

Při poklesu teploty se sepne např. jeden topný okruh, při dalším poklesu se sepne druhý okruh, případně se pomocí výstražného obvodu vyvolá poplach. Rozhodovací úroveň komparátoru s IO1a může být nastavena trimrem P2 poněkud jinak než u komparátoru



Obr. 51. Obrazec plošných spojů univerzálního řídicího obvodu (měř.: 1 : 1)



Obr. 52. Rozmístění součástek na desce univerzálního řídicího obvodu

s IO1b. K buzení obou těchto komparátorů použijeme společný termistor.

Odpory rezistorů R9, R10 a trimru P2 zvolíme tak, aby navazovaly na hodnoty součástek R1, R2 a P1. Rezistor R6 by měl mít odpor řádu desítek kΩ, rezistor R8 řádu jednotek MΩ.

Všechny součástky jsou umístěny na jedné DPS s jednostrannými spoji, na které je možné realizovat všechny uvedené varianty zapojení univerzálního řídicího obvodu. Plošné spoje je nutné modifikovat případnými drátovými propojkami nebo přerušením spojů tak, aby propojení součástek odpovídalo požadovanému zapojení (schématu).

Při oživování a nastavování obvodu doporučuji používat zdroj malého napětí +12 V.

Seznam součástek obou komparátorů neuvádím, jejich hodnoty je potřebné navrhnout v souladu s předchozími pokyny podle konkrétních požadavků. Operační zesilovač IO1 je typu TL064, LED D1 a D3 jsou s větší účinností, P1 a P2 jsou ležaté trimry 6 mm (PT6V).

Seznam součástek obvodu světelné a zvukové výstrahy odpovídá seznamu na straně 18, DPS stojí 27 Kč.

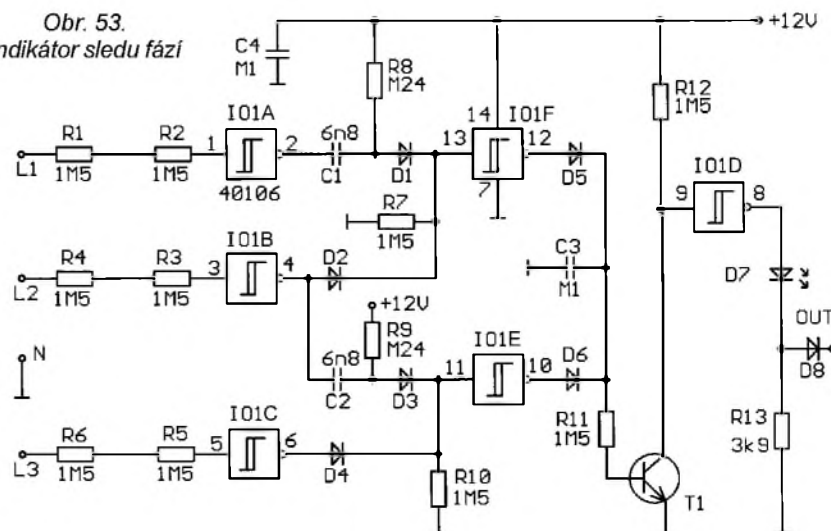
Indikátor sledu fází

Schéma indikátoru sledu fází je na obr. 53. Základem tohoto indikátoru je šestinásobný invertor se Schmittovými klopnými obvody (SKO) (IO1).

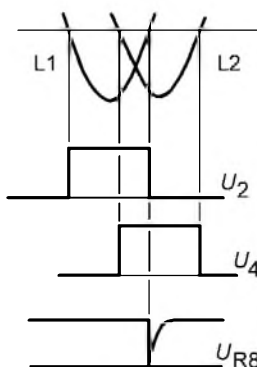
Napětí jednotlivých fází (L1 až L3) omezuje pomocí rezistorů R1 až R6 a vnitřních ochranných upínacích diod na vstupech invertorů a dále je tvarujeme Schmittovými klopnými obvody IO1A až IO1C. Mají-li rezistory R1 až R6 dostatečně velký odpor, nehrozí zničení integrovaného obvodu, protože ochranné upínací diody na jeho vstupech snesou proud několika desítek mA. Kvůli dostatečné napěťové pevnosti jsou rezistory na vstupech pro jistotu vždy po dvou v sérii.

Princip detekce pořadí fází ilustrují časové průběhy vybraných signálů na obr. 54. Signál U_2 na výstupu 2 IO1A je

Obr. 53.
Indikátor sledu fází



Obr. 54.
Princip detekce pořadí fází. L1 a L2 jsou fázová napětí, U_2 , U_4 a U_{R8} jsou napětí na výstupech 2 a 4 IO1 a na R8 (viz obr. 53)



omezené a invertované napětí fáze L1, signál U_4 na výstupu 4 IO1B je omezené a invertované napětí fáze L2. Derivací článkem C1, R8 je od sestupné hrany impulsu U_2 odvozen úzký impuls nízké úrovně, který je na obr. 54 označen jako signál U_{R8} . Prostřednictvím diod D1 a D2 se signály U_{R8} a U_4 logicky sčítají a součtový signál se přivádí na vstup invertoru IO1F.

Jsou-li fáze ve správném pořadí podle obr. 54, vyskytuje se impuls nízké úrovně signálu U_{R8} v době stavu vysoké úrovně signálu U_4 , takže na vstupu invertoru IO1F je trvale vysoká úroveň. Na výstupu IO1F je tedy trvale nízká úroveň.

Je-li sled fází nesprávný a záporná půlvlna fáze L2 předbíhá zápornou půlvlnu fáze L1, vyskytuje se impuls nízké úrovně signálu U_{R8} v době stavu nízké úrovně signálu U_4 , takže na vstupu invertoru IO1F se objeví úzké impulsy nízké úrovně odpovídající signálu U_{R8} . Na výstupu IO1F pak budou úzké impulsy vysoké úrovně.

Obdobným způsobem je vyhodnocován obvodem s invertory IO1B, IO1C a IO1E sled fází L2 a L3. Je-li sled těchto fází správný, je na výstupu IO1E trvale nízká úroveň, při nesprávném sledu fází jsou na výstupu IO1E úzké impulsy vysoké úrovně.

Je-li sled všech tří fází správný, jsou na výstupech obou invertorů IO1F i IO1E trvale nízké úrovně, tranzistor T1 je vypnutý a poruchový signál na výstupu invertoru IO1D i na výstupu OUT celého indikátoru je v nízké úrovni.

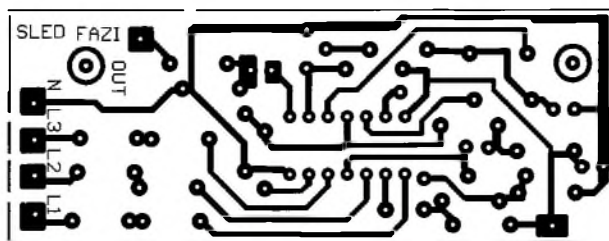
Při nesprávném sledu fází impulsy na výstupech invertorů IO1F a IO1E nabíjejí přes diody D5 a D6 kondenzátor C3, tranzistor T1 je sepnutý a poruchový signál má vysokou úroveň. Aktivní stav poruchového signálu je indikován svitem LED D7.

Spojíme-li výstup OUT tohoto indikátoru se vstupem IN1 modulu spínače a zdroje, vypne se při nesprávném sledu fází např. motor, který je připojen přes spínač k síti. Dioda D8 je oddělovací, dovoluje připojit ke vstupu spínače více výstupů poruchových signálů z různých modulů současně.

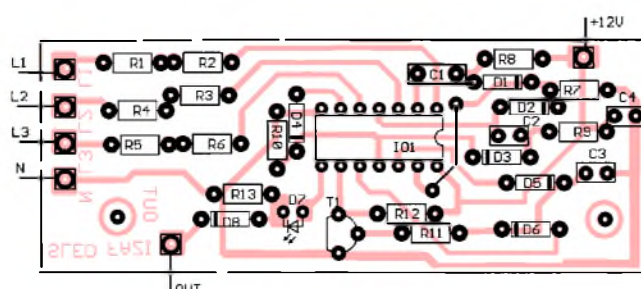
Všechny součástky indikátoru sledu fází jsou umístěny na jedné DPS s jednostrannými spoji. Obrazec spojů je na obr. 55, rozmístění součástek na desce je na obr. 56.

Indikátor neobsahuje žádné nastavovací prvky a při pečlivé práci funguje „na první zapojení“.

Obr. 55.
Obrazec plošných spojů indikátoru sledu fází (měř.: 1 : 1)



Obr. 56.
Rozmístění součástek na desce indikátoru sledu fází



Seznam součástek

R1 až R6	1,5 MΩ/0,6 W
R7	1,5 MΩ, miniaturní
R8, R9	240 kΩ, miniaturní
R10 až R12	1,5 MΩ, miniaturní
R13	3,9 kΩ, miniaturní
C1, C2	6,8 nF, keramický
C3, C4	100 nF, keramický

D1 až D6	1N4148
D7	LED s větší účinností
D8	1N4148
IO1	CMOS 40106
T1	BC547B

DPS stojí 29 Kč, součástky 75 Kč

Časovač, zpožďovací obvod

Tento obvod umožňuje zpoždění zapínání nebo vypínání spotřebiče. Referenčním zdrojem času je síťový kmitočet, jehož přesnost je pro většinu aplikací dostatečná.

Schéma časovače je na obr. 57. Síťové napětí, jehož kmitočet využíváme, přivádíme ze vstupní svorky L na taktovací vstup CP prvního čítače (IO1). Je to dvanáctistupňový asynchronní binární čítač typu 4040, který je využíván jako dělička kmitočtu.

Síťové napětí se přivádí na vstup CP IO1 přes předřadné rezistory R1 a R2 o velkém odporu. Nezbytné je vstup IO1 chránit Zenerovou diodou D26. Její Zenerovo napětí volíme zhruba stejné nebo poněkud menší než napájecí napětí +12 V. Bez této diody by se IO1 sice nezničil (díky vnitřní ochraně vstupů diodami), ale nepracoval by spolehlivě (velká kapacita Zenerovy diody zřejmě potlačuje různé rušivé impulsy).

V prvním čítači IO1 dělíme síťový kmitočet buď 50x (při volbě základní jednotky časování 1 sekunda) nebo 3 000x (při volbě základní jednotky časování 1 minuta).

Požadovaný dělicí poměr je nastaven propojením výstupů čítače přes diody D2 až D4 nebo D5 až D11 s jeho nulovacím vstupem MR.

Diody D2 až D4 tvoří obvod logického součtu, který vyhodnocuje počet načítaných impulsů síťového kmitočtu. Po padesáti impulsích je vnitřní stav čítače 50, takže na výstupech Q1 (s vahou $2^1 = 2$), Q4 (s vahou $2^4 = 16$) a Q5 (s vahou $2^5 = 32$) jsou vysoké úrovně

($2 + 16 + 32 = 50$). Katody diod D2 až D4 jsou připojeny právě k těmto výstupům, takže po načítání padesáti impulsů se všechny tyto diody uzavřou. Jejich anody přejdou do vysoké úrovně a přes přepínač S13 a oddělovací diodu D12 se IO1 vynuluje.

Po vynulování přejdou všechny výstupy čítače IO1 do nízké úrovně, nulování se ukončí a začne nové čítání impulsů síťového kmitočtu.

Pro nastavení dělicího poměru 3 000 jsou podobným způsobem využity diody D5 až D11. Obvod logického součtu s těmito diodami vyhodnocuje vnitřní stav čítače 3 000, tj. přítomnost vysokých úrovní na výstupech Q3 (s vahou $2^3 = 8$), Q4 (s vahou $2^4 = 16$) a Q5 (s vahou $2^5 = 32$), Q7 (s vahou $2^7 = 128$), Q8 (s vahou $2^8 = 256$), Q9 (s vahou $2^9 = 512$) a Q11 (s vahou $2^{11} = 2 048$). Pro kontrolu si můžeme spočítat, že skutečně platí: $8 + 16 + 32 + 128 + 256 + 512 + 2 048 = 3 000$. Při dosažení stavu 3 000 se čítač vynuluje a čítá opět od nuly.

Časování po sekundách nebo po minutách přepínáme přepínačem S13.

Nulovací impuls je přiveden také na taktovací vstup CP druhého čítače IO2 - nulovací impuls prvního čítače je zároveň taktovacím impulsem druhého čítače.

Jako diodu D12 jsem úmyslně použil usměrňovací diodu typu 1N4007, která je pomalá a má velkou kapacitu, aby nejdříve přišel impuls do IO2 a teprve potom se vynuloval IO1. K rezistoru R9 by kvůli stejnému účelu bylo možné paralelně připojit kondenzátor o kapacitě jednotek pF.

Pomocí spínačů S1 až S12 volíme požadovanou dobu zpoždění, kterou můžeme nastavit od 1 sekundy nebo minuty do 4 096 sekund (1 hod 8 minut) nebo minut (více než 68 hodin).

Pokud se na všech sepnutých spínačích objeví vysoká úroveň, bude tato úroveň i na výstupu OUT, kde je využijeme k zapnutí nebo vypnutí zátěže (spotřebiče).

Zároveň se přes diodu D13 vynuluje první čítač IO1. Časovač pak zůstane v tomto stavu trvale, až do vynulování druhého čítače IO2 nebo do vypnutí napájecího napětí (může se to stát i náhodným výpadkem síťového napětí).

Druhý čítač IO2 můžeme vynulovat (a tím uvést časovač opět v činnost) přivedením kladného napětí +12 V (vysoké úrovně) na vstup MR IO2.

To můžeme udělat několika způsoby:

1. Tlačítkem T1, jehož připojení k časovači je na obr. 57 naznačeno čárkovaně.
2. Zapnutím jiného síťového spotřebiče Rz spínačem S. Přes diodu D1 se nabije kondenzátor C1 a kondenzátorem C2 se vytvoří kladný impuls, který vynuluje čítač IO2.
3. Zapnutím jiného síťového spotřebiče se obvod vynuluje, po jeho vypnutí a vybití kondenzátoru C1 se začne odpočítávat doba zpoždění, kondenzátor C2 je zkratován.

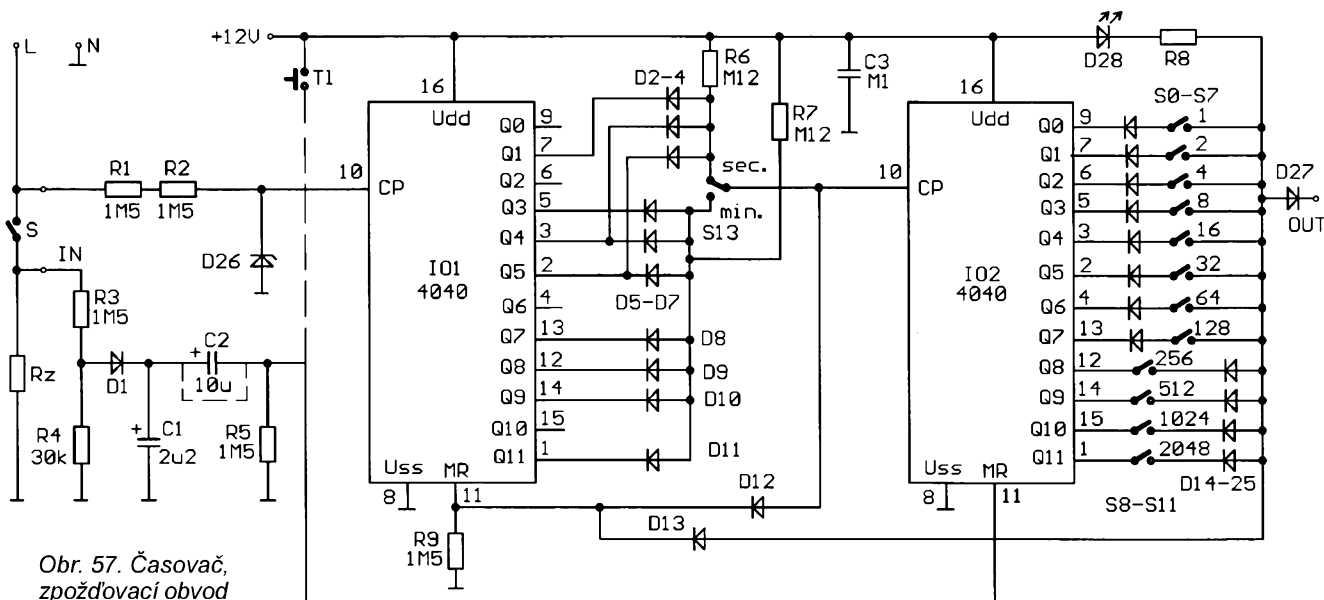
Při realizaci časovače použijeme pouze ty spínače S1 až S12 a diody D14 až D25, které budeme pro konkrétní aplikaci potřebovat. Pokud realizované zpoždění nebude potřebné měnit, můžeme spínače vynechat a nahradit je drátovými propojkami.

Přepínač S13, pokud jej budeme potřebovat, umístíme mimo DPS, jinak jej nahradíme drátovou propojkou.

Odpor rezistoru R8 volíme podle navazujícího obvodu, který budeme z výstupu OUT časovače ovládat. Pokud tento výstup připojíme ke vstupu IN1 modulu spínače a zdroje, může mít R8 odpor okolo 10 kΩ (a LED D28 by musela být supersvítilivá). Kdybychom však z výstupu OUT časovače chtěli přímo budit optotriak (SSR), zvolili bychom odpor rezistoru R8 okolo 1 kΩ.

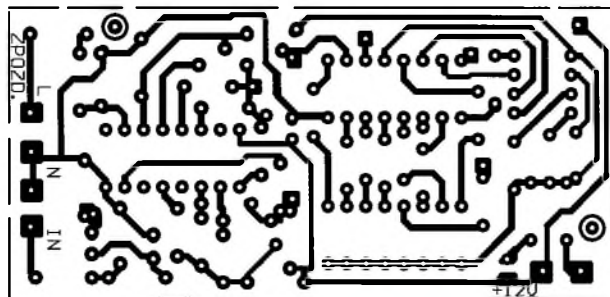
LED D28 indikuje stav obvodu. Svítí, když je na výstupu OUT nízká úroveň.

Dioda D27 odděluje výstup od dalších obvodů. Pokud bychom chtěli, aby indikační LED svítila v době, kdy probí-

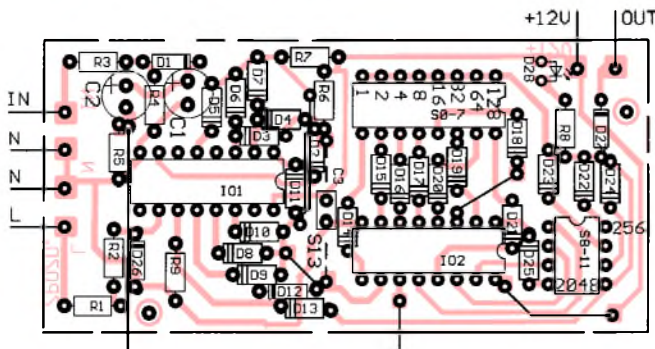


Obr. 57. Časovač,
zpožďovací obvod

Obr. 58.
Obrazec
plošných spojů
časovače
(měř.: 1 : 1)



Obr. 59.
Rozmístění
součástek
na desce
časovače



há zpoždění, zapojili bychom ji na místo D27.

Modul časovače spojíme s modulem spínače a zdroje tak, abychom realizovali požadovanou funkci.

Typickým příkladem uplatnění časovače je ovládání ventilátoru na toaletě. Ventilátor se zapíná sepnutím spínače osvětlení a je v chodu ještě několik minut po jeho vypnutí.

Všechny součástky jsou umístěny na desce s jednostrannými spoji. Obrazec spojů je na obr. 58, rozmístění součástek na desce je na obr. 59.

Časovač nemá žádné nastavovací prvky, při správném zapojení bude pracovat na první zapojení.

Zkontrolovat funkci tohoto obvodu můžeme i bez připojení k síti. Napájíme jej ze zdroje +12 V a na vstup L připojíme střídavé napětí ze sekundárního vinutí síťového transformátoru (stačí i napětí 8 V ze zvonkového transformátoru).

Zapojení obvodu 4040 bylo převzato z odborné literatury. Při ověřování zapojení jsem se setkal se třemi obvody, které mu však úplně neodpovídaly. Na výstupu Q0 (vývod 9) byla u nich trvale nízká úroveň, na výstupu Q1 (vývod 7) byl hodinový kmitočet vydělen 2x a ne 4x. Na výstupu Q2 byl hodinový kmitočet vydělen 4x atd. Obvody měly označení HEF4040BP AG724 Un03523. S takovými obvody je potom doba zpoždění poloviční než uvádím, základní jednotkou není minuta, ale půlminuta.

Seznam součástek

R1, R2, R3	1,5 MΩ/0,6 W
R4	30 kΩ, miniaturní
R5	1,5 MΩ, miniaturní
R6, R7	120 kΩ, miniaturní
R8	viz text
R9	1,5 MΩ, miniaturní
C1	2,2 μF/50 V, radiální
C2	10 μF/35 V, radiální
C3	100 nF, keramický

D1	1N4007
D2 až D11	1N4148
D12	1N4007
D13	1N4148
D14 až D25	1N4148
D 26	BZX83V011, viz text
	Zener. dioda 11 V/0,5 W
D27	1N4148
D28	LED (supersvitivá)
IO1, IO2	CMOS 4040

DPS stojí 37 Kč, součástky 109 Kč

Indikátor velikosti síťového napětí

Schéma tohoto indikátoru je na obr. 60. Jedná se o univerzální bodový indikátor velikosti malého ss napětí s pěti LED (v pravé části obr. 60), který je doplněn odporovým děličem (R11, R12) a usměrňovačem (D7, R13 a C1), aby mohl indikovat velikost síťového napětí.

Indikátor můžeme použít jako doplněk multifunkčního relé k hrubé indikaci stavu síťového napětí nebo (bez usměrňovače) k indikaci velikosti libovolného ss napětí.

Jedná se o běžné zapojení okénkového diskriminátoru, ve kterém je ke komparaci napětí použita čtveřice operačních zesilovačů TL064 (IO1) s malým napájecím proudem.

Při zvětšování ss napětí přiváděného na vstup IN přecházejí postupně výstupy operačních zesilovačů z vysoké do nízké úrovně napětí a postupně se rozsvěčí LED D5 až D1. Svítí vždy pouze jedna LED.

Rozhodovací úroveň, tj. úroveň vstupního napětí, při kterých se mění stav výstupů operačních zesilovačů a LED se rozsvěčí a zhasínají, určuje dělič napájecího napětí +12 V s rezistory R1 až R5. Většinou volíme rezistory R2, R3 a R4 stejné, pokud požadujeme lineární průběh indikace.

Dolní mez indikace (tj. velikost vstupního napětí, při které zhasne LED D5) a horní mez indikace (tj. velikost vstupního napětí, při které se rozsvítí LED D1) určíme volbou odporů rezistorů R1 a R5. Zvolíme proud děličem např. 0,1 mA (aby se to dobře počítalo) nebo podle rezistorů, které máme k dispozici. Podle požadovaných rozhodovacích úrovní pak vypočítáme podle Ohmova zákona odpory rezistorů R1 až R5.

Barvy jednotlivých LED volíme podle jejich významu. Zelená se používá pro indikaci běžného provozního stavu, žlutá pro indikaci mírně zvýšených nebo snížených hodnot, červená pro indikaci poruch nebo vypnutého stavu.

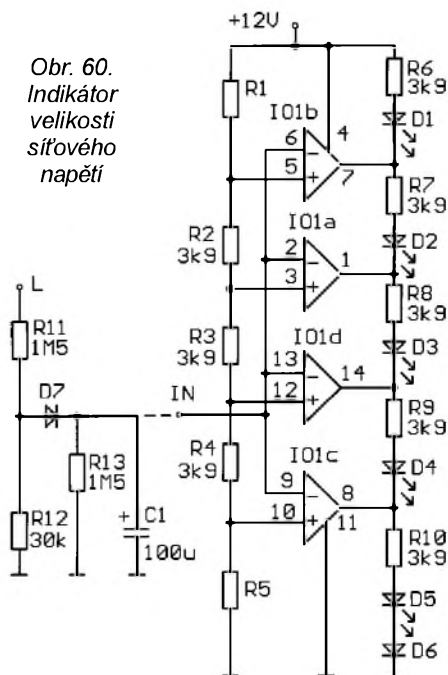
Diody LED použijeme s vyšší účinností (nejlépe supersvitivé), aby spotřeba indikátoru byla minimální (zhruba 4 mA).

Dioda D6 je použita proto, aby LED D5 ve vypnutém stavu neprosvítala. Prahové napětí červené LED bývá totiž někdy nižší než záporné saturační napětí operačního zesilovače.

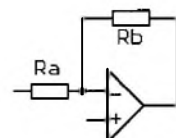
Výpočet usměrňovače, ze kterého určíme velikost usměrněného napětí na kondenzátoru C1 v závislosti na napětí fáze L a na parametrech ostatních součástek usměrňovače, je uveden v popisu indikátoru přepětí a podpětí sítě na str. 17.

Jeden z výstupů operačních zesilovačů IO1a, IO1b, IO1c nebo IO1d můžeme propojit se vstupem IN1 modulu jednofázového spínače a zdroje a vypnout tak zátěž při předpětí nebo podpětí. Tento obvod nám pak může nahradit dříve popsaný indikátor přepětí a podpětí sítě a navíc umožní sledovat stav síťového napětí.

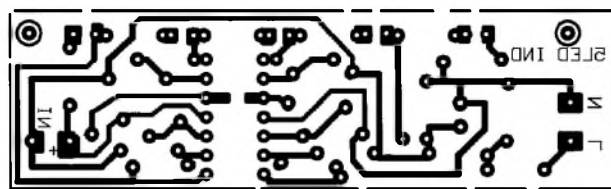
Obr. 60.
Indikátor
velikosti
síťového
napětí



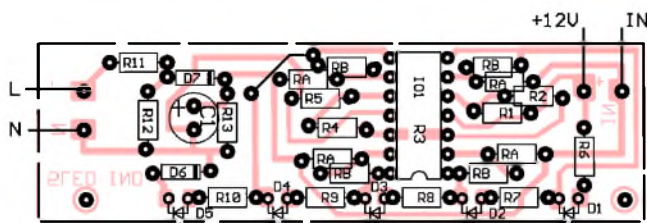
Obr. 61.
Úprava zapojení
operačních zesi-
lovačů v indikátoru
z obr. 60



Obr. 62.
Obrazec
plošných spojů
indikátoru
velikosti
síťového napětí
(měř.: 1 : 1)



Obr. 63.
Rozmístění
součástek
na desce
indikátoru
velikosti
síťového napětí



Pokud zmenšíme napěťové zesílení operačních zesilovačů z téměř nekonečného na asi stonásobné tím, že ke každému z nich připojíme rezistory Ra a Rb podle obr. 61, budou se jednotlivé LED rozsvěcet a zhasínat postupně. Místo pěti tak získáme devět zobrazovaných úrovní, dvě sousední LED mohou svítit současně.

Výsledné napěťové zesílení operačního zesilovače je přibližně určeno po-

měrem odporů Rb/Ra. Odpor rezistoru Ra volíme co možná největší (desítky až stovky kΩ), aby se zbytečně nezmenšoval vstupní odpor indikátoru, a odpor rezistoru Rb pak stanovíme jako stonásobek Ra (pro zesílení 100x). Odpor Rb vyjde řádu jednotek MΩ, což je ještě realizovatelné.

Všechny součástky včetně LED jsou na jedné DPS s jednostrannými spoji. Obrazec spojů je na obr. 62,

rozmístění součástek na desce je na obr. 63.

Pokud nepoužijeme rezistory Ra a Rb, nahradíme Ra zkratem (drátovou propojkou) a pozice Rb necháme volné.

Rezistor R3 je nutné připojit buď shora nebo zespodu k vývodům IO1. Pokud bude umístěn zespodu, může být v provedení SMD.

Při ožívování napájíme modul ss napětím 12 V a proměnné vstupní napětí přivádíme z laboratorního regulovatelného zdroje.

Seznam součástek

R1	viz text
R2, R3, R4	3,9 kΩ, miniaturní
R5	viz text
R6 až R10	3,9 kΩ, miniaturní
R11	1,5 MΩ/0,6W
R12	30 kΩ, miniaturní
R13	1,5 MΩ, miniaturní
C1	100 μF/10 V, radiální
D1 až D5	LED s vyšší účinností
D6, D7	1N4148
IO1	TL064

DPS stojí 26 Kč, součástky 75 Kč

Elektronika pro dílnu i domácnost

Měřič délky telefonních hovorů

Dlouhé telefonní hovory jsou značně nákladné. Následující přípravek je určen především těm, kterým se při telefonování čas zastavuje. Umožňuje opticky i akusticky sledovat délku telefonního hovoru a upozorňuje tak na narůstající prohovořenou částku.

K činnosti obvodu je využíváno měření stejnosměrného napětí na telefonní lince, které je v klidovém stavu přibližně 60 V. Při vyzvánění a při hovoru se zmenší téměř na nulu, čehož se využívá k aktivaci měřiče.

Schéma měřiče je na obr. 64. Snažil jsem se o co možná nejjednodušší zapojení a o minimální spotřebu proudu. Základem měřiče je obvod CMOS 4521 (IO1), který plní funkci oscilátoru i děličky kmitočtu. Přesnost kmitočtu oscilátoru, a tím i odměřeného času, není příliš velká, ale pro informativní a orientační účely je plně vyhovující.

Kmitočet oscilátoru f_0 je určen vztahem:

$$f_0 = 1/(2,3 \cdot R1 \cdot C1) \quad [\text{Hz}; \Omega, \text{F}]$$

a v našem případě je 2131 Hz.

Na výstupu Q19 IO1 je kmitočet f_0 vydělen 524 288x na 0,004 065 Hz, tj. signál na tomto výstupu má periodu 246 s. Za polovinu této periody, tj. přibližně za 2 minuty po spuštění obvodu, se rozsvítí LED D2. Na dalším výstupu Q20 IO1 je signál s periodou 492 s, takže po čtyřech minutách se rozsvítí LED D3 a zhasne LED D2. Po uplynutí

šesti minut budou svítit LED D3 i D2 současně. Osmou minutu začne svítit pouze LED D4, která je připojena k výstupu Q21 IO1 atd. Protelefonovalý čas je tedy indikován binárně třemi diodami LED s krokem asi 2 min do maximální délky 16 min. Pak se indikace opakuje znova od nuly.

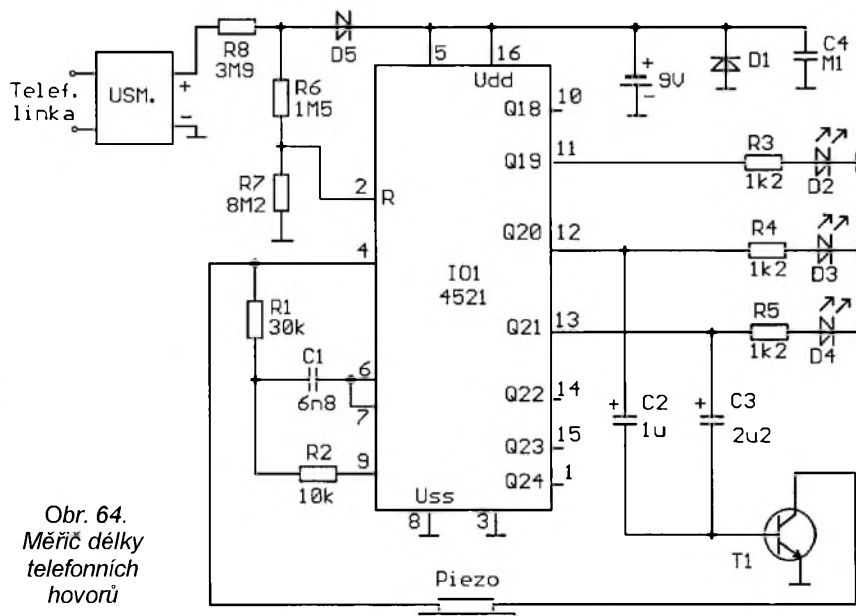
Zobrazení času v binárním kódu považuji pro tuto aplikaci za přípustnou. Domnívám se, že při různé barvě LED je snadno pochopí i laik.

Bylo by samozřejmě také možné k zobrazení času použít dekodér jedna z deseti typu CMOS 4028 s řadou LED na výstupu. Každá LED by odpovídala odběhlým dvěma minutám. Myslím

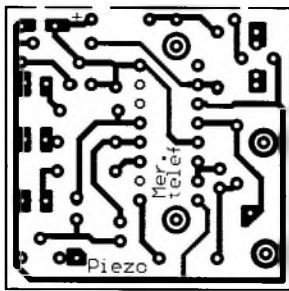
však, že by takové zapojení bylo zbytečně složité.

Změnou hodnot součástek R1 a C1 můžeme samozřejmě získat i jiné časové rozlišení. Např. po zvětšení kapacity kondenzátoru C1 na 3,3 nF by to byla zhruba 1 minuta. Pokud chceme kmitočet oscilátoru nastavit přesně, můžeme k R1 a C1 paralelně přidávat další součástky.

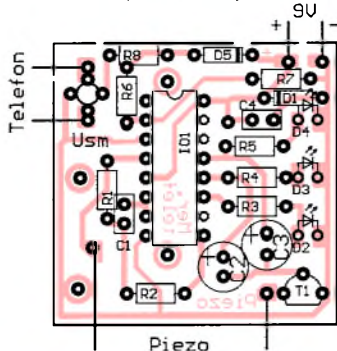
Měřič je také vybaven akustickou signalizací, která pípne v okamžiku rozsvícení LED D3 a D4. K vytvoření tónu signalizace je s výhodou využíván kmitočet oscilátoru. Piezoměnič Piezo je k výstupu oscilátoru (4 IO1) připojován tranzistorem T1, který je spínán přes



Obr. 64.
Měřič délky
telefonních
hovorů



Obr. 65. Obrazec plošných spojů měřiče délky telefonních hovorů (měř.: 1 : 1)



Obr. 66. Rozmístění součástek na desce měřiče délky telefonních hovorů

kondenzátory C2 a C3 při vzestupných hranách signálu na výstupech Q20 a Q21 IO1. Piezoměnič tak pípá každé čtyři minuty. Po úpravě plošných spojů a po připojení C2 a C3 k výstupům Q19 a Q20 IO1 by přístroj pípal každé dvě minuty. Transistor T1 se sepnut vždy po dobu, než se kondenzátory C2 nebo C3 nabijí. Velikostí kapacity těchto kondenzátorů tedy můžeme volit délku písknutí (při kapacitě 1 μF je to asi 0,5 s až 1 s).

Čítač v IO1 je nulován při vysoké úrovni napětí na telefonní lince (asi 60 V) přes dělič s rezistory R6 a R7. Při zahájení hovoru (nelze rozlišit, kdo je volající) se napětí na telefonní lince zmenší na jednotky voltů a čítač v IO1 začne čítat. Po ukončení hovoru se čítač opět vynuluje.

Měřič je napájen z baterie 9 V. Pokud je čítač nulován a oscilátor nekmitá, je napájecí proud asi 8 μA . Když IO1 není nulován a kmitá oscilátor, je napájecí proud zhruba 130 μA . K tomu musíme připočítat i odběr svíticích LED, které by pro omezení spotřeby bylo nevhodnější použít supersvitivé. Proud diodami LED volíme velikostí odporu rezistorů R3, R4 a R5. Při odporu 3,3 k Ω by diodami LED tekla proud asi 2 mA.

Odběr v klidovém stavu může být kryt napájením obvodu z telefonní linky přes rezistor R8. Při vhodné volbě jeho odporu se baterie také trochu dobíjí a udržuje se v nabitěm stavu. Tím se výrazně prodlouží její životnost, v zařízení může vydržet nabitá i několik let.

Je třeba upozornit, že připojení neschválených a nehomologovaných zařízení k telefonní lince není dovoleno. Těm, kteří si budou tento obvod přesto chtít postavit, chci připomenout nutnost

pracovat pečlivě a nezpůsobit zkrat na telefonní lince. Rezistory R6, R7 a R8 jsou zvoleny s ohledem na minimální zatížení telefonní sítě, které je v tomto případě srovnatelné s běžnými hodnotami svodových proudů. Vzhledem k neopatrnému odběru nemůže proto tento obvod při správném zapojení narušit činnost telefonní sítě.

Měřič délky telefonních hovorů je realizován na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 65, rozmístění součástek na desce je na obr. 66.

Desku můžeme umístit např. do univerzální plastové krabičky KM22, ve které je místo i na baterii 9 V.

Seznam součástek

R1	30 k Ω , miniaturní
R2	10 k Ω , miniaturní
R3, R4, R5	1,2 k Ω , miniaturní, viz text
R6	1,5 M Ω , miniaturní
R7	8,2 M Ω , miniaturní
R8	3,9 M Ω , miniaturní
C1	6,8 nF, keramický
C2	1 $\mu\text{F}/6,3 \text{ V}$, radiální
C3	2,2 $\mu\text{F}/6,3 \text{ V}$, radiální
C4	100 nF, keramický
D1	1N4007
D2	LED červená
D3	LED žlutá
D4	LED zelená
D5	1N4148
U _{sm}	B250C1500
T1	BC547B
IO1	CMOS 4521
piezo	KPT1540 W
klips na baterii	9 V

DPS stojí 19 Kč, součástky 89 Kč

Sinusový nf generátor

V časopise Electus 2001 jsem publikoval několik zapojení měřicích přístrojů pro domácí dílnu s jednoduchou mechanickou konstrukcí, o které byl velký zájem.

Jejich základem byla skříňka, kterou tvořil hliníkový profil ve tvaru U o rozměrech 50 x 50 mm o tloušťce stěny 3 mm a o délce 219 mm. Na uzavřenou skříňku byl doplněn plechovými bočnicemi. DPS byla vždy připevněna k přednímu panelu o rozměrech 225 x 56 mm. Výkres této skříňky je na obr. 3 na str. 17 v uvedeném časopise Electus 2001.

Jednalo se o napájecí zdroj 29V/0,005 až 1 A, generátor funkcí do 1 MHz a 5místný čítač s obvodem CMOS 4534. Tento obvod se přestal vyrábět, a proto jsem v KE 4/2004 popsal 6místný čítač v téže skříňce.

Nyní jsem stejným způsobem realizoval nf generátor sinusového signálu se šesti kmitočtovými rozsahy. Každý rozsah (kromě nejvyššího) má přeladění 1 : 10.

Schéma tohoto generátoru je na obr. 68. Použil jsem osvědčené zapo-

jení s Wienovým článkem a s tranzistorem, známé už od 70. let minulého století, které jsem přizpůsobil moderní součástkové základně. Myslím, že toto zapojení by nemělo upadnout v zapomnění. Jak dále vysvětlím, náhrada tranzistorů integrovaným obvodem dává horší výsledky.

V současnosti se sinusové nf průběhy vytvářejí generátorem funkcí aproximací trojúhelníkového průběhu diodoodporovou maticí. Nebo z obdélníkového průběhu pomocí digitálního filtru s velkou strmostí odfiltrujeme vyšší harmonické. Případně sinusovou funkci programujeme tandemový procesorem, kterým řídíme A/D převodník.

Zapojení podle obr. 67 je však jednodušší a méně nákladné. Cena tranzistorů je výrazně nižší než cena speciálních integrovaných obvodů. Při správném nastavení má výstupní signál harmonické zkreslení pod 1 % (u generátorů tohoto typu se udává obvykle 0,1 %). Sinusový signál se zde přímo vytváří a nemusí se získávat z jiného průběhu. Jedinou nevýhodou je, že k ladění potřebujeme tandemový potenciometr a k přepínání rozsahů dvojité přepínač.

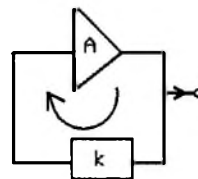
K pochopení funkce tohoto generátoru nejprve zopakujme princip činnosti oscilátorů a stabilizace jejich amplitudy.

Každý oscilátor se skládá ze zesilovače s napěťovým zesilením A a ze zpětnovazebního obvodu s přenosem napětí k (viz obr. 67a). Pokud se signál ze vstupu zesilovače zesílí a projde zpětnovazebním obvodem zpátky na vstup zesilovače se stejnou amplitudou a fází, bude obvod kmitat. Signál se v něm udrží trvale, takový obvod se nazývá oscilátor. Oscilátor je zesilovač s kladnou zpětnou vazbou.

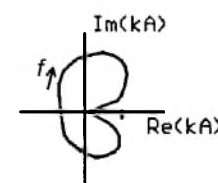
Tento stav v teorii zesilovačů popisuje Nyquistovo kritérium stability, v teorii oscilátorů amplitudová a fázová podmínka oscilací. Obojí hovoří o tom samém jevu. Graficky si jej můžeme znázornit pomocí fázorového diagramu (obr. 67b). V komplexní rovině znázorníme přenos zesilovače se zpětnovazebním obvodem pro kmitočty od 0 do nekonečna. Je-li bod (1,0) uvnitř této charakteristiky, obvod kmitá. Podmínka oscilací musí být alespoň pro jeden kmitočet splněna.

Pokud tomu tak není ($A \cdot k < 1$), kmitý se rychle utlumí (viz obr. 67c). Pokud

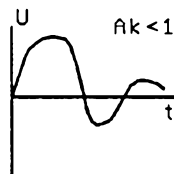
Obr. 67a. Blokové schéma oscilátoru



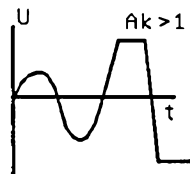
Obr. 67b. Fázorový diagram zesilovače se zpětnou vazbou



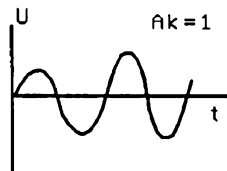
Obr. 67c.
Tlumené
kmity
v obvodu,
ve kterém je
 $A \cdot k < 1$



Obr. 67d.
Omezené
kmity
v obvodu,
ve kterém je
 $A \cdot k > 1$



Obr. 67e.
Ustálené si-
nusové kmity
v obvodu,
ve kterém je
 $A \cdot k = 1$



je $A \cdot k > 1$, amplituda kmitů stále narůstá, signál se po průchodu obvodem stále zesiluje. Nakonec je signál omezen (viz obr. 67d). Vzniká tak generátor obdélníkového (lichoběžníkového) průběhu, který nazýváme astabilní multivibrátor. Kladná zpětná vazba je zde velmi silná.

Pro vytvoření sinusového průběhu potřebujeme, aby $A \cdot k = 1$. Po zapnutí oscilátoru se však kmitů musí vybudit, tj. v okamžiku zapnutí musí být $A \cdot k > 1$. Jak však amplituda kmitů narůstá, musí se součin $A \cdot k$ zmenšovat, a pro určitou amplitudu kmitů, při které ještě není signál omezen, musí být $A \cdot k = 1$ (viz obr. 67e).

V běžných LC oscilátorech se jako zesilovač používá tranzistor (bipolární, JFET) a potřebná kladná zpětná vazba je zavedena rezonančním obvodem LC, jehož rezonanční kmitočet určuje kmitočet oscilací. Těsně po zapnutí napájení pracuje tranzistor v lineární oblasti, $A \cdot k > 1$ a oscilátor se vlivem vnitřních šumů rozkmitá. Amplituda kmitů postupně vzrůstá. Sinusové napětí z rezonančního obvodu se usměrňuje na přechodu báze-emitor tranzistoru a usměrněným napětím se tranzistor po část periody kmitů uzavírá. S rostoucí amplitudou kmitů je tak rezonanční obvod tranzistorem buzen stále užšími proudovými impulsy. Následkem toho se pro první harmonickou kmitů součin $A \cdot k$ postupně zmenšuje a amplituda kmitů se nakonec ustálí na takové úrovni, při které je pro první harmonickou $A \cdot k = 1$. Vlivem selektivity je napětí na rezonančním obvodu LC sinusové (při správném návrhu!), i když je buzen nesinusovým proudem.

Pro použití v nf generátoru není LC oscilátor vhodný, protože kapacita a indukčnost v rezonančním obvodu by byly nevhodně velké.

Pro akustické kmitočty dáváme přednost RC oscilátorům. Jako zpětnovazební obvod používáme buď Wienův článek nebo T článek, což jsou obvody s malou selektivitou, které samy neodfiltrují první harmonickou signálu. Tyto

oscilátory potřebují proto obvody pro stabilizaci amplitudy, kterými se budeme dále zabývat.

Nejlépe princip RC oscilátorů pochopíme na zapojení s operačním zesilovačem (OZ) podle obr. 67f. Wienův článek zavádí z výstupu OZ do jeho neinvertujícího vstupu kladnou zpětnou vazbu. Za předpokladu, že $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$, je přenos Wienova článku roven jedné třetině ($k = 0,33$). Aby bylo na výstupu OZ sinusové napětí, musí být splněna podmínka $A \cdot k = 1$, takže zesilovač s OZ musí mít zesílení A přesně 3. To zajišťuje obvod záporné zpětné vazby s rezistorem R_3 a žárovkou. Žárovka se chová jako činný odpor s kladným teplotním součinitelem (PTC). S rostoucím střídavým napětím přiváděným z výstupu OZ se vlákno žárovky ohřívá a roste jeho odpor.

Napěťové zesílení A_U neinvertujícího zesilovače s OZ vypočítáme podle vzorce:

$$A_U = 1 + (R_3/PTC) \quad [-; \Omega, \Omega].$$

Odpor rezistoru R_3 volíme tak, aby při minimálním odporu PTC (při studeném vláknu žárovky) bylo zesílení A_U mírně větší než 3. Po zapnutí napájecího napětí se tak oscilátor podle obr. 67f rozkmitá a amplituda kmitů narůstá. S rostoucí amplitudou kmitů se vlákno žárovky ohřívá a zvětšuje se jeho odpor. Zesílení klesá a při $A_U = 3$ se amplituda kmitů ustálí.

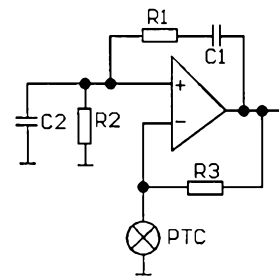
Kmitočet oscilací f_0 vypočítáme podle vzorce:

$$f_0 = 1/[2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2)}] \quad [\text{Hz}; \Omega, \text{F}].$$

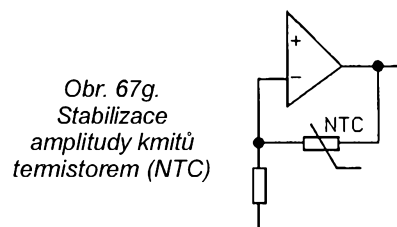
Aby stabilizace amplitudy fungovala kvalitně, musí být doba ohřevu vlákna žárovky výrazně delší než nejdelší možná perioda signálu oscilátoru. Na kmitočtu okolo 1 Hz to je již obtížně splnitelné, musíme zde počítat s určitým zkreslením signálu. První sekundy po zapnutí nebo přeladění oscilátoru musíme rovněž počítat s kolísáním amplitudy, než se teplota vlákna ustálí.

Typ použité žárovky volíme s ohledem na výstupní odpor zesilovače. Žárovka musí mít co možná největší odpor vlákna (žárovky 12 V/50 mA nebo 24 V/50 mA mají odpor studeného vlákna okolo 100 Ω) a musí pracovat v nelineární části své charakteristiky. Pravděpodobně nebude svítit, případně bude pouze slabě žhnout. Žárovky pro menší napětí a větší proudy nejsou vhodné. Výstupní signál by byl tvarově zkreslený, žárovku bychom museli budít zesilovačem s velmi malým výstupním odporem.

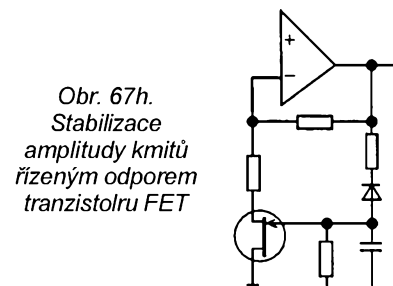
Jako rezistor R_3 použijeme odporový trimr (1 k Ω), kterým nastavíme vhodný pracovní režim žárovky. To znamená dostatečnou, ale ne příliš velkou amplitudu signálu na výstupu OZ a jeho minimální zkreslení. Obojí současně lze dosáhnout jen obtížně. Raději zvolíme menší amplitudu (asi 1 V), protože zesílit výstupní signál není problém, zatím co zkreslení se už dále zmenšit nedá.



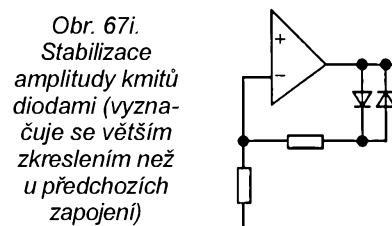
Obr. 67f. Nf oscilátor s Wienovým
můstkem a stabilizací amplitudy kmitů
žárovkou (PTC)



Obr. 67g.
Stabilizace
amplitudy kmitů
termistorem (NTC)



Obr. 67h.
Stabilizace
amplitudy kmitů
řízeným odporem
tranzistoru FET



Obr. 67i.
Stabilizace
amplitudy kmitů
diodami (vyzna-
čuje se větším
zkreslením než
u předchozích
zapojení)

Na podobném principu funguje stabilizace amplitudy s NTC termistorem (viz obr. 67g). S rostoucí amplitudou signálu se termistor začne zahřívát, jeho odpor se zmenší, zesílení se zmenší a amplituda kmitů se ustálí. Odpor termistoru zvolíme řádu stovek ohmů, aby se napětím řádu jednotek voltů začal ohřívát a aby se jeho odpor začal měnit. Místo rezistoru, který vede z invertujícího vstupu OZ na zem, můžeme zapojit rovněž trimr, kterým nastavíme pracovní bod termistoru, a tím i požadovanou amplitudu výstupního napětí.

Časová konstanta ohřevu termistoru bude delší než u vlákna žárovky. Amplituda kmitů bude více závislá na teplotě prostředí, která odpor termistoru ovlivňuje. Proto se toto zapojení tak často nepoužívá.

Vyzkoušel jsem kombinaci žárovky a termistoru. Použití dvou nelineárních součástek, pokud by obě pracovaly v optimální části své charakteristiky (v oblasti zakřivení), by mohlo zvětšit rozsah stabilizace amplitudy. Ukázalo se však, že oscilátor, který má ve zpětné vazbě dvě nelineární součástky s různými časovými konstantami, je

náchylný k parazitním oscilacím na nízkých kmitočtech.

Rovněž se používá stabilizace amplitudy s unipolárními tranzistory, které se chovají v pootvřeném stavu jako řízené lineární odpory. Výstupní napětí OZ usměrníme a filtrujeme. Usměrněným napětím řídíme odpor unipolárních tranzistorů. Jedná se o aktivní součástky, které se otvírají při napětí řídící elektrody G vůči emitoru okolo 3 V a které mají velkou strmost. Na obr. 67h je zapojení s tranzistorem JFET, který je bez napětí na řídící elektrodě otevřen a zavírá se připojením záporného řídícího napětí 2 až 3 V. Přivřením tranzistoru poklesne zesílení zesilovače s OZ a amplituda kmitů se ustálí.

Zapojení obvodu pro stabilizaci amplitudy kmitů s diodami (obr. 67i) nechci přes jeho jednoduchost doporučovat, protože bude mít větší zkreslení. Diody jsou nelineární součástky, které na změnu napětí reagují okamžitě.

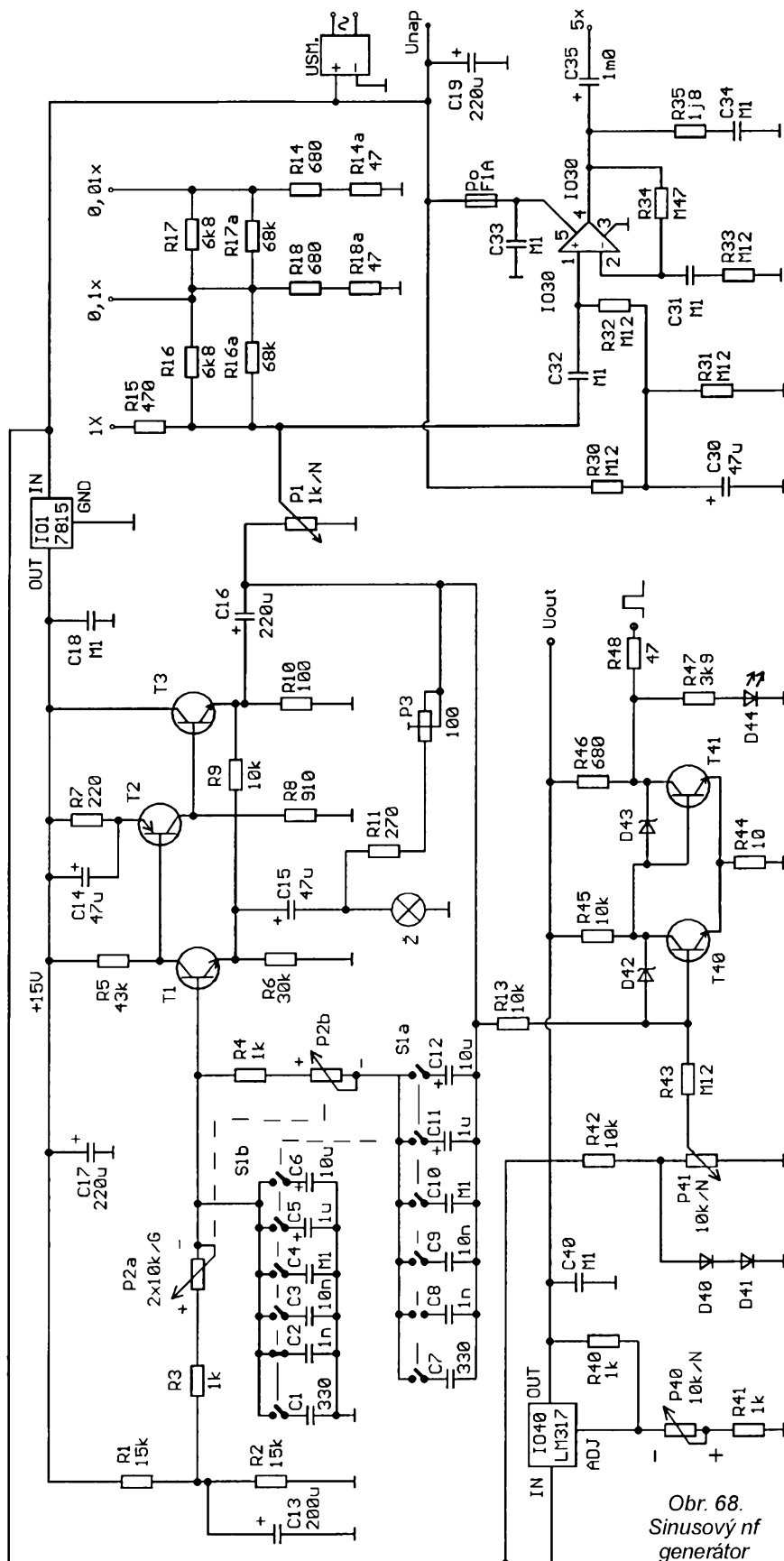
Použit operační zesilovač v širokopásmovém RC oscilátoru není nejvhodnější. OZ v sobě obsahují minimálně 15 tranzistorů. Každý z nich má určitou parazitní kapacitu, která je příčinou fázového posuvu zesilovaného signálu. Aby byla splněna podmínka stability (Nyquistovo kritérium), nesmí existovat kmitočet, při kterém je zesílení větší než 1 a fázový posun 360° . Jinak by se OZ samovolně rozkmital na kmitočtu řádově 1 MHz. Proto OZ mají kmitočtovou kompenzaci, která omezuje přenos vysokých kmitočtů.

Z toho důvodu bychom s OZ mohli realizovat pouze generátor nižších kmitočtů, nad 20 kHz by byly problémy s udržení kmitů. Zapojení se třemi tranzistory má lepší vlastnosti.

Popíšeme si nyní podrobněji schéma generátoru na obr. 68. Zesilovač nf oscilátoru je tvořen tranzistory T1 až T3. Tranzistory T1 a T2 pracují v zapojení se společným emitorem, tranzistor T3 je zapojen se společným kolektorem. Všechny tranzistory jsou přímo vázány.

Aby měl tento obvod optimální vlastnosti (aby byly obě půlvyiny výstupního střídavého napětí stejně omezovány), musí být na emitoru tranzistoru T3 polovina napájecího napětí. Předpětí rovné polovině napájecího napětí se získává odporovým děličem R1, R2 a přivádí se do báze tranzistoru T1. Pracovní bod zesilovače je stabilizován stejnosměrnou zápornou zpětnou vazbou zavedenou děličem R6, R9. Pokud na emitoru T3 vzroste napětí, přivrou se tranzistory T1, T2 i T3 a napětí na emitoru T3 poklesne. Tranzistor T2 má ještě vlastní stabilizaci pracovního bodu pomocí rezistoru R7 (vzroste-li proud tranzistorem, zvětší se úbytek napětí na R7, tranzistor se přivře a napětí na emitoru se zmenší). Rezistor R7 je přemostěn kondenzátorem C14, aby se zbytečně nezmenšovalo zesílení střídavých signálů.

Kladná zpětná vazba, která zajišťuje rozkmitání oscilátoru, je zavedena



Obr. 68.
Sinusový nf generátor

Wienovým článkem z emitoru T3 na bázi T1. Hodnoty součástek Wienova článku určují kmitočet oscilací.

K ladění kmitočtu je použit tandemový potenciometr P2. Rezistory R3 a R4 omezují přeladitelnost na poměr 1 : 10. Potenciometr P2 je logaritmický, aby byl zajištěn přibližně lineární průběh stupnice kmitočtu.

Za předpokladu, že $R3 = R4$, $P2a = P2b$ a $C1 = C7$, $C2 = C8$ atd., vypočítáme kmitočet oscilací f_o ze vztahu:

$$f_o = 1/[2 \cdot \pi \cdot (R3 + k \cdot P2a) \cdot C] \quad [\text{Hz}; \Omega, \text{F}],$$

kde k je relativní poloha běžce potenciometru P2a, která se pohybuje v rozmezí 0 až 1, a C je kapacita kondenzá-

torů C1 až C11 právě zapojených přepínačem S1a a S1b.

S hodnotami součástek podle schématu má generátor rozsahy: 1,5 až 16 Hz, 15 až 160 Hz, 150 Hz až 1,6 kHz, 1,5 až 16 kHz, 15 až 160 kHz a 150 až 500 kHz. Nejvyšší rozsah je třeba považovat za doplňkový, není možné realizovat přeladění až do 1,6 MHz.

Počet rozsahů si samozřejmě můžeme zvolit podle vlastního uvážení (s podobnými hodnotami součástek).

Odpor rezistoru R10 musí být co nejmenší, aby emitorový sledovač s T3 mohl dodávat do zátěže dostatečný proud i v záporných půlvlnách výstupního napětí. Jinak by byly záporné půlvlny ořezané. Tranzistorem T3 teče poměrně velký klidový proud, a proto se tento tranzistor i rezistor R10 zahřívají. Plošné spoje jsou navrženy tak, aby odvod tepla z uvedených součástek usnadňovaly. Pokud bychom použili vyšší napájecí napětí, zvolíme R10 a T3 výkonnějších typů.

Amplitudu výstupního signálu nastavujeme lineárním potenciometrem P1. Za potenciometrem je zařazen výstupní odporový attenuátor se 3 výstupy, ze kterých lze odebrat maximální napětí (efektivní) 1 V, 100 mV a 10 mV. Všechny výstupy mají stejný výstupní odpor 600 Ω.

Zapojení výstupního attenuátoru si každý může zjednodušit podle libosti. Nejnižší rozsah se příliš často nepoužívá, takže je např. možné vynechat rezistory R17, R17a, R14 a R14a.

Pokud jsme postavili generátor sinusového průběhu, stojí za to jej doplnit tvarovačem, abychom získali i generátor obdélníkového signálu. Náklady a složitost zapojení se zvětší pouze minimálně. Ve schématu mají součástky obdélníkového tvarovače čísla větší než 40.

K tvarování sinusového průběhu na obdélníkový jsem zapojil tranzistory T40 a T41 jako Schmittův klopný obvod (SKO). Antisaturační Schottkyho diody D42 a D43 zvyšují rychlost spínání tranzistorů.

Výstupní napětí z tvarovače je připojeno na výstupní zdířku přes ochranný rezistor R48, abychom výstupní tranzistor nezneškodili při náhodném připojení výstupu ke kladnému napájecímu napětí. Je třeba si však uvědomit, že se vstupní kapacita připojeného měřeného objektu tvoří s odporem R48 integrační členek (dolní propust), který omezuje přenos vyšších kmitočtů a zaobluje tak hrany výstupního signálu. Odpor rezistoru R48 proto nesmí být příliš velký.

Rozkmit obdélníkového signálu ovládáme změnou napájecího napětí tvarovače. Jako regulátor napájecího napětí jsem použil regulovaný stabilizátor LM317L (IO40). Výstupní napětí stabilizátoru se reguluje v rozmezí asi 2,5 až 15 V lineárním potenciometrem R40. Mezi vývody ADJ a OUT IO40 je referenční napětí 1,25 V. Výstupní napětí U_{OUT} stabilizátoru můžeme přibližně určit podle vztahu:

$$U_{OUT} = 1,25 \cdot (1 + [(k \cdot P40 + R41)/R40])$$

[V; V, Ω],

kde k je relativní poloha běžce potenciometru P40, která se pohybuje v rozmezí 0 až 1.

Proud z vývodu ADJ do země, který je asi 50 μA, poněkud zvětšuje úbytek napětí na potenciometru P40 a tím i výstupní napětí U_{OUT} oproti uvedenému výpočtu.

Tvarovač se překlápí přibližně při úrovni napětí 0,6 V na bázi tranzistoru T40. Děličem z rezistoru R42 a diod D40 a D41 je vytvářeno referenční napětí asi 1,2 V, které přes potenciometr P41 a rezistor R43 přivádíme jako předpětí na tranzistor T40.

Lineárním potenciometrem P41 ovládáme velikost tohoto předpětí a tím řídíme střidu obdélníkového signálu na výstupu tvarovače. Při nastavení běžce potenciometru P41 do středu odporové dráhy je střída výstupního signálu přibližně 1 : 1. Rezistor R43 musí mít dostatečně velký odpor ve srovnání s odporem žárovky Ž, aby potenciometr P41 neměl vliv na amplitudu generovaného signálu.

LED D40 svým jasnem indikuje rozkmit obdélníkového signálu na výstupu tvarovače a na nejnižším kmitočtovém rozsahu můžeme podle jejího blikání i přibližně nastavit střidu signálu. Přitom takto nastavená střída zůstane zachována i po přepnutí na vyšší rozsahy. LED D40 zároveň indikuje zapnutí přístroje.

Napájecí napětí U_{OUT} z výstupu stabilizátoru IO40 je vyvedeno na výstupní zdířku U_{out} . Můžeme ho používat pro napájení logických obvodů, do kterých současně zavádíme obdélníkový signál z tvarovače. Výhodou je, že za těchto okolností velikost napájecího napětí vždy odpovídá rozkmitu výstupního obdélníkového signálu, jak to logické obvody vyžadují.

Stabilizátor IO40 má tepelnou ochranu, takže jej případným přetížením nezneškodíme. Jeho ztrátový výkon $P_{ztrát}$, který je určen vztahem:

$$P_{ztrát} = (U_{IN} - U_{OUT}) \cdot I_{OUT} \quad [W; V, A],$$

by neměl přesáhnout 0,5 W. Výstupní proud I_{OUT} stabilizátoru typu LM317L může být maximálně 100 mA.

Pokud bychom chtěli z IO40 odebrat větší proud, použili bychom obvod LM317T, který bychom izolovaně upevnili na hliníkový profil tvořící zadní stěnu krabičky. Při větším odběru proudu bychom také měli zvětšit kapacitu filtračního kondenzátoru C19.

Generátor napájíme stabilizovaným ss napětím $U_{nap} = +15$ V, které přivádíme z laboratorního napájecího zdroje na svorku Unap. V tom případě stabilizátor IO1 nezapojíme a nahradíme ho drátovou propojkou.

Generátor je možné napájet i střídavým napětím ze síťového transformátoru, pro ten případ je na DPS místo pro

usměrňovač, filtrační kondenzátor C19 a stabilizátor napětí IO1.

Požadavky na velikost napájecího napětí nejsou příliš přísné. Generátor můžeme napájet ss napětím až 24 V bez úprav zesilovače s tranzistory T1 až T3. Pracovní body těchto tranzistorů se změní jen minimálně. Při větším napájecím napětí bude výstupní napětí méně zkreslené.

Napájecí napětí by nemělo být zvláště, aby generovaný signál nebyl parazitně amplitudově modulován. K filtraci napájecího napětí přispívá kondenzátor C17.

Součástky sinusového generátoru s výstupním attenuátorem i obdélníkovým tvarovačem včetně všech potenciometrů, přepínače rozsahů a LED jsou umístěny na jedné DPS s jednostrannými spoji. Obrázec spojů je na obr. 69, rozmístění součástek na desce je na obr. 70.

DPS je připevněna k přednímu panelu skříňky třemi šroubky M3 přes distanční podložky o délce 15 až 20 mm. Na předním panelu jsou také umístěny všechny vstupní a výstupní zdířky.

Při oživování nejprve zkontrolujeme pracovní body tranzistorů T1 až T3. Trimr R12 nastavíme nejprve tak, aby oscilátor nekmital. Při napájecím napětí +15 V bychom bez signálu měli proti zemi naměřit tato napětí: 6,8 V na emitoru T1, 12,9 V na kolektoru T1, 13,5 V na emitoru T2, 7,5 V na kolektoru T2 a 6,9 V na emitoru T3. Je třeba si uvědomit, že tranzistory jsou přímo vázány. V takovém obvodu vše souvisí se vším. Najít případnou chybu nebo upravit uvedená napětí může být v takovém zapojení pro začátečníka problém.

Jsou-li stejnosměrná napětí v pořádku, nastavíme trimrem R12 efektivní napětí kmitů asi 1 V (tj. mezivrcholový rozkmit 2,83 V). Osciloskopem zkontrolujeme sinusový tvar signálu na jednotlivých rozsazích a při přeladování kmitočtu. Ustálení amplitudy signálu při přeladění trvá obvykle 2 až 3 s. Pokud je na některém rozsahu signál zkreslen nebo zeslaben, změníme nastavení trimru R12 a kontrolu zopakujeme pro všechny rozsahy.

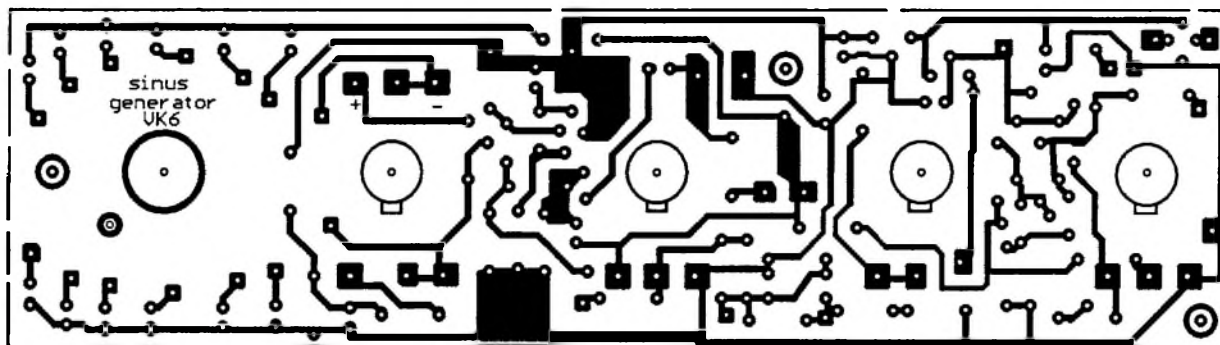
Nakonec ověříme funkci tvarovacího obvodu.

Pokud potřebujeme, aby generátor poskytoval signál s větším napětím nebo menším výstupním odporem (např. pro buzení reproduktorů), připojíme k výstupu generátoru koncový stupeň s výkonovým monolitickým zesilovačem TDA2030 (IO30), který je použitelný pro celé akustické pásmo. Součástky koncového stupně mají ve schématu na obr. 68 čísla od 30 do 39.

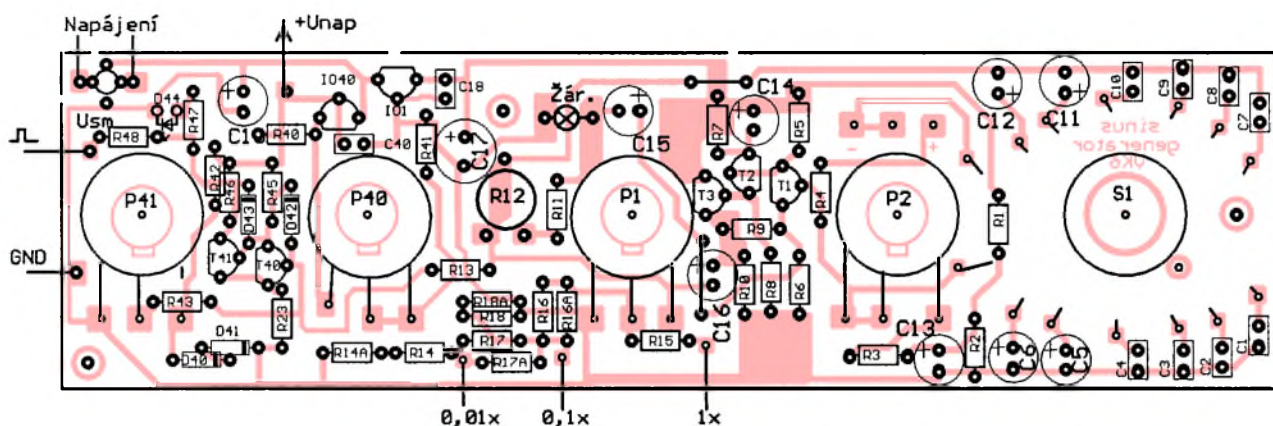
Napětové zesílení A_U koncového stupně lze určit podle vztahu:

$$A_U = 1 + (R34/R33) \quad [-; \Omega].$$

S hodnotami součástek podle schématu je A_U asi 5. Kdyby zesilovač tvrději kmital, zvětšíme jeho zesílení



Obr. 69. Obrazec plošných spojů sinusového nf generátoru (měř.: 1 : 1)



Obr. 70. Rozmístění součástek na desce sinusového nf generátoru

podle poznámky redakce na str. 13 u zesilovače se stejným IO TDA2030.

Maximální efektivní výstupní napětí $U_{\text{výst ef}}$ můžeme přibližně určit z velikosti napájecího napětí U_{nap} podle vztahu:

$$U_{\text{výst ef}} \cdot 2 \cdot \sqrt{2} < U_{\text{nap}} - 4 \quad [\text{V}; \text{V}].$$

Výstupní výkon $P_{\text{výst}}$ do zátěže R_Z je pak:

$$P_{\text{výst}} = U_{\text{výst ef}}^2 / R_Z \quad [\text{W}; \text{V}; \Omega].$$

Při napájení koncového stupně napětím $U_{\text{nap}} = +30 \text{ V}$ můžeme dosáhnout výkonu 10 až 15 W (podle vnitřního odporu napájecího zdroje) při zkreslení pod 1 %.

Důležité je dobré oddělení napájecích obvodů koncového stupně a generátoru, nejlépe pomocí stabilizátoru IO1, popř. pomocí kaskády filtračních článků RC. Jinak by mohla vzniknout mezi koncovým stupněm a generátorem kladná zpětná vazba přes napájení (generátor vybudí koncový stupeň, vzroste odběr proudu, poklesne napájecí napětí, ovlivní se činnost generátoru), která se projevuje samovolným rozkmitáním na velmi nízkých kmitočtech.

Koncový stupeň je umístěn na samostatné DPS s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 71, rozmístění součástek na desce je na obr. 72.

Desku upevníme k zadnímu panelu skříňky pomocí úhelníku a obvodu IO30. Umístíme ji do levé části skříňky, kde jsou zdířky, aby neprekážela hlavní desce generátoru.

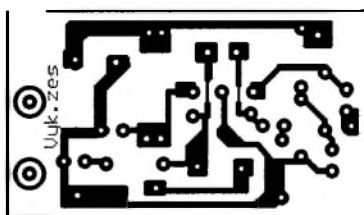
Zadní panel skříňky slouží pro IO30 jako chladič. IO30 nemusí být od skříňky izolován, pro lepší přestup tepla však potřebujeme styčné plochy IO30 i panelu tepelně vodivou pastou. Zesilovač zásadně neprovodíme bez připevnění IO30 k chladiči.

Seznam součástek

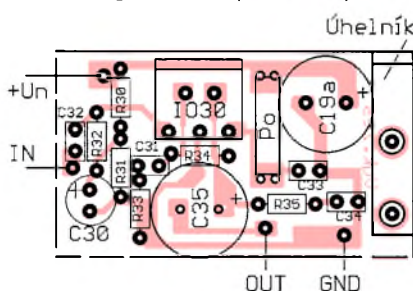
(sinusový a obdélníkový generátor)

R1, R2	15 kΩ, miniaturní
R3, R4	1 kΩ, miniaturní
R5	43 kΩ, miniaturní
R6	30 kΩ, miniaturní

R7	220 Ω, miniaturní
R8	910 Ω, miniaturní
R9	10 kΩ, miniaturní
R10	100 Ω/0,6W
R11	270 Ω, miniaturní
R12	100 Ω, trimr 10 mm ležatý (PT10V)
R13	10 kΩ, miniaturní
R14	680 Ω, miniaturní
R14a	47 Ω, miniaturní
R15	470 Ω, miniaturní
R16	6,8 kΩ, miniaturní
R16a	68 kΩ, miniaturní
R17	6,8 kΩ, miniaturní
R17a	68 kΩ, miniaturní
R18	680 Ω, miniaturní
R18a	47 Ω, miniaturní
R40	1 kΩ, miniaturní
R41	1 kΩ, miniaturní
R42	10 kΩ, miniaturní
R43	120 kΩ, miniaturní
R44	10 Ω, miniaturní
R45	10 Ω, miniaturní
R46	680 Ω, miniaturní
R47	3,9 kΩ, miniaturní
R48	47 Ω, miniaturní
P1	1 kΩ/N, potenciometr lineární (TP 160)
P2	2x 10 kΩ/G, tandemový potenciometr logaritmický (TP 169)
P40, P41	10 kΩ/N, potenciometr lineární (TP 160)
Ž	Žárovka 24 V/50 mA (ZH1) nebo 12 V/50 mA (ZG1)
S1	P-DS2
C1, C7	330 pF, keramický
C2, C8	1 nF, keramický
C3, C9	10 nF, keramický
C4, C10	100 nF, keramický



Obr. 71. Obrazec plošných spojů koncového stupně k sinusovému nf generátoru (měř.: 1 : 1)



Obr. 72. Rozmístění součástek na desce koncového stupně k sinusovému nf generátoru

C5, C11	1 µF/16 V, radiální
C6, C12	10 µF/16 V, radiální
C13	220 µF/16 V, radiální
C14, C15	47 µF/16 V, radiální
C16, C17	220 µF/16 V, radiální
C18	100 nF, keramický
C19	220 µF/25 V, radiální
C40	100 nF, keramický
D40, D41	1N4007
D42, D43	1N5818
D44	LED s větší účinností
Usm	B250C1500
T1	BC547B
T2	BC557B
T3	BC547B (viz text)
IO1	78L15
IO40	LM317L

DPS stojí 78 Kč, součástky 459 Kč

(koncový zesilovač)

R30, R31	120 kΩ, miniaturní
R32, R33	120 kΩ, miniaturní
R34	470 kΩ, miniaturní
R35	1,8 Ω, miniaturní
C30	47 µF/16 V, radiální
C31, C32	100 nF, keramický
C33, C34	100 nF, keramický
C35	1000 µF/16 V, radiální
IO30	TDA2030

DPS stojí 25 Kč, součástky 67 Kč

Regulátory k pájecímu peru

V prodejně GES jsem zakoupil miniaturní pájecí pero od firmy STANNOL, které má výkon 7,5 W a napájecí napětí 12 V.

Je použitelné nejen pro pájení součástek SMD, ale i pro pájení klasických integrovaných obvodů, menších rezistorů, kondenzátorů a diod. Páječka s tímto perem je vhodná i pro práci ve školních dílnách. Pero se také vyznačuje příznivou maloobchodní cenou 150 Kč.

Při napětí 12 V odebírá toto pájecí pero proud 0,625 A. Může být napájeno ss i střídavým napětím.

Odpor topného tělíska a tím i proud se s teplotou mění jen minimálně, takže tyto změny nelze využít pro regulaci teploty hrotu. Tu můžeme měnit pouze změnou velikosti napájecího napětí.

Určitou nevýhodou páječky je nutnost čekat po zapnutí asi 30 s, než bude mít hrot správnou teplotu. Cín se začne tavit zhruba 25 s po připojení napájecího napětí 12 V.

Dalším problémem je, že uživatelé zapomínají po použití pájecí pero vypínat. Hrot se tak zbytečně opaluje a hrozí i nebezpečí požáru.

Popisované regulátory umožňují rychlejší nahřátí pájecího pera a jeho automatické vypínání, a tím zlepšují komfort využívání tohoto výrobku.

Jsou zpracovány dvě konstrukce regulátorů: se stejnosměrným a se střídavým napájecím napětím.

Regulátor napájený střídavým napětím

Tento návod je určený především pro školní dílny a laboratoře, kde bývá nejčastěji k dispozici střídavé napětí 12 až 24 V.

Pokud použijeme větší napájecí napětí než předepsaných 12 V, zkrátíme tím dobu ohřevu. Při napájecím napětí 17 V bude doba ohřevu na provozní teplotu přibližně poloviční, tj. asi 15 s. Po uplynutí této doby musíme ale napájecí napětí bezpodmínečně snížit na 12 V, jinak se bude přepalovat cín a bude hrozit poškození páječky nadměrnou teplotou. Při napájecím napětí 17 V má pájecí pero 2x větší výkon, než když je napájeno napětím 12 V (výkon se zvětšuje se druhou mocninou napětí).

Schéma regulátoru, přes který napájíme pájecí pero střídavým napětím, je na obr. 73. Při napájecím napětí 17 V můžeme regulaci zajistit velmi jednoduchým způsobem: Do páječky je přes diodu D1 trvale přiváděna záporná půlvlna střídavého napětí. Po dobu asi 15 s po připojení napájecího napětí je otevřen tyristor Ty1. Ten propouští do páječky i kladné půlvlny střídavého napětí, takže na páječce je plné napětí 17 V, a ta se během těchto 15 s stačí plně nahřát. Tyristor se otevírá kladným napájecím napětím přiváděným na jeho řídicí elektrodu přes diodu D2 a rezistor R2.

Asi po 15 s od zapnutí napájecího napětí se přes rezistor R3 nabije kondenzátor C1 a přes LED D3 se otevře tranzistor T1. Následkem toho se tyristor zavře a do páječky tečou pouze záporné půlvlny střídavého proudu. To odpovídá trvalému napájecímu napětí 12 V, které udržuje správnou teplotu hrotu.

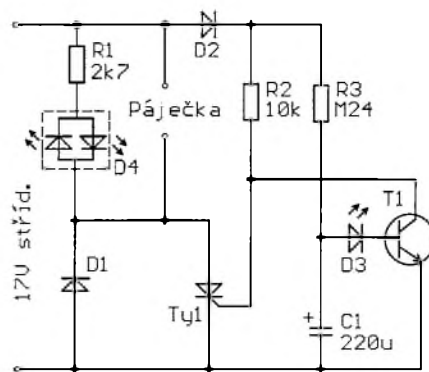
K indikaci stavu regulátoru nejlépe použijeme dvoubarevnou LED D4 se dvěma vývody, která rozliší fázi zahřívání, kdy svítí oranžově, od provozního stavu, kdy svítí zeleně (popř. červeně).

LED D3 jsme použili pouze pro posuv napětí místo Zenerovy diody, která by měla při malém Zenerově napětí velmi špatné vlastnosti. Proud, který LED teče, je příliš malý, takže svítit nemůže.

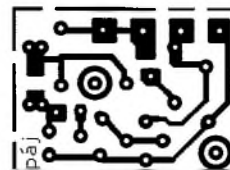
Regulátor nedovolí poškodit páječku ani při jejím častém zapínání a vypínání. Po vypnutí napájení se bude kondenzátor C1 pomalu vybíjet přes rezistor R3, zatímco hrot páječky chladne. Při opakovaném zapnutí páječky bude fáze rychloohřevu kratší.

Tento regulátor můžeme použít tam, kde si můžeme střídavé napětí nastavit na velikost 17 V. Tam, kde máme k dispozici střídavé napětí jiné velikosti (nejčastěji 24 V), musíme takové napětí nejdříve usměrnit a potom využít následující regulátor napájený ss napětím.

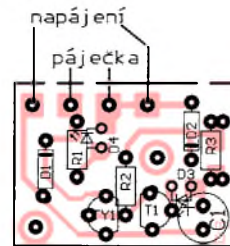
Všechny součástky jsou připájené na DPS s jednostrannými plošnými spoji (obr. 74, obr. 75), kterou můžeme umístit např. do univerzální plastové krabičky KM1 o vnějších rozměrech 43 x 32 x 22 mm. Krabička díky svým



Obr. 73. Regulátor k pájecímu peru napájený střídavým napětím



Obr. 74. Obrázek plošných spojů regulátoru napájeného střídavým napětím



Obr. 75. Rozmístění součástek na desce regulátoru napájeného střídavým napětím

rozměrům nezabírá na pracovním stole téměř žádné místo. Vstupní a výstupní vodiče zajistíme proti vytržení uzlíkem, DPS přišroubojeme ke krabičce.

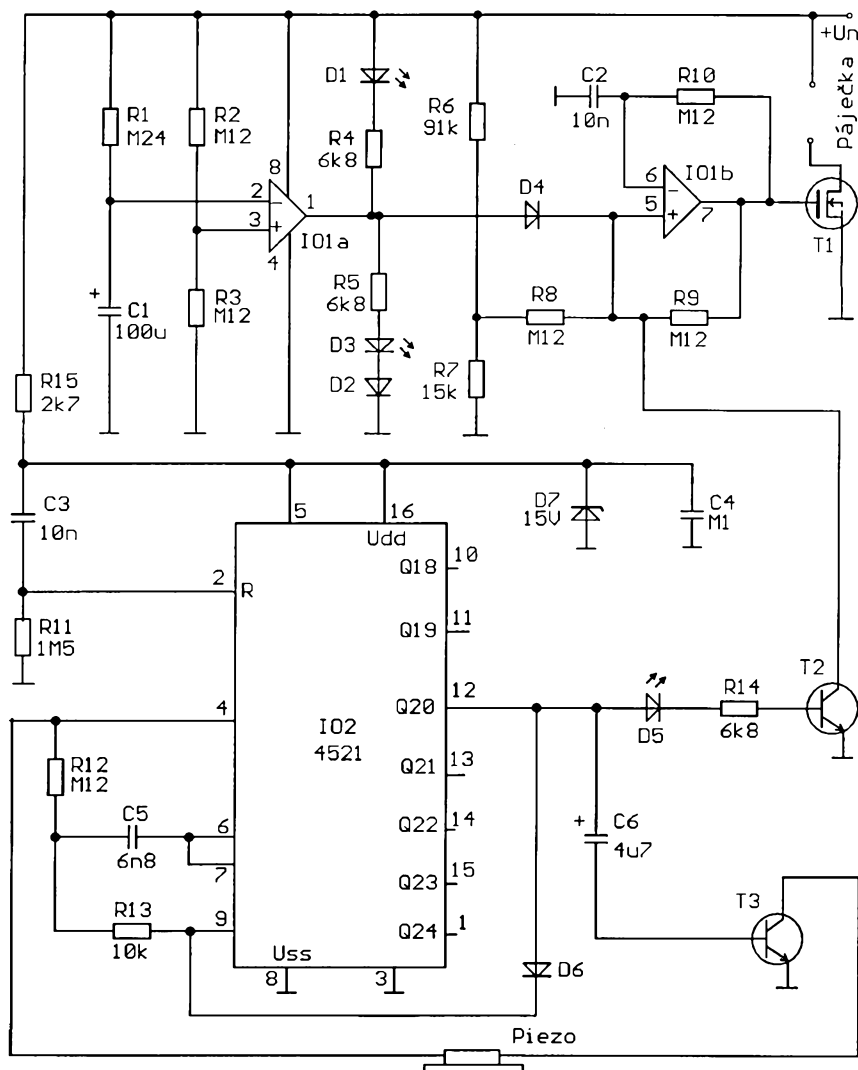
Seznam součástek

R1	2,7 kΩ, miniaturní
R2	10 kΩ, miniaturní
R3	240 kΩ, miniaturní
R4	1,8 kΩ, miniaturní
D1	1N4007
D2	1N4148
D3	LED červená
D4	LED dvoubarevná se dvěma vývody
C1	220 µF/6,3 V, radiální
Ty 1	MCR100-8
T1	BC547B

DPS stojí 15 Kč, součástky 45 Kč

Regulátor napájený ss napětím

K napájení páječky můžeme využít libovolný stejnosměrný zdroj o napětí 12 až 24 V. Při použití zdroje 12 V budeme 30 s čekat na zahřátí páječky. Čím větší použijeme napájecí napětí, tím bude doba zahřívání kratší. Špatná funkce regulačního obvodu by ale mohla být příčinou přehřátí a zničení páječky.



Obr. 76. Regulátor k pájecímu peru napájený stejnosměrným napětím

ky. Při návrhu regulačního obvodu nesmíme zapomenout, že výkon je úměrný druhé mocnině napájecího napětí.

V popisovaném regulátoru používáme pulsní šířkovou modulaci (PWM). V ustáleném stavu zde musí platit:

$$(12/U_{\text{nap}})^2 = t_{\text{zap}}/T \quad [\text{V}; \text{s}] \quad (2),$$

kde číslo 12 je požadované napětí na pájecím peru, U_{nap} je napájecí napětí, T je perioda řídicího signálu a t_{zap} je část periody řídicího signálu, kdy do zátěže teče proud.

Odpor topného tělíska je $R = U^2/P = 19,2 \Omega$, kde jsme za U dosadili 12 V a za P dosadili 7,5 W. Zdroj, ze kterého

pájčku napájíme, musí bez omezení dávat proud $I = U_{\text{nap}}/19,2 [\text{A}; \text{V}]$.

Schéma regulátoru PWM je na obr. 76. Jeho základem je astabilní multivibrátor s OZ IO1b řízený stejnosměrným napětím. Jedná se o obvod, který má mnoho různých aplikací a je velmi jednoduchý. Rád bych zde proto podrobněji popsal jeho vlastnosti. Jejich znalost se může hodit i při jiných konstrukcích.

Závislosti poměru t_{zap}/T (střída impulsů) na vstupním (řídicím) napětí U_{vst} (resp. na poměru vstupního a napájecího napětí $U_{\text{vst}}/U_{\text{nap}}$) jsou v tab. 4 (při napájecím napětí $U_{\text{nap}} = 15 \text{ V}$) a v tab. 5 (při napájecím napětí 24 V).

Tab. 4. Závislost střída impulsů t_{zap}/T na vstupním řídicím napětí U_{vst} při napájecím napětí $U_{\text{nap}} = 15 \text{ V}$

U_{vst} [V]	4	6	8	10	10,5	12
$U_{\text{vst}}/U_{\text{nap}}$	0,27	0,40	0,53	0,67	0,70	0,80
t_{zap}/T	0,34	0,44	0,52	0,60	0,64	0,69

Tab. 5. Závislost střída impulsů t_{zap}/T na vstupním řídicím napětí U_{vst} při napájecím napětí $U_{\text{nap}} = 24 \text{ V}$

U_{vst} [V]	3,23	4	6	8	10	12	14	16
$U_{\text{vst}}/U_{\text{nap}}$	0,13	0,17	0,25	0,33	0,41	0,50	0,58	0,67
t_{zap}/T	0,25	0,27	0,34	0,39	0,44	0,50	0,54	0,60

Údaje z obou těchto tabulek jsem změřil v zapojení podle schématu na obr. 76. Dioda D4 nebyla zapojena a k levému vývodu R8 byl místo děliče R6, R7 připojen regulovatelný zdroj řídicího napětí U_{vst} .

Z tab. 4 vidíme, že závislost střída impulsů výstupního signálu na velikosti vstupního napětí je v oblasti, ve které je vstupní napětí blízké polovině napájecího napětí, téměř lineární. Vstupnímu řídicímu napětí, které se rovná polovině napájecího napětí, odpovídá střída impulsů $t_{\text{zap}}/T = 0,5$.

Pro napájecí napětí 15 V potřebujeme střidu $t_{\text{zap}}/T = 0,64$ (velikost střída 0,64 vychází ze vztahu (2) po dosažení $U_{\text{nap}} = 15 \text{ V}$). Střída 0,64 je dosaženo při vstupním řídicím napětí 10,5 V, které získáme např. děličem s $R6 = 18 \text{ k}\Omega$ a $R7 = 43 \text{ k}\Omega$. Proudový odběr z napájecího zdroje je 0,8 A.

Pro napájecí napětí 17 V potřebujeme střidu $t_{\text{zap}}/T = 0,5$, které je dosaženo při vstupním řídicím napětí 7,5 V. Toto napětí získáme např. děličem napětí s $R6 = R7 = 120 \text{ k}\Omega$. Potřebný napájecí proud je 0,9 A.

Pro napájecí napětí 24 V potřebujeme střidu $t_{\text{zap}}/T = 0,25$, které je dosaženo při vstupním řídicím napětí 3,23 V. Toto napětí získáme např. děličem napětí s $R6 = 68 \text{ k}\Omega$ a $R7 = 10 \text{ k}\Omega$. Potřebný napájecí proud je 1,25 A.

Pro jiná napájecí napětí můžeme využít tab. 4 a tab. 5 k přibližnému návrhu zapojení. Např. pro napájecí napětí 20 V bude podle vztahu (2) střída $t_{\text{zap}}/T = 12^2/20^2 = 144/400 = 0,36$. Z tab. 5 pro $U_{\text{nap}} = 24 \text{ V}$ odhadneme poměr $U_{\text{vst}}/U_{\text{nap}} = 0,28$, který odpovídá vstupnímu řídicímu napětí (napětí na děliči R6, R7) $U_{\text{vst}} = 5,6 \text{ V}$.

Odpory rezistorů R6 a R7 volíme řádu $\text{k}\Omega$ a vybíráme je z řady E12 nebo E24.

Kmitočet regulátoru je určen součástkami C2 a R10. Není kritický, můžeme jej zvolit od 0,1 do 1 kHz.

Při ožiování nejprve diodu D4 nezapojujeme. Ss voltmetrem změříme střední hodnotu napětí na pájecím peru, která by měla být $U_{\text{stř}} = U_{\text{nap}} \cdot t_{\text{zap}}/T$. Měříme pouze velmi krátce, aby se v případě velkého rozdílu mezi naměřenou a předem vypočtenou velikostí střední hodnoty napětí pájčka nezničila.

Požadovanou velikost napětí na pájčce nastavíme přidáváním paralelních rezistorů k R6 (napětí se zvětší) nebo k R7 (napětí se zmenší). Na DPS je pro ně připraveno místo. Kontrolou správnosti zapojení je, že pájčka má stejné vlastnosti jako při napájení ze zdroje ss napětí 12 V, což znamená provozuschopnost zhruba po 30 s.

Nakonec nastavíme obvod zpoždění s OZ IO1a tak, aby rychloohřev skončil dřív, než se pájčka přehřeje. Pro napájení 24 V je to asi 8 s, pro napájení 17 V asi 15 s, pro napájení 15 V asi 20 s. Tuto dobu určují rezistor R1 a kondenzátor C1 (jejich hodnoty uvedené ve schématu odpovídají napájecímu napětí 15 až 17 V). Po zapnutí bude kondenzátor C1 vybitý a na výstupu komparátoru IO1a bude vysoká úroveň napětí.

Touto vysokou úrovní je přes diodu D4 zablokován multivibrátor IO1b a jeho výstup je držen rovněž ve vysoké úrovni. Po uplynutí doby $t = 0,7 \cdot R1 \cdot C1$ se kondenzátor C1 nabije na polovinu napájecího napětí a výstup komparátoru IO1b se překlopí do nízké úrovně. Multivibrátor pak začne kmitat a výstupní napětí regulátoru se zmenší na požadovaných 12 V.

Rovněž tento regulátor zabraňuje poškození páječky při jejím častém zapínání a vypínání. Po vypnutí napájení se bude kondenzátor C1 pomalu vybíjet přes rezistor R1, zatímco hrot páječky chladne. Při opakovaném zapnutí páječky bude fáze rychloohřevu kratší.

Jako spínací součástka je v regulátoru použit levný tranzistor MOS s kanálem N typu IRF510 (5,6 A, 43 W, 0,54 Ω), který pro tuto aplikaci vyhovuje víc než dostatečně. Výhodou tranzistorů MOS je malý odpor v sepnutém stavu. Tepelné ztráty jsou proto minimální. Nepotřebujeme pro ně chladič a nemáme problémy s odvodem tepla z krabičky.

Obvod IO2 pracuje jako časovač, který páječku po určité době automaticky vypne, aby ji uživatel nenechal zbytečně zapnutou. Obsahuje v sobě oscilátor a 24stupňovou děličku kmitočtu. Kmitočet oscilátoru je určen součástkami R12 a C5 podle vztahu: $f = 1/(2 \cdot 3 \cdot R12 \cdot C5) = 532 \text{ Hz}$. Na výstupu děličky bude tento kmitočet dělen číslem 2^{20} , tj. 1 048 576x. Polovina periody výstupního signálu z děličky, tj. doba, za kterou se na výstupu Q20 IO2 objeví úroveň H, bude zhruba 16,5 minut. Změnou odporu rezistoru R12 a kapacity kondenzátoru C5 si ji můžeme libovolně nastavit. Po uplynutí této doby se rozsvítí LED D5 a otevře se tranzistor T2. Tím se výstup IO1b dostane trvale do nízké úrovně. Tranzistor T1 se uzavře a páječka se odpojí.

Po překlopení výstupu Q20 IO2 do úrovně H se oscilátor v IO2 zablokuje přes diodu D6. Tento stav je trvalý. Restartovat můžeme obvod vypnutím a zapnutím napájecího napětí, popř. přivedením vysoké úrovně na vstup Reset (vývod 2) IO2. Kladným impulsem, který se vytvoří derivačním článkem C3, R11 při zapnutí napájecího napětí, se vynuluje čítač IO2.

Vypnutí páječky může být indikováno krátkým písknutím. Náběžnou hranou vznikne na kondenzátoru C6 krátký impuls, který otevře tranzistor T3. Signál pro piezoměnič odebíráme z oscilátoru IO2.

Obvody CMOS pracují s maximálním napájecím napětím +15 V. Když je napájecí napětí U_{nap} větší, musíme je

zmenšit stabilizátorem s R15 a Zenerovou diodou D7 se Zenerovým napětím 15 V. Odpor rezistoru R15 volíme tak, aby jím tekla proud přibližně 5 mA ($R15 = (U_{\text{nap}} - 15)/0,005 \text{ } [\Omega; \text{V}]$).

Odpory předřadných rezistorů R4, R5 a R14 před LED volíme podle napájecího napětí a podle typu LED (běžné LED potřebují 5 mA, LED s vyšší účinností 2 mA). Odpory uvedené ve schématu odpovídají napájecímu napětí 24 V a použití LED s vyšší účinností.

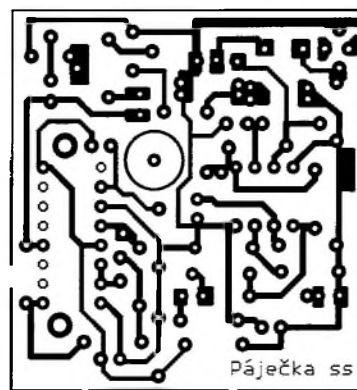
Kmitočet multivibrátoru s IO1b není kritický, stejně jako hodnoty kondenzátoru C2 a rezistorů R8, R9 a R10. Kondenzátor C4 blokuje napájecí napětí pro IO2, nedoporučuji jej vynechat.

Obvod vypínání s IO2 není povinnou součástí přístroje. Výrazně svítící LED D1 (8 nebo 10 mm, popř. samoblikající) jej může částečně nahradit.

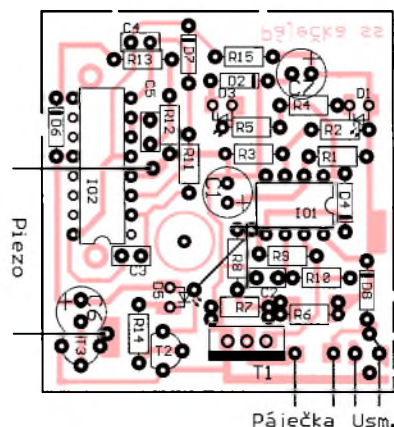
Pokud máme k dispozici pro napájení tohoto regulátoru pouze střídavé napětí 24 V (což je ve školních dílnách častý případ), musíme toto napětí nejprve usměrnit, abychom mohli regulátor použít. V zapojení regulátoru podle obr. 76 musíme také udělat malou úpravu podle obr. 77. Především musíme doplnit usměrňovací můstek Usm. Pro napájení páječky nepotřebujeme filtrované napájecí napětí, proto pomocí diody D8 a kondenzátoru C7 filtrujeme napájecí napětí pouze pro regulátor. Při efektivní hodnotě U_{ef} napájecího napětí 24 V bude na kondenzátoru C7 špičková hodnota U_m tohoto napětí ($U_m = 1,4 \cdot U_{\text{ef}}$) zmenšená o úbytek napětí na usměrňovači a na diodě D8. Regulátor proto bude napájen ss napětím zhruba 32 V. Bude nutné zvětšit odpory rezistorů R4, R5 a R15. Odpory rezistorů R6 a R7 upravíme tak, abychom na pájecím peru s odpojenou diodou D4 naměřili ss voltmetrem napětí $U_{\text{str}} = 6 \text{ V}$. Odpory rezistorů uvedené v rozpisce a ve schématu se příliš nezmění. Zvětší se napětí na děličce R6, R7 a současně napájecí napětí multivibrátoru, takže střída výstupního signálu se změní jen minimálně. I pro doplněné součástky je místo na DPS.

Všechny součástky regulátoru jsou umístěny na DPS s jednostrannými spoji (obr. 78, obr. 79), kterou můžeme umístit např. do univerzální plastové krabičky KM29 o vnějších rozměrech 90 x 65 x 29 mm. Vstupní a výstupní vodiče zajistíme proti vytržení uzlíkem, DPS přišroubujeme ke krabičce.

Piezoměnič může být buď součástí DPS (je umístěn nad IO2 ze strany součástek a přišroubován dvěma šroubky M2), nebo může být v krabičce upevněn samostatně. V krabičce je dost místa i na případné konektory pro vstupní a výstupní napětí.



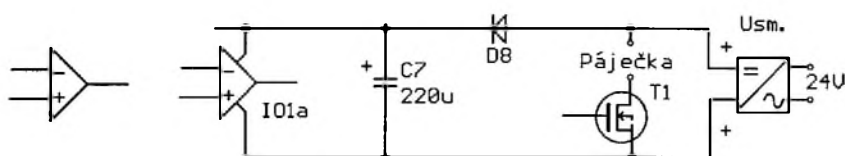
Obr. 78. Obrazec plošných spojů regulátoru napájeného ss napětím (měř.: 1 : 1)



Obr. 79. Rozmístění součástek na desce regulátoru napájeného ss napětím

Seznam součástek

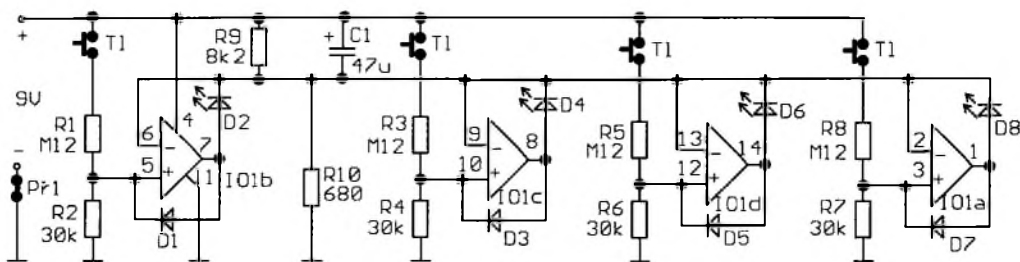
R1	240 k Ω , miniaturní
R2, R3	120 k Ω , miniaturní
R4, R5	6,8 k Ω , miniaturní
R6	91 k Ω , miniaturní, viz text
R7	15 k Ω , miniaturní, viz text
R8	120 k Ω , miniaturní
R9, R10	120 k Ω , miniaturní
R11	1,5 M Ω , miniaturní
R12	120 k Ω , miniaturní
R13	10 k Ω , miniaturní
R14	6,8 k Ω , miniaturní
R15	2,7 k Ω , miniaturní, viz text
C1	100 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$, radiální
C2, C3	10 nF, keramický
C4	100 nF, keramický
C5	6,8 nF, keramický
C6	10 nF, keramický
C7	4,7 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$, radiální
D1	100 $\mu\text{F}/16 \text{ V}$, rad., viz text
D2	LED zelená
D3	1N4148
D4	LED červená
D5	1N4148
D6	LED žlutá
D7	1N4148
D8	BZX83V015
Usm	Zener. dioda 15 V/0,5 W
T1, T2	1N4148, viz text
IO1	B250C1500
IO2	BC547B
Piezo	TL072
	CMOS 4521
	KPT1540 W



Obr. 77. Úprava regulátoru z obr. 76 pro napájení střídavým napětím 24 V

DPS stojí 29 Kč, součástky 149 Kč

Obr. 80.
Měřič rychlosti
reakce



Měřič rychlosti reakce

Při různých soutěžních hrách, např. na dětských táborech, se uplatní zařízení, která vyhodnotí nejrychlejšího účastníka.

Popisovaný měřič rychlosti reakce je maximálně pro 4 soutěžící, ale je možné jej snadno rozšířit pro libovolný počet účastníků. Obsahuje 4 tlačítka a 4 LED. Po stisknutí libovolného tlačítka se rozsvítí příslušná LED, která pak svítí trva-

le. Pozdější stisknutí dalších tlačítek již žádné LED nerozsvítí. Do klidového stavu, kdy žádná LED nesvítí, se obvod vrátí po vypnutí a zapnutí přepínačem Př1 nebo stisknutím nulovacího tlačítka, pokud je použito.

Schéma měřiče je na obr. 80. V měřiči je použit 4násobný OZ (IO1), všechny dílčí OZ jsou zapojeny shodně.

V klidovém stavu po zapnutí napájení je na invertujících vstupech OZ zhruba desetina napájecího napětí (z děliče R9, R10). Napětí na neinvertujících vstupech OZ je nulové a výstupy OZ jsou v nízké úrovni napětí.

Stisknutím libovolného tlačítka T1 se na neinvertujícím vstupu příslušného OZ objeví pětina napájecího napětí, OZ se překlopí a jeho výstup přejde do vysoké úrovně. Přes D1 (D3, D5, D7) se tento stav stabilizuje i po uvolnění tlačítka. Proud tekoucí přes D2 (D4, D6, D8) a R10 rozsvítí příslušnou LED. Napětí na invertujících vstupech OZ se zvětší, takže žádné další OZ se při stisknutí dalších tlačítek již nemohou překlopit.

Odpory rezistorů R9 a R10 jsou zvoleny tak, aby při minimálním klidovém proudu diody LED dostatečně svítily. Je použit OZ s malým příkonem. Celková spotřeba je 1,9 mA při napájecím napětí 9 V. Proud všech LED je určen rezistory R10.

K správné funkci obvodu je nezbytný kondenzátor C1, který při zapínání měřiče přivede na invertující vstupy OZ kladný impuls a překlopí výstupy OZ do nízké úrovně. Jinak by se při zapnutí rozsvěcely nahodil LED. Paralelně k C1 je možné zapojit nulovací tlačítko.

Všechny součástky kromě tlačítek jsou na jedné DPS (obr. 81, obr. 82), kterou je možné umístit např. do krabičky KM 22, kam se vejde i destičková baterie 9 V. Ke krabičce stačí DPS připevnit pomocí přepínače Př1, který je do DPS zapájen. Šablona pro vrtání předního panelu krabičky je na obr. 83.

Pro snadné rozlišení účastníků použijeme různobarevná tlačítka a LED, přitom vždy tlačítko a LED, příslušející ke stejnému OZ, musí mít stejnou barvu. Kablíky od tlačítek zajistíme proti vytržení.

Aby se při výměně baterie omylem nemohlo přepólovat napájecí napětí a nezničil se integrovaný obvod, můžeme paralelně k napájecím přívodům připojit závěrně polarizovanou diodu (1N4007). Na schématu uvedena není, ale na DPS je pro ni místo nad C1.

Přístroj nemá žádné nastavovací prvky a funguje na první zapojení již od napájecího napětí 4 V. Kdyby po zapnu-

tí zůstávala některá LED svítit, doporučuji zmenšit odpor rezistoru R9.

Seznam součástek

R1, R3, R5, R7	120 kΩ, miniaturní
R2, R4, R6, R8	30 kΩ, miniaturní
R9	8,2 kΩ, miniaturní
R10	680 Ω, miniaturní
C1	47 μF/10 V, radiální
D1, D3, D5, D7	1N4148
D2, D4, D6, D8	LED
T1	BC547B
IO1	TL 064
Př1	páčkový přepínač B069E
Tl	tlačítka P-M312 různé barvy, celkem 4 kusy

DPS stojí 22 Kč, součástky 197 Kč

Závěr

Objednávky stavebnic konstrukcí ze všech kapitol a dotazy ke všem kapitolám vyřizuje autor na adrese:

Ing. Jiří Vlček, Tehov 122, 251 01 Říčany u Prahy.

Tel.: 323 641 563 večer

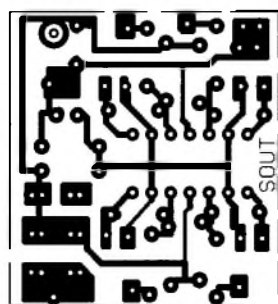
Mobil: 723 799 875

E-mail: vlcek-j@seznam.cz

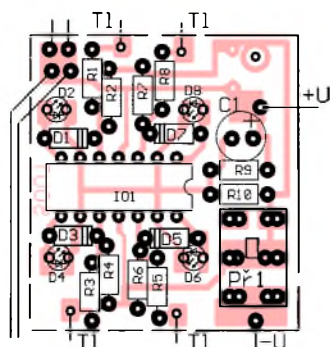
Internet: www.vlcek.aktualne.cz

Literatura

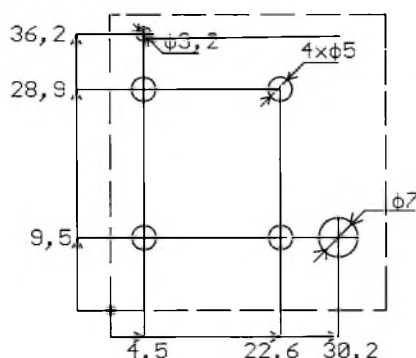
- [1] Vlček, J.: Elektronické konstrukce, BEN - technická literatura, Praha.
- [2] Vlček, J.: Základy elektrotechniky, BEN - technická literatura, Praha.
- [3] Vlček, J.: Moderní elektronika, BEN - technická literatura, Praha.
- [4] Vlček, J.: Jednoduchá elektronika, BEN - technická literatura, Praha.
- [5] Vlček, J.: Elektronické přístroje, BEN - technická literatura, Praha.
- [6] Vlček, J.: Zajímavé integrované obvody, BEN - technická literatura, Praha.
- [7] Vlček, J.: Elektronické konstrukce pro pokročilé, BEN - technická literatura, Praha.
- [8] Vlček, J.: Modulace a přenos signálu, BEN - technická literatura, Praha.
- [9] Vlček, J.: Praktické konstrukce z analogové techniky. KE2/2000.
- [10] Vlček, J.: Několik měřících přístrojů s jednotnou mechanickou konstrukcí. Příloha PE Electus 2001.



Obr. 81. Obrazec plošných spojů
měřiče rychlosti reakce (měř.: 1 : 1)



Obr. 82. Rozmístění součástek
na desce měřiče rychlosti reakce



Obr. 83. Šablona pro vrtání předního
panelu krabičky měřiče rychlosti
reakce (měř.: 1 : 1)

ZAJÍMAVÁ A PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ

V této kapitole jsou uvedena zapojení z oblasti nízkofrekvenční techniky a radiotechniky převzatá ze zahraničních časopisů. Popsané konstrukce je vhodné brát především jako podnět a inspiraci k další tvůrčí činnosti a k vlastním laborováním.

Nízkofrekvenční technika

Hybridní nf zesilovač pro sluchátka

V posledních letech se v zahraničních časopisech stále více objevují konstrukce nf zesilovačů s elektronkami, protože podle mínění autorů dodávají reprodukovatému zvuku nenapodobitelný a velmi příjemný charakter.

Jednou z těchto konstrukcí je stereoфонní zesilovač pro sluchátka, jehož schéma je na obr. 1 (na schématu je uveden pouze jeden kanál, druhý je zcela identický).

Jedná se o nenáročný přístroj, který obsahuje jen jednu dvojitou triodu ECC82 (E1). V každém kanálu je využita jedna polovina této elektronky, a to jako vstupní katodový sledovač.

Z katody E1 je buzen koncový stupeň s Darlingtonovým tranzistorem T3. Koncový stupeň pracuje ve třídě A, tranzistor T3 je zapojen jako emitorový sledovač. Emitor T3 je napájen ze zdroje proudu s tranzistory T1 a T2 proudem asi 30 mA. Velikost tohoto proudu je určována odporem rezistoru R5 - proud je tak velký, aby vytvářel na R5 úbytek napětí o velikosti asi 0,65 V, kterým se pootevřívá T1 a svádí do země

nadbytečnou část proudu tekoucího přes R6 do báze T2. LED D1 zřejmě nemá na funkci zdroje proudu podstatný vliv a pouze indikuje zapnutí zesilovače. V původním prameni o ní není žádná zmínka.

Napětové zesílení celého zesilovače je přibližně jednotkové, takže při linkové úrovni vstupního signálu (efektivní napětí $U_{vst} = 775$ mV) je na výstupu též přibližně linková úroveň ($U_{výst} = 775$ mV) a výkon $P_{výst}$ dodaný do sluchátka o impedanci $Z_s = 32 \Omega$ je maximálně:

$$P_{výst} = U_{výst}^2 / Z_s = 0,775^2 / 32 = 0,018 \quad [W; V, \Omega]$$

Pro kvalitní citlivá sluchátka je dosažitelný výkon 18 mW v každém kanálu naprosto dostačující.

Nf signál se přivádí na řídicí mřížku E1 ze vstupní svorky J1 přes oddělovací kondenzátor C1, který musí být kvalitní fóliový. Na výstupní svorku J3 je signál veden z emitoru T3 přes další oddělovací kondenzátor C4, který vzhledem k požadované velké kapacitě musí být elektrolytický. S kapacitami kondenzátorů C1 a C4 podle schématu je dolní mezní kmitočet celého zesilovače asi 2 Hz. Pokud bychom se spo-

kojili s dolním mezním kmitočtem okolo 10 Hz, mohli bychom zmenšit kapacitu C1 na 2,2 μF a C4 na 470 μF .

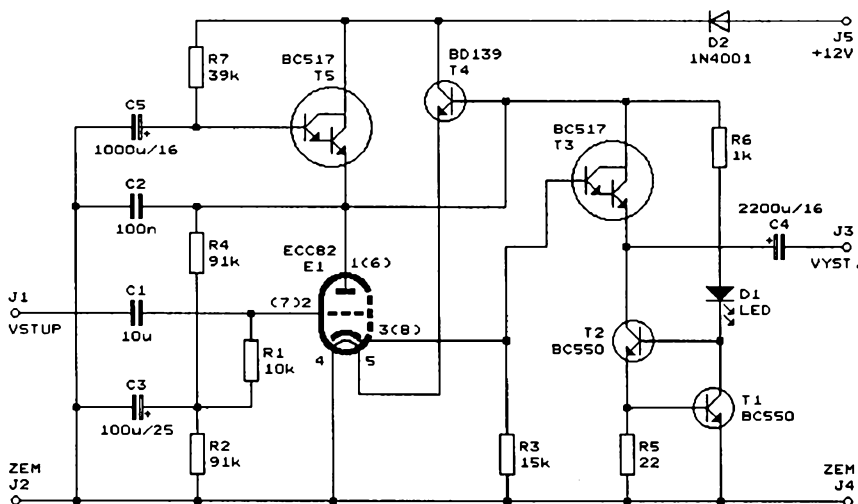
Zesilovač je napájen hrubě stabilizovaným ss napětím 12 V z vnějšího zdroje (např. síťového adaptáru), které je využito i jako anodové a žhavicí pro elektronku. Výhodou je jednoduchost a bezpečnost, a i při tomto malém napětí má elektronka použitelné parametry. Dioda D2 chrání zesilovač před přepólováním napájení.

Napájecí napětí je filtrováno tranzistorem T5, v jehož bázi je zapojen integrační člen se součástkami R7 a C5. Kromě filtrace zajišťuje T5 také „měkký start“ zesilovače - po zapnutí vnějšího napájecího napětí se C5 pomalu nabíjí a napětí na emitoru T5 se zvětšuje jen pozvolna, takže ve sluchátkách se neozve žádné lupnutí.

Vnitřní napájecí napětí, tj. i napětí na anodě E1 proti zemi, je asi +10 V. Na mřížku E1 je zavedeno oddělovací rezistorem R1 předpětí asi +5 V (proti zemi) z děliče R4, R2, který je zablokován kondenzátorem C3 (redaktor nechápe, proč má R1 odpor jen 10 k Ω . Kdyby měl odpor např. 100 k Ω , který je jako mřížkový svod zcela vyhovující, mohl by mít C1 při zachování dolního mezního kmitočtu daleko přijatelnější kapacitu 1 μF). Napětí na katodě E1 není v původním prameni specifikováno, mohlo by být okolo +6 V proti zemi. Anodový proud E1 je určen odporem rezistoru R3 a je asi 0,4 mA.

Mezi vývody 4 a 5 má E1 žhavicí napětí 12,6 V a žhavicí proud 0,15 A. Je žhavana přes emitorový sledovač s tranzistorem T4 ss napětím asi 9 V. Báze T4 je připojena k emitoru filtračního tranzistoru T5, takže při zapnutí napájení se se žhavicí napětí zvyšuje jen pomalu. Podžhavení spolu s pozvolným náběhem žhavicího proudu po zapnutí zesilovače údajně prodlužuje životnost elektronky.

Napájení žhavicího vlákna důkladně filtrovaným ss napětím též přispívá k dobrému odstupu užitečného nf signálu od rušivých signálů, protože se případné rušení z vnějšího zdroje nemůže přenášet parazitní kapacitou mezi žhavicím vláknem a katodou do signálové cesty.



Obr. 1. Jeden kanál stereoфонního hybridního nf zesilovače pro sluchátka

Elektr, 7-8/2006

Generátor zvuku moře

Popisovaný přístroj je zvuková hříčka, která má v pohodlí domova navodit atmosféru mořského pobřeží se zvukem jemného příboje. Tento zvuk je velmi uklidňující a působí jako balzám na naše nervy.

Pro ověření funkce a kvůli subjektivnímu posouzení kvality zvuku byl vzorek generátoru postaven na desce s plošnými spoji a vyzkoušen. Fotografie desky se součástkami je na obr. 2.

Ukázalo se, že generovaný zvuk je překvapivě věrný, k čemuž přispívají i přirozeně působící nahodilosti v rytmu a barvě zvuku příboje.

Popis funkce

Schéma generátoru zvuku moře je na obr. 3.

Základem přístroje je generátor šumu s tranzistorem T1 a operačním zesilovačem (OZ) IO1D. Šum je generován přechodem emitor-báze tranzistoru T1, kterému je vnucen proud v závěrném směru. Šum je pak asi 15x napětově zesilován v zesilovači s OZ IO1D.

Z výstupu IO1D je šum veden do napětím řízeného filtru (VCF), který je tvořen součástkami R20 až R22, P1, C6 a D4. R20 a C6 tvoří jednoduchou dolní propust. Právý vývod kondenzátoru C6 je připojen přes diodu D4 ke sběrnici s předpětím +6 V, která pro nf signál představuje uzemnění. Modulační signál, kterým se filtr řídí, je přiváděn na horní vývod rezistoru R22. V závis-

losti na velikosti okamžitého napětí modulačního signálu se mění dynamický odpor diody D4, přes který je C4 z hlediska nf signálu uzemněn, a tím se mění kmitočtová charakteristika dolní propusti. Změnou kmitočtové charakteristiky filtru se mění „barva“ zvuku šumu - od „oblého“ až po „ostrý“. Pracovní bod VCF se nastavuje trimrem P1.

Za VCF je zařazen napětím řízený útlumový článek (VCA) se součástkami C7 až C9, R23 až R28, P2 a D5, který moduluje amplitudu šumu. Modulační signál se přivádí na horní vývod rezistoru R25. Útlum článku se opět mění změnou dynamického odporu diody D5. Pracovní bod VCA se nastavuje trimrem P2.

Signál pro modulaci VCF a VCA je generován třemi multivibrátory s OZ IO1A až IO1C. Diody D1 až D3 upravují střidu generovaných pravoúhlých signálů tak, aby byly náležitě asymetrické.

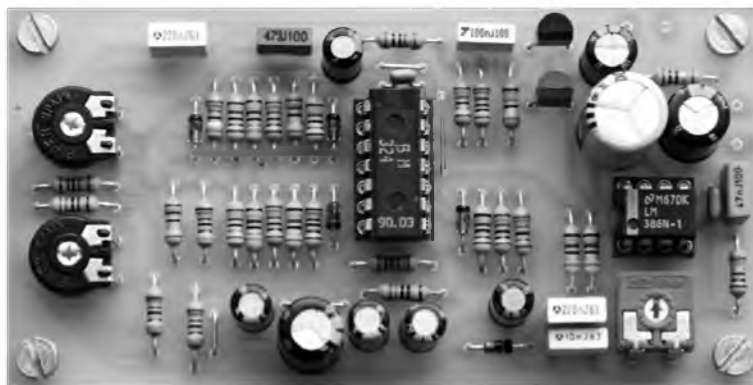
Signály s multivibrátorů se slučují odporovou sítí s rezistory R5, R6, R11

a R16 a pomocí kondenzátoru C16 se tvarují na přibližně trojúhelníkový průběh. Na záporném pólu C16 je výsledný modulační signál tvořený posloupností „trojúhelníků“, které mají „nahodilou“ délku a rozkmit, jak to odpovídá nahodilému rytmu a výšce příbojových vln.

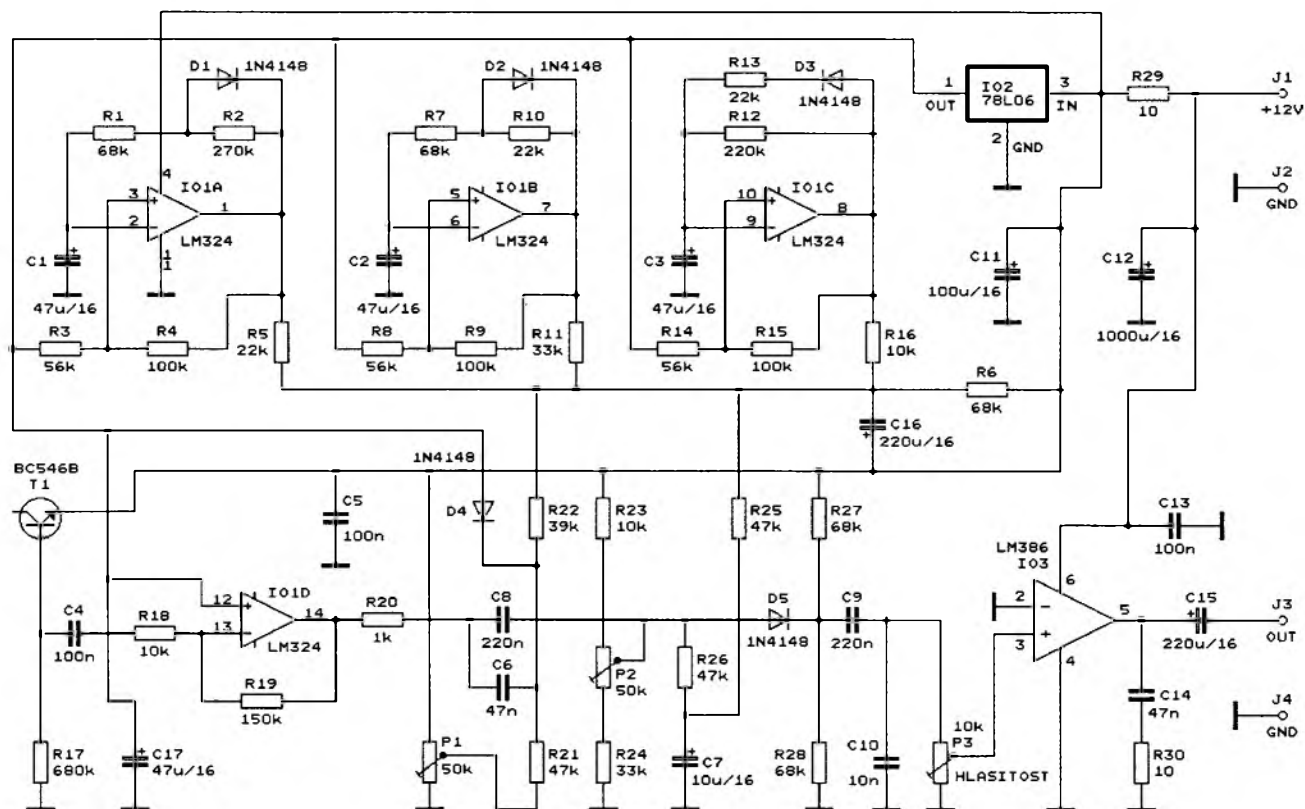
Modulaci amplitudy a kmitočtového spektra šumu nepravidelnými „trojúhelníky“ je dosaženo věrného přiblížení zvuku příboje.

Z VCA se vede modulovaný šum přes trimr P3 pro ovládání hlasitosti do výkonového zesilovače LM386 (IO3). K výstupu zesilovače se přes svorky J3 a J4 připojuje reproduktor o impedanci 8 Ω. IO3 má napětové zesílení asi 20 a pokrývá výkon asi 0,5 W.

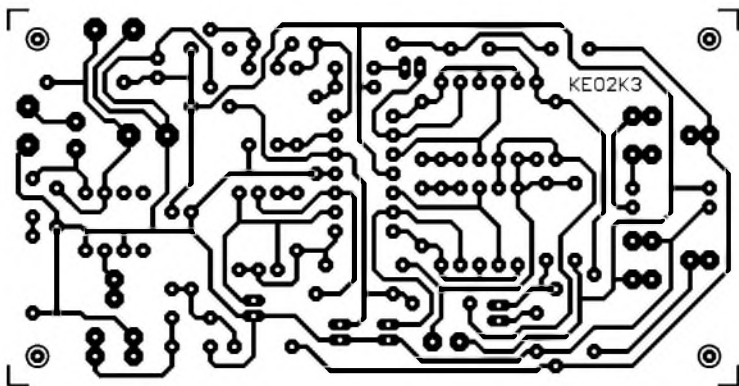
Generátor je napájen ss stabilizovaným napětím 12 V ze síťového adaptéru. Tímto napětím je napájen výkonový zesilovač IO3 a asymetricky všechny OZ přes filtr R29, C11. Potřebné předpětí +6 V pro vstupy OZ, rovné přibližně polovině napájecího napětí, obstará-



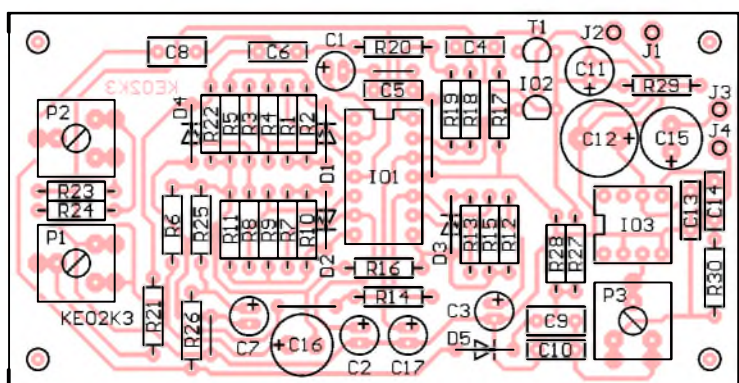
Obr. 2. Generátor zvuku moře



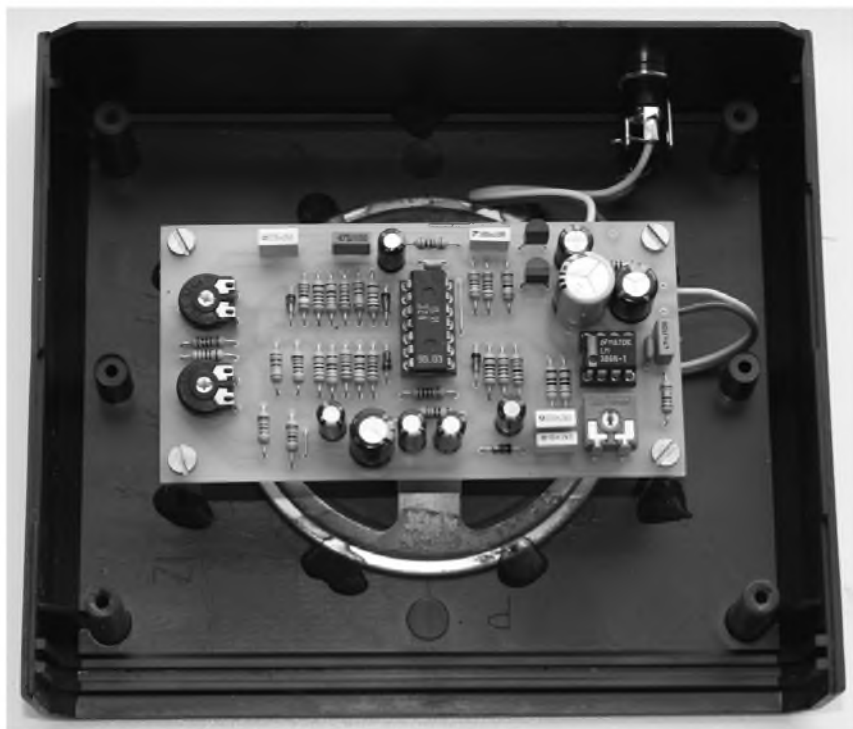
Obr. 3. Generátor zvuku moře



Obr. 4. Obrázek plošných spojů generátoru zvuku moře
(měř.: 1 : 1, rozměry 96,5 x 49,5 mm)



Obr. 5. Rozmístění součástek na desce generátoru zvuku moře



Obr. 6. Celková konstrukce generátoru zvuku moře

vá stabilizátor 78L06 (IO2). Napájecí proud je 10 až 35 mA v závislosti na nastavené hlasitosti zvuku.

Aby byly obvody generátoru chráněny proti případnému přepólování napájecího zdroje, je vhodné zapojit do kladného přívodu napájení Schottkyho diodu 1N5819 (na schématu na obr. 3 není nakreslena).

Konstrukce a oživení

Generátor zvuku moře je zkonstruován z vývodových součástek na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrázek spojů je na obr. 4, rozmístění součástek na desce je na obr. 5.

Součástky osazujeme na desku od nejnižších (drátové propojky, rezistory atd.) až po nejvyšší (trimry, radiální

elektrolytické kondenzátory). Dbáme pečlivě na správnou polaritu diod a elektrolytických kondenzátorů. Drátové propojky jsou čtyři a jsou zhotoveny z odstřižených vývodů rezistorů. Obvody IO1 a IO3 jsou vloženy do objímek, aby je bylo případně možné v budoucnosti využít i v jiných přístrojích.

K desce osazené součástkami připojíme provizorně reproduktor o impedanci 8 Ω a napájecí napětí 12 V. Ověříme, že na výstupu stabilizátoru IO2 je napětí +6 V.

Při ožívování především zkontrolujeme osciloskopem (stačí i logickou sondou nebo diodou LED s rezistorem), že kmitají všechny tři multivibrátory.

U realizovaného vzorku kmital multivibrátor s OZ IO1A s periodou asi 12 s, přičemž výstup 1 IO1A byl vždy po dobu asi 10 s ve vysoké a asi 2 s v nízké úrovni. Multivibrátor s OZ IO1B kmital s periodou asi 5 s, výstup 7 IO1B byl vždy po dobu asi 3 s ve vysoké a asi 2 s v nízké úrovni. Konečně multivibrátor s OZ IO1C kmital s periodou asi 7,5 s, výstup 8 IO1C byl vždy po dobu asi 0,5 s ve vysoké a asi 7 s v nízké úrovni.

Uvedené časy byly jen zhruba odhadnuty, protože pro měření analogovým osciloskopem jsou příliš dlouhé a pro měření stopkami zase příliš krátké.

Osciloskopem také zkontrolujeme, že na výstupu 14 OZ IO1D je šum o mezivrcholovém rozkmitu asi 1 V.

Je-li vše v pořádku, nastavíme trimry P1 až P3. Trimrem P3 nastavíme plnou hlasitost. Trimrem P1 se nastavuje „ostrost“ šumu, optimální nastavení u zkoušeného vzorku generátoru bylo asi uprostřed odporové dráhy. Trimrem P2 se nastavuje hloubka amplitudové modulace šumu. Na pravém krajním dorazu (tj. na dorazu při otáčení ve směru pohybu hodinových ručiček) je šum zcela potlačen, z pravého krajního dorazu otáčíme trimrem doleva tak, aby šum byl potlačován jen v krátkých úsecích. U zkoušeného vzorku byl P2 optimálně nastaven asi v jedné třetině odporové dráhy od pravého dorazu. Nakonec trimrem P3 nastavíme přiměřenou hlasitost.

Přes poměrnou složitost obsahuje generátor jen nezákladné a „chodivé“ obvody, vzorek generátoru fungoval na první zapojení. Určitou trpělivost vyžaduje nastavení trimrů, seřizujeme je podle sluch tak, aby výsledný zvuk co nejlépe odpovídal zvuku přiboj, jak si jej pamatujeme z pobytu u moře.

Oživenou desku vestavíme do plastové skříňky (např. U-KP6), která poslouží i jako ozvučnice pro reproduktor.

Realizovaný vzorek generátoru byl zkonstruován co nejjednodušším způsobem (viz obr. 6). Reproduktor a distanční sloupky pro uchycení desky byly upevněny k hornímu dílu skříňky tavným lepidlem a na panel skříňky byl umístěn pouze napájecí konektor s ochrannou Schottkyho diodou.

V přístroji, který bychom chtěli běžně využívat, by bylo vhodné umístit na panel i vypínač s kontrolkou napájení a též potenciometr pro ovládání hlasitosti (10 kΩ, logaritmický, který by se zapojil

místo trimru P3), abychom mohli ovládat hlasitost i při zavřené skříňce. Také můžeme do skříňky pouze vyvrtat díru pro ovládání trimru P3 šroubovákem.

K reprodukci zvuku generátoru též můžeme použít domácí audiozařízení. V takovém případě vypustíme ze zapojení generátoru výkonový nf zesilovač IO3 a signál z trimru P3 vyvedeme na vhodný konektor (DIN, CINCH apod.).

Seznam součástek

R1, R6, R7, R27, R28 68 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R2 270 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R3, R8, R14 56 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R4, R9, R15 100 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R5, R10, R13 22 k Ω /0,6 W/1 %, metal.

R11, R24 33 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R12 220 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R16, R18, R23 10 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R17 680 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R19 150 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R20 1 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R21, R25, R26 47 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R22 39 k Ω /0,6 W/1 %, metal.
R29, R30 10 Ω /0,6 W/1 %, metal.
P1, P2 50 k Ω , trimr 10 mm, ležatý
P3 10 k Ω , trimr 10 mm, ležatý
C1, C2, C3, C17 47 μ F/16 V, radiální
C4 100 nF/J/63 V, fóliový

C5, C13 100 nF, keramický
C6, C14 47 nF/J/100 V, fóliový
C7 10 μ F/16 V, radiální
C8, C9 220 nF/J/63 V, fóliový
C10 10 nF/J/100 V, fóliový
C11 100 μ F/16 V, radiální
C12 1000 μ F/16 V, radiální
C15, C16 220 μ F/16 V, radiální
D1 až D5 1N4148
T1 BC546B
IO1 LM324 (DIL 14)
IO2 78L06
IO3 LM386
objímka precizní DIP 8 1 kus
objímka precizní DIL 14 1 kus
deska s plošnými spoji č. KE02K3

Elektronika, 7-8/1991

Radiotechnika

Přímozesilující přijímač pro pásma 80, 40 a 20 m

Rada „hamů“ si ráda něco staví, ale nesmí to být příliš složité. Proto se v zahraničních časopisech stále setkáváme s různými variantami přímoesilujících přijímačů, které jsou jednoduché, a přitom už je na ně možné zachytit různé zajímavé stanice.

Jednou z takových konstrukcí je popisovaný přijímač, jehož schéma je na obr. 7.

Přijímaný signál z drátové nebo pružkové antény se přivádí přes vazební kondenzátory C1 nebo C2 na vstupní rezonanční obvody LC určující přijímaný kmitočet. Přijímač obsahuje tři rezonanční obvody pro pásma 80, 40 a 20 m,

kteří se přepínají dvoupólovým třípolohovým posuvným přepínačem S1.

Jako cívky jsou v těchto obvodech použity běžně dostupné axiální tlumivky, které mají vyhovující činitel jakosti Q (asi 80) i teplotní stabilitu.

Obvody jsou přeladovány v rozmezí amatérských pásem dvojím varikapem D1 typu BB204G (je to varikap používaný ve vstupních jednotkách přijímačů FM).

Napětí pro ovládání varikapu je odebráno z lineárních potenciometrů P1 a P2 pro hrubé a jemné ladění. Potenciometry jsou napájeny stabilizovaným napětím +5 V ze stabilizátoru IO2.

Jako audion (demodulátor) je v přijímači použit tranzistor MOSFET typu BF961 (T1) se dvěma řídicími elektrodami. Přijímaný signál z rezonančních obvodů se přivádí na první řídicí elektrodu, na druhou řídicí elektrodu je z děliče

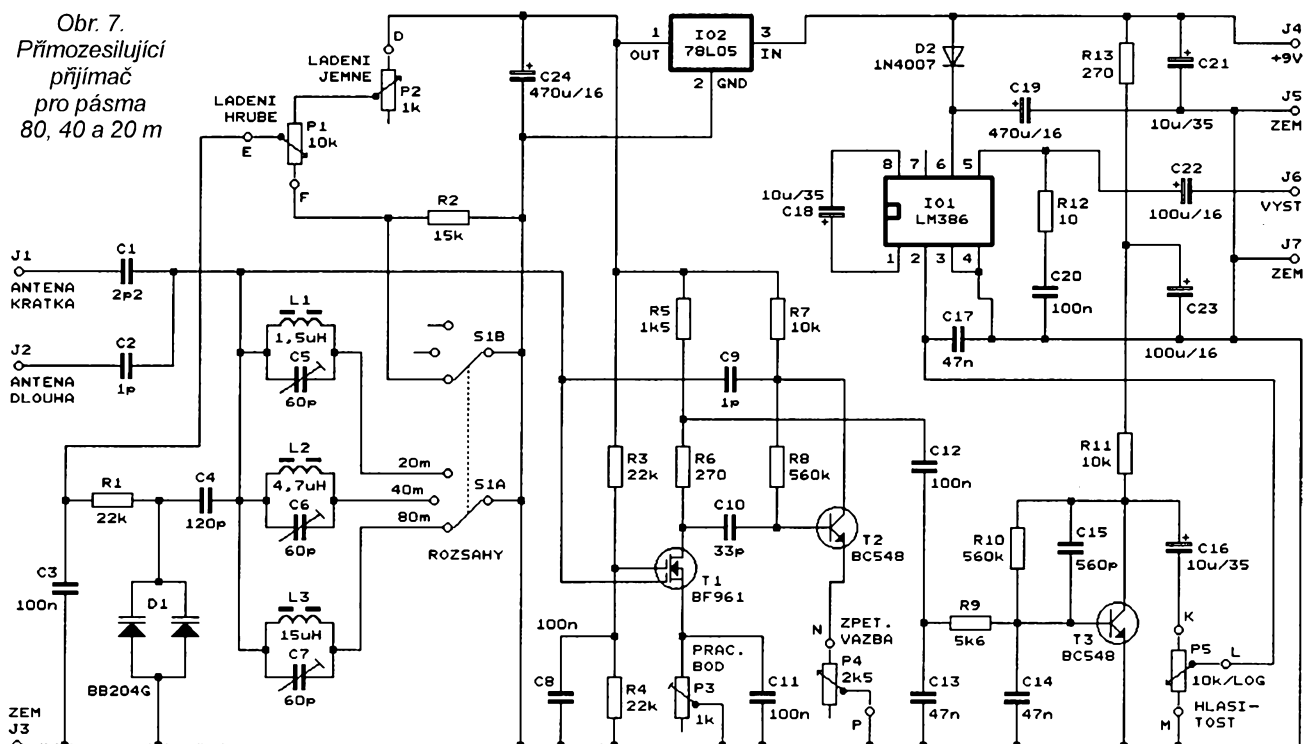
R3, R4 přiváděno takové předpětí, aby T1 měl maximální strmost. Vhodný kolektorový proud T1, který není v původním prameni nijak specifikován, ale mohl by být okolo 1 mA, se nastavuje trimrem P3 zapojeným v emitoru T1.

Kladnou zpětnou vazbu má audion zavedenu pomocným tranzistorem T2. Stupeň vazby se ovládá lineárním potenciometrem P4, kterým se reguluje zesílení tranzistoru T2. Díky vtípnému zapojení zpětnovazebního obvodu není potřebný obvyklý zpětnovazební kondenzátor, který je obtížně dostupný, ani vazební vinutí na cívkách rezonančních obvodů.

Detekovaný nf signál je z audionu veden přes dolní propust se součástkami C13, R9 a C14 do nf předzesilovače s tranzistorem T3.

Z předzesilovače je nf signál veden přes logaritmický potenciometr P5 pro ovládání hlasitosti do výkonového zesilovače LM386 (IO1). Kondenzátorem C18 má obvod LM386 nastaven své maximální napěťové zesílení 200. IO1

Obr. 7.
Přímoesilující
přijímač
pro pásma
80, 40 a 20 m



poskytuje výkon asi 0,5 W, který je dostatečný i pro vybuzení reproduktoru. Vhodnější je však poslech na sluchátka o impedanci 32 Ω , používaná k přenosným přehrávačům hudby.

Přijímač je napájen nestabilizovaným napětím 9 V z baterie nebo ze síťového adaptéru. Spotřeba není v původním prameni uvedena, ale může být podle hlasitosti až 100 mA. Napětím 9 V je přímo napájen výkonový zesilovač IO1 a předzesilovač s T3. Audion a ladící potenciometry jsou napájeny stabilizovaným napětím +5 V, které je získáváno ze stabilizátoru 78L05 (IO2).

V původním prameni jsou všechny součástky přijímače umístěny na desce s jednostrannými plošnými spoji o rozměrech asi 142 x 61 mm.

Přijímač však bude dobře pracovat i tehdy, když součástky se zkrácenými vývody umístíme na straně spoji na malé destičky s univerzálními plošnými spoji, které pájením přichytíme na větší desku se souvislou měděnou fólií sloužící jako země.

Desku s obvody přijímače je vhodné vestavět do kovové stíněné skříňky, na jejímž předním panelu budou všechny ovládací potenciometry.

CQ DL, 4-2005

Tiché ladění antény šumovým můstkem

Anténa krátkovlnné radioamatérské stanice se anténním tunerem (ATU) obvykle ladí se zapnutým vysílačem na minimum PSV. Aby nebyli příliš obtěžováni ostatní amatéři na pásmu, ladí se při sníženém výkonu a s vysílačem přeladěným na kmitočet, na kterém právě

není provoz. Takové ladění antény chvíli trvá a operátorovi může „utéct“ vzácný DX. Proto novozélandčan Kelvin, ZL3KB, navrhl šumový impedanční můstek, pomocí kterého lze naladit anténu velmi rychle (bez přeladování vysílače a snižování jeho výkonu) a bez případného obtěžování ostatních účastníků provozu.

Schéma tohoto šumového můstku je na obr. 8. Můstek je tvořen vř. transformátorem TR1, normálovým odporem 50 Ω složeným ze dvou paralelně spojených rezistorů R12 a R13 s odpory 100 Ω a impedancí antény. Součástí můstku je i přepínač S1 (PROVOZ MŮSTKU), kterým se můstek zařazuje mezi anténní konektor transceiveru TRX a koaxiální kabel k anténě s ATU.

V poloze VYP. přepínače S1 je můstek vyřazen z provozu a anténní kabel je připojen přímo k výstupu transceiveru.

V poloze ZAP., ve které pomocí můstku ladíme anténu, tvoří anténa součást můstku (symetrickou k rezistorům R12, R13) a anténní konektor transceiveru je připojen ke střednímu vývodu 6 + 4 sekundárního vinutí TR1. Můstek je buzen amplitudově modulovaným širokopásmovým šumem, který se přivádí mezi vývody 1 a 8 primárního vinutí TR1.

Při ladění antény musí být transceiver na příjmu. Při obecné impedanci antény odlišné od činného odporu 50 Ω jsou krajní vývody 3 a 5 sekundárního vinutí TR1 spojeny se zemí přes rozdílné impedance, takže můstek není vyvážen. Ze středního vývodu sekundárního vinutí TR1 proto proniká do přijímače modulovaný šum. Pomocí ATU doladíme anténu tak, aby modulovaný šum byl co nejslabší. Pokud se podaří anténu naladit ideálně tak, aby se její impedance rovnala činnému odporu 50 Ω , budou oba krajní vývody sekundárního vinutí TR2 spojeny se zemí přes stejné

činné odpory 50 Ω , takže na nich bude šumový signál se shodným průběhem a rozkmitem, ale opačnou polaritou. Ve středu sekundárního vinutí se bude nacházet rozdíl těchto dvou opačných šumových signálů, který je nulový. Při ideálním naladění antény tedy poklesne síla přijímaného modulovaného šumu na nulu.

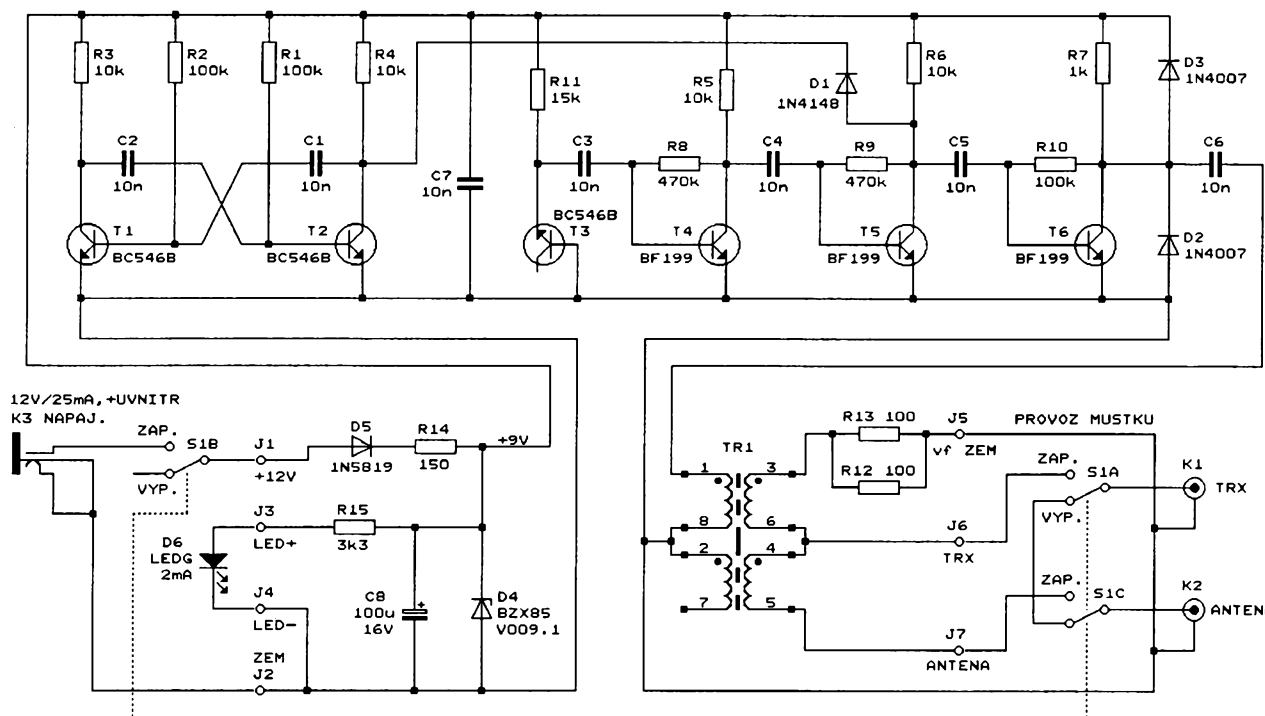
Šum se pro buzení můstku používá proto, že má souvislé kmitočtové spektrum, takže jej lze slyšet v přijímači naladěném na jakýkoliv kmitočet kteréhokoliv pásma. Nf kmitočtem je šum pro buzení můstku amplitudově modulován proto, aby jej bylo možné odlišit od šumu přijímaného anténou, který má sílu téměř nezávislou na naladění antény.

Transformátor TR1 je navinut na feritovém toroidním jádru Amidon FT50-61 čtyřmi měděnými lakovanými vodiči o průměru 0,3 mm. Vodiče mají délku 180 mm a jsou navzájem zkrouceny do jednoho pramene. Počet zkrutů je asi 40 pravidelně po celé délce. Pramenem je na jádru navinuto 10 závitů (tj. 10 průchodů otvorem jádra) rovnoměrně rozprostřených po obvodu jádra. Konce vodičů odizolujeme, pomocí ohmmetru identifikujeme jednotlivá vinutí a označíme je barvou pro pozdější správné připojení. Vinutí mezi vývody 2 a 7 není využito, zlepšuje však symetrii transformátoru.

Šum je generován závěrně pólováním přechodem emitor-báze tranzistoru T3 (kterým prochází proud jako Zenerovou diodou) a je zesilován třístupňovým zesilovačem s T4 až T6. Modulační nf signál generuje multivibrátor s T1 a T2, který mění zesílení stupně s T5.

Můstek je napájen vnějším ss napětím 12 V (ze síťového adaptéru nebo akumulátoru), které je stabilizováno na 9 V Zenerovou diodou D4.

RadCom, duben 2001



Obr. 8. Šumový můstek pro tiché ladění KV antény