

V TOMTO SEŠITĚ

Z dějin vědy a techniky	1
UŽITKOVÁ ELEKTRONIKA	
Napájecí zdroje	3
Měnič z 12 V = na 230 V/50 Hz	3
Měnič z 12 V = na 230 V/50 Hz se stabilizací výstupního napětí	4
Záložní zdroj síťového napětí (UPS)	6
Zdroj 13,8 V/20 A	7
Měniče DC/DC s MC33063A	14
Přenosná svítidla s měničem	15
Obvod pro úsporné osvětlení s LED	16
Obvod pro pozvolné rozsvícení žárovky	17
Nízkofrekvenční technika	18
Effektivní zařízení Distortion	18
Nf výkonové zesilovače	19
Výkonový zesilovač 2x 150 W	22
Doplňky k zesilovači 2x 150 W	29
Generátor zvuku mořského příboje	31
Regulátory teploty	33
Regulátor teploty pájecího pera	33
Regulátor teploty nejen pro akvárium	35
Zajímavé konstrukce	38
Vysílač FM	38
Obvod pro signalizaci vyzvánění telefonu	40
Závěr, Literatura	40

KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

Vydavatel: AMARO spol. s r. o.

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

Šéfredaktor ing. Josef Kellner, sekretářka redakce Eva Keláková, 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 Jiráčková, Hana Merglová (Radlická 2, 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., Abocentrum, Moravské náměstí 12D, P. O. BOX 351, 659 51 Brno; tel: 5 4123 3232; fax: 5 4161 6160; abocentrum@mediaservis.cz; reklamační - tel.: 800-171 181.

Objednávky a předplatné v Slovenskej republike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava 3, tel./fax: (02) 44 45 45 59, (02) 44 45 06 97 - předplatné, (02) 44 45 46 28 - administrativní; email: magnet@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, Radlická 2, 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., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./fax: (02) 44 45 06 93.

Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor (platí i pro inzerci). Nevýžádané rukopisy nevracíme.

<http://www.aradio.cz>; E-mail: pe@aradio.cz

ISSN 1211-3557, MKČR 7443

© AMARO spol. s r. o.

Z dějin vědy a techniky

Historie elektřiny a magnetizmu

Rudolf Hell

Jedním z významných vědců a vynálezců Německa minulého století byl Dr. Ing. Rudolf Hell, narozený 19. prosince 1901 v bavorském městě Eggenmühl. Když mu bylo 6 let, tak jeho otec, který byl železničním úředníkem, byl dokonce přeložen do Egeru (dnešní Cheb), takže část svého života prožil na našem dnešním území.

Již jako mladý hoch se velice zajímal o fyziku a matematiku, v těchto předmětech vynikal a začal studovat elektroinženýrství. Promoval v roce 1927 závěrečnou prací o svém vynálezu - automatickém zaměřovacím systému pro leteckou navigaci. V něm popsal, jak může pilot zjistit směr k rádiovému vysílači a podle toho zjistit svou polohu nezávisle na tom, zda je to v noci či v mlze.

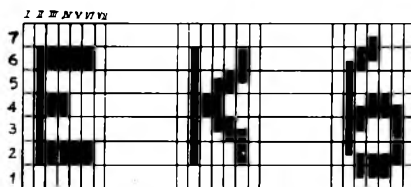
Ve svých pokusech pak pokračoval a na svět začaly přicházet vynálezy nové. Jedním z nich byla obrazovka, schopná využití v televizi, kterou pak použil v dalším vynálezu, který byl nazván „přístroj pro elektrický přenos psaných znaků“. Hellův přijímač psaných dokumentů byl založen na principu příjmu grafické informace, která byla před

tím na vysílací straně rozložena do jednotlivých bodů. Přístroj byl nazván „Hellschreiber“ a mnozí radioamatéři si jistě pamatují, že se v poválečných a 50. letech u nás vyskytovaly německé komunikační přijímače „MINERVA“, které mimo klasické nf části měly vestavěn další blok s elektronkou EL 11, která sloužila jako zdroj vstupního signálu právě pro tento přístroj. Hellschreiber byl, pokud se jednalo o přenos signálu a jeho dekodování, předchůdcem dnešních faxů.

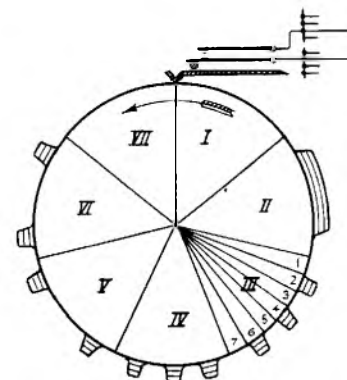
Hell v roce 1929 také založil vlastní továrnu, ve které, jak předpokládal, se budou jeho vynálezy vyrábět. Nevybral si však dobrou dobu - jednak politická situace v Německu nebyla právě růžová, jednak Evropa byla v té době v krizi. Ale přestože měl jen velmi malou podporu, pustil se s elánem osmadvacetiletého mladíka do výroby svých Hellů a uspěl. V roce 1931 předvedl svůj přístroj pracující na elektrochemickém principu s papírem napuštěným látkou reagující barevně na průchod elektrického proudu. Výrobu dále rozšiřoval o rádiové zaměřovače a rádiové kompas, a poněvadž se již schylovalo k válce, produkoval šifrovací stroje a nakonec i akustické roznětky pro miny. V průběhu války pro něj pracovalo asi 1000 dělníků.



Ukázka vzhledu přenášených písmen
Hellova systému

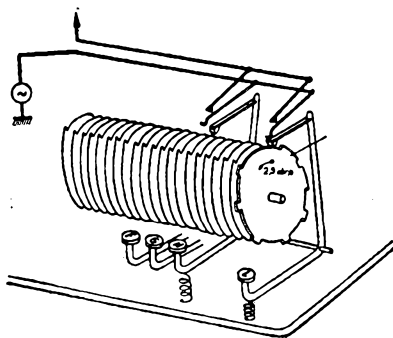


Návrh rozložení znaků E, K a 6 na
jednotlivé body pro přenos



Vysílací kotouč Hellova přístroje
pro písmeno E

Průběh proudu
v obvodech
Hellova přístroje
odpovídající
přenosu znaků
E, K a 6
(viz obrázek
vlevo uprostřed)



*Nákres funkce Hellova vysílače.
Každá klávesa spouští svůj kotouč
s odpovídajícím znakem*

V roce 1944 většina tiskových agentur, přenášejících své zprávy rádiem, využívala zařízení na principu Hellova přístroje. Během válečných událostí byla jeho továrna v Berlíně rozbombardována a prakticky přestala existovat.

Přes neslavný konec válečné éry se Hell nevzdal a otevřel v roce 1947 další továrnu, tentokrát v Kielu, aby obnovil výrobu svých Hellschreiberů. Dalším výrobkem byl jeho - na tehdejší dobu převratný vynález - elektronicky řízený rytecký stroj, který nazval „Klischograph“. Ten elektronicky snímal předlohu a elektricky řídil vlastní mechanické rytí, navíc již pracoval i s pultóny, takže mohl dobře zpracovat i fotografie. Používal se na německých drahách a v Bundeswehru.

Následovaly další přístroje, dokonalejší, ale na podobném principu, včetně světoznámé značky „Colorgraph“. Továrna produkovala i přenosová zařízení pro faximile na přenášení celých tiskových stran časopisů. Rudolf Hell pak dožil svá důchodová léta v Kielu a jeho továrna fúzovala s firmou Linotype.

Sta let se ještě dožil svěží (viz obrázek na druhé straně obálky, na kterém přijímá gratulace od představitelů města ke svým stým narozeninám), ale 15. 3. 2002 náhle zemřel.

Zajímavé je využití principu Hellova přístroje v radioamatérském provozu. První amatérské spojení klasickými Hellovými přístroji bylo navázáno v roce 1958 mezi DL1GP a DM3KG, v roce 1980 se objevil první počítačový program pro počítač Apple od PA0KLS a v roce 1999 dal IZ8BLY k dispozici radioamatérům svůj dokonalý program pro počítače PC s prostředím Windows 95 nebo vyšším.

Irving Langmuir

Tento významný americký vědec se narodil 31. ledna 1881 v Brooklynu v New Yorku. Základní školní docházku absolvoval jednak v New Yorku, jednak v Paříži, kam se na čas odstěhovali jeho rodiče.

Již coby mladík byl světoběžníkem. Bakalářskou hodnost získal na báňské

fakultě Columbijské univerzity, doktorát z chemie obhájil na německé univerzitě v Göttingenu, kde studoval pod vedením známého laureáta Nobelovy ceny Waltera Nernsta.

V roce 1906 nastoupil na své první místo a působil jako profesor chemie na Stevensově technologickém institutu v Hobokenu - New Jersey, kde vydržel do roku 1909.

Odtud přešel do vědeckých laboratoří firmy General Electric Company ve Schenectady, ve státě New York, a svůj další život a vědeckou kariéru spojil s touto firmou; stal se ředitelem těchto laboratoří, získal tam 63 patentů, v roce 1932 Nobelovu cenu za chemii a během svého plodného života ještě množství dalších významných ocenění.

Jeho hlavním předmětem zájmu byla emise elektronů z rozžhavené katody a děje v elektronkách, či lépe řečeno, zkoumání pohybu elektronů v elektronkách mezi rozžhovou katodou a dalšími elektrodami při vysokém stupni vakua (k pokusům zkonstruoval rtuťovou difusní vývěvu). Např. součástky jako kenotron a tyatron jsou jeho vynálezy.

Zkoumal také chování rozžhovaných vláken v různých plynech a přispěl tak k průmyslové výrobě žárovek plněných plynem, které se vyznačují dlouhou životností a vysokou svítivostí. Popsal tzv. Langmuirův efekt, spočívající v tom, že plyny v kontaktu se žhavým povrchem se mění v ionty.

Byl u mnoha výzkumů zaměřených na vývoj elektrických zařízení jednak pro širokou spotřebu obyvatel, jednak pro vojenské účely, a měl velký podíl na poznání zákonitostí atomových struktur materiálů.

Navrhl využití tzv. Langmuirova plamene - což je využití atomové formy vodíku pro sváření kovů s vysokým bodem tavení.

Zabýval se atomovou teorií, osvětlil princip záření izotopů, dělal pokusy s vlivem olejového filmu na vodě a zjistil, že energetické stavy molekul na povrchu jsou jiné než pod povrchem.

Během druhé světové války byl jednou z klíčových postav výzkumu zaměřeného na obranu Spojených Států a poradcem v různých vědeckých programech, jako např. využití principu radaru jak v americké, tak anglické armádě.

Zemřel 16. srpna 1957 ve Falmouth ve Spojených státech amerických.

Henrick Antoon Lorentz

Byl to vysoce erudovaný vědec, se zvláštní schopností přitahovat talenty a rozvíjet jejich myšlenky. Díky tomu, že jako vůdčí osobnost ostatní

podporoval a pomáhal jim, byl velmi oblíben, a mnoho jeho žáků se stalo významnými fyziky.

Narodil se 18. 7. 1853 v holandském Arnheimu. Vystudoval známou holandskou univerzitu v Leydenu a prakticky celý svůj život zde pak působil jako profesor teoretické fyziky. Teprve v roce 1923 se stal ředitelem fyzikálního ústavu v Haarlemu nedaleko Leydenu, kde také 4. 2. 1928 zemřel.

Již jeho doktorská práce měla neobyčejnou teoretickou úroveň. Vycházel přitom z Maxwellových výzkumů a na základě jeho obecných rovnic rozpracoval vlastnosti odrazu a lomu světla na rozhraní dvou prostředí. Mimo jiné tím dokázal, že elektromagnetická teorie světla je pravdivá a obsahuje všechny vztahy potřebné k výpočtům intenzity při odrazu a lomu.

Na Maxwellově teorii dále pracoval a vypracoval tzv. Lorentzovu elektronovou teorii, zákony vzájemného působení elektromagnetického pole a elektricky nabitých částic v tomto poli se pohybujících. Za zdroj elektromagnetického pole považoval oscilující částice uvnitř atomů.

Jeden z jeho žáků (Pieter Zeeman 1865 až 1943) pak na základě této teorie objevil při experimentování štěpení spektrálních čar atomů (tzv. Zeemanův efekt) a oba pak obdrželi za tyto poznatky v roce 1902 Nobelovu cenu.

Byť jeho teorie pomohla objasnit celou řadu dalších důležitých optických a elektrických jevů (např. Faradayův jev), přinesla i mnoho otazníků při dalším zkoumání jevů probíhajících uvnitř atomů. Ty pak osvětlila až kvantová fyzika.

Kdo se zabýval speciální teorií relativity, zná jistě pojem Lorentzova transformace, vyjadřující vztah mezi souřadnicemi a časem v soustavách, pohybujících se vůči sobě rovnoměrně přímočaře.

To, že teorii relativity později dokonale popsal Einstein, neubírá Lorentzovi na významu. Byl jen krůček od toho, co Einstein dokončil.

Známý je též Lorentzův zákon, že podíl tepelné a elektrické vodivosti kovů je přímo úměrný absolutní teplotě.

Lorentz byl ve své době geniálním teoretickým fyzikem a jeho vyjádření elektronové teorie má trvalou platnost.

Literatura

[1] *Freebody, J. W.*: Telegraphy. London 1958.

[2] *Weinfeld, S.*: Kartki z historii telekomunikacji. Warszawa 1960.

[3] *Debicki, S.*: Historia telekomunikacji. Warszawa 1963.

[4] *Suits, C. G.*: The collected works of Irving Langmuir. Oxford 1961.

QX

UŽITKOVÁ ELEKTRONIKA

Ing. Jiří Vlček

Toto číslo časopisu je určeno především začínajícím amatérům a studentům. Proto kromě konstrukčních návodů obsahuje i větší množství základní teorie, kterou potřebujeme k pochopení popsaných zapojení.

Všechny konstrukce představují vždy co nejjednodušší a nejlevnější řešení daného problému. Všechny desky jsou s jednostrannými plošnými spoji. Spoje mají dostatečnou šířku a jsou mezi nimi velké mezery, takže výroba a osazení desek nebude jistě problémem ani pro začátečníky.

Zabývám se zde především problematikou měničů napětí z 12 V = na 230 V/50 Hz, záložních zdrojů a zdrojů větších proudů (13,8 V/20 A) - ať už klasických, nebo spínaných. Samostatnou kapitolu tvoří problematika regulace teploty, doplněná konstrukcí termostatu pro akvárium. Zájemcům o nf techniku je určen výkonový zesilovač 2x 150 W (včetně mechanické konstrukce a různých doplňků) a konstrukce efektového zařízení Distortion.

Napájecí zdroje

Měnič z 12 V = na 230 V/50 Hz

Tento přístroj najde uplatnění všude tam, kde není k dispozici síť 230 V (v automobilovém přívěsu, na lodi, na chatě). Slouží jako zdroj napětí pro síťové spotřebiče - pro zářivky, úsporné žárovky, malé motory, TVP, rozhlasové přijímače, holicí strojky apod. Maximální výkon měniče závisí na použitém transformátoru a na maximálním proudu napájecího zdroje a může být až 150 W.

Popis funkce

Schéma měniče je na obr. 1. Základem měniče jsou čtyři spínací tranzistory MOS (dva s kanálem N a dva s kanálem P) zapojené do můstku. V diagonále můstku je dvanáctivoltové vinutí síťového transformátoru, které se pomocí spínačů připojuje (s měnicí se polaritou) k napájecímu napětí.

Spínací tranzistory budíme ze zdroje pravoúhlého signálu o kmitočtu 50 Hz. Budicí signál přivádíme na obě části můstku s opačnou fází (invertované). Budicí signál musí mít co nejpřesnější střidu 1:1. Podmínkou jsou co možná strmé hrany budicího signálu, aby při přepínání nebyly jednotlivé dvojice tranzistorů (T2 a T3, T4 a T5) dlouho otevřeny současně. Rovněž zastavení kmitů by bylo nepříjemné, mělo by za následek prudký nárůst odebíraného proudu. Stejnou směrnost odporu vinutí transformátoru je velmi malý, takže by se obvod mohl snadno poškodit. Proto musí být v kladném přívodu napájení pojistka Po (není zakreslena ve schématu na obr. 1).

Buzení transformátoru pravoúhlým signálem je jediným ekonomicky možným řešením. Transformátor signál zaoblí a potlačí vyšší harmonické.

Není zapotřebí, aby výstupní napětí mělo čistě sinusový průběh. Toho bychom dosáhli pouze při buzení transformátoru sinusovým průběhem z generátoru 50 Hz přes výkonový zesilovač. Jeho ztráty by však byly neúnosné.

V lit. [25] byl v podobném zapojení použit obvod 4047. Rozhodl jsem se raději použít osvědčený obvod NE555.

Jeho výhodou je poměrně velká stabilita frekvence (0,1 %) a malý výstupní odpor. Zatímco stabilita frekvence není v této aplikaci pro většinu spotřebičů příliš důležitá, výstupní odpor zdroje musí být co možná nejmenší. Hradla výkonových MOS tranzistorů mají totiž poměrně velkou kapacitu (1 nF), která se nabíjí přes vnitřní odpor zdroje signálu a která zpomaluje přepínání. Při velkém výstupním odporu zdroje budicího signálu se tak prodlužuje doba, po kterou jsou oba tranzistory současně otevřeny, a tím se snižuje účinnost měniče.

Obvod NE555 má maximální pracovní kmitočet zhruba 200 kHz, doba trvání jeho vzestupné a sestupné hrany je řádu jednotek μ s. Jeho výstupní odpor je minimální (pod 100 Ω).

Aby byl malý i výstupní odpor invertoru s tranzistorem T1, volíme velmi

malý odpor rezistoru R5 (proud, který jím protéká, není vzhledem k celkovému odběru proudu podstatný).

Tranzistory MOS mají prahové napětí U_{GE} asi 3 až 4 V. Dělič R3, R4 zajišťuje, aby se tranzistor T1 otevřel přibližně při polovině napájecího napětí na výstupu IO1. Dělič volíme dostatečně tvrdý, aby při spínání tranzistoru T1 nevznikalo zbytečné zpoždění a zaoblení náběžných a sestupných hran.

Funkci obvodu NE555 jistě každý zná. Kmitočet vypočítáme podle vzorce:

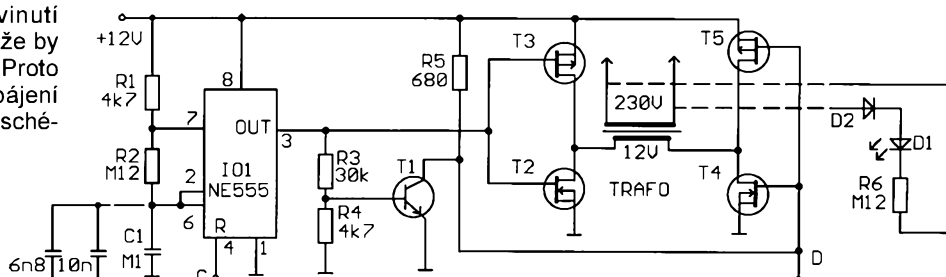
$$f = 1,44 / [C1 \cdot (R1 + 2 \cdot R2)] \quad [\text{Hz}; F, \Omega].$$

Po dosazení hodnot uvedených ve schématu získáme kmitočet 50 Hz. Na jeho přesnost mají vliv pouze tolerance součástek R1, R2 a C1. K případnému přesnému nastavení kmitočtu, které ve většině případů nebude nutné, bychom k výstupu IO1 museli připojit čítač a pak bychom upravili hodnoty uvedených součástek (např. paralelně k C1 bychom připojovali další kondenzátory, jak je naznačeno na obr. 1). Odpor R1 musí být mnohem menší než odpor R2, aby měl signál střidu co nejpřesněji 1:1.

Z požadovaného výkonu P zátěže, předpokládané účinnosti měniče $\eta = 90\%$ a napájecího napětí U (nejčastěji 12 V) odhadneme napájecí proud I :

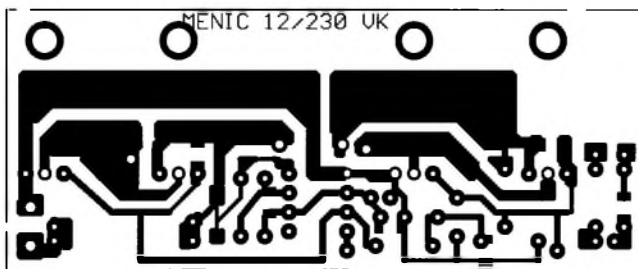
$$I = (1/\eta) \cdot P/U \quad [A; W, V].$$

Na spínacích tranzistorech vzniká ztráta výkonu (odpor tranzistorů v se-

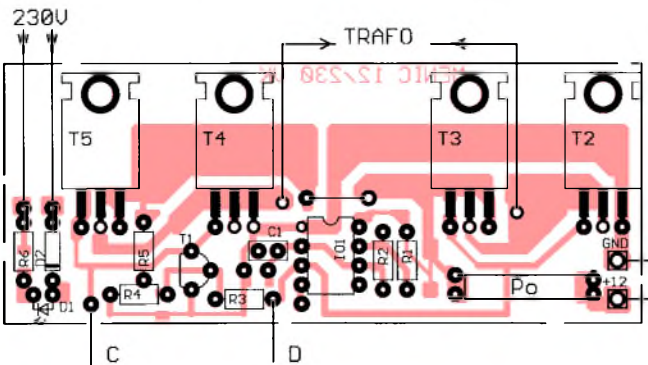


Obr. 1. Měnič z 12 V =
na 230 V/50 Hz

Obr. 2. Obrázek plošných spojů měniče z 12 V = na 230 V/50 Hz (měř.: 1 : 1)



Obr. 3. Rozmístění součástek na desce měniče z 12 V = na 230 V/50 Hz



pnutém stavu je 0,2 Ω), proto je musíme umístit na chladič. Deska s plošnými spoji je navržena tak, aby chladič mohl být tvořen profilem L, přišroubovaným k desce přes pouzdra tranzistorů. Výkonové tranzistory upevníme k chladiči přes izolační podložku.

Na výstupní vinutí transformátoru s napětím 230 V můžeme případně zapojit indikační obvod s LED D1, usměrňovací diodou D2 (1N4007) a srážecím rezistorem R6. Indikace však není nezbytná.

Při manipulaci s napětím 230 V doporučuji opatrnost, i když toto napětí je, na rozdíl od sítě, izolované od země.

Konstrukce a oživení

Všechny součástky s výjimkou transformátoru jsou připojené na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrázek spojů je na obr. 2, rozmístění součástek na desce je na obr. 3.

Návrh obrazce spojů umožňuje použít některé rezistory v provedení SMD. Po osazení desky přišroubovujeme výkonové tranzistory T2 až T4 k chladiči a k desce, která tvoří s chladičem jeden celek. Nakonec výkonové tranzistory zapájíme do desky. Při větších požadavcích na výstupní výkon (a tím i na napájecí proud) pocínujeme proudově namáhané spoje tlustou vrstvou cínu nebo je posílíme přiložením a připájením měděného vodiče.

Zapojenou a vizuálně přezkoumanou desku nejprve připojíme ke stabilizovanému zdroji napětí s proudovou pojistkou, kterou nastavíme na 50 až 100 mA. Transformátor necháme nezapojený. Pro správnou funkci obvodu musí být na vývodech pro připojení transformátoru (body TRAF0) pravouhlý signál. Při ožívování tuto skutečnost zkontrolujeme osciloskopem. S použitím čítače můžeme případně nastavit přesný kmitočet 50 Hz. Je-li vše v po-

řádku, připojíme transformátor a obvod napájíme z akumulátoru.

Upozorňuji, že ke správné funkci potřebuje měnič dostatečně tvrdý zdroj napětí. Jinak nepracuje dobře a zakmitává na vysokých frekvencích.

Nakonec změříme výstupní napětí naprázdno a při zátěži. Odběr proudu naprázdno je asi 400 mA.

Seznam součástek

R1	4,7 k Ω , miniaturní
R2	120 k Ω , miniaturní
R3	30 k Ω , miniaturní
R4	4,7 k Ω , miniaturní
R5	680 Ω , miniaturní
(R6)	120 k Ω , miniaturní
C1	100 nF, keramický
(D1)	LED
(D2)	1N 4007
T1	BC547B
T2	IRF540
T3	IRF9540
T4	IRF540
T5	IRF9540
IO1	NE555, DIP
(Po)	pojistka dimenzovaná podle napájecího proudu
(TRAF0)	síťový transformátor 230 V/12 V/150 VA (výkon podle potřeby)
deska s plošnými spoji (dodává se samostatně):	MENIC 12/230 VK

Úprava měniče pro napájení napětím 24 V

Popsaný měnič můžeme použít i při napájení napětím 24 V. Musíme si pouze uvědomit, že obvod NE555 má maximální povolené provozní napětí 15 V a že napětí U_{GE} tranzistorů MOS nesmí překročit 15 (20) V.

Upravené zapojení z obr. 1 je na obr. 4. Úprava je velmi jednoduchá. Zenerovou diodou o napětí 12 V je zmenšeno a stabilizováno napájecí napětí pro IO1 a dalšími Zenerovými diodami (rovněž se Zenerovým napětím 12 V) je zajištěn stejný posuv řídicího napětí pro tranzistory T3 a T5. Rezistory o odporu 4,7 k Ω zabezpečují zavírání těchto tranzistorů a jsou nejlépe v provedení SMD. Ve schématu na obr. 4 nejsou tyto rezistory a Zenerovy diody pojmenovány.

Pro měnič napájený napětím 24 V použijeme původní desku s plošnými spoji podle obr. 2 a obr. 3. V místech zapojení přídavných součástek spoje přerušíme (přeškrábeme) a přídavné součástky umístíme a připájíme na straně spojů. Při návrhu spojů jsem na tyto dodatečné součástky pamatoval. Transformátor použijeme pochopitelně pro napětí 24 V.

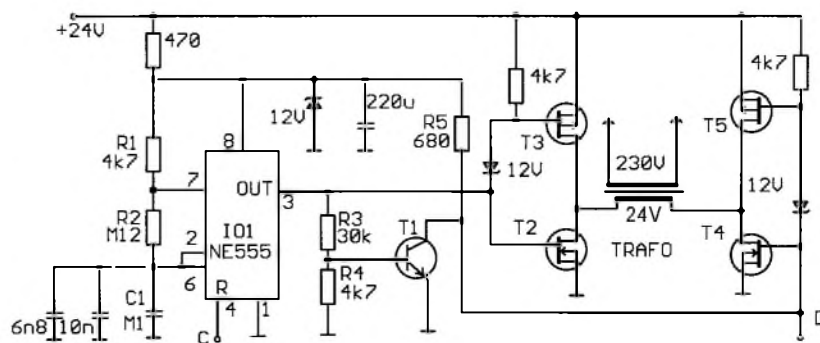
Měnič z 12 V = na 230 V/50 Hz se stabilizací výstupního napětí

Nevýhodou předchozího měniče je kolísání jeho výstupního napětí v závislosti na odběru zátěže. Výstupní napětí naprázdno může být až 280 V, což sice většinou nevádí, ale přesto to může vyvolávat určité obavy.

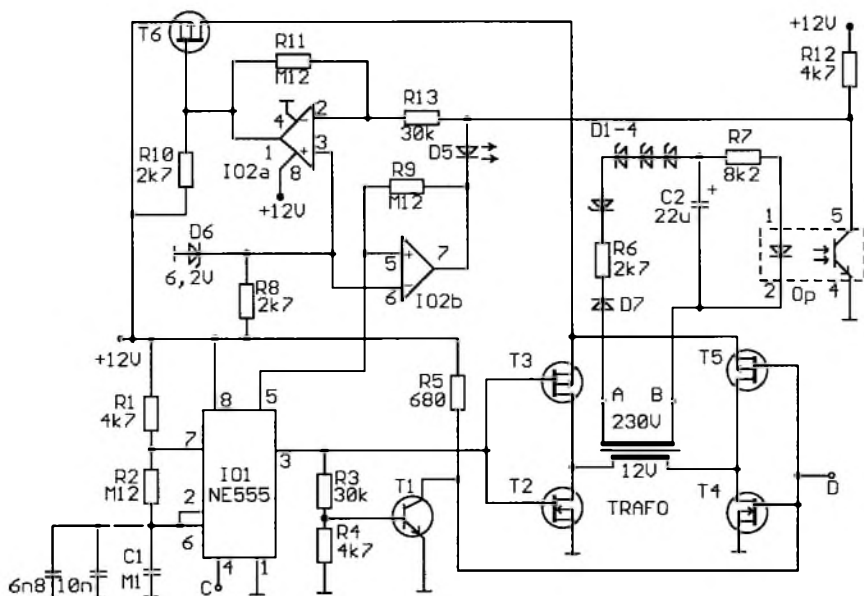
Proto jsem se rozhodl zapojení předchozího měniče doplnit stabilizačním obvodem.

Popis funkce

Schéma měniče se stabilizací výstupního napětí je na obr. 5. K regulaci napájecího napětí jsem použil výkonový tranzistor MOS s kanálem P, který je



Obr. 4. Úprava měniče z obr. 1 pro napájení napětím 24 V



Obr. 5. Měnič z 12 V = na 230 V/50 Hz se stabilizací výstupního napětí

možné použít ve stabilizátoru s malým úbytkem napětí. Zapojení obsahuje navíc zpětnou vazbu z výstupu měniče do tohoto stabilizátoru.

Stabilizace vyrovnává změny výstupního napětí způsobené změnou zátěže a částečně i kolísáním napájecího napětí (u autobaterie v rozsahu 10,5 až 14,4 V). Stabilizace výstupního napětí však způsobuje určitou ztrátu výkonu, která poněkud zmenšuje účinnost měniče.

Při vzrůstu výstupního napětí nad určitou hodnotu, která je daná Zenerovými napětími Zenerových diod D1 až D4 a odpory rezistorů R6 a R7, se otevře optron Op. Tím se zmenší napětí na invertujícím vstupu operačního zesilovače (OZ) IO2a, vzroste napětí na výstupu OZ a regulační tranzistor T6 se přivře nebo zavře. Napájecí napětí měniče klesne a tím se zmenší výstupní na-

pětí. OZ IO2 pracuje jako spojitý zesilovač s konečným zesílením, které je dáno poměrem $R11/R13$ a není kritické.

Měnič je dále vybaven obvodem, který umí zajistit, aby se baterie měničem úplně nevybila. To by bylo nepřijemné především u automobilového akumulátoru, se kterým budeme muset nastartovat.

Komparátor IO2b porovnává referenční napětí na Zenerově diodě D6 s napětím na vývodu 5 IO1, na kterém jsou 2/3 napájecího napětí. Při poklesu napájecího napětí se výstup komparátoru překlopí do nízké úrovně L. Rozsvítí se LED D5 a výstup IO2a se dostane do vysoké úrovně H. Tím se zavře tranzistor T6 a měnič přestane pracovat.

Konstrukce a oživení

Všechny součástky s výjimkou transformátoru jsou připájené na desce

s jednostrannými plošnými spoji. Obrázec spojů je na obr. 6, rozmístění součástek na desce je na obr. 7.

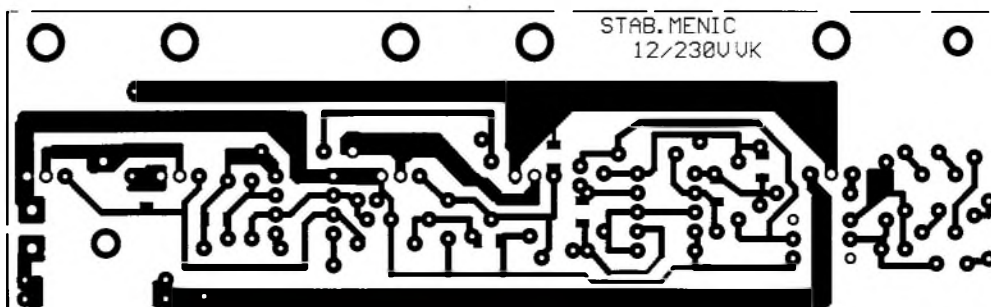
Návrh obrazce spojů umožňuje použít některé rezistory v provedení SMD. Po osazení desky přišroubojeme výkonové tranzistory T2 až T4 a T6 k chladiči a k desce, která tvoří s chladičem jeden celek. Nakonec výkonové tranzistory zapájíme do desky. Při větších požadavcích na výstupní výkon (a tím i na napájecí proud) pocínujeme proudové namáhané spoje tlustou vrstvou cínu nebo je posílíme přiložením a připájením měděného vodiče.

Při ožívání postupujeme stejně jako u předchozího měniče. Výstupní napětí naprázdno případně upravíme (na 240 V) změnou odporu R7 (zvětšením odporu se zvětší napětí) nebo výměnou některé ze Zenerových diod D1 až D4. Na desce je místo pro připojení trimru (typu TP 095) místo rezistoru R7. Zenerovy diody postačují tři kusy (D1 až D3), D4 je pouze jako rezerva, nahradíme ji zkratem.

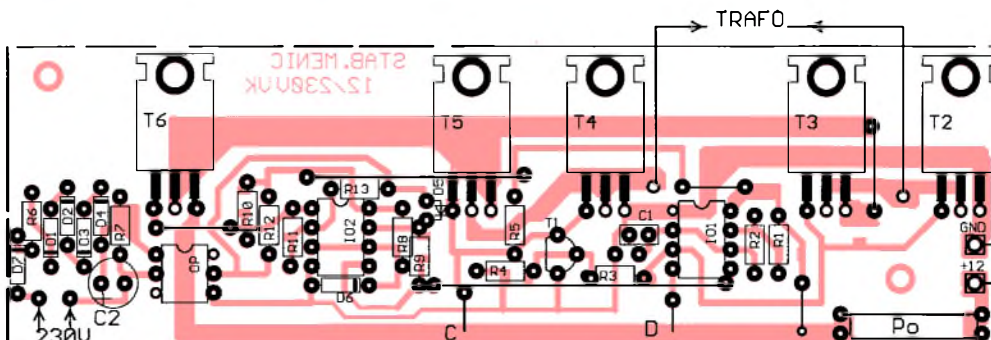
Seznam součástek

R1	4,7 kΩ, miniaturní
R2	120 kΩ, miniaturní
R3	30 kΩ, miniaturní
R4	4,7 kΩ, miniaturní
R5	680 Ω, miniaturní
R6	2,7 kΩ, miniaturní
R7	8,2 kΩ, miniaturní, viz text
R8	2,7 kΩ, miniaturní
R9	120 kΩ, miniaturní
R10	2,7 kΩ, miniaturní
R11	120 kΩ, miniaturní
R12	4,7 kΩ, miniaturní
R13	30 kΩ, miniaturní
C1a	100 nF, keramický
C1b	10 nF, keramický
C1c	6,8 nF, keramický
C2	22 μF/35 V, radiální
T1	BC547B
T2	IRF540

Obr. 6. Obrazec plošných spojů měniče z 12 V = na 230 V/50 Hz se stabilizací výstupního napětí (měř.: 1 : 1)



Obr. 7. Rozmístění součástek na desce měniče z 12 V = na 230 V/50 Hz se stabilizací výstupního napětí



T3	IRF9540
T4	IRF540
T5	IRF9540
T6	IRF9540
IO1	NE555 N
IO2	TL072
Op	4N25
D1	BZX83V075
D2	BZX83V075
D3	BZX83V075
D4	viz text
D5	LED (žlutá nebo červená)
D6	BZX83V006.2
D7	1N4007
(Po)	pojistka dimenzovaná podle napájecího proudu
(TRAFO)	síťový transformátor 230 V/12 V/150 VA (výkon podle potřeby)

deska s plošnými spoji (dodává se samostatně): STAB. MENIC 12/230V VK

Záložní zdroj síťového napětí (UPS)

Od popsaných měničů není daleko k záložnímu zdroji síťového napětí pro elektronické přístroje, který se aktivuje automaticky při výpadku síťového napětí. Součástí záložního zdroje je i obvod, který udržuje baterii trvale v nabitém stavu.

Na záložní zdroje klademe různé požadavky z hlediska výkonu, doby bateriového provozu a doby, kdy bude baterie opět připravena zvládnout další výpadek sítě. Z nich potom vyplývá dimenzování výstupního transformátoru (pro příkon zátěže), kapacity záložní baterie a transformátoru pro nabíjení baterie.

Popis funkce

Schéma záložního zdroje je na obr. 8 (blok MĚNIČ je zapojen podle obr. 1 nebo obr. 5). Uvedené schéma ukazuje způsob zálohování síťového spotřebiče, např. PC.

Pokud výpadky sítě nejsou příliš časté, postačí pro nabíjení baterie transformátor Tr1 o malém výkonu (např. 230 V/20 V/4 VA). Nabíjecí obvod je v takovém případě možné zjednodušit, postačí Zenerova dioda D25, která chrání baterii před přebíjením. Předřadný odpor, který omezuje velikost nabíjecího proudu, tvoří vinutí transformátoru.

Při požadovaném větším nabíjecím proudu použijeme monolitický stabilizátor MA7812 v zapojení podle obr. 10. Výstupní napětí stabilizátoru je zvětšeno pomocí LED D25 na 13,8 V. Kapacitu kondenzátoru C20 zvětšíme na 1000 µF.

Při výpadku sítě se zavře tranzistor T20, otevře se tranzistor T21 a sepne relé Re. V normálním provozním režimu se T20 zavírá zhruba na 0,3 ms při průchodu střídavého napětí nulou. Během této doby se kondenzátor C21 nabit, aby se tranzistor T21 otevřel. Setrvačnost relé (tj. doba přitahu a odpadnutí) je asi 5 až 10 ms. Při sepnutí relé je tedy vynechána jedna půlperida síťového napětí.

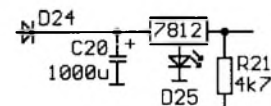
K připojení záložního zdroje potřebujeme jeden přepínací kontakt relé dimenzovaný na proud 1 A a napětí 250 V. Přepínat se musí síťová strana měniče, protože v bateriové části mě-

niče tečou proudy až 20 A, které není snadné přepínat.

V klidovém stavu záložního zdroje (při přítomnosti síťového napětí) nesmí měnič pracovat, protože by odebíral proud 0,4 A, který by musel být dodáván nabíjecím transformátorem Tr1. Měnič se proto v klidu vypíná pomocí tranzistorů T22 a T23 (body C a D). Jsou-li otevřené, přestane IO1 v měniči kmitat a T2 a T4 se zavřou.

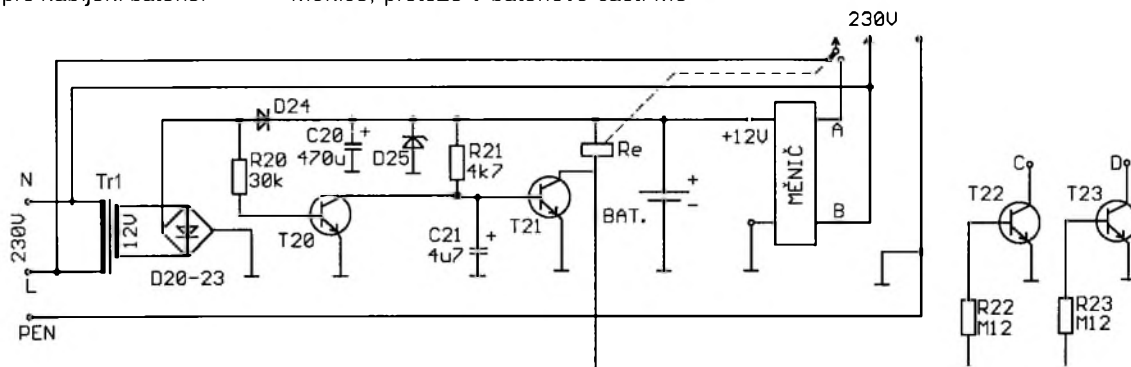
Zapojení na obr. 8 je příkladem nejednoduššího zdroje záložního síťového napětí. Začíná pracovat teprve při výpadku síťového napětí. Je proto vynechána jedna nebo dvě periody síťového napětí, což by většině zařízení nemělo vadit. Dokonalejší UPS pracují trvale a jsou synchronizovány s kmitočtem sítě nebo se z nich zálohované zařízení trvale napájí a ze sítě se pouze dobíjí baterie.

K zálohování samotného PC by stačil příkon 100 až 200 W. Tomu vyhovují uvedená zapojení měničů s vhodným transformátorem a s dostatečnou kapacitou baterie (odběr proudu je 10 až 20 A). V případě výpadku sítě nám však zhasne monitor, což nám zabrání zavřít program a uložit data. Měnič pro-

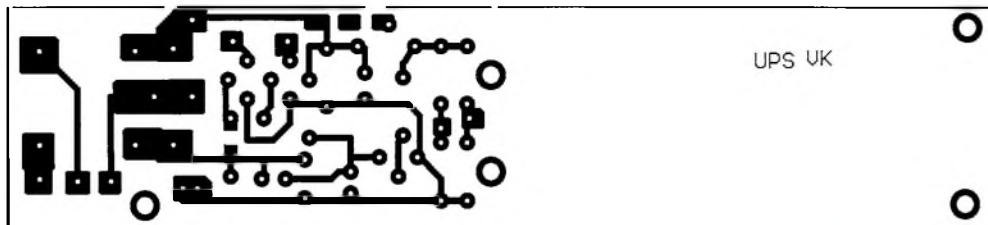


Obr. 10. Úprava zapojení záložního zdroje při požadovaném větším nabíjecím proudu

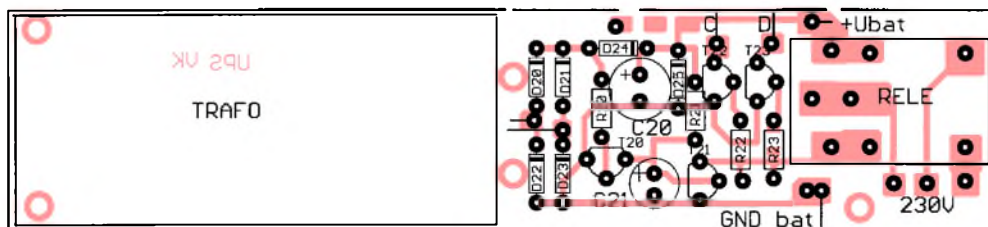
Obr. 8. Záložní zdroj síťového napětí



Obr. 9a. Obrázek plošných spojů záložního zdroje síťového napětí (měř.: 1 : 1)



Obr. 9b. Rozmístění součástek na desce záložního zdroje síťového napětí



to musí pracovat po celou dobu výpadku sítě.

Pokud bychom chtěli zálohovat i monitor, což je standardní řešení, potřebovali bychom příkon až 500 W. Při napájení 12 V to znamená odběr proudu až 50 A. Ten mohou dávat bez poškození pouze speciální baterie.

Také by bylo nutné upravit uvedená zapojení měničů. Tranzistory T2 až T5 by bylo nutné složit ze dvou až tří tranzistorů zapojených paralelně. U výkonových tranzistorů MOS to můžeme udělat bez větších problémů (odpor v sepnutém stavu roste s teplotou, proud se mezi nimi rovnoměrně rozdělí, teplejším tranzistorem teče menší proud).

Konstrukce

Všechny součástky záložního zdroje (bez měniče a baterie) jsou připájeny na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrázec spojí je na obr. 9a, rozmístění součástek na desce je na obr. 9b.

Seznam součástek

R20	30 k Ω , miniaturní
R21	4,7 k Ω , miniaturní
R22	120 k Ω , miniaturní
R23	120 k Ω , miniaturní
C20	470 μ F/25 V, radiální, viz text
C21	4,7 μ F/16 V
D20	1N4007
D21	1N4007
D22	1N4007
D23	1N4007
D24	1N4007
D25	BZX83V012
T20	BC547 B
T21	BC547 B
T22	BC547 B
T23	BC547 B
Re	H500 S12 (12 V, 1A, 1 přepínací kontakt)
(Tr1)	síťový transformátor 230 V/20 V/4 VA

deska s plošnými spoji (dodává se samostatně): UPS VK

Zdroj 13,8 V/20 A

Zdroje těchto parametrů používáme pro napájení transceiverů v amatérských pásmech KV, VKV a UKV a v pásmu CB. Koupě profesionálního zdroje je finančně náročná, jeho stavbou ušetříme značnou částku.

Při modulaci FM je odběr proudu ze zdroje stálý, při modulaci SSB se odběr průběžně mění v závislosti na modulaci signálu - na síle řeči.

Profesionální zdroje se nyní vyrábějí téměř vždy spínané, s „vysokofrekvenčním“ transformátorem. Vyznačují se malými rozměry a vysokou účinností. Stavbu takového přístroje však nechci amatérům doporučovat. Jádra na tyto transformátory se obtížně shání, jejich vinutí také není bez problémů. Existují problémy s bezpečností a s odrušením. Na takovou konstrukci si mohou troufnout jen ti nejzkušenější,

inspiraci by jim třeba mohl být návod uveřejněný v [26].

Pokud se chceme vyvarovat těchto problémů a případných zklamání, neobejdeme se bez síťového transformátoru, který musí být dimenzován na požadovaný výkon a nesmí mít příliš velký vnitřní odpor (viz kapitola koncový zesilovač). Představuje pro amatéry nejrozměšší řešení, i když jeho rozměry a cena nejsou zanedbatelné. Můžeme případně použít starší transformátor, u kterého si převíneme sekundární vinutí. Je třeba si uvědomit, že vývoj impulzního zdroje je časově náročný a vyplatí se pro větší výrobní sérii.

Máme tedy před sebou dvě možnosti - postavit zdroj s klasickým stabilizátorem nebo zdroj se snižujícím měničem.

Návrh klasického stabilizátoru

Přestože klasických stabilizátorů bylo v naší odborné literatuře uveřejněno již dost, považuji za vhodné se u této problematiky na chvíli zastavit.

Schéma zdroje s výstupním proudem 20 A se může poněkud lišit od zapojení pro menší proudy (nejen typem výkonového tranzistoru). V poslední době se na trhu objevily výkonové tranzistory MOS s indukovaným kanálem P, které dávají konstruktérům v této oblasti nové možnosti.

Na obr. 11 je příklad zapojení klasického stabilizátoru s malým úbytkem napětí s tranzistorem MOS, který jsem odzkoušel v jiné aplikaci. Zapojení uvádím pouze informativně s orientačními hodnotami součástek a bez desky s plošnými spoji.

Jedná se o obvodově snadné řešení, které však klade velké nároky na filtraci napájecího napětí i na rozměry chladiče. Ztrátový výkon stabilizátoru musíme proto co možná nejvíce omezit.

Kdybychom zvolili úbytek napětí na stabilizátoru (rozdíl mezi vstupním napětím U_{in} a výstupním napětím U_{out} stabilizátoru) 5 V, jak bývá zvykem u stabilizátorů s odběrem proudu okolo 1 A, byl by při výstupním proudu 20 A ztrátový výkon stabilizátoru 100 W (5 V · 20 A).

Tuto výkonovou ztrátu však můžeme podstatně zmenšit díky použití výkonových tranzistorů MOS s indukovaným kanálem P, které mají velmi malý odpor v sepnutém stavu (u IRF9540 se tento odpor udává 0,2 Ω při proudu 10 A). Musíme však dobře filtrovat vstupní napětí stabilizátoru (minimálně kapacitou 2000 μ F na každý ampér výstupního proudu, raději však ještě více).

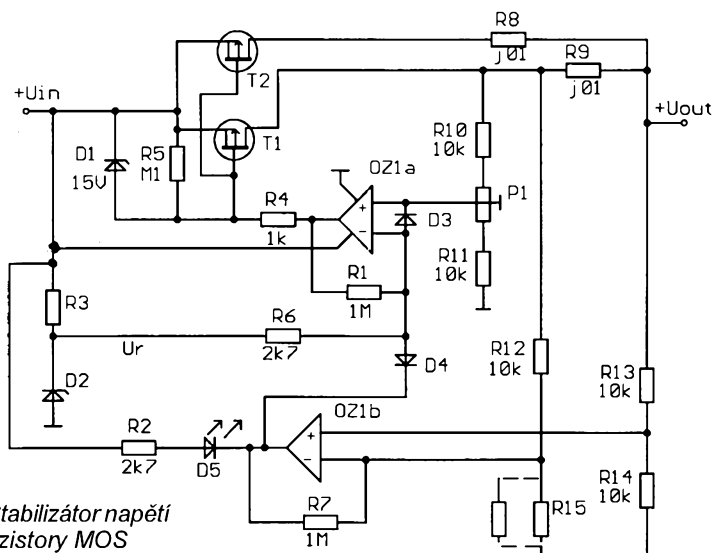
Příklad zapojení síťového zdroje pro stabilizátor s tranzistorem MOS z obr. 11 je na obr. 12.

Velká celková filtrační kapacita (nad 20000 μ F) vyžaduje postupné zapínání zdroje. Filtrační kondenzátory se totiž při zapnutí chovají jako zkrat. Proudový impuls při zapnutí by mohl poškodit usměrňovací diody, transformátor, síťový spínač nebo pojistku. Mohl by „vyhodit“ i síťový jistič. Rušivý impuls při zapnutí by ovlivnil činnost dalších síťových spotřebičů v blízkém okolí (rozhlas, TV), což by nebylo příjemné našim sousedům.

Postupného zapnutí zdroje (ve dvou krocích) je dosaženo tím, že do primárního obvodu síťového transformátoru Tr je zařazen rezistor R11, který omezuje proud při zapnutí. Po nabití filtračních kondenzátorů je tento rezistor zkratován kontaktem relé Re1. Pro tento zdroj doporučuji, aby R11 měl odpor 10 Ω /5 W. Odpor nesmíme zvolit příliš velký, aby bylo možné zdroj bez problémů zapnout i s připojenou zátěží a aby se tento rezistor po nabití kondenzátorů na plné napětí bezpečně odpojil.

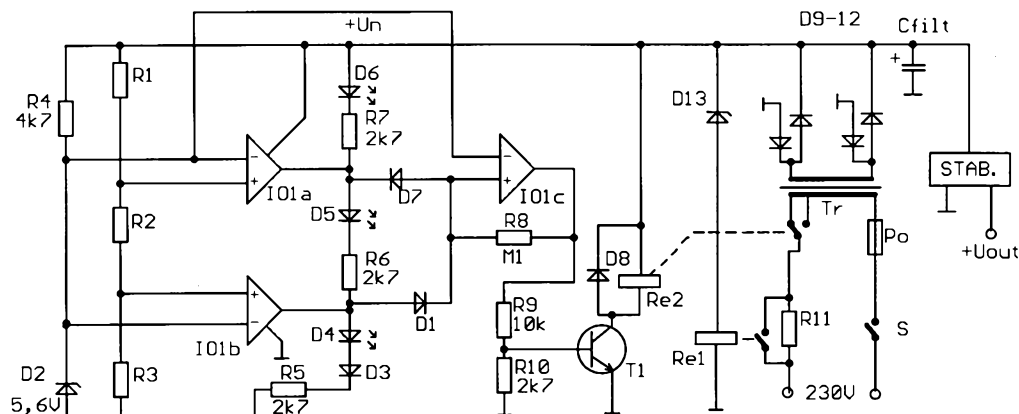
Do obvodu cívky relé Re1 by mohl být zapojen zpozdřovací obvod s tranzistorem (relé by se spínalo tranzistorem, který by měl v obvodu báze kondenzátor) nebo s komparátorem. Ve schématu je nakresleno pouze samotné relé, před kterým je pro posuv napětí Zenerova dioda D13. Typ relé a jeho parametry zvolíme tak, aby relé sepnulo zhruba při dvou třetinách napájecího napětí (asi při napětí 11 V).

Bylo by rovněž možné (a u starších výkonových zařízení se to tak běžně dělalo) zapínat přístroj otočným přepínačem s polohami *Vypnuto*, *Napětí*, *Výkon*.



Obr. 11. Stabilizátor napětí s tranzistorem MOS

Obr. 12.
Příklad zapojení
síťového zdroje
pro stabilizátor
z obr. 11



Návrh stabilizovaného zdroje výrazně komplikují požadavky na toleranci síťového napětí, která je +10 a -15 % jmenovité hodnoty. Tím se zvyšuje provozní velikost napětí na vstupu stabilizátoru a tepelné ztráty. Při větším poklesu síťového napětí, než se kterým jsme počítali při návrhu, bude výstupní napětí zvládnuté. Při neplánovaném vzrůstu síťového napětí se zvětší tepelné ztráty. Pokud není dostatečná rezerva v chlazení, může se zdroj poškodit.

Proto se při velkých odběrech proudu a při větších požadavcích na toleranci síťového napětí (např. u přenosných zařízení) vyplatí uvažovat o předregulaci výstupního napětí přepínáním odboček primárního vinutí transformátoru. To je možné případně provádět i ručně, protože při činnosti zařízení je obsluha vždy přítomná.

Komfortnější je samozřejmě použít jednoduchou automatiku se dvěma komparátory (IO1a a IO1b) a relé Re2. Tento obvod připomíná indikátor napětí autobaterie a jiné podobné obvody. LED D4 až D6 usnadňují jeho nastavení a kontrolu.

Klesne-li napětí na filtračním kondenzátoru Cf1lt pod určitou minimální velikost (15 až 16 V), přejdou výstupy IO1b a následně i IO1c do úrovně H a relé Re2 sepně. Tím se zvýší napětí na sekundárním vinutí transformátoru zhruba o 5 %.

Vzroste-li později napětí na filtračním kondenzátoru nad 17 až 18 V, přejdou výstupy komparátorů IO1a a následně i IO1c do úrovně L a relé vypne (zaujme klidový stav).

Předpokladem správné činnosti je, že rozdíl obou komparačních úrovní (při kterých se překlápějí komparátory IO1a a IO1b) bude větší než změna napětí způsobená přepnutím relé. Jinak by se relé neustále přepínalo. Dělič R1, R2, R3 vypočítáme tak, aby vyhovoval uvedeným požadavkům.

Předregulátor použijeme, pokud chceme minimalizovat rozměry chladiče a pokud máme trpělivost a čas si s tímto zapojením trochu „pohrát“. Pro nalezení optimálního pracovního režimu doporučuji navinout transformátor s větším počtem odboček.

A nyní zpět ke stabilizátoru z obr. 11. Zatímco výkonové bipolární tranzistory

mají nezanedbatelné saturační napětí (1 až 2 V), moderní tranzistory MOS pracují v lineární oblasti i při napětí U_{CE} blízkém se nule. Při použití tranzistorů s indukovaným kanálem P je řídicí napětí U_{GE} menší než vstupní (napájecí) napětí. Nepotřebujeme proto žádný zdroj pomocného napětí. Tyto tranzistory se zavírají při $U_{GE} < 3,5$ V (výstup OZ1a v úrovni H). Napětí U_{GE} nesmí překročit 15 (max. 20) V. Pokud by se to mohlo za provozu přihodit, zapojíme mezi řídicí elektrodu a emitor tranzistoru MOS ochrannou Zenerovu diodu D1.

V literatuře se u tranzistorů MOS kolektor často značí jako D (Drain) a emitor jako S (Source). Pro větší přehlednost však používám značení vývodů stejné jako u bipolárních tranzistorů (emitor je připojen na vstupní svorku +Uin).

Ke stabilizaci napětí je použita zpětnovazební smyčka s operačním zesilovačem OZ1a, který porovnává výstupní napětí +Uout (zmenšené odporovým děličem s R10, P1 a R11) s referenčním napětím U_r . Vzroste-li napětí na výstupu stabilizátoru, zvětší se napětí na výstupu OZ1a a uzavírá se tranzistor T1. Tím napětí na výstupu stabilizátoru poklesne zpátky na požadovanou velikost. Dělič R10, P1 a R11 navrhne tak, aby při správném výstupním napětí bylo napětí na obou vstupech OZ1a shodné. Proud tekoucí děličem není kritický.

Nesmíme však zapomenout, že většina operačních zesilovačů (OZ) se nechová korektně, je-li na jejich vstupech napětí blízké hodnotám kladného nebo záporného napájecího napětí. Je-li na neinverující vstupu OZ nulové napětí (napětí menší než 0,6 V), což nastane krátce po zapnutí, překlápí se výstup nelogicky do úrovně H, tranzistor T1 se uzavře a zdroj „nenastartuje“. Proto v tomto zapojení nesmíme zapomenout na diodu D3.

Velkou výhodou tranzistorů MOS je možnost jejich paralelního řazení. Ve schématu jsem nakreslil pouze dva paralelní tranzistory T1 a T2, může jich však být libovolný počet. Čím více tranzistorů zapojíme paralelně, tím je menší jejich odpor a tím i ztráty. Výkon se mezi tranzistory rozdělí rovnoměrně, protože více ohřátý tranzistor má větší

odpor a teče jím menší proud. Zmenší se požadavky na tepelný odpor chladiče (viz návod na nf výkonový zesilovač, který je uveden dále). Proto doporučuji, aby jedním tranzistorem tekla proud maximálně 5 A - pro proud 20 A je tedy vhodné zapojit alespoň čtyři tranzistory paralelně.

Součástí kvalitního stabilizátoru má být i obvod proudové pojistky, který chrání výkonové součástky při zkratu na výstupu. Má-li výstupní proud stabilizátoru vzrůst nad povolenou mez, poklesne napětí na neinverující vstupu OZ1b pod úroveň napětí na invertující vstupu OZ1b. Díky tomu poklesne napětí na výstupu OZ1B, rozsvítí se LED D5 a přes diodu D4 se „stáhne“ napětí na neinverující vstupu OZ1a. Následkem toho se přivře T1 a udrží se mezní velikost výstupního proudu (stabilizátor se při přetížení chová jako zdroj konstantního proudu). OZ1b má velké (ale ne nekonečné) zesílení, čímž je zajištěna dobrá citlivost a stabilita proudové pojistky.

Odpor rezistorů R8 a R9 volíme tak, aby úbytek napětí na nich nebyl příliš velký, postačí přibližně 100 mV. Při menším úbytku napětí by se obvod špatně nastavoval, při větším by zbytečně rostly tepelné ztráty. Rezistory R8 a R9 budeme pravděpodobně muset zhotovit z kusu měděného vodiče, protože rezistory s odporem pod 0,1 Ω se běžně neprodávají. Při realizaci rezistorů vyjdeme ze vztahu:

$$R = \rho \cdot l / S \quad [\Omega; \Omega \text{mm}^2/\text{m}, \text{m}, \text{mm}^2],$$

kde ρ je měrný odpor vodiče (pro měď je $\rho = 0,0178 \Omega \text{mm}^2/\text{m}$), l je délka vodiče v [m] a S je průřez vodiče v [mm^2].

Přidáním paralelního rezistoru k R15 nastavíme proud, při kterém začne proudová pojistka pracovat (tehdy bude na obou vstupech OZ1b stejné napětí). Není-li technicky možné tento proud změřit, změříme nejprve rozdíl napětí mezi vstupy OZ1b při nulovém výstupním proudu. Maximálním možným proudem (asi 20 A) je pak takový, při kterém tento rozdíl napětí klesne k nule.

Zapojení stabilizátoru podle obr. 11 jsem používal pro výstupní proud přibližně 1 A. Přizpůsobení stabilizátoru konkrétním požadavkům, výpočet hodnot součástek a návrh desky s plošný-

mi spoji, chladiče a skříňky by neměl být problém ani pro méně zkušené amatéry.

Impulsní (spínané) stabilizátory (zdroje, měniče)

Dříve než si prohlédneme konstrukční návod snižujícího měniče, měli bychom se podrobněji seznámit s teorií těchto obvodů.

Základním rozdílem impulsních stabilizátorů oproti klasickým (lineárním, spojitě regulovaným) stabilizátorům je nespojitost řízení výstupního napětí.

U **spojitě regulovaných zdrojů** je síťové napětí přivedeno přes transformátor, usměrňovač a filtrační (vyhlazovací) kondenzátor na výkonový tranzistor (bipolární nebo MOS), který pracuje jako spojitě proměnný odpor. Velikost tohoto odporu je řízena v závislosti na rozdílu výstupního a referenčního napětí tak, aby výstupní napětí bylo konstantním násobkem referenčního napětí.

Spojitě stabilizátory jsou velmi kvalitní a neprodukují rušivé signály. Jejich výkonová ztráta (na výkonovém tranzistoru) se rovná (přibližně) součinu proudu a úbytku napětí na výkonovém tranzistoru. Zvláště u malých výstupních napětí (+5 V) je účinnost těchto zdrojů velmi malá, zhruba 30 %. Ztráty na usměrňovači lze zmenšit zhruba na polovinu použitím výkonových Schottkyho diod, o výhodách použití tranzistorů MOS v klasickém zdroji jsem se zmínil již dříve.

Impulsní regulace zmenšuje výkonovou ztrátu na regulačním členu (výkonovém tranzistoru bipolárním nebo MOS) zásadním způsobem. Tento člen pracuje totiž jako spínač pouze ve dvou stavech - sepnutém a vypnutém. Proud jím prochází pouze po určitý interval pracovního cyklu.

Výkonová ztráta je mnohem menší než u spojitě regulátoru a je způsobena úbytkem napětí v sepnutém stavu a konečnou strmostí naběžných a sestupných hran. Výkonová ztráta je prakticky nezávislá na rozdílu vstupního a výstupního napětí.

Použití dvou stavů regulačního členu v impulsním stabilizátoru si vynucuje použití součástky, která akumuluje energii a dodává proud do zátěže i v době, kdy je regulační člen vypnutý. Touto součástkou je výstupní člen, který je pro větší výstupní výkon řešen formou LC filtru, jehož konkrétní řešení závisí na typu stabilizátoru (měniče).

Hlavní výhodou impulsních stabilizátorů oproti klasickým (spojitým) je jejich velká účinnost, malý chladič a filtrační kondenzátor a celkově zmenšená spotřeba energie. U některých typů impulsních zdrojů (netýká se dále uvedené konstrukce) se výrazně zmenší i rozměry síťového transformátoru.

Nevýhodou impulsních stabilizátorů je jejich složitější zapojení, nutnost zajistit odrušení, horší dynamické parametry (změna výstupního napětí při rychlé změně výstupního proudu), větší šum a zvlnění výstupního napětí.

S rozvojem moderní součástkové základny se tyto nevýhody odsouvají do pozadí a impulsní zdroje (měniče, stabilizátory) se používají stále častěji.

K dalšímu výkladu si nadefinujeme časové okamžiky pracovního cyklu.

Časový interval T_{zap} je aktivní doba pracovního cyklu, kdy je spínač sepnut. Časový interval T_{vyp} udává dobu, po kterou je spínač vypnut. Součet $T_{zap} + T_{vyp} = T$ udává periodu pracovního cyklu. Množství energie dodávané do výstupního filtru je úměrné aktivní části pracovního cyklu.

Existují tři případy regulace:

1) Doba T_{zap} je konstantní a doba T je proměnná. Časový interval T_{vyp} závisí na velikosti odebíraného výkonu. Při jeho zvětšení se zkracuje perioda T tak, aby se množství energie dodávané přes spínač do výstupního filtru rovnalo množství energie odebíranému z filtru zátěží (při zanedbání ztrát).

2) Doba T_{vyp} je konstantní a doba T je proměnná. V závislosti na odebíraném výkonu se mění aktivní doba T_{zap} (s rostoucím výkonem roste).

3) Perioda T je konstantní a střídá T_{zap}/T_{vyp} je proměnná. Tímto způsobem se dosahuje nejlepších výsledků. Změnou aktivní doby při zachování celkové periody T se dosahuje požadovaných změn dodávané energie. Řídící obvody jsou ve srovnání s předcházejícími případy složitější a jsou zpravidla řešeny pomocí monolitických integrovaných obvodů.

Základní zapojení a vztahy pro návrh impulsních stabilizátorů

Základem impulzního stabilizátoru je jednočinný měnič, který se skládá ze spínače (spínacího tranzistoru) Q, rekuperační diody D a tlumivky L. Dioda D se používá vždy Schottkyho, aby měla co nejkratší zotavovací dobu a malý úbytek napětí v propustném směru.

Podle uspořádání uvedených součástek dostaneme tři různá zapojení s odlišným použitím. Rozhodující je, která ze tří součástek je společná vstupnímu a výstupnímu proudovému obvodu.

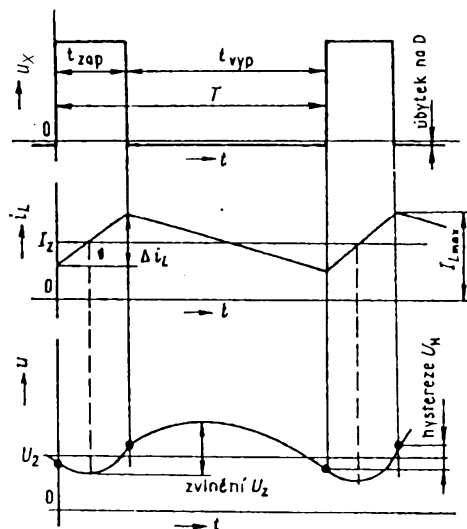
Zapojení se společnou rekuperační diodou - snižující měnič. Principiální schéma měniče je na obr. 13,

průběhy napětí a proudu v měniči jsou na obr. 14. Podmínkou činnosti je, že vstupní napětí je větší než výstupní napětí.

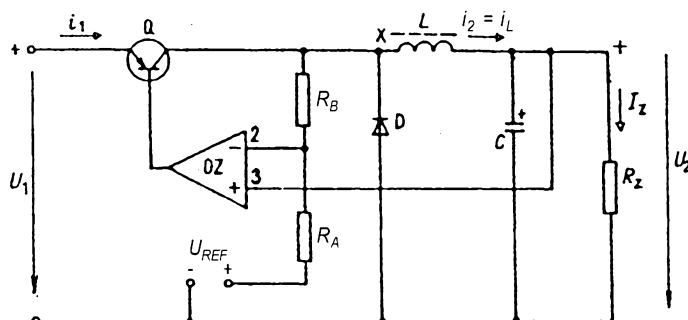
Předpokládáme, že operační zesilovač OZ zapne v určitém okamžiku spínač Q. V době $t = 0$ se na výstupu spínače objeví napětí U_x (proti zemi), které způsobí zvětšení proudu tlumivkou L a po určité době i zvětšení výstupního napětí U_2 . V okamžiku zapnutí spínače Q se také působením děliče R_A , R_B mírně zvětší napětí vstupu 2 operačního zesilovače OZ nad úroveň referenčního napětí U_R .

Jakmile výstupní napětí U_2 , připojené ke vstupu 3 operačního zesilovače OZ, dosáhne velikosti napětí na vstupu 2, přejde výstup OZ do vysoké úrovně a spínač Q se vypne. V tom okamžiku se tlumivka L stane zdrojem proudu, polarita napětí na jejích svorkách se obrátí, otevře se dioda D a přes ni se udržuje smysl proudu v obvodu a dobíjí se kondenzátor C. Proto se výstupní napětí U_2 stabilizátoru ještě po určitou dobu zvyšuje a začne klesat teprve tehdy, když okamžitá hodnota proudu procházejícího tlumivkou L klesne pod hodnotu zatěžovacího proudu I_Z .

Otevřením diody D se prostřednictvím děliče R_A , R_B zmenší napětí na vstupu 2 operačního zesilovače OZ. Když toto napětí klesne pod úroveň referenčního napětí, výstup OZ přejde rychle do nízké úrovně a spínač Q se opět zapne. Tento proces se periodicky opakuje.

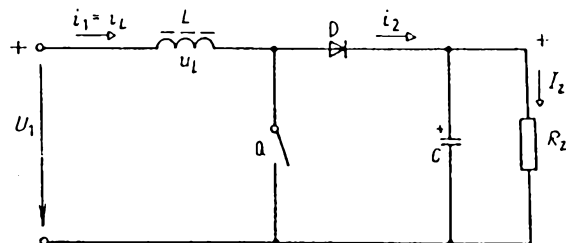


Obr. 14. Průběhy napětí a proudu ve snižujícím měniči. Napětí U_x je na diodě D

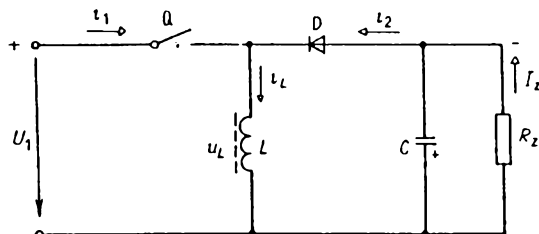


Obr. 13. Princip snižujícího měniče

Obr. 15.
Princip
zvysujícího
měniče



Obr. 16.
Princip
invertujícího
měniče



Zapojení se společným spínačem - zvyšující měnič (obr. 15). Používá se tehdy, je-li vstupní napětí menší než výstupní. Při sepnutí spínače je $i_2 = 0$, v cívce se začne zvětšovat proud a akumuluje se v ní energie, proud do zátěže teče z kondenzátoru C. Po vypnutí spínače teče proud z cívky do zátěže ($i_1 = i_2$) a výstupní napětí je určeno vztahem $U_2 = U_1 + u_L$. Napětí zátěže (U_2) je větší oproti vstupnímu napětí U_1 o napětí u_L indukované v cívce, kondenzátor C se nabíjí. Princip regulace je stejný jako v předcházejícím případě.

Uvedená dvě zapojení nemohou mít libovolná vstupní napětí, mají však tu přednost, že při stejných špičkových proudech mohou přenášet téměř dvojnásobný výkon než třetí zapojení.

Zapojení se společnou tlumivkou - invertující měnič (obr. 16). Používá se pro získání napětí opačné polarit. Vstupní napětí může být větší nebo menší než výstupní. Při sepnutém spínači platí, že: $i_L = i_1$, $U_1 = u_L$ a $i_2 = 0$. Proud cívkou vzrůstá a v cívce se akumuluje energie. Při vypnutí spínače se změni polarita napětí na cívce. Proud tekoucí cívkou se mění spojitě a teče nyní přes R_Z a D.

Všimněte si, že u všech tří zapojení je poměr U_2/U_1 závislý pouze na poměru T_{zap}/T . Platí to samozřejmě při dostatečně vysokém spínacím kmitočtu a dostatečné velikosti L a C vzhledem k proudu zátěže, což je pod-

mínkou pro akumulaci potřebného množství energie.

Konstrukce všech tří typů měničů s moderním řídicím obvodem L4962 (do výstupního proudu 1,5 A) včetně navržených desek s plošnými spoji najde čtenář v [15].

Řídicí obvody, které se v těchto měničích používají, zpravidla obsahují zdroj referenčního napětí, chybový zesilovač pro porovnání výstupního a referenčního napětí, oscilátor (který generuje napětí s pilovitým průběhem) a modulátor PWM (převodník chybového napětí na pulsní šířkovou modulaci - Pulse Width Modulation).

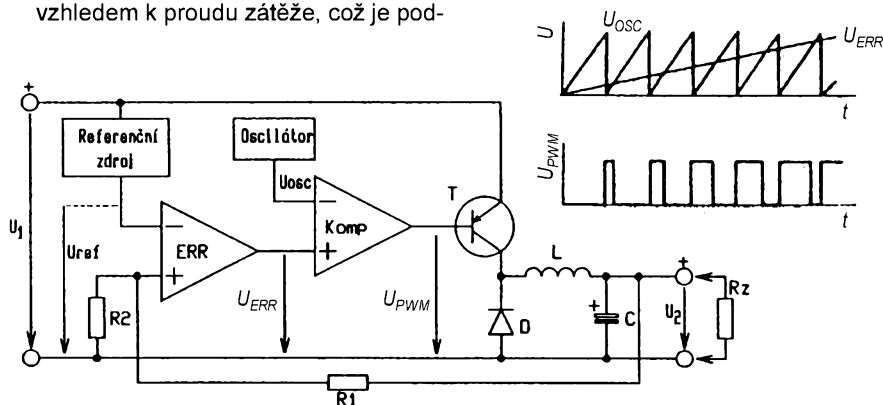
Modulátor je tvořen komparátorem, který porovnává chybové napětí s referenčním pilovitým napětím. Na výstupu modulátoru jsou obdélníkové impulsy, jejichž šířka je přímo úměrná amplitudě chybového napětí. Princip PWM je znázorněn na obr. 17.

Některé řídicí obvody obsahují navíc i výkonový spínací tranzistor, podpětovou, přepětovou a nadproudovou ochranu, tepelnou pojistku, obvod pro vypnutí měniče logickým signálem a obvod měkkého startu.

Zdroj 13,8 V/20 A se snižujícím měničem

Tato konstrukce je kompromisem mezi klasickým a impulsním zdrojem.

Za klasický síťový transformátor s usměrňovačem a filtračním konden-



Obr. 17. Princip pulsní šířkové modulace PWM (ERR je chybový zesilovač)

zátozem je místo klasického stabilizátoru (se spojitou regulací) zapojen snižující měnič.

Hlavní výhodou tohoto uspořádání je větší účinnost než při klasickém řešení, a tím i menší tepelné ztráty a menší rozměry chladiče. Nejsou též kladeny tak přísné požadavky na návrh transformátoru a rovněž se zmenší požadavky na filtrační (vyhlazovací) kondenzátory za usměrňovačem, protože větší zvlnění vstupního napětí měniče nepůsobí problémy (velikost a zvlnění vstupního napětí měniče nejsou příliš podstatné, protože měniče spolehlivě pracují v širokém rozsahu vstupního napětí).

Vzhledem k extrémním požadavkům na proudový odběr bych zde raději doporučil co možná nejmenší vstupní napětí měniče (asi 20 V), aby při maximálním odběru proudu byl spínač po většinu času sepnutý a aby nabíjecí proud vstupních kondenzátorů výstupního filtru měniče a proud spínačem nenarůstaly nad únosnou mez.

Finanční náročnost měniče je srovnatelná s klasickým stabilizátorem. Cena moderních řídicích obvodů je velmi příznivá (okolo 20,- Kč).

Před popisem vlastní konstrukce bychom se měli podrobněji seznámit s použitým řídicím obvodem.

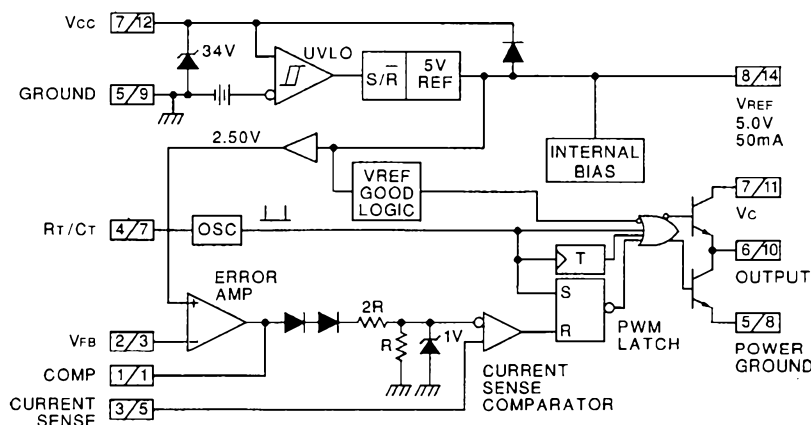
Obvody z řady UC3842, UC3843, UC3844 a UC3845 mají stejné vnitřní zapojení (obr. 18). Obsahují referenční zdroj napětí +5 V (5 V REF), oscilátor (OSC), jehož kmitočet řídíme připojením vnějších součástek na vývod R_T/C_T , chybový zesilovač (ERROR AMP), který porovnává část výstupního napětí s polovinou referenčního napětí, převodník na pulsní šířkovou modulaci (PWM LATCH) a dvojitý výstupní obvod.

Řídicí obvody můžeme napájet ze zdroje nestabilizovaného napětí o maximální velikosti +30 V. Obvody mají vnitřní přepětovou ochranu (+34 V).

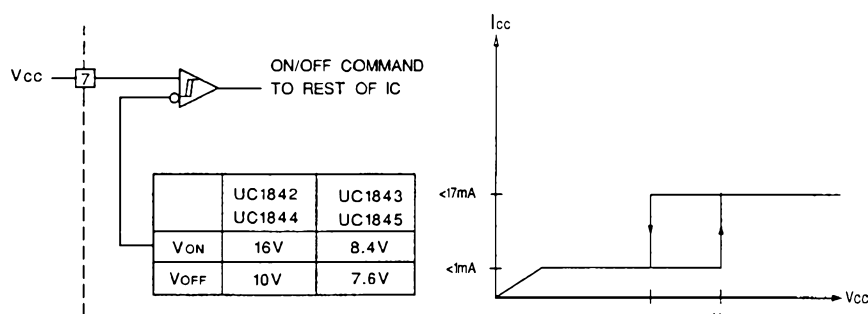
Řídicí obvod začne pracovat až tehdy, když je jeho napájecí napětí větší než tzv. zapínací napětí V_{ON} . Při poklesu napájecího napětí pod tzv. vypínací napětí V_{OFF} se řídicí obvod automaticky vypne. U obvodů 3842 a 3844 je zapínací napětí 16 V a vypínací napětí 10 V. U obvodů 3843 a 3845 je zapínací napětí 8,4 V a vypínací napětí 7,6 V. Zapínání a vypínání obvodu v závislosti na velikosti jeho napájecího napětí V_{CC} ilustruje obr. 19.

Obvody 3842 a 3843 pracují se střídou 0 až 100 %, obvody 3844 a 3845 se střídou 0 až 50 %. Obvody UC38xx pracují v teplotním rozsahu 0 až +70 °C, obvody UC28xx v teplotním rozsahu -40 až +85 °C a obvody UC18xx v teplotním rozsahu -55 až +125 °C, jinak jsou jejich vlastnosti stejné.

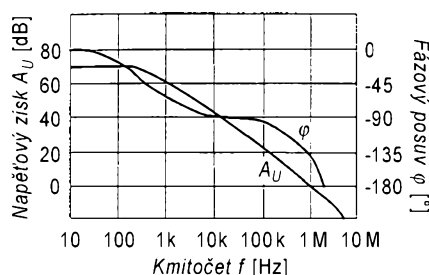
Chybový zesilovač pracuje ve spojitěm režimu, mezi vývody 1 a 2 je zapojen zpětnovazební rezistor. Kmitočtová charakteristika chybového zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby je na obr. 20.



Obr. 18. Blokové schéma vnitřního zapojení řídicích obvodů UC3845/6/7/8. Čísla vývodů platí pro pouzdra DIL-8/SO-14



Obr. 19. Zapínání a vypínání obvodu UC3845/6/7/8 v závislosti na velikosti napájecího napětí



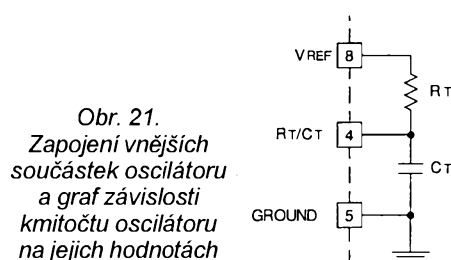
Obr. 20. Kmitočtová charakteristika chybového zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby

Kmitočet měniče je určen vnějšími součástkami R_T a C_T vnitřního oscilátoru. Zapojení vnějších součástek oscilátoru a graf závislosti kmitočtu oscilátoru na jejich hodnotách je na obr. 21.

Pro $R_T > 5 \text{ k}\Omega$ můžeme přibližný kmitočet f oscilátoru určit také podle vzorce:

$$f = 1,72 / (R_T \cdot C_T) \quad [\text{Hz}; \Omega, \text{F}].$$

Přivedením kladného napětí +1 V (0,9 až 1,1 V) na vstup CURRENT SENSE se zablokuje činnost obvodu.



Obr. 21. Zapojení vnějších součástek oscilátoru a graf závislosti kmitočtu oscilátoru na jejich hodnotách

Toho se využívá při ochraně proti přetížení nebo pro dálkové bezkontaktní vypnutí měniče.

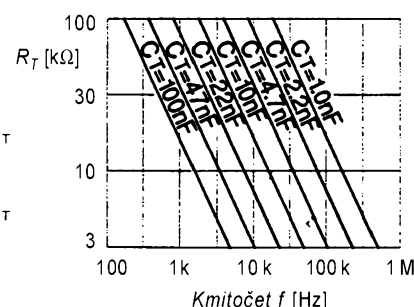
Výstupní napětí odpovídá buď nule nebo plně hodnotě napájecího napětí. Při zatížení kapacitou 1 nF trvá náběžná i sestupná hrana 50 ns.

V klidovém režimu obvod odebírá proud zhruba 0,5 mA, pro provoz potřebujeme 11 (max. 17) mA.

Popis funkce snižujícího měniče

Schéma snižujícího měniče, použitého ve zdroji 13,8 V/20 A, je na obr. 22.

Řídicí obvod UC3843, který jsem v měniči použil, je původně určen pro buzení tranzistorů MOS s kanálem N. Jeho výstupní signál proto musíme invertovat pomocí tranzistoru T4, abychom jím mohli budít tranzistor MOS s kanálem P. V zájmu minimalizace tepelných ztrát doporučuji jako výkonový spínač použít dva až tři tranzistory MOS zapojené paralelně. Jeden tranzistor zvládne maximální proud až 19 A, ovšem jeho odpor vyvolává úbytek na-



pětí a tím i tepelné ztráty. Paralelním řazením několika tranzistorů se tyto tepelné ztráty zmenší.

Na všech spínacích tranzistorech se dohromady rozptýluje výkon asi 20 W. S podstatnými tepelnými ztrátami musíme počítat i na rekuperační diodu D2. Musíme použít Schottkyho diodu, která se vyznačuje krátkou zotavovací dobou. Musíme ji dimenzovat na plný výstupní proud, který jí v určitých okamžicích skutečně protéká. Úbytek napětí asi 0,5 V potom na ní vyvolá nezanedbatelnou výkonovou ztrátu.

Kmitočet měniče doporučuji zvolit 50 kHz. Při vyšším kmitočtu by narůstaly ztráty v jádru cívky a byly by problémy s povrchovým jevem vzhledem k požadavkům na tloušťku vodiče cívky.

Hloubka vniku d je určena vztahem:

$$d = \sqrt{2 / (\mu \cdot \gamma \cdot \omega)},$$

kde μ je permeabilita materiálu ($4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$), $\gamma = 1/\rho$ je měrná vodivost mědi a $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ je úhlový kmitočet.

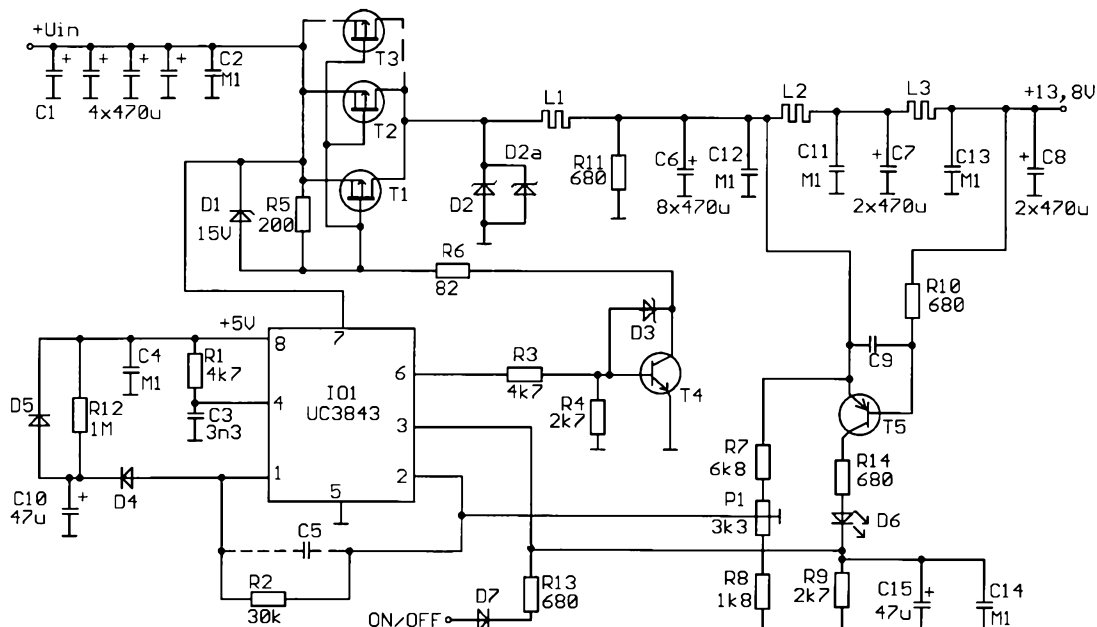
Z uvedeného vztahu zjistíme, že při kmitočtu 50 kHz je hloubka vniku zhruba 0,3 mm, což znamená, že vodič s průměrem nad 0,6 mm přestává být účinný. (Při vyšších kmitočtech se proud exponenciálně zmenšuje s rostoucí hloubkou - se vzdáleností od povrchu vodiče. Pro zjednodušení předpokládáme, že teče pouze povrchovou vrstvou do hloubky d a že vnitřkem vodiče žádný proud neteče.)

Kondenzátory C1, C6, C7 a C8 musí mít malý sériový odpor (ESR) a malou indukčnost, proto jich zapojíme raději větší počet s menší kapacitou. Větší povrch kondenzátorů snadněji rozptýlí v nich vznikající teplo.

I když zdroj vstupního napětí obsahuje filtrační kondenzátor s kapacitou 20000 μF pro filtraci kmitočtu 100 Hz, musíme na desku měniče umístit několik menších filtračních kondenzátorů C1, které jsou schopné měniči rychle dodat potřebný proud.

Jediným vážným problémem této konstrukce je navinutí cívky, především L1. Použijeme co možná největší toroidní železopráchové jádro. (Feritová jádra používáme do odrušovacích filtrů, ne do výkonových aplikací.) Cívka L1 musí mít indukčnost 50 až 100 μH . Při menší indukčnosti by se zhoršila účinnost měniče. Návrh cívky L1 je kompromisem mezi požadavky na indukčnost, na proudovou hustotu (až 10 A/mm², jinak by nebyla cívka realizovatelná) a na rozměry jádra, aby se na něj vinutí vešlo. Vineme několika tenčími lakovanými vodiči (o průměru 0,4 až 0,6 mm) současně. Ve funkčním vzorku jsem použil toroidní jádro (žluté) o vnitřním průměru 15 mm a vnějším průměru 26 mm, na které se vešlo 20 závitů vinutí, indukčnost cívky byla 80 μH . V prodejnách GES jsou k dispozici toroidní jádra o průměru až 50 mm (cena 118 Kč). Informace o různých typech jader najdete rovněž na www.semic.cz.

Obr. 22.
Snižující měnič,
použitý ve zdroji
13,8 V/20 A



Indukčnost cívek L2 a L3 může být menší, např. 20 až 30 μH , není kritická a nemá tak velký vliv na parametry zařízení (k potlačení zvlnění výstupního napětí použijeme větší kapacitu kondenzátorů C6 až C8). Proto jsem použil pro tyto cívky toroidní jádra menšího průměru. Mají vnější průměr 20 mm, vnitřní průměr 10 mm, a je na nich navinuto 15 až 20 závitů vodiče.

Výstupní napětí měniče se stabilizuje pomocí zpětné vazby z výstupu měniče do vstupu V_{FB} řídicího obvodu IO1 (vývod 2 u pouzdra DIL-8). V IO1 se výstupní napětí porovnává s referenčním napětím 2,5 V.

Při překročení maximálního výstupního proudu měniče (např. při zkratu na výstupu) bude mezi vývody báze a emitoru T5 napětí 0,6 V a tento tranzistor se otevře. Na rezistoru R9 vzroste úbytek napětí nad 1 V, rozsvítí se LED D6 (proud přes 2 mA) a začne pracovat proudová pojistka v řídicím obvodu IO1. Úbytek napětí způsobený proudovým odběrem snímáme pro jednoduchost zapojení a minimalizaci ztrát na vinutí cívek L2 a L3. Kondenzátor C9 z tohoto napětí odstraňuje složky s vysokými spínacími kmitočty.

Měnič můžeme rovněž bezkontaktně vypínat vnějším kladným napětím přivedeným na vývod 3. Při velkých proudech je tento způsob vypínání šetrnější.

Rezistory R5 a R6 musí mít co možná nejmenší odpor, aby se minimalizoval vliv kapacity řídicí elektrody MOS tranzistoru, která zpožďuje spínání a zvětšuje tepelné ztráty. Velkou rychlost spínání zajišťuje Schottkyho antisaturační dioda D3, která je zapojená mezi bázi a kolektorem tranzistoru T4. Kondenzátor C10, diody D1, D2 a rezistor R12 zabezpečují pomalý naběh zdroje po zapnutí, což při tak velkých proudech není na škodu.

Spínané zdroje nemohou dobře pracovat v režimu naprázdno, proto jsem jako předzátěž zapojil rezistor R11.

S uvedeným zapojením je možné realizovat i měniče s jinými velikostmi vstupního a výstupního napětí, změní se pouze odpory rezistorů R7 a R8 tak, aby při požadované velikosti výstupního napětí bylo možné nastavit na vývodu 2 IO1 napětí 2,5 V. Při menším odběru proudu pochopitelně nemusíme k tranzistoru T1 zapojovat další tranzistory paralelně.

Téměř stejné zapojení bychom např. mohli využít pro konstrukci nabí-

ječky. Vynechali bychom kondenzátory C7 a C8 a místo cívek L2 a L3 bychom zapojili vhodný rezistor R_n k omezení výstupního proudu ($R_n = 0,6/I_N$, kde I_N je požadovaný nabíjecí proud).

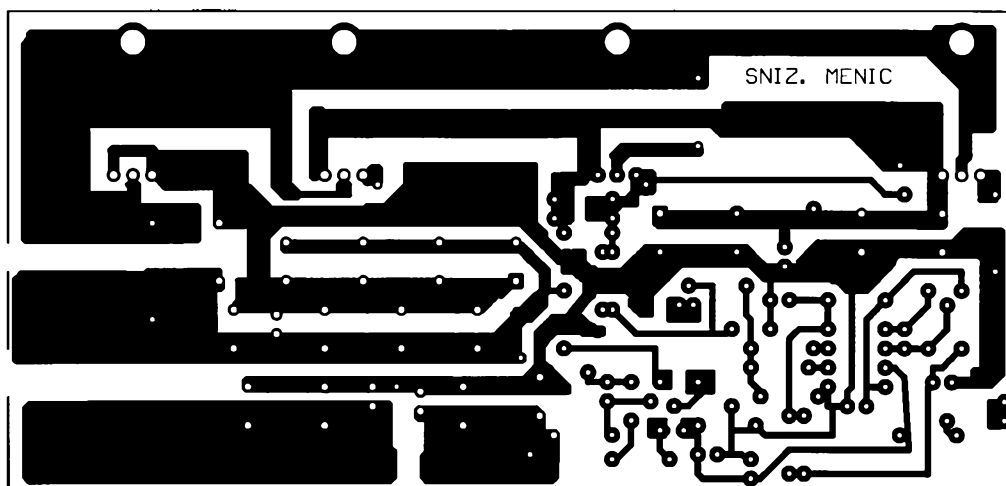
Konstrukce a oživení

Desku s jednostrannými plošnými spoji jsem navrhl tak, aby na ní bylo možné umístit všechny součástky. Obrazec spojů je na obr. 23, rozmístění součástek na desce je na obr. 24.

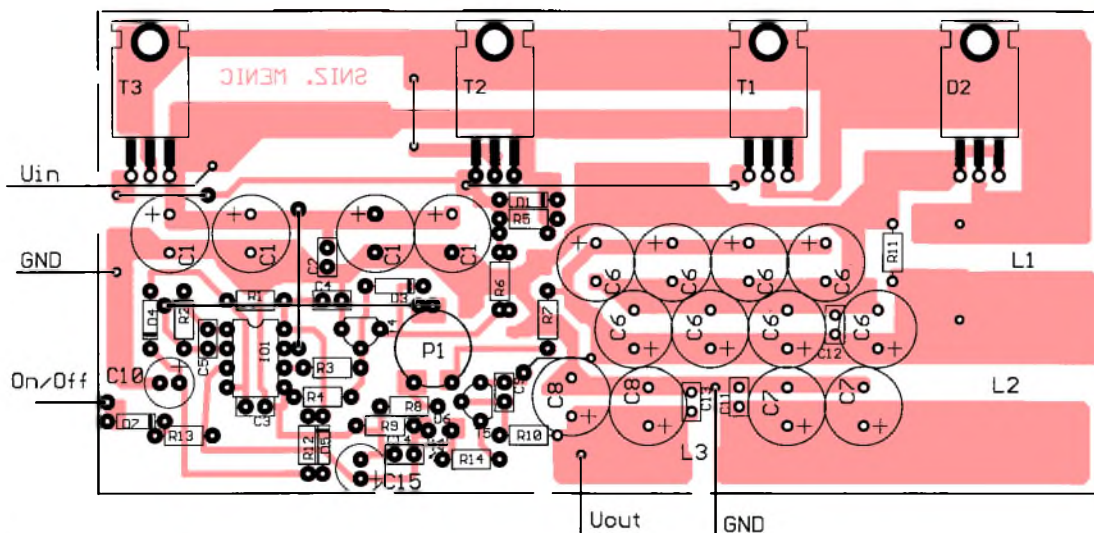
Výkonové tranzistory a diodu D2 nejprve přišroubujeme k chladiči, který desku částečně překrývá, a teprve potom je zapájíme do desky. Z hlediska odrušení bude lepší tyto součástky izolovat od chladiče slidovou podložkou, aby chladič mohl být uzemněn. Na desce je místo i pro výkonový tranzistor T3, i když jeho použití není nutné. Dále je možné rezistory R5 a R6 zdvojit, aby je bylo možné více výkonově zatížit, a pokud bychom chtěli, můžeme zapojit i třetí tranzistor.

Plošné spoje doporučuji v místech, kde teče velký proud (spojení zemí filtračních kondenzátorů, spojení mezi výkonovými tranzistory), posílit tlustou vrstvou cínu, do které můžeme zapájet i další vodič. Správně by u běžného cu-

Obr. 23.
Obrazec
plošných spojů
snižujícího měniče,
použitého ve zdroji
13,8 V/20 A
(měř.: 1 : 1)



Obr. 24.
Rozmístění
součástek
na desce
snižujícího
měniče,
použitého
ve zdroji
13,8 V/20 A



prexitu (s tloušťkou měděné fólie 35 μ m) měl protékat maximální proud 1 A na každý milimetr šířky spoje. To z rozměrových důvodů nelze dodržet. Pro proudově namáhané obvody se má správně používat cuprexitu s tloušťkou fólie 70 μ m.

Po zapájení všech součástek a vizuální kontrole desky doporučuji nejdříve napájet měnič ze stabilizovaného zdroje napětí 20 V (který je schopen dodávat výstupní proud 1 až 2 A), k měniči připojit zátěž zhruba 10 až 12 Ω /10 W a do uzlu mezi T1, D2 a L1 připojit osciloskop. Po zapnutí se ověří základní funkce obvodu a trimrem P1 se nastaví výstupní napětí. Za tranzistorem T1 musí být obdélníkové napětí, výstupní napětí nesmí být zvlněné. Dále je možné mezi cívky L2 a L3 zapojit rezistor o odporu 1 Ω a s jeho pomocí ověřit činnost proudové pojistky.

Je-li vše v pořádku, ověříme funkci zdroje v provozních podmínkách. Připojíme tvrdý zdroj vstupního napětí a odpovídající zátěž (podle možnosti, nejlépe reostat s odporem jednotek ohmů). Měříme výstupní proud a měříme vstupní napětí a proud a výstupní napětí a proud. Osciloskopem sledujeme průběh napětí na katodě diody D2. Vypočítáme účinnost zdroje a zkontrolujeme, zda ztráty nejsou příliš velké.

V popisovaném měniči jsem měl původně R5 o odporu 2,7 k Ω . Tranzistor spínal pomalu a na jeho výstupu nebyl obdélníkový signál. Příčinou byla velká kapacita hradla. Průběh se zlepšil teprve po zmenšení odporu R5 na 390 Ω . Pro dva tranzistory jsem tento odpor zmenšil ještě na polovinu, při použití tří tranzistorů bych ho doporučil zmenšit ještě více.

Při větších proudech okolo 8 A se začaly na vývodu 3 IO1 objevovat úzké rušivé impulsy, které ovlivňovaly činnost obvodu. Proto bylo nutné přidat součástky R14, C14 a C15. Zpomalí se tím poněkud činnost proudové pojistky. V každém případě doporučuji před měnič a za filtrační kondenzátor zařadit příslušně dimenzovanou rychlou pojistku (na desce usměrňovače jsem pro ni nechal místo).

Kmitočet oscilátoru jsem nakonec zvolil přibližně 100 kHz. Na výstupu IO1 je však kmitočet poloviční. V aplikačním listu výrobce uvádí, že dvěma děli kmitočet pouze obvody UCxx44 a xx45. Musím upozornit, že při proudech nad 5 A přestává být průběh na výstupu T1 stabilní, začíná se chvět, což se projevuje slabým pískáním (asi 10 kHz) v akustickém pásmu. Průběh napětí na výstupu T1 a na vývodu 4 IO1 potom neodpovídá přesně průběhu na obr. 17.

Experimentoval jsem také se zapojením zpětné vazby chybového zesilovače (s hodnotami součástek R2 a C5) a kondenzátor C5 jsem nakonec nezapojil, protože zhoršoval stabilitu (zkoušel jsem kapacitu C5 100 pF až 100 nF, zapojoval jsem také kondenzátor mezi vývod 2 IO1 a zem). Odpor rezistoru R2 není kritický, 30 k Ω mi připadá nejvýhodnější.

Při návrhu takového zapojení nelze vše teoreticky vysvětlit, některé věci musíme dořešit experimentálně. Za úspěch považuji, že se podařilo dosáhnout účinnosti přes 90 %, takže výkonové ztráty nejsou příliš velké. Výstupní napětí se téměř nemění se změnou výstupního proudu. Výstupní napětí není zvlněné.

Seznam součástek

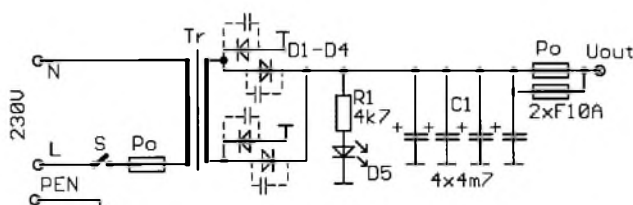
R1	4,7 k Ω , miniaturní
R2	30 k Ω , miniaturní
R3	4,7 k Ω , miniaturní
R4	2,7 k Ω , miniaturní
R5	200 Ω , miniaturní
R6	82 Ω , miniaturní
R7	6,8 k Ω , miniaturní
R8	1,8 k Ω , miniaturní
R9	2,7 k Ω , miniaturní
R10	680 Ω , miniaturní
R11	680 Ω , miniaturní
R12	1 M Ω , miniaturní
R13	680 Ω , miniaturní

R14	680 Ω , miniaturní
C1 (2 kusy)	470 μ F/25 V, radiální
C2	100 nF, keramický
C3	3,3 nF, keramický
C4	100 nF, keramický
C6 (8 kusů)	470 μ F/16 V, radiální
C7 (2 kusy)	470 μ F/16 V, radiální
C8 (2 kusy)	470 μ F/16 V, radiální
C9	100 nF, keramický
C10	47 μ F/16 V, radiální
C12	100 nF, keramický
C13	100 nF, keramický
C14	100 nF, keramický
C15	47 μ F/16 V, radiální
T1	IRF9540
T2	IRF9540
T3	nezapojen
T4	BC547 B
T5	BC556 B
D1	(libovolný typ PNP)
D2	BZX83V015
D3	MB2545CT
D4	1N5819
D5	1N4148
D6	1N4148
D7	LED, červená
IO1	1N4148
IO2	UC3843

Výkonový usměrňovač

K vytvoření úplného zdroje 13,8 V/20 A musíme popsaný snižující měnič doplnit výkonovým usměrňovačem a síťovým transformátorem.

Schéma usměrňovače je na obr. 25. Usměrňovač je složen ze čtyř dvojitých Schottkyho diod D1 až D4, z nichž každá je dimenzována na proud 2x 15 A. Velikost úbytku napětí na dvojité diodě MB2545CT (obě diody zapojeny paralelně) v závislosti na procházejícím proudu je uvedena v tab. 1. Tyto údaje nám umožní odhadnout výkonové ztráty na usměrňovači. Všechny diody můžeme umístit na jeden chladič, od kterého musí být izolovány slídovou

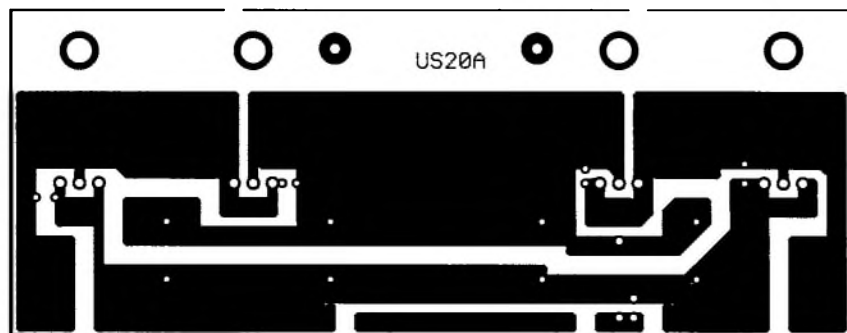


Obr. 25.
Výkonový
usměrňovač,
použitý ve zdroji
13,8 V/20 A

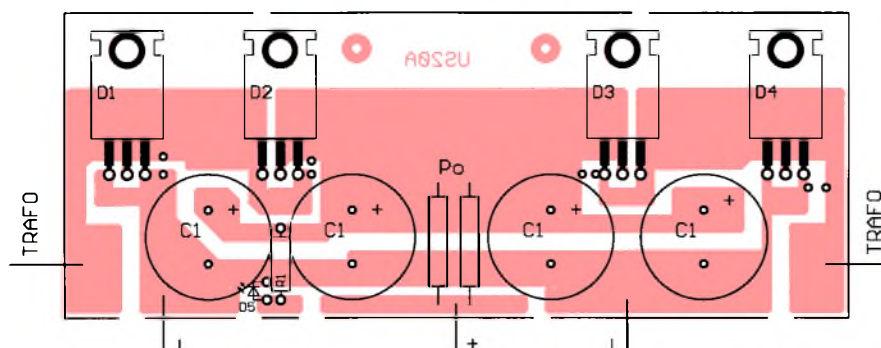
Tab. 1. Velikost úbytku napětí U_{AK} na dvojité diodě MB2545CT (obě diody jsou zapojené paralelně) v závislosti na procházejícím proudu I_{AK}

I_{AK} [A]	0,5	1	3	5	7	10
U_{AK} [mV]	360	390	431	481	505	547

D1	MB2545CT
D2	MB2545CT
D3	MB2545CT
D4	MB2545CT
D5	LED



Obr. 26. Obrazec plošných spojů výkonového usměrňovače, použitého ve zdroji 13,8 V/20 A (měř.: 1 : 1)



Obr. 27. Rozmístění součástek na desce výkonového usměrňovače, použitého ve zdroji 13,8 V/20 A

podložkou (pokud bude chladič spojen se záporným pólem napájecího napětí). Kvůli odrušení usměrňovače můžeme paralelně k diodám zapojit keramické kondenzátory o kapacitě 100 nF.

Kapacita filtračních kondenzátorů C1 4x 4700 μ F odpovídá požadovanému proudu 20 A (C1 je vytvořen paralelním spojením čtyř jednotlivých kondenzátorů).

Součástí usměrňovače je i LED D5 s předřadným rezistorem R1, která indikuje přítomnost napětí (zapnutí zdroje).

Na výstupu usměrňovače je tavná pojistka Po2, která je tvořena dvěma rychlými pojistkami 10 A zapojenými paralelně.

Všechny součástky usměrňovače (bez transformátoru a součástí na jeho primární straně) jsou připájené na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 26, rozmístění součástek na desce je na obr. 27.

Desku usměrňovače můžeme samozřejmě využít i pro konstrukci zdroje s klasickým (spojitým) stabilizátorem nebo pro jiné aplikace (viz dále).

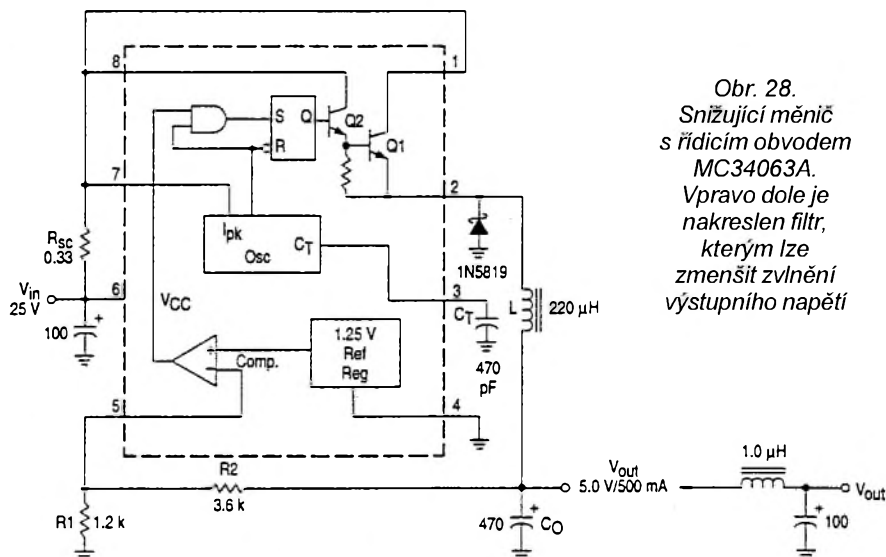
Síťový transformátor bych dimenzoval asi na 370 až 400 VA, protože předpokládám účinnost měniče asi 80 % (nelze ji předem přesně určit, závisí na materiálu a provedení cívky L1) a ztráty na usměrňovacích diodách 20 až 30 W.

Pojistka Po v primárním obvodu síťového transformátoru by měla být pomalá tavná T 2,5 A, aby se nepřepálila při nabíjení filtračního kondenzátoru.

Do primárního obvodu transformátoru je vhodné zapojit odrušovací filtr, vývod od sekundárního vinutí můžeme několikrát provléknout toroidním železovým jádrem.

Seznam součástek

R1	4,7 k Ω , miniaturní
C1 (4 kusy)	4700 μ F/25 V, radiální



Obr. 28. Snížující měnič s řídicím obvodem MC34063A. Vpravo dole je nakreslen filtr, kterým lze zmenšit zvlnění výstupního napětí

Měniče DC/DC s řídicím obvodem MC33063A

Jedná se o zajímavý obvod, který je možné použít k řízení pulsních měničů DC/DC v mnoha různých aplikacích. Vzhledem k jednoduchému zapojení, dobrým parametrům, snadné dostupnosti a nízké ceně jistě stojí za to se s ním seznámit.

Obvod obsahuje vše potřebné k realizaci všech tří výše uvedených typů měničů. Pracuje na podobném principu jako již popsany obvod UC38xx (viz obr. 17). Výstupní napětí měniče zmenšené děličem R1, R2 je porovnáváno chybovým zesilovačem s vnitřním referenčním napětím 1,25 V a pak jsou výstupním napětím chybového zesilovače šířkově modulovány impulsy z vnitřního oscilátoru tak, aby výstupní napětí měniče bylo konstantní.

Výstupní napětí U_{OUT} měniče s obvodem MC33063A vypočítáme podle vzorce $U_{OUT} = 1,25 \cdot (1 + R2/R1)$. Odpor rezistorů R1 a R2 nejsou kritické, pokud chceme zajistit malou spotřebu naprázdno, můžeme je zvolit větší, než jsou uvedené v následujících schématech. Důležité je pochopitelně dodržet jejich vzájemný poměr.

Rezistor R_{SC} v následujících schématech je součástí obvodu omezujícího velikost výstupního proudu měničů. Při limitaci proudu je na něm úbytek napětí zhruba 0,3 V (0,25 až 0,35 V).

Obvod MC33063A pracuje při napájecím napětí 3 až 40 V (pracuje i při napětí 2,5 V). Maximální spínaný proud je 1,5 A, pracovní kmitočet je do 100 kHz, při kapacitě $C_T = 1$ nF a napětí 0 V (proti zemi) na vývodu 5 IO je pracovní kmitočet 33 kHz (24 až 42 kHz). Klidový proud naprázdno je asi 100 μ A (bez

rezistorů R1 a R2). Přesnost referenčního napětí je 2 %.

Zapojení snižujícího měniče (step-down converter) s řídicím obvodem MC34063A je na obr. 28. Tento měnič má podle výrobce účinnost 83,7 %, zvlnění výstupního napětí bez použití filtru 120 mV a s filtrem 40 mV (mezivrcholové napětí).

Zapojení zvyšujícího měniče (step-up converter) s řídicím obvodem MC34063A je na obr. 29. Tento měnič má podle výrobce účinnost 87,7 %, zvlnění výstupního napětí bez použití filtru 400 mV a s filtrem 40 mV (mezivrcholové napětí).

Zapojení invertujícího měniče (voltage inverting converter) s řídicím obvo-

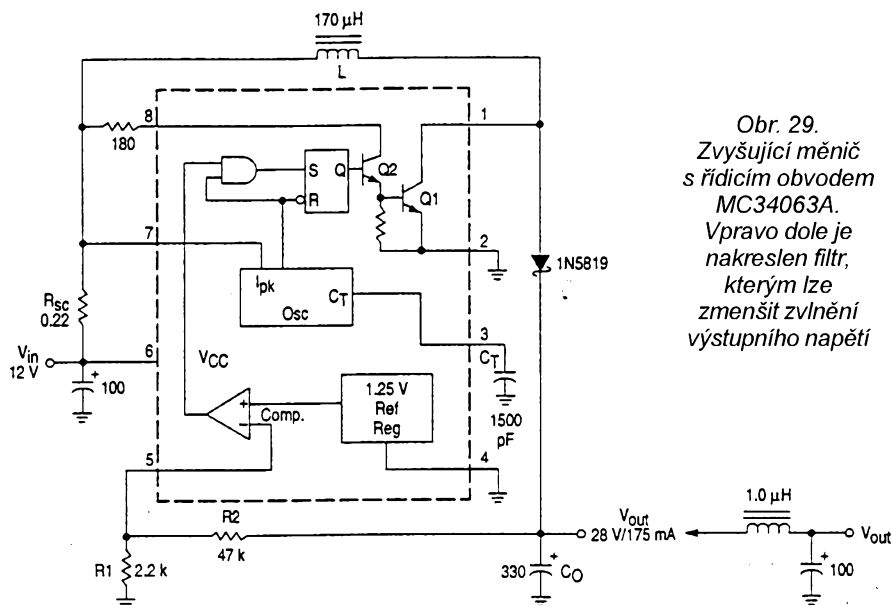
dem MC34063A je na obr. 30. Tento měnič má podle výrobce účinnost 62 %, zvlnění výstupního napětí bez použití filtru 550 mV a s filtrem 70 mV (mezivrcholové napětí).

Pro dosažení většího výstupního proudu měniče lze posílit výstup řídicího obvodu externím tranzistorem NPN nebo PNP, viz obr. 31.

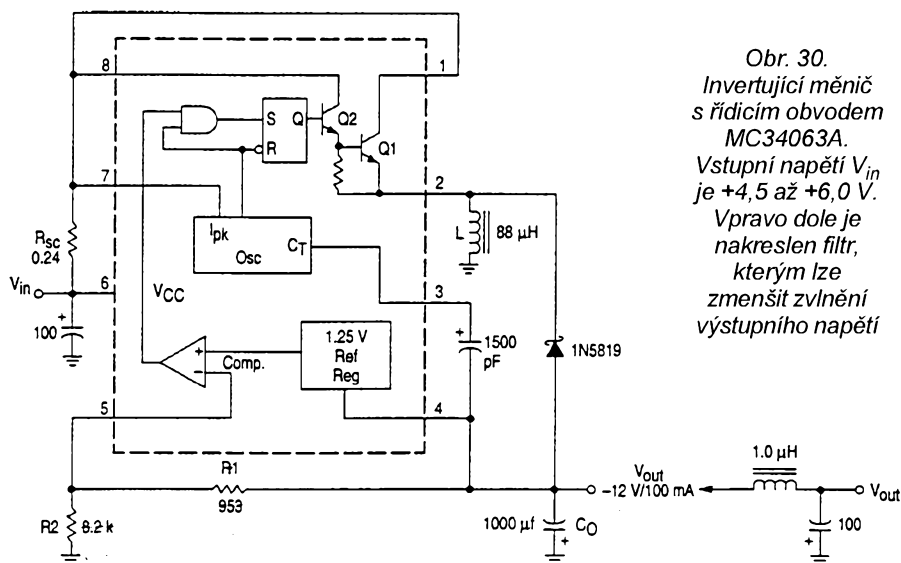
Uvedené účinnosti platí za předpokladu dostatečně velkého rozdílu vstupního a výstupního napětí, jinak účinnost klesá (např. snižující měnič má při $U_{vst} = 8 \text{ V}$ a $U_{výst} = 5 \text{ V}$ účinnost asi 60 %). Účinnost závisí i na použité cívice, která se nemá přesytit. Použití větší indukčnosti rozhodně není na škodu.

Díky tomuto a podobným obvodům se spínací zdroje vyplatí používat i v zapojeních s malým výkonem. Při bateriovém provozu je účinnost zdroje velmi důležitým parametrem a měla by být co možná největší.

Upozorňuji však, že řídicí obvod MC34063A pracuje s proměnným kmitočtem a je vhodné zajistit, aby za všech okolností pracoval v nadakustickém pásmu a nepískal. Další nevýhodou tohoto obvodu je, že nemá funkci soft (měkký) start. Proudový impuls při zapnutí měniče tak může v některých případech dělat problémy.



Obr. 29.
Zvyšující měnič
s řídicím obvodem
MC34063A.
Vpravo dole je
nakreslen filtr,
kterým lze
zmenšit zvlnění
výstupního napětí



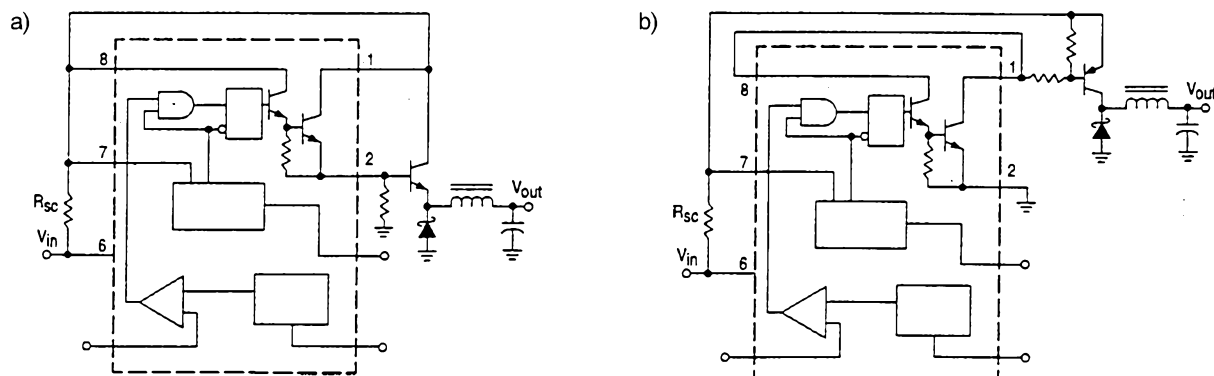
Obr. 30.
Invertující měnič
s řídicím obvodem
MC34063A.
Vstupní napětí V_{in}
je +4,5 až +6,0 V.
Vpravo dole je
nakreslen filtr,
kterým lze
zmenšit zvlnění
výstupního napětí

Přenosná svítlna „čelovka“ s měničem

Jako zdroj světla se dříve používala pouze žárovka. Její proudový odběr je poměrně velký (stovky mA, potřebujeme velké množství energie k rozžhavení vláknka žárovky), což vyžaduje velkou kapacitu baterií a tím i jejich velkou hmotnost a rozměry.

Použitím několika LED s velkou svítivostí (tisíce mcd) získáme srovnatelný zdroj světla s mnohonásobně menší spotřebou proudu (5 mA). K jeho napájení postačí menší baterie, které přitom budou mít mnohem delší dobu života. Velká směrovost LED zde není na závadu, naopak je výhodou.

V běžném zapojení (rezistor a několik LED v sérii) však nemůžeme energii baterie dobře využít, protože na-



Obr. 31. Snižující měnič s externím tranzistorem. a) Použití tranzistoru NPN jako emitorového sledovače, b) použití tranzistoru PNP jako saturovaného spínače v zapojení se společným emitorem

pětí baterie kolísá. Plně nabitý monočlánek má napětí 1,5 V, za vybití považujeme článek s napětím pod 1 V. U baterie o napětí 9 V budeme požadovat, aby pracovala do minimálního napětí 6 V. Potom bychom mohli použít pouze tři LED v sérii a při plném napětí baterie by se téměř polovina výkonu ztratila na předřadném rezistoru (předpokládáme provozní napětí 1,8 V na každé LED).

V článku [22] jsem navrhl a popsal „inteligentní napájecí obvod“ pro čtyři LED zapojené v sérii ve svítelně „čelovce“. Při napájení z baterie 9 V nejprve svítí všechny čtyři LED. Při poklesu napětí baterie později svítí jen tři LED a nakonec pouze dvě LED. Proud LED a tedy i jejich svítivost se však příliš nemění.

Svítivost LED ve svítelně napájené z baterie však lze stabilizovat i pulsním měničem. Proto jsem navrhl další konstrukci svítliny „čelovky“, tentokrát s měničem s řídicím obvodem MC34063A.

Při použití baterie o napětí 9 V bychom mohli využít zapojení snižujícího měniče, jeho účinnost však není při malém rozdílu vstupního a výstupního napětí příliš velká (je přibližně 65 %).

Lepší výsledky dává zapojení zvyšujícího měniče, pro který je nejvhodnějším zdrojem napětí plochá baterie 4,5 V (má pouze dva kontakty, které se dají pájet) nebo popř. tři monočlánky. Účinnost zapojení je potom asi 80 %, měnič „vysaje“ baterii až do úplného vybití, protože pracuje i při napětí 2,5 V. S klesajícím napětím baterie pochopitelně roste odběr proudu a baterie se vybíjí rychleji.

Celkové schéma svítliny je na obr. 32. Jsou použity tři dvojice LED spojené paralelně. V každé dvojici jsou do

série zapojeny bílá a oranžová LED (obě s co možná největší svítivostí, alespoň 6 cd), což poskytuje příjemnou barvu světla. Proud každou dvojici LED zvolíme 5 až 15 mA. Další zvětšení proudu už přináší velmi malý přírůstek intenzity světla. Pokud bychom chtěli uspořít napájecí proud, můžeme případně použít pouze dvě nebo jen jednu dvojici LED.

Úbytek napětí na uvedené dvojici LED je asi 5,3 V, a proto zvolíme výstupní napětí měniče přibližně 5,4 V (toto napětí je určeno poměrem odporů rezistorů R1 a R2). Do série s LED je zapojen rezistor R3 o malém odporu (3,3 Ω), který přispívá ke stabilizaci proudu LED.

Kapacita kondenzátoru C2 není kritická, její případné zvětšení nemá význam. Cívku L nedoporučuji použít miniaturní v provedení SMD, klesala by účinnost. Návrh desky s plošnými spoji umožňuje použít cívku v radiálním i axiálním provedení, indukčnost cívky doporučuji alespoň přibližně dodržet. Nejlepší výsledky dává toroidní cívka, která však má větší rozměry.

Všechny součástky s výjimkou baterie a spínače S jsou připájené na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrázec spoju je na obr. 33, rozmístění součástek na desce je na obr. 34.

Na desku je možné umístit i dvě dvojice LED o větším průměru (8 až 10 mm). Bílé LED pájejte opatrně a ne s příliš krátkými vývody.

Při použití různých typů LED nevylučuji nutnost zvětšit výstupní napětí zvětšením odporu R2 nebo zmenšením odporu R1.

Pokud by při provozu hrozilo přepólování napájecího napětí, použijeme Schottkyho diodu D8, na které však

bude úbytek napětí 0,3 V, čímž se zhorší účinnost měniče. Jinak diodu D8 nahradíme zkratem.

Seznam součástek

R1	1,2 kΩ, miniaturní
R2	3,9 kΩ, miniaturní
R3	3,3 (2,2) Ω, miniaturní
R4	180 Ω, miniaturní
C1	1,5 nF, keramický
C2	47 μF/6 V, radiální
C3	47 μF/6 V, radiální
D1	1N5818
D2	LED, bílá, s vyšší účinností
D3	LED, oranž., s vyšší účinností
D4	LED, bílá, s vyšší účinností
D5	LED, oranž., s vyšší účinností
D6	LED, bílá, s vyšší účinností
D7	LED, oranž., s vyšší účinností
D8	1N5818
L	330 μH
IO1	MC34063A

Obvod pro úsporné osvětlení s LED

Ve snaze snížit výdaje za elektrický proud je vhodné se zabývat i obvody pro noční osvětlení chodby, schodiště, toalet nebo dětského pokoje. Spotřeba proudu žárovkami a intenzita jejich osvětlení je pro tyto účely příliš velká. Kromě doutnavek můžeme k nočnímu osvětlení využít i LED, které jsou velmi úsporné. Svítivost LED je podle typu od několika desítek do několika tisíc milicandel (mcd). LED zpravidla dobře svítí i při proudu 2 až 5 mA, i když výrobce udává často větší pracovní proud. Při proudu 5 mA a úbytku napětí 1,5 V je příkon diody 7,5 mW, což je hodnota téměř zanedbatelná.

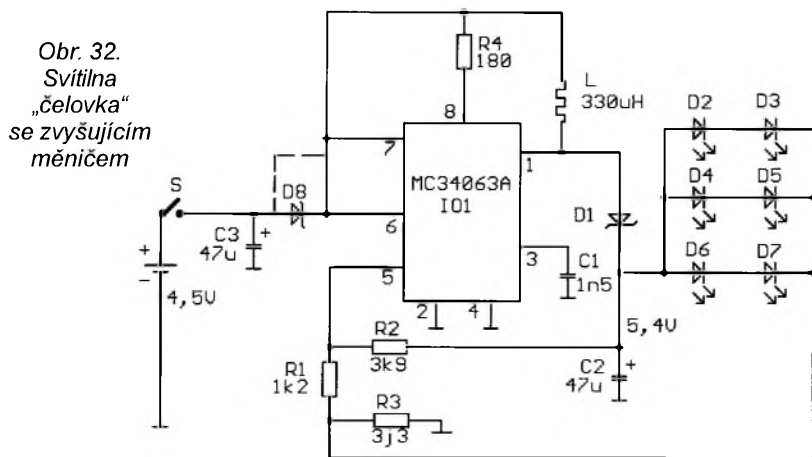
K sestavení levného a energeticky úsporného zdroje použijeme **zapojení s předřadným kondenzátorem**. Na předřadném rezistoru by byl při jednocestném usměrnění a při proudu 5 mA ztrátový výkon 0,5 W. Transformátor by zase odebíral naprázdno příkon zhruba 1 W, jeho cena a rozměry rovněž nejsou zanedbatelné.

Kondenzátor naproti tomu odebírá tzv. jalový výkon, který si vyměňuje s elektrárnou a který elektroměr neměří (vznikají pouze určité ztráty na vedení). Činný příkon je v tomto případě zanedbatelný a kapacitní charakter zdroje je bohatě kompenzován indukčním charakterem některých domácích spotřebičů (motory).

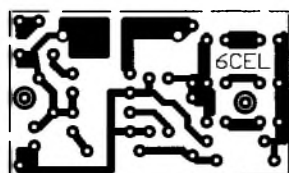
Schéma obvodu úsporného osvětlení je na obr. 35. Přes předřadný kondenzátor C1 a ochranný rezistor R1 jsou napájeny přímo ze sítě antiparalelní dvojice LED, kterých může být zapojeno několik v sérii. V každé půlperiodě síťového napětí svítí vždy jedna z LED v každé dvojici.

Kapacitu předřadného kondenzátoru C1 volíme 47 až 100 nF/275 V/50 Hz, proud I (efektivní hodnota) kondenzátorem je dán přibližně vztahem:

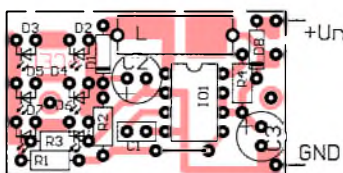
$$I = U \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C1 \quad [A; V, Hz, F],$$



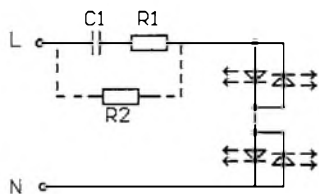
Obr. 32. Svítlna „čelovka“ se zvyšujícím měničem



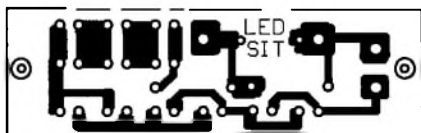
Obr. 33. Obrázek plošných spoju svítliny „čelovky“ se zvyšujícím měničem (měř.: 1 : 1)



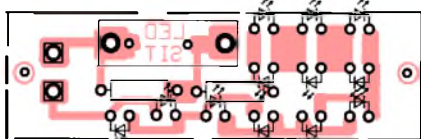
Obr. 34. Rozmístění součástek na desce svítliny „čelovky“ se zvyšujícím měničem



Obr. 35. Obvod pro úsporné osvětlení s LED. Mezi vývody L (fázový vodič) a N (nulový vodič) je připojeno síťové napětí 230 V/50 Hz



Obr. 36. Obrazec plošných spojů obvodu pro úsporné osvětlení s LED (měř.: 1 : 1)



Obr. 37. Rozmístění součástek na desce obvodu pro úsporné osvětlení s LED

kde U je napětí sítě (230 V) a f je kmitočet sítě (50 Hz).

Ochranný rezistor $R1$ o odporu 2 až 5 k Ω omezuje nabíjecí proud kondenzátoru při zapnutí obvodu, aby se LED nepoškodily. Pro větší bezpečnost můžeme paralelně ke kondenzátoru připojit vybíjecí rezistor $R2$ o odporu 1 M Ω , aby po vypnutí obvodu nezůstalo na kondenzátoru síťové napětí.

Všechny součástky obvodu včetně LED jsou připojeny na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojení je na obr. 36, rozmístění součástek na desce je na obr. 37.

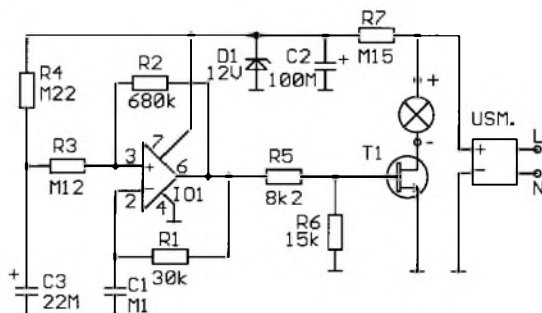
Desku s plošnými spoji můžeme umístit např. do elektroinstalační krabice nebo do síťové vidlice, kterou zasuneme do vhodné síťové zásuvky.

Že musíme s tímto obvodem **pracovat opatrně a chránit se před nebezpečným dotykem**, není snad třeba dodávat.

Seznam součástek

R1	3,3 k Ω /0,6 W, miniaturní metalizovaný
R2	1 M Ω /0,6 W, miniaturní metalizovaný

Obr. 38. Obvod pro pozvolné rozsvícení žárovky. Mezi vývody L (fázový vodič) a N (nulový vodič) je připojeno síťové napětí 230 V/50 Hz. Blok USM je diodový usměrňovací můstek



C1 100 nF/275 V/50 Hz, síťový typ CFAC
LED (nx 2 kusy) s velkou svítivostí, barva a průměr podle vkusu
deska s plošnými spoji: LED SIT

Obvod pro pozvolné rozsvícení žárovky

Je všeobecně známo, že vlákno žárovky se nejčastěji přepálí při jejím rozsvícení. Příčinou je proudový náraz, způsobený malým odporem vlákna za studena. Dále popsán obvod zajišťuje pozvolné rozsvícení žárovky (během doby asi 5 s), které tento problém řeší. Pomalé rozsvícení žárovky je navíc pro oči příjemnější.

Schéma obvodu, který je určen pro pozvolné rozsvícení síťové žárovky s napájecím napětím 230 V a o příkonu maximálně 100 W je na obr. 38.

K regulaci výkonu žárovky jsem použil výkonový vysokonapěťový tranzistor MOS, který je řízen astabilním multivibrátorem, vytvořeným z operačního zesilovače (OZ) IO1. Střída impulsů z multivibrátoru se řídí stejnosměrným napětím, které roste při nabíjení kondenzátoru $C3$ přes rezistor $R4$.

Krátce po zapnutí je výstup OZ IO1 ve stavu „log. 0“ (napětí na výstupu OZ je asi 2 V), po ukončení nabíjení $C3$ je výstup OZ ve stavu „log. 1“ (napětí na výstupu OZ je asi o 1 V menší než napájecí napětí OZ na vývodu 7 IO1).

Spínací napětí tranzistorů MOS s kanálem N se pohybuje v rozmezí +3 až +5 V. Odporový dělič $R5$, $R6$ zajišťuje s dostatečnou rezervou, aby byl za všech okolností tranzistor $T1$ buď sepnut nebo vypnut. V přechodném stavu by se pravděpodobně velmi rychle zničil přehřátím. Proto rovněž doporučuji dodržet napájecí napětí multivibrátoru.

Kmitočet multivibrátoru určuje časová konstanta článku $R1$, $C1$. Kmitočet jsem zvolil tak vysoký, aby žárovka „nemrkala“, ale zároveň tak nízký, aby obvod při zapínání nebyl zdrojem rušení v pásmu rozhlasových vln.

Síťové napětí je usměrněno můstkovým usměrňovačem USM a pro napájení OZ je zmenšeno na 12 V předřadným rezistorem $R7$, Zenerovou diodou $D1$ a vyhlazovacím kondenzátorem $C2$.

Abyste mohli mít rezistor $R7$ dostatečně velký odpor a jeho výkonová ztráta byla minimální, je použit OZ IO1 typu TL061 s malým napájecím proudem.

Všechny součástky obvodu kromě žárovky jsou připojeny na desce s jednostrannými plošnými spoji (obr. 39 a obr. 40). Spoj mezi emitorem $T1$ a usměrňovačem doporučuji posílit pocínováním nebo kouskem drátu.

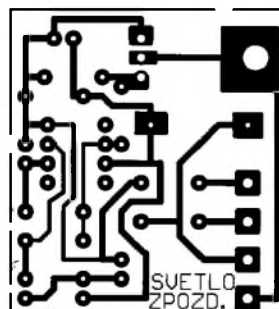
Rozměry desky jsou natolik malé, že ji bez problémů umístíme např. do elektroinstalační krabice. Vstup i výstup obvodu jsou vyvedeny z desky kabely, které jsou zapojeny na svorkovnici.

Upozornění: Tento obvod je vhodný pro řízení klasických žárovek (se žhavicím vláknem). U jiných zdrojů světla je nutné nejprve zjistit, zda mohou být napájeny stejnosměrným pulzujícím napětím.

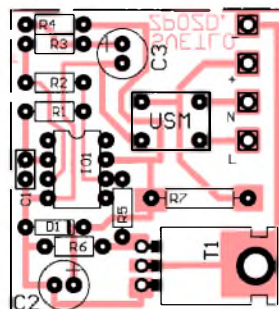
Také tento obvod je přímo spojen se sítí, a proto je při jeho ožívování a instalaci nutné dodržovat zásady bezpečnosti práce! Při experimentování je vhodné připojit obvod k síti přes oddělovací transformátor!

Seznam součástek

R1	30 k Ω , miniaturní
R2	680 k Ω , miniaturní
R3	120 k Ω , miniaturní
R4	220 k Ω , miniaturní
R5	8,2 k Ω , miniaturní
R6	15 k Ω , miniaturní
R7	150 k Ω /0,6 W, miniaturní metalizovaný
C1	100 nF, keramický
C2	100 μ F/16 V, radiální
C3	22 μ F/16 V, radiální
D1	BZX83V012
T1	IRF820
USM	B250C1000, diodový můstek v pouzdru DIL
IO1	TL061



Obr. 39. Obrazec plošných spojů obvodu pro pozvolné rozsvícení žárovky (měř.: 1 : 1)



Obr. 40. Rozmístění součástek na desce obvodu pro pozvolné rozsvícení žárovky

Nízkofrekvenční technika

Efektové zařízení Distortion

Tento přístroj slouží k úpravě barvy zvuku elektrické kytary. Signál z kytary se amplitudově limituje, aby se zvýšil obsah vyšších harmonických, a poté se poměr harmonických upravuje kmitočtovým korekčním obvodem. Existuje velké množství různých zapojení tohoto typu.

Základ následující konstrukce jsem převzal z profesionálně vyráběného přístroje firmy Elektrosound. Změny, které jsem v něm provedl - náhrada tranzistorových zesilovacích stupňů operačními zesilovači (OZ) a jiný způsob přepínání - by neměly mít na výslednou barvu zvuku vliv. Schéma přístroje je na obr. 41.

Celý efekt je možné odpojit, signál potom prochází přístrojem beze změny tvaru a se zesílením jedna. Tato funkce se přepíná analogovými přepínači a ovládá se jedním tlačítkem.

Obvod může být napájen napětím 9 V z destičkové baterie (odběr obvodu je do 5 mA) nebo i z jiného zdroje (ze síťového adaptéru, jehož výstupní napětí se musí dobře filtrovat, z mixážního pultu, ze zesilovače apod.). Napájení je nesymetrické, odporový dělič R14, R15 spolu s blokovacím kondenzátorem C8 tvoří obvod umělé nuly.

Zesilovač s IO1a zesiluje vstupní signál, diody D1 a D2 jej limitují. Následuje korekční obvod pro úpravu kmitočtové charakteristiky. IO1b je zapojen jako invertující. Bude-li funkce Distortion odpojena, je napěťové zesílení signálu dáno vzorcem $A_U = R9/R8$, což je v tomto případě jedna. Může to však být i jinak, obvod může signál zesilovat.

Pro limitaci musí mít signál amplitudu větší než 0,6 V. K nastavení stejných amplitud signálu v obou režimech slouží trimr P3, který pomůže zeslabit výstupní signál na původní úroveň. Přístroj má velmi malou výstupní impedanci (určenou výstupním odporem OZ IO1b), takže je výstupní linka odolná proti indukci brumu.

Velikost odporů rezistorů R7, R8 a R9 jsem zvolil tak, aby kondenzátor C7 nemusel být elektrolytický, protože jeho polaritu není možné jednoznačně určit. Hodnoty těchto součástek případně upravíme podle potřeby v závislosti na citlivosti kytarového snímače a dalšího zesilovacího stupně.

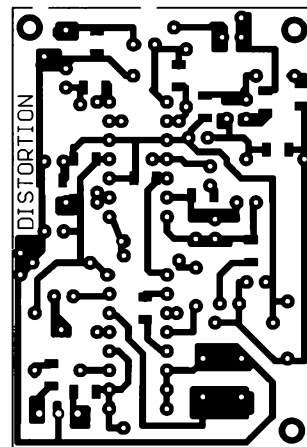
OZ IO1c a IO1d zajišťují přepínání funkce. Jsou zapojeny jako bistabilní klopný obvod (BKO), který se po zapnutí překlápí do libovolného stavu. Případným zapojením kondenzátoru mezi jeden z invertujících vstupů a zem můžeme nastavit počáteční stav obvodu po zapnutí. Přepínač A je nastaven vždy tak, aby tlačítko T1 bylo vždy připojeno k vysoké úrovni napětí. V okamžiku sepnutí tlačítka se BKO překlápí do opačného stavu a se zpožděním τ rovným asi 2 s ($\tau = R11 \cdot C9$), aby tlačítko už v té době nebylo stisknuto, se přepnou přepínače A, B a C. S ohledem na uvedenou časovou konstantu nemá význam stiskat tlačítko s příliš malými časovými mezerami.

Stav přepínače můžeme zobrazit např. pomocí dvoubarevné LED. Červená LED D5 indikuje činnost efektu, zelená LED D6 indikuje zapnutí přístroje a dostatečné provozní napětí baterie ($U_n > 7$ V). Je však třeba si uvědomit, že odběr proudu pro LED je výrazně větší než vlastní spotřeba efektu. Při bateriovém napájení proto doporučuji

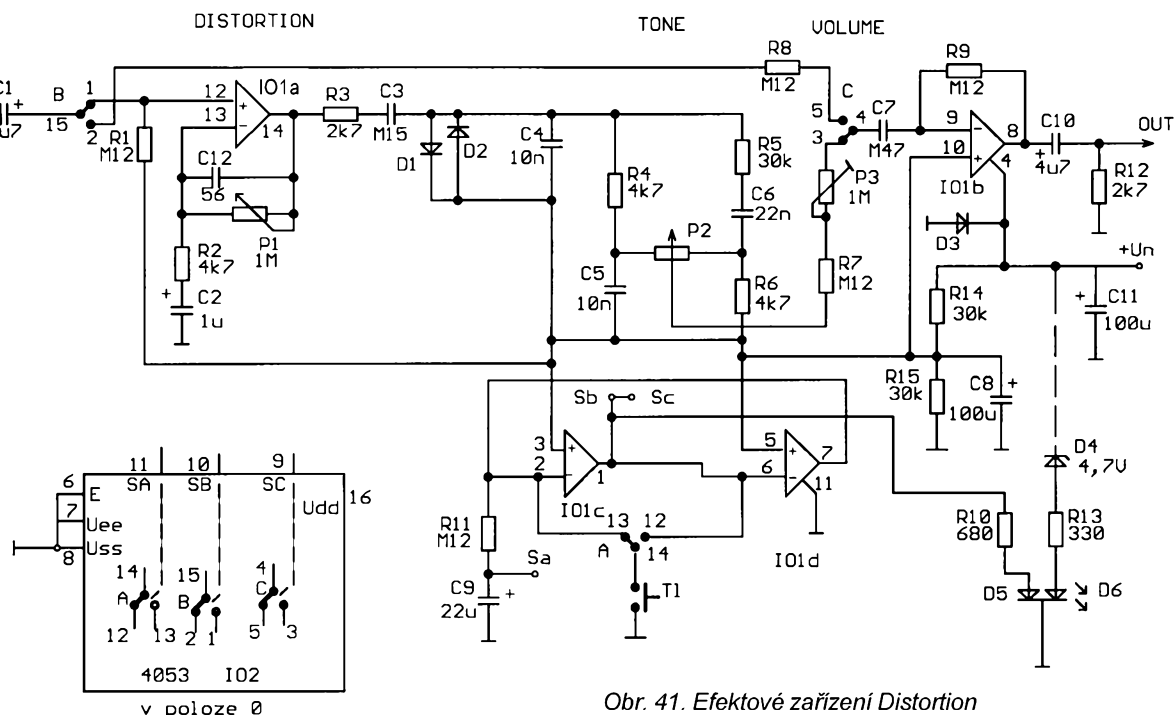
použít pouze LED s malým příkonem, zvětšit odpor rezistorů R10 a R13 a použít OZ (IO1) s malým napájecím proudem (např. TL064 s napájecím proudem 1,6 mA).

Mechanicky je obvod navržen tak, aby měl minimální rozměry. Nastavovací prvky (odporové trimry) jsou typu TP 095 a nastavují se malým šroubovákem. Doporučuji je upevnit k desce s plošnými spoji kapkou epoxidového lepidla. Předpokládám jednorázové nastavení přístroje a jeho ovládání v průběhu hry pouze tlačítkem T1. Pokud bychom chtěli místo trimru P1 (popř. P2) použít potenciometr, musíme jej umístit mimo desku a připojit jej dráty.

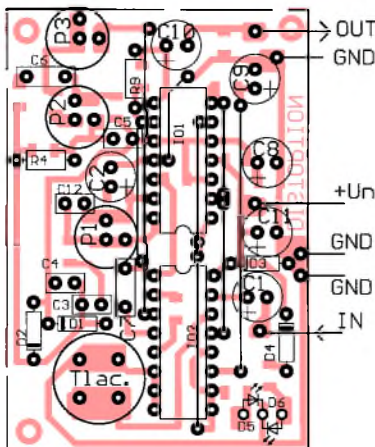
Součástky jsou osazené z obou stran na desce s jednostrannými plošnými spoji (obr. 42 až obr. 44). Na straně součástek leží trimry, IO, LED, tlačítko a většina kondenzátorů. Na straně spojů jsou ostatní součástky v provedení SMD. Rezistory R4 a R9 mohou být SMD i vývodové.



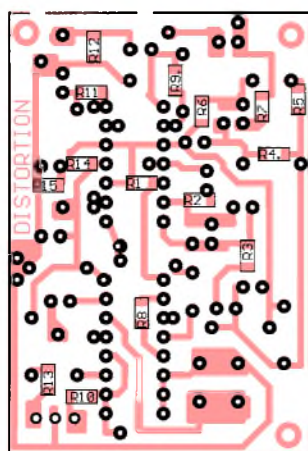
Obr. 42. Obrázek plošných spojů efektového zařízení Distortion (měř.: 1 : 1)



Obr. 41. Efektové zařízení Distortion



Obr. 43. Rozmístění součástek na straně součástek na desce efektového zařízení Distortion



Obr. 44. Rozmístění součástek na straně spojů na desce efektového zařízení Distortion

Seznam součástek

R1	120 kΩ, SMD, 1206
R2	4,7 kΩ, SMD, 1206
R3	2,7 kΩ, SMD, 1206
R4	4,7 kΩ, SMD, 1206 nebo vývodový
R5	30 kΩ, SMD, 1206
R6	4,7 kΩ, SMD, 1206
R7	120 kΩ, SMD, 1206
R8	120 kΩ, SMD, 1206
R9	120 kΩ, SMD, 1206 nebo vývodový
R10	680 Ω, SMD, 1206 (viz text)
R11	120 kΩ, SMD, 1206
R12	2,7 kΩ, SMD, 1206
R13	330 Ω, SMD, 1206 (viz text)
R14	30 kΩ, SMD, 1206
R15	30 kΩ, SMD, 1206
P1	1 MΩ, TP 095
P2	22 kΩ, TP 095
P3	1 MΩ, TP 095
C1	4,7 μF/16 V, radiální
C2	1 μF/16 V, radiální
C3	150 nF, keram., vývodový
C4	10 nF, keram., vývodový
C5	10 nF, keram., vývodový
C6	22 nF, keram., vývodový
C7	470 nF, fóliový, vývodový
C8	100 μF/16 V, radiální

C9	22 μF/16 V, radiální
C10	4,7 μF/16 V, radiální
C11	100 μF/16 V, radiální
IO1	TL064 (TL074), DIP
IO2	4053, DIP
D1	1N4148, vývodová
D2	1N 4148, vývodová
D3	1N4007, vývodová
D4	BZX 83V004.7
D5, D6	dvoubarevná LED
T1	tlačítko DT6

Deska s plošnými spoji (dodává se samostatně): DISTORTION

Nízkofrekvenční výkonové zesilovače

Monolitické zesilovače

Konstrukce zesilovače s výkonem do 20 až 50 W je v současné době již velmi jednoduchou záležitostí. Výrobci nabízejí mnoho typů integrovaných obvodů, které potřebují minimum vnějších součástek a nemají žádné nastavovací prvky. Jejich zapojení se pravidelně objevují na stránkách tohoto časopisu. Některá typická zapojení jsem popsal v [4] a v [2].

Sortiment monolitických integrovaných zesilovačů je obrovský. Jejich vlastnosti, které si však jsou navzájem velmi podobné, bych zde chtěl shrnout. Závislosti jednotlivých veličin se navzájem podobají nezávisle na výrobci obvodu nebo autorovi zapojení, ať už se jedná o zapojení s výkonem 1 nebo 200 W.

Většina zesilovačů pracuje ve třídě B. To znamená, že na jejich výstupu je dvojice tranzistorů, nejčastěji NPN a PNP, které tvoří komplementární dvojčinný stupeň. Každý z tranzistorů zesiluje jednu půlvlnu napájecího napětí.

Výstupní výkon P zesilovače je úměrný druhé mocnině jeho napájecího napětí U_{nap} a nepřímo úměrný impedanci zátěže R :

$$P = U_{nap}^2 / R \quad [W; V, \Omega].$$

Od napájecího napětí musíme pouze odečíst saturační napětí obou koncových tranzistorů, které je přibližně 4 V (plný rozkmit výstupního napětí až do velikosti napájecího napětí zpravidla nelze využít). Vyšší napájecí napětí nebo nižší zatěžovací impedanci než povoluje výrobce nesmíme použít, jinak hrozí zničení zesilovače. U většiny integrovaných zesilovačů je maximální napájecí napětí 36 V (nebo o něco málo více). Jedná se o omezení dané technologií výroby operačních zesilovačů. Při impedanci zátěže 4 Ω to znamená výkon okolo 20 W.

Většina integrovaných zesilovačů pracuje do impedance 4 Ω. Při zvětšení impedance na 8 Ω je výkon teoreticky poloviční, prakticky se rovná dvěma třetinám původního výkonu. Zesilovač se totiž nechová jako ideální zdroj napětí, maximální rozkmit výstupního napětí je určen ztrátami na transformátoru, usměrňovacích diodách a na konco-

vých tranzistorech. Uplatňuje se i zvláště napětí na filtračním kondenzátoru.

K zajištění požadovaného výkonu je nutné **dobré chlazení**, což znamená minimálně 1 dm² plochy černěného hliníkového chladiče o tloušťce 2 až 4 mm na každých 20 W ztrátového výkonu. Lesklý chladič má poloviční účinnost oproti černému. Většina moderních integrovaných obvodů je vybavena **tepelnou pojistkou**, která při přehřátí omezí výstupní výkon, aby se obvod neznečistil. Potom nemusíme uvedenou velikost chladiče vždy dodržet, protože za běžného provozu je maximální výkon do zátěže dodáván pouze ve špičkách.

Tepelné ztráty zesilovače jsou maximální při jedné polovině až dvou třetinách maximálního možného výkonu, účinnost roste s vybudem zesilovače. Maximální výkon zase závisí na napájecím napětí. Zesilovače s výkonem okolo 1 W se chladí přes vhodně navržené měděné plochy na desce s plošnými spoji. Výkonnější zesilovače musí být vždy opatřeny chladičem. Ten je zpravidla elektricky spojen se zemí (s přívodem záporného napájecího napětí).

Zkreslení monolitického zesilovače je při normálních provozních podmínkách velmi malé (setiny nebo desítky %), při velmi malé úrovni signálu se někdy může projevovat přechodové zkreslení. **Zkreslení při plném vybudem prudce vzrůstá**, protože výstupní signál začíná být ostře limitován (ořezáván). Na okrajích akustického pásma zkreslení mírně vzrůstá. Kmitočtová charakteristika je tam totiž často linealizována pomocí zpětné vazby, takže tam není tak velká rezerva v zesilení.

Zkreslení vzniká jednak nelinearitou výstupních tranzistorů a limitací signálu při rozkmitu blízkém napájecímu napětí („ořezání“ signálu), jednak při průchodu signálu nulou při přechodu signálu z kladné polarizace do záporné a naopak (přechodové zkreslení).

Nf zesilovač proto není vhodně využívat do maxima, pro kvalitní poslech je nezbytná rezerva výkonu.

Klidový proud většiny integrovaných zesilovačů se mírně zvětšuje s rostoucím napájecím napětím. Naměřená velikost klidového proudu se nesmí příliš lišit od hodnoty udávané výrobcem. Pokud je výrazně větší, zesilovač pravděpodobně zakmitává.

Pro zajištění **stability** bývá často zapojen na výstupu zesilovače **Bouché-rotův člen** - bezindukční kondenzátor o kapacitě okolo 100 nF v sérii s rezistorem o odporu asi 4,7 Ω. Napájecí napětí se rovněž doporučuje blokovat bezindukčními kondenzátory. Tyto součástky musí být **co nejbliž** integrovanému obvodu. Jestliže se zesilovač rozkmitá, musíme změnit jejich hodnoty, přidat další blokovací kondenzátory nebo omezit zesílení kmitočtů nad akustickým pásmem (kondenzátorem o kapacitě desítek pF připojeným paralelně ke zpětnovazebnímu rezistoru).

Zesílení integrovaného zesilovače je možné určit hodnotami vnějších součástek. Jeho větší změny oproti doporučené velikosti mohou zhoršit odstup od brumu a šumu a popř. způsobit rozkmitání zesilovače.

Výkonový zesilovač je nejčastěji napájen nestabilizovaným napětím s určitým zvlněním (stabilizace napájecího napětí by způsobovala ztráty energie a stabilizátor by bylo nutné chladit). Proto se k nf signálu přidává brum o kmitočtu 100 Hz. Aby se brum minimalizoval, musí mít výkonový zesilovač co nejmenší zesílení, a celkové zesílení musí být z větší části realizováno v předzesilovači, který je napájen stabilizovaným napětím. K nf signálu se též může přičítat brum o kmitočtu 50 Hz, který vzniká špatným vedením zemních vodičů (zemní smyčka) nebo indukci napětí z blízkého síťového transformátoru.

Většina integrovaných zesilovačů má vestavěnu i ochranu proti zkratu na výstupu. Výstupní proud se v takovém případě omezí na velikost, při které se obvod nezníčí.

Zvláštní kategorii tvoří zesilovače pro autorádia, u kterých je požadavek co největšího výstupního výkonu při malém napájecím napětí (12 V). Proto se používá zátěž o impedanci 2 (1,6) Ω nebo můstkové zapojení. Kromě tepelné pojistky a ochrany proti zkratu na výstupu bývají tyto zesilovače vybaveny také ochranou proti přepólování napájecího napětí a proti jeho zvýšení (dvě autobaterie v sérii).

Účinnost zesilovače (poměr výstupního výkonu a příkonu) se zvětšuje s rostoucím vybuzením, tepelné ztráty mají své maximum zhruba při 60 až 70 % maximálního výkonu. Z tohoto hlediska nemá být napájecí napětí příliš vysoké. Kvůli malému zkraslení však zase naopak potřebujeme určitou, ne příliš velkou rezervu napájecího napětí.

Předchozí výčet vlastností nf výkonových zesilovačů ilustrují obr. 45 až obr. 51. Znázorněné závislosti jsou typické pro většinu zesilovačů bez ohledu na to, zda jsou realizovány s monolitickými integrovanými obvody nebo s tranzistory.

Monolitické nf výkonové zesilovače jsou obvykle koncipovány jako upravené **operační zesilovače**, které mají invertující a neinvertující vstup (pro výpočet zpětnovazební sítě monolitického nf zesilovače platí stejné vztahy jako pro operační zesilovače), malý výstupní odpor (1 až 2 Ω) a jsou schopny dodávat potřebný výstupní proud. Dále jsou vybaveny tepelnou pojistkou a ochranou proti zkratu na výstupu, popř. i ochranou proti zvětšení napájecího napětí a jeho přepólování.

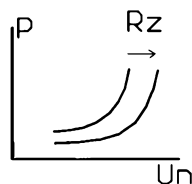
Chceme-li si postavit zesilovač, můžeme se rozhodnout pro **symetrické nebo nesymetrické napájecí napětí** (u většiny integrovaných zesilovačů si uživatel může způsob napájení zvolit sám).

Při nesymetrickém napájecím napětí je na výstupu zesilovače polovina

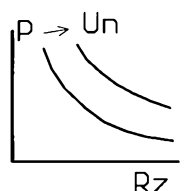
Obr. 45.
Závislost klidového proudu I na napájecím napětí U_n



Obr. 46.
Závislost výstupního výkonu P na napájecím napětí U_n při zátěži R_z



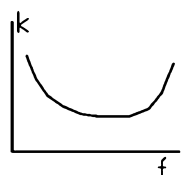
Obr. 47.
Závislost výstupního výkonu P na zátěžovací impedanci R_z při napájecím napětí U_n



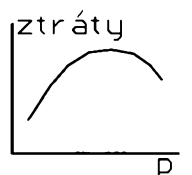
Obr. 48.
Závislost zkraslení k na výstupním výkonu P



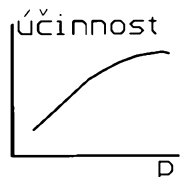
Obr. 49.
Závislost zkraslení k na kmitočtu f



Obr. 50.
Závislost ztrátového výkonu (ztráty) na výstupním výkonu P



Obr. 51.
Závislost účinnosti na výstupním výkonu P



napájecího napětí a zátěž musí být oddělena kondenzátorem. Jeho kapacita C_v při určité zátěžovací impedanci R_z určuje dolní mezní kmitočet f_m zesilovače:

$$f_m = 1/(2 \cdot \pi \cdot R_z \cdot C_v) \quad [\text{Hz}; \Omega, \text{F}]$$

Symetrické napájení vyžaduje v napájecím zdroji síťový transformátor se dvěma sekundárními vinutími a jsou potřebné dva filtrační kondenzátory.

Reproduktor, který je galvanicky spojen s výstupem zesilovače, by měl být chráněn zvláštním obvodem, aby se nemohl poškodit stejnosměrným napětím, které by se mohlo vyskytnout na výstupu při poruše zesilovače, a které se do reproduktoru nikdy nesmí zavést. Přivede-li se totiž na kmitačku reproduktoru větší stejnosměrné napětí, protéká jí velký stejnosměrný proud, a protože se kmitačka nepohybuje, a tu-

díž nechladí, velmi brzy se přepálí. Cena profesionálního reproduktoru s výkonem okolo 100 W a citlivostí 100 dB je několik tisíc Kč. Nebylo by dobré jej zničit při náhodném proražení výstupního tranzistoru. Ochranný obvod (s relé nebo s tyristory) je zpravidla stejně složitý jako vlastní výkonový zesilovač.

Proto doporučuji dát přednost nesymetrickému napájecímu napětí, se kterým se lépe pracuje. Jednotlivé obvody jsou při nesymetrickém napájení odděleny vazebními kondenzátory, takže se nemohou vzájemně stejnosměrně ovlivňovat, což je důležité při vyhledávání závad. Také není potřebný obvod pro ochranu reproduktoru. Vazební kondenzátory zároveň potlačují subakustické kmitočty a tím zlepšují stabilitu zesilovače. Jedinou nevýhodou je přechodový jev (lupnutí) při zapnutí.

Existují i integrované obvody s větším napájecím napětím a s výkonem okolo 50 W. Jeden z nich jsem popsal v [5]. Jejich cena je však vyšší než cena zesilovačů s diskretními tranzistory.

Také se občas setkáme se zvláštními integrovanými obvody - budiči koncových tranzistorů, ke kterým připojujeme pouze dvojici (nebo dvě dvojice u stereofonního obvodu) komplementárních výkonových tranzistorů.

Výkon zesilovače můžeme zvětšit **můstkovým zapojením**, kdy dva koncové stupně pracují v protifázi do společné zátěže (na jejich výstupech jsou signály fázově posunuté o 180°). Výstupní napětí na zátěži se zdvojnásobí, a aby se nezdvoujnásobil i výstupní proud, musí se zdvojnásobit také zátěžovací impedance. Potom se zdvojnásobí oproti jednoduchému zapojení i výstupní výkon.

Můstkové zesilovače jsou však náročnější na provedení i na toleranci součástek a nedoporučuji je začátečníkům. Používají se tam, kde nemáme k dispozici dostatečně velké napájecí napětí nebo dostatečně výkonné součástky (autorádia nebo zesilovače pro extrémně velké výkony).

Chceme-li dosáhnout většího výkonu (100 W a více), je zatím ekonomické používat zapojení s tranzistory.

Technika jde v tomto oboru také kupředu. V [21] byl popsán zesilovač ve třídě T s účinností přes 90 %. Vstupní analogový signál je v něm vzorkován a digitalizován. Na výstup se přivádějí přes spínací MOS tranzistory obdélkové impulsy o kmitočtu 2 MHz, ze kterých vytváří výstupní filtr LC sinusový signál. Většinu zájemců by však asi odradila vysoká cena budiče (zhruba tisíc Kč), problémy s jeho sháněním a možné problémy spojené s případným rušením (nároky na pečlivost provedení budou asi mimořádné).

Výkon zesilovače se správně měří pomocí sinusového generátoru a umělé zátěže po dobu alespoň jedné hodiny. Výkon se udává vždy pro určitou velikost zkraslení k (u seriózních výrobků pro $k = 1\%$, někdy i pro $k = 10\%$).

Naměřená hodnota se nazývá **sinusový výkon**.

Při poslechu hudby není zatížení zesilovače rovnoměrné, výkonové špičky trvají jen zlomky sekundy. Střední hodnota výkonu je několikanásobně menší než špičkový výkon. U zesilovačů s tranzistory, které nemají tepelnou pojistku, na to však nemůžeme spoléhat a chladič nesmíme v žádném případě ošidit. Případná amatérská realizace tepelné pojistky (termistor mechanicky spojený s chladičem a další obvody) není bez problémů. Tepelná pojistka funguje spolehlivěji uvnitř integrovaného obvodu, kde všechny součástky mají stejnou teplotu.

Dostatečně velký filtrační kondenzátor v napájecím zdroji zajišťuje nejen dobrý odstup od síťového brumu, ale může špičkový (hudební) výkon zesilovače poněkud zvětšit. Samozřejmě za předpokladu dostatečně velké napěťové rezervy.

Nf výkonový zesilovač s tranzistory MOS a se symetrickým napájením

Postavit výkonový zesilovač s výkonem 20, 50, nebo 100 W není pro většinu amatérů jistě obtížné. Při větších výkonech však začínají problémy narůstat. Kvalitní koncový stupeň splňující náročné požadavky hudebníků a schopný ozvučit velký sál musí mít výkon minimálně 200 W, zkreslení menší než 0,2 %, malé přechodové zkreslení při malém vybuzení, kmitočtový rozsah 20 Hz až 100 kHz (větší než akustické pásmo, aby byla rovná fázová charakteristika) a musí snést bez poškození zkrat na výstupu.

Na ukázkou je na obr. 52 uvedeno schéma profesionálního zesilovače, který tyto vlastnosti splňuje. Jeho napájecí napětí je symetrické, zátěž připojujeme přímo bez oddělovacího kondenzátoru. Proto musíme reproduktory chránit

dalšími obvody před poškozením stejným směrem napětím. To by nastalo, kdyby se zničil některý z koncových tranzistorů. Při ochraně reproduktorů se používají obvody s relé nebo s triaky. Zesilovač má výstupní výkon 200 W do zátěže 4 Ω . Výkon zesilovače můžeme dále zvětšit paralelním připojením dalších výkonových tranzistorů až na 600 W. Dále můžeme výkon zdvojnásobit spojením dvou stupňů do můstku až na 1 200 W. Tento zesilovač patří do kategorie profesionálních zařízení, je vhodný pro hudební skupiny a vyrábí se sériově.

Na vstupu zesilovače je filtrační člen s kondenzátorem C2, který potlačuje nadakustických kmitočtů (rozhlásové signály). Následuje diferenční stupeň s tranzistory V3, V4 a za ním budicí stupeň s tranzistory V5, V6. V kolektorech tranzistorů V5, V6 je aktivní zátěž s tranzistory V7 a V8. Budicí stupeň pracuje ve třídě A s klidovým proudem přibližně 40 mA na jeden pár koncových tranzistorů.

Vlastní výkonový stupeň (který je zapojen jako emitorový sledovač, zesiluje proud a zajišťuje nízkou výstupní impedanci celého zesilovače) se skládá ze dvou dvojic koncových tranzistorů V-MOS zapojených paralelně. Výhodou tranzistorů MOS oproti bipolárním tranzistorům je nulový budicí proud. Proto může být budicí stupeň poměrně jednoduchý. Závislost výstupního proudu na vstupním napětí je kvadratická, což zajišťuje minimální intermodulační zkreslení (je možné to matematicky dokázat).

U použitého typu tranzistorů V-MOS roste s rostoucí teplotou jejich odpor v sepnutém stavu, klesá proud a zmenšuje se ztrátový výkon více ohřátého tranzistoru. Tato vlastnost usnadňuje jejich paralelní řazení. U bipolárních tranzistorů je tomu naopak, přehřátý tranzistor na sebe stahuje proud od ostatních tranzistorů a snadno se zničí.

Pomocí rezistoru R18 nastavujeme klidový proud koncových tranzistorů,

aby pracovaly ve třídě AB a měly pro malé signály minimální přechodové zkreslení a ne příliš velký ztrátový výkon naprázdno.

Diody V38, V39, V24 a V25 chrání řídící elektrody koncových tranzistorů před napěťovými špičkami ze vstupu (především při případném zkratu na výstupu, protože $U_{GSmax} = 20$ V). Rezistory R14, R15, R16, R17, R20, R21, R22, R23 vytvářejí místní zápornou zpětnou vazbu, která zmenšuje zkreslení koncových tranzistorů a umožňuje jejich bezproblémové paralelní řazení.

Jako všechny výkonové zesilovače pracuje i tento se silnou zápornou zpětnou vazbou, která jej linearizuje a zmenšuje jeho zkreslení a výstupní odpor.

Napěťové zesílení A_U je podobné jako u operačních zesilovačů dáno vztahem:

$$A_U = A_{\infty} / (1 + \beta \cdot A_{\infty}),$$

kde β je činitel vazby a A_{∞} je zesílení s rozpojenou smyčkou zpětné vazby.

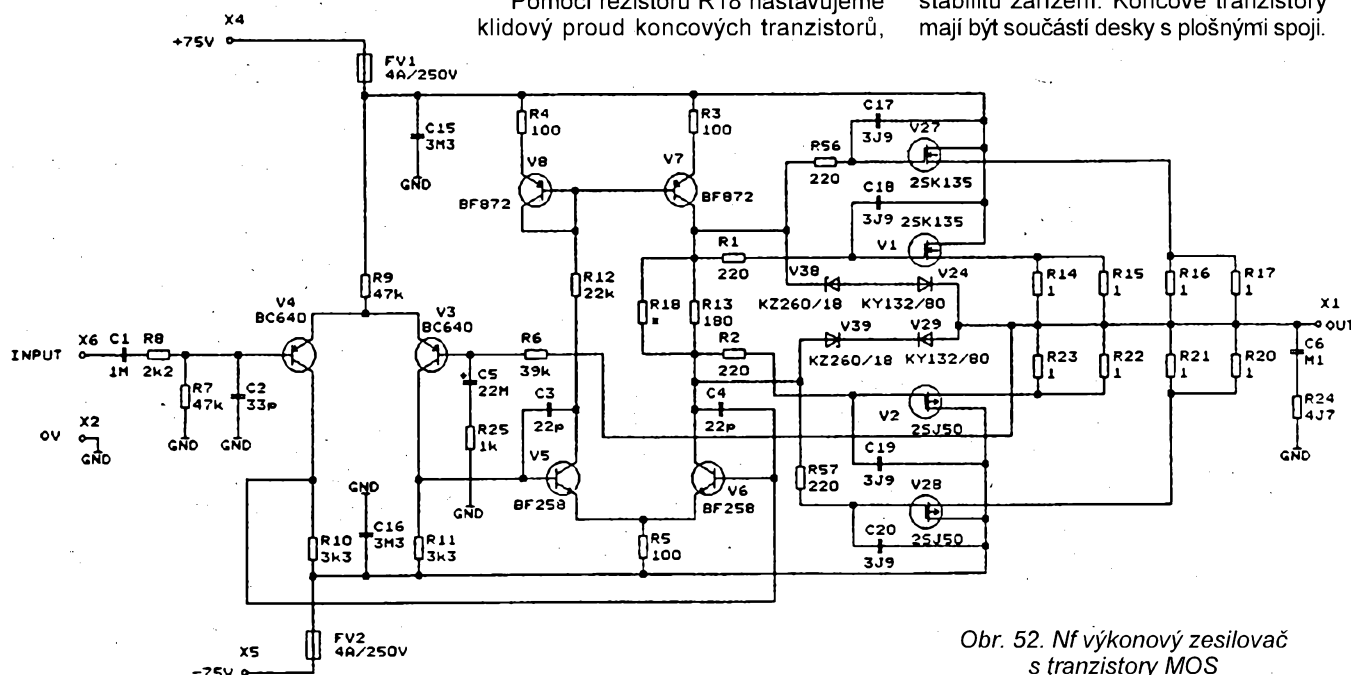
Protože A_{∞} můžeme považovat za nekonečné, přibližně platí:

$$A_U = 1/\beta = 1 + R6/R25.$$

Součástky C6 a R24 tvoří tzv. Boucherottův člen, který zlepšuje stabilitu zesilovače na vysokých kmitočtech. Kromě něj se proti zákmitům připojuje na výstup zesilovače ještě další pasivní filtr, který však ve schématu není uveden.

Mechanické provedení popsaného zesilovače je velmi náročné. Musíme totiž splnit dva do značné míry protichůdné požadavky.

1) Aby byla zajištěna stabilita obvodu, musí být spoje (především k výkonovým tranzistorům) co možná nejkratší, musí být dimenzované na velký proud a musí mít minimální odpor a indukčnost. Každý centimetr délky spoju má vliv na stabilitu zařízení. Koncové tranzistory mají být součástí desky s plošnými spoji.



Obr. 52. Nf výkonový zesilovač s tranzistory MOS

2) Odvod tepla z koncových tranzistorů musí být co možná nejlepší, tranzistory musí být umístěny na robustním chladiči a nesmí být blízko u sebe.

Dále musí být celá konstrukce, která obsahuje těžký síťový transformátor a velké filtrační kondenzátory (o kapacitě min. $2 \times 10000 \mu\text{F}$), dostatečně pevná, nárazuvzdorná a schopná častého přenášení. To vše pochopitelně při její rozumné velikosti. Proto bývá nutné chlazeni používat ventilátor.

Navrhnout kvalitní zesilovač s výkonem nad 100 W proto není jednoduché, i zkušenému pracovníkovi se to zpravidla nepodaří na první pokus. Přístroj musí totiž pracovat při různých teplotách, napájecích napětích, impedančních zátěžích a tolerancích použitých součástek. Než zapojení prohlásíme za dobré, měli bychom je dlouhodobě vyzkoušet v několika kusech v provozních podmínkách.

Výkonový zesilovač 2x 150 W

V následující konstrukci chci popsat zapojení podstatně jednodušší (oproti zesilovači na obr. 52), jehož výhodou jsou malé pořizovací náklady.

Podobné zapojení bylo dříve použito v zesilovačích TW 120 a TW 140. Díky své spolehlivosti bylo oblíbené i mezi začátečníky, fungovalo i s různými typy mimotolerantních součástek, dokonce i s germaniovými tranzistory. Proto se domnívám, že stojí za to se k němu občas vracet a přizpůsobovat je novým typům tranzistorů. Je příkladem jednoduchého zapojení, které i začátečníkům umožní pochopit funkci nf výkonového zesilovače.

Ve [3] jsem popsal zesilovač s tímto jednoduchým zapojením s výkonem $2 \times 50 \text{ W}$ s koncovými tranzistory BD911 a BD912 a s budičem TIP122. Rozhodl jsem se tuto konstrukci upravit tak, aby s ní bylo možné dosáhnout maximálního výkonu až 150 W do zátěže 4Ω . Schéma zapojení se příliš nezměnilo, bylo však nutné nově navrhnout desku s plošnými spoji. Požadavky na chlazení koncových tranzistorů jsou mnohem větší, tomu odpovídá i mechanická konstrukce, každý kanál má proto samostatnou desku.

Upozorňuji všechny zájemce, že překonávání „magické“ hranice 100 W/kanál s sebou přináší určité problémy a

není proto vhodné pro začátečníky. Jednou z podmínek úspěchu je i možnost kontroly funkce osciloskopem. Při použití „tvrdého“ napájecího zdroje je nutná velká opatrnost, aby se předešlo zničení koncových tranzistorů.

Popis jednoho kanálu výkonového zesilovače

Schéma jednoho kanálu výkonového zesilovače je na obr. 53. Zesilovač obsahuje čtyři tranzistory.

Vstupní tranzistor T1 pracuje jako budič. Má samostatné napájení oddělené rezistorem R10 a na další obvody je stejnosměrně vázán kondenzátorem C3. Je součástí střídavé zpětnovazební smyčky, která se uzavírá přes rezistor R8. Napětí mezi kolektorem a emitorem T1 by mělo být stejně velké jako úbytek napětí na rezistoru R5, tj. asi 20 V. Toto napětí je možné nastavit změnou odporu rezistoru R2 (zvětšením odporu R2 se tranzistor zavírá a napětí mezi jeho kolektorem a emitorem se zvětšuje). Dolní propust R1, C2 slouží jako filtr vf signálů z rozhlasových vysílačů, které by se mohly na přechodu BE tranzistoru T1 demodulovat, přeměnit se v nízkofrekvenční signál a rušit poslech.

Rozkmitový stupeň s Darlingtonovým tranzistorem T2, který má proudové zesílení 1000, zajišťuje potřebné napětové zesílení signálu na plnou úroveň. Tento stupeň pracuje ve třídě A, tj. zesiluje obě půlvlny signálu. Průběh napětí na kolektoru T2 se pohybuje od potenciálu země až do plné velikosti napájecího napětí $+U_n$. Aby zesilovač limitoval obě půlvlny nf signálu přibližně stejně, musí být v klidu na kolektoru T2 přibližně polovina napájecího napětí $+U_n$. To zajišťuje dělič R6, R9, který vytváří z kolektorového napětí T2 předpětí o velikosti 1,2 V pro bázi T2.

Klidový proud rozkmitového stupně musíme zvolit dostatečně velký, aby stačil vybudit koncové tranzistory T3 a T4. Otvírá-li se T2, pomáhá budít koncové tranzistory kondenzátor C7, což potřebnou velikost klidového proudu poněkud zmenšuje. Pozitivní vliv má i záporná zpětná vazba.

Přesný výpočet velikosti klidového proudu by nebyl jednoduchý. Původní velikost klidového proudu (použitou v zesilovačích TW 120 a TW 140), která byla 0,1 A, jsem proto zdvojnásobil, případně další zvětšení klidového proudu by nebylo na škodu.

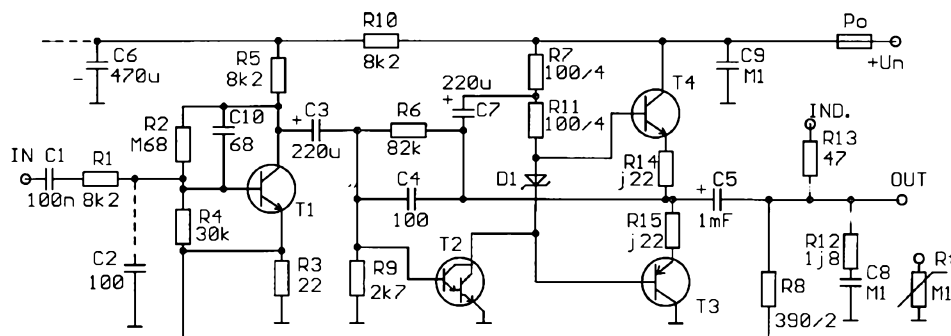
Klidový proud však způsobuje značnou výkonovou ztrátu na tranzistoru T2 a na rezistorech R7 a R11. Z podmínky, že $R7 = R11$ (přibližně) a že na kolektoru T2 je polovina napájecího napětí (podmínka symetrické limitace koncového stupně) je vypočtena velikost odporu rezistorů R7 a R11 (100Ω) a jejich výkonové zatížení (4 W), výsledek je zaokrouhlen na nejbližší vyráběné hodnoty.

Zvětšení klidového proudu budiče s sebou přináší kromě zvýšení výkonové ztráty naprázdno (celkem 16 W/kanál) i další starost. Při úplném otevření T2 může být proud diodou D1 až 0,4 A. Pokud by úbytek napětí na D1 přesáhl součet prahových napětí T3 a T4, tyto tranzistory by se otevřely a zničily by se. Při ohřátých tranzistorech a studené diodě k tomu není daleko. Pro jistotu jsem jako D1 použil Schottkyho diodu s menším prahovým napětím (i za cenu případného zvětšení přechodového zkreslení). Minimalizovat přechodové zkreslení lze i jinak, např. jako D1 použít křemíkovou diodu, k ní paralelně připojit odporový dělič z bázi T4 spojit s odbočkou tohoto děliče, nebo jako D1 zapojit dvě křemíkové diody paralelně, popř. jako D1 použít dvě Schottkyho diody v sérii.

Dioda D1 je umístěna v těsné blízkosti chladiče a díky tepelné vazbě stabilizuje klidový proud koncových tranzistorů (při ohřátí diody se zmenšuje úbytek napětí na ní a koncové tranzistory se přivírají).

Koncový stupeň s komplementárními tranzistory T4 a T3 (NPN a PNP), které pracují ve třídě AB jako emitorové sledovače, proudově zesiluje signál z rozkmitového stupně. Každý z koncových tranzistorů zpracovává jednu půlvlnu tohoto signálu. Dioda D1 zajišťuje, aby koncovými tranzistory tekla malý klidový proud (desítky mA) a minimalizovalo se tak přechodové zkreslení při průchodu signálu nulou. Dosažená velikost přechodového zkreslení je 0,2 až 0,3 %. Abychom dosáhli menšího zkreslení, potřebovali bychom podstatně složitější zapojení, jehož realizace je v amatérských podmínkách problematická. Tranzistory jsou na sebe totiž přímo vázány a zapojení tvoří jeden celek, který není možné oživovat a kontrolovat po částech. Jakákoliv závada se proto velmi obtížně hledá.

Oproti verzím s menším výkonem jsou v popisovaném zesilovači navíc



Obr. 53.
Jeden kanál
nf výkonového
zesilovače
2x 150 W

zapojeny v emitorech T4 a T3 rezistory R14 a R15, které chrání koncové tranzistory před zničením.

Kdysi jsem se pokusil použít jako T3 a T4 Darlingtonovy tranzistory, zmenšit klidový proud budiče na 20 mA a místo D1 zapojit 3 diody v sérii. Toto zapojení se však neosvědčilo.

Kapacita výstupního oddělovacího kondenzátoru C5 vyhovuje 1000 μ F. Kondenzátor C5 sice tvoří s odporem zátěže (reproduktorové soustavy) článek typu horní propust (při odporu zátěže 4 Ω je mezní kmitočet propusti 40 Hz). Vzhledem k tomu, že je C5 uvnitř zpětnovazební smyčky, vyrovnává se kmitočtová charakteristika celého zesilovače i pro nejnižší kmitočty.

V zesilovači jsou dvě dílčí záporné zpětné vazby, zavedené rezistory R2 a přes R6, které stabilizují pracovní body tranzistorů T1 a T2 (polovinu napájecího napětí na jejich kolektorech).

Hlavní záporná zpětná vazba přes rezistor R8 je střídavá a nemá vliv na pracovní body tranzistorů. Bez ní by byl napěťový zisk zesilovače přibližně 80 dB (zesílení 10000x), s touto vazbou má zesílení velikost přibližně $A_U = 1 + R8/R3$, kterou volíme okolo 20, ne příliš více.

Vstupní citlivost zesilovače pro plné vybuzení je 1,5 V. Nedoporučuji ji zbytečně zvětšovat zvětšováním odporu R8, jednodušší a z hlediska kvality signálu výhodnější je zajistit dostatečnou velikost vstupního nf signálu.

Podmínkou správné funkce výkonových zesilovačů je stabilita zapojení při jakýchkoliv velikostech napájecího napětí a impedance zátěže. Udržet stabilitu není vždy snadný úkol. Každý tranzistor má totiž určitou kapacitu mezi svými přechody, která vyvolává malý fázový posuv mezi vstupním a výstupním signálem. Při kaskádním zapojení tranzistorů se tyto posuvy sčítají. Při určitém kmitočtu (stovky kHz, jednotky MHz) může být součet posuvů 180° a silná záporná zpětná vazba se potom na tomto kmitočtu změní na kladnou. Je-li na tomto kmitočtu zároveň zesílení větší než jedna, zesilovač se rozkmitá, protože je splněna amplitudová i fázová podmínka oscilací.

Rozkmitání zesilovače v nadakustickém pásmu kmitočtů nemusí být při poslechu na první pohled zřejmé, poznáme ho především osciloskopem. Ji-

nak se projevuje zvětšeným odběrem proudu, přehříváním, brumem, zákmity na velmi nízkých frekvencích nebo zkreslením. Aby se kmitání potlačilo, doporučuji co nejkratší a nejlustší spoje mezi výkonovými tranzistory, které musí být bezpodmínečně součástí desky s plošnými spoji.

V popisovaném typu zapojení zesilovače se k potlačování nadakustických kmitočtů vždy používal kondenzátor C4. S dále popsanou mechanickou konstrukcí zesilovače (deska chladiče nad celou deskou s plošnými spoji) dělala stabilita problémy a bylo nutné navíc přidat kondenzátor C10 o kapacitě 68 pF. Kondenzátor C10 tvoří spolu s rezistorem R2 dolní propust na kmitočtu 3 kHz. Silná zpětná vazba však charakteristiku stačí linearizovat pro celé akustické pásmo. Článek R6, C4 se uplatňuje až pro kmitočty vyšší než 20 kHz. Pouhé zvětšování kapacity kondenzátoru C4 (až na 820 pF) problém stability nevyřešilo. Boucherottův člen R12, C8 se projevoval spíše negativně a nakonec jsem jej nepoužil.

Zesilovač jsem zkoušel v provozu s odporovou zátěží i s reproduktorovými soustavami, jejichž impedance má také indukční složku. Při případném použití reproduktorových soustav s kapacitním charakterem impedance (piezoelektrický výškový reproduktor) doporučuji zvýšenou opatrnost.

Problémy se stabilitou si vysvětlují vyšším mezním kmitočtem moderních tranzistorů.

Velikost napájecího napětí zesilovače je odvozena z výkonu 2 x 150 W do zátěže 4 Ω při zajištění dostatečné spolehlivosti.

Pro dosažení plného výkonu $P = 150$ W musí být na zátěži $R = 4 \Omega$ efektivní napětí $U = \sqrt{P \cdot R} = 24,5$ V. Tomu odpovídá rozkmit (mezivrcholové napětí) $24,5 \cdot 2 \cdot \sqrt{2} = 69$ V. K rozkmitu přičteme saturační napětí koncových tranzistorů (po 2 V) a další ztráty, o kterých bude zmínka dále, a vyjde minimální velikost napájecího napětí na prázdko 80 V.

Mezní parametry koncových tranzistorů nesmí být v žádném případě překročeny a musí odpovídat zvolenému napájecímu napětí a zatěžovacímu proudu. Proto byly použity koncové tranzistory typu BD912 (T3) a BD911 (T4), které mají: $U_{CEmax} = 100$ V, $I_{Cmax} = 15$ A, $P_{ZTR} = 90$ W a proudové zesílení 15.

Napětím z kondenzátoru C6 můžeme případně napájet další obvody s malou spotřebou proudu.

Na schématu na obr. 53 jsou ještě dvě součástky, které se přímo nepodílejí na funkci zesilovače. Rezistor R13 odděluje výstup signálu do indikátoru vybuzení a termistor Rt je určen pro měření teploty chladiče (vnějším měřicím obvodem).

Konstrukce jednoho kanálu výkonového zesilovače

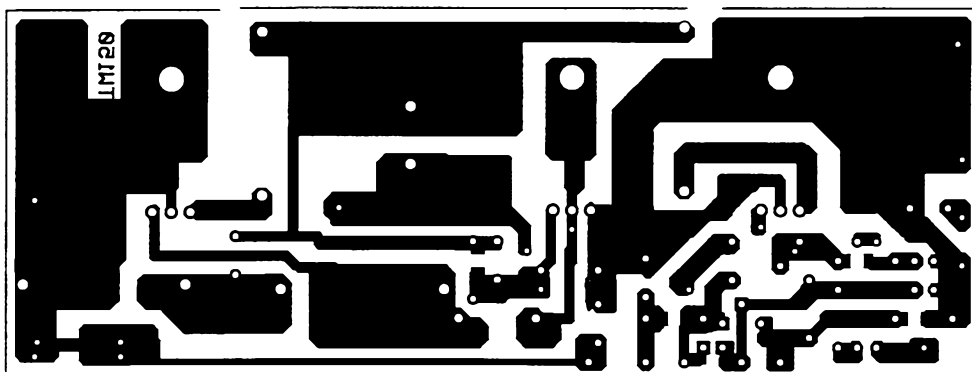
Všechny součástky jednoho kanálu výkonového zesilovače jsou připájené na jedné desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 54, rozmístění součástek na desce je na obr. 55.

Tranzistory T2, T3 a T4, které jsou v pouzdrech TO220, jsou přišroubovány k chladiči a zároveň jsou součástí desky s plošnými spoji. Tranzistor T3 je s chladičem vodičvě spojen, T2 a T4 jsou od chladiče izolovány slidovou podložkou (slída je dobrý izolant a zároveň dobře vede teplo). Dosedací plochy chladiče i tranzistorů musí být hladké a potřené silikonovou vazelinou (pro lepší přestup tepla), upevňovací šrouby musí být dobře utaženy. Šrouby nesmí mít zkrat na chladičí křídélka tranzistorů.

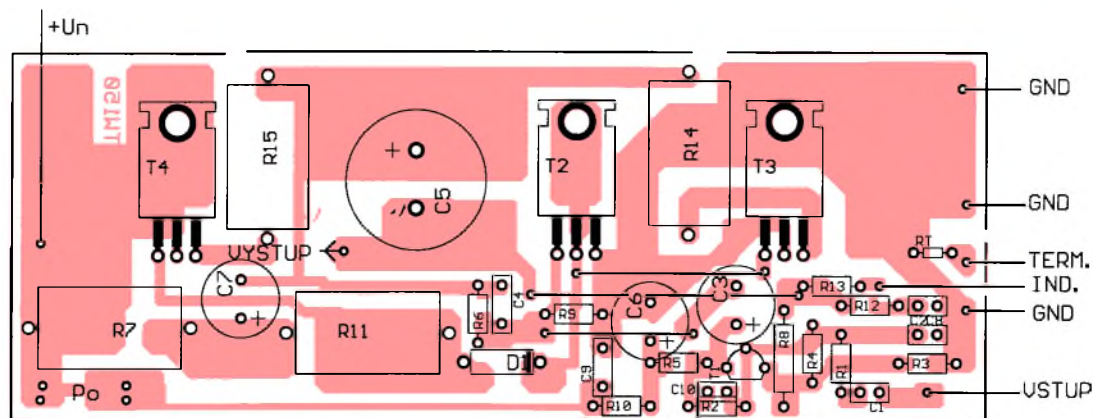
Seznam součástek

R1	8,2 k Ω , miniaturní
R2	680 k Ω , miniaturní
R3	22 Ω , miniaturní
R4	30 k Ω , miniaturní
R5	8,2 k Ω , miniaturní
R6	82 k Ω , miniaturní
R7	100 Ω /4 W, drátový
R8	390 Ω /2 W, drátový
R9	2,7 k Ω , miniaturní
R10	8,2 k Ω , miniaturní
R11	100 Ω /4 W, drátový
(R12)	1,8 Ω , miniaturní
R13	47 Ω , miniaturní
R14	0,22 Ω /4 W, drátový
R15	0,22 Ω /4 W, drátový
Rt	K 164NK100, viz text
C1	100 nF, keramický
C2	100 pF, keramický
C3	220 μ F/35 V, radiální
C4	100 pF/100 V, keramický
C5	1000 μ F/63 V, radiální
C6	470 μ F/50 V, radiální
C7	220 μ F/50 V, radiální
C8	100 nF, keramický

Obr. 54.
Obrazec
plošných spojů
jednoho kanálu
výkonového
nf zesilovače
2x 150 W
(měř.: 1 : 1)



Obr. 55.
Rozmístění
součástek
na desce
jednoho kanálu
výkonového
nf zesilovače
2x 150 W



C9	100 nF/100 V, keramický
C10	68 pF, keramický
D1	1N5819
T1	BC547B
T2	TIP122
T3	BD912
T4	BD911
Po	F4A, rychlá pojistka

deska s plošnými spoji (dodává se samostatně): TW150

Napájecí zdroj pro výkonový zesilovač 2x 150 W

Z požadovaného výstupního výkonu bylo odvozeno minimální potřebné napájecí napětí zesilovače 80 V. Raději je zvolíme ještě větší, tj. 85 až 90 V, nemělo by však překročit 100 V, aby- chom vystačili s filtračními kondenzátory s pracovním napětím 100 V (kvůli ceně). Úbytek napětí na usměrňovači odhadneme 2 V.

Schéma napájecího zdroje je na obr. 56. Zdroj obsahuje síťový transformátor, v jehož primárním vinutí je zapojen síťový spínač S a pomalá pojistka Po 2,5 A. K sekundárnímu vinutí je připojen můstkový usměrňovač USM a filtrační (vyhlazovací) kondenzátor C1.

Při zvoleném napájecím napětí 90 + 2 V musí mít síťový transformátor sekundární napětí naprázdno o velikosti $92/\sqrt{2} = 65$ V (efektivní hodnota).

Transformátor dimenzujeme na 450 W (není kritické). Transformátor je dimenzován na základě předpokladu, že k výkonu 2x 150 W se přičítá výkonová ztráta na koncových tranzistorech, která je 40 % plného výkonu, tj. 120 W, a dále rezerva 30 W na provoz budiče. Jestliže počítáme, že napájecí napětí je $U_n = 80$ až 90 V a celkový příkon zesilovače je 450 W, vychází stejnosporný napájecí proud 5 až 5,6 A.

Výkonu 450 W odpovídá střídavý sekundární proud transformátoru $I = P/U = 450/65 = 6,9$ A. Jednalo by se o proud do odporové zátěže. Špičkové

proudy v obvodu usměrňovače však jsou daleko větší.

Usměrňovač má mezní parametry 250 V a 15 A a je typu B250C1500DR. Má drátové vývody a můžeme ho zapájet přímo do desky s plošnými spoji. Doporučuji vývody co nejvíce zkrátit, protože odvádějí z usměrňovače část tepla (pokud jsou připájené k dostatečně velké ploše měděné fólie). K dosedací ploše usměrňovače se ještě musí shora přišroubovat chladič.

Při velkém odběru proudu vzniká na transformátoru úbytek napětí. Velikost tohoto úbytku rozhoduje o tom, zda zesilovač bude mít předpokládaný výkon či nikoliv. Proto u transformátoru, který chceme použít, změříme kromě napětí U_∞ naprázdno i vnitřní odpor R_i (obráz. 57).

Transformátor zatížíme vhodným rezistorem o odporu např. $R_z = 12 \Omega$ s co největší zatížitelností, a velmi rychle (aby se zatěžovací rezistor nespálil) změříme sekundární napětí U_z zatíženého transformátoru. Vnitřní odpor potom bude:

$$R_i = (U_\infty - U_z) \cdot R_z / U_z \quad [\Omega; V, \Omega, V].$$

Změřený vnitřní odpor by neměl být větší než 1 Ω .

V závislosti na odběru proudu se bude i poněkud měnit i úbytek napětí na usměrňovači. Další ztráty napětí vznikají vlivem zvlnění. Filtrační kondenzátor slouží jako akumulátor elektrického náboje, který dává proud do zátěže, pokud okamžitá velikost dvoucestně usměrněného sekundárního napětí je příliš malá. Zvlnění je nepřímo úměrné kapacitě filtračního kondenzátoru a roste s proudovým odběrem.

Ve většině případů se přesné výpočty zvlnění neprovádějí. Předpokládá se, že optimální kapacita filtračního kondenzátoru je 1000 až 2000 μF na každý ampér odebíraného proudu.

Tomu v našem případě odpovídá kapacita 10000 μF .

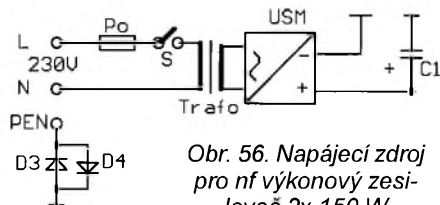
Pro ty, kteří chtějí navrhnout zdroj důkladně, uvádím na obr. 58 dva nomogramy, ze kterých je možné určit zvlnění v závislosti na kapacitě filtračního kondenzátoru. Na obr. 58 je R_z minimální odpor zátěže ($R_z = U_z / I_{2max}$), $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, $f = 50$ Hz, R_f je odpor fáze, tj. součet vnitřního odporu transformátoru a odporu usměrňovacích diod, U_{2max} je maximální výstupní napětí zdroje bez odběru proudu ($U_{2max} = U_\infty \cdot \sqrt{2} - 2$) a U_o je výstupní napětí zatíženého zdroje.

V praxi téměř vždy platí, že $R_f \ll R_z$. Z nomogramů na obr. 58 zjistíme, že u většiny zdrojů přílišné zvětšení kapacity, které je finančně i rozměrově náročné, nemá smysl. Lepší je za filtrační kondenzátor zapojit stabilizátor. V tomto případě je tomu však jinak, viz dále.

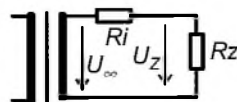
Když si dosadíme za výstupní výkon 150 W a impedanci zátěže 4 Ω do vzorce $P = R \cdot I^2$, vyjde efektivní hodnota proudu tekoucího do zátěže $I = 6,12$ A, čemuž odpovídá špičková hodnota proudu 8,62 A. Výstupní napětí a proud jsou řízeny střídavým otevíráním a zavíráním tranzistorů T3 a T4. Odběr proudu se proto mění v průběhu jedné periody nf signálu od nuly až do velikosti 8,6 A v každém kanálu. Tento odběr se musí realizovat převážně z filtračního kondenzátoru (pokud nechceme transformátor více než dvojnásobně předdimenzovat). Pokud bychom plný výkon požadovali i pro kmitočet 40 Hz (nejnižší tón kontrabas), musela by být kapacita filtračního kondenzátoru ještě několikanásobně větší (kapacita byla navržena pro kmitočet zvlnění 100 Hz).

To by však znamenalo celou řadu problémů. Velká kapacita je nejen náročná na prostor a finance, ale působí problémy při zapínání. Tehdy se kondenzátor chová jako zkrat. Proudový impuls by mohl snadno přepálit pojistku v primárním vinutí transformátoru, poškodit usměrňovač a působil by rušivě na další síťové přístroje. U ještě větších zesilovačů řešíme tento problém postupným zapínáním přes ochranný rezistor v primárním obvodu, který se po nabití kondenzátoru zkratuje pomocí přepínače nebo relé (viz obvod pro postupné zapínání zdroje na str. 7).

Konstrukce každého takového přístroje vyžaduje proto celou řadu tech-

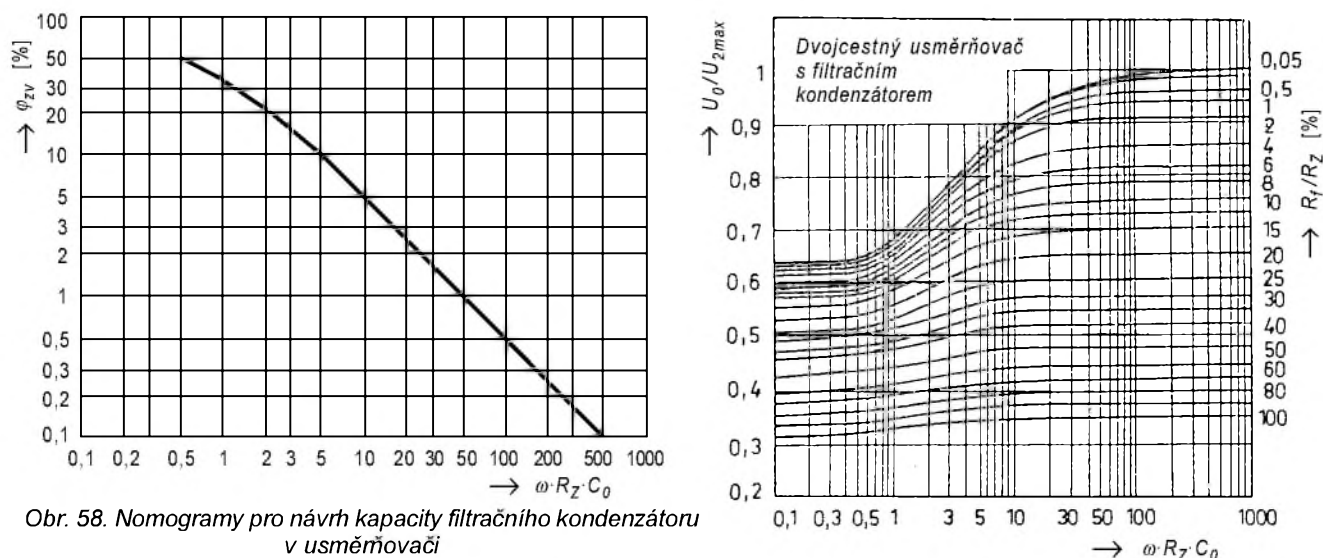


Obr. 56. Napájecí zdroj
pro nf výkonový zesilovač 2x 150 W



Trafa

Obr. 57. Náhradní schéma zatíženého transformátoru



Obr. 58. Nomogramy pro návrh kapacity filtračního kondenzátoru v usměrňovači

nických i ekonomických kompromisů. Při praktickém provozu je zesilovač plně vybuzen pouze krátkodobě (zlomky sekundy), střední hodnota výstupního výkonu je výrazně nižší.

Usměrňovač USM a filtrační kondenzátor C1 (složený ze dvou kusů kondenzátorů C1a a C1b) jsou připojené na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 59, rozmístění součástek na desce je na obr. 60.

Drátové vývody usměrňovače připojíme přímo do desky s plošnými spoji a usměrňovač opatříme chladičem (viz předchozí text).

Seznam součástek

USM	B250C1500DR
C1a	4700 μF/100 V, radiální
C1b	4700 μF/100 V, radiální
D3	P600B
D4	P600B

Po T2,5A, pomalá pojistka

Návrh chladiče

Chladič má vyzářit celkem asi 150 W ztrátového tepelného výkonu, což odpovídá ploše 6 dm² svislé černé plochy. Tuto plochu doporučuji ještě asi o 20 % zvětšit. Skutečný výkon bývá sice při praktickém provozu menší (zesilovač dává maximální výkon pouze ve špičkách), na chlazení přesto nedoporučuji šetřit.

Lesklý chladič má oproti černěnému chladiči poloviční účinnost. Vodorovný povrch chladiče má oproti svislému povrchu účinnost menší asi o 15 %, protože brání vertikálnímu proudění tepelného vzduchu. Podmínkou těchto úvah je dostatečná tloušťka chladiče, popř. rovnoměrné rozdělení tepelných zdrojů na jeho ploše. Zvětšování rozměrů chladiče má svůj význam pouze do ur-

čité velikosti. Hliník klade tepelnému toku určitý odpor, ani nekonečně velký plech nemá nulový tepelný odpor.

Aby se zmenšily celkové rozměry, používají se žebrované chladiče různých tvarů. Výrobci hliníkových černěných chladičů udávají ve svých katalozích často jejich tepelný odpor. Pokud tento údaj nemáme k dispozici, musíme si jej alespoň přibližně odvodit buď podle dále uvedených příkladů nebo výpočtem z plochy chladiče.

Vycházíme z předpokladu, že přechod PN křemíkového tranzistoru může mít maximální teplotu 155 °C, pouzdro tranzistoru může mít teplotu 90 °C a chladič teplotu 60 až 70 °C při teplotě okolí 20 až 30 °C.

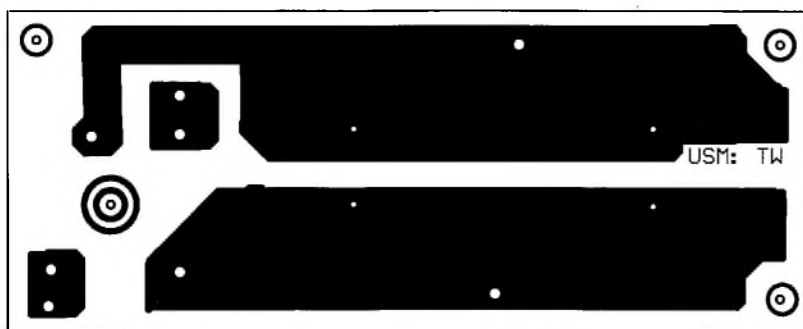
Tok tepla se řídí podobnými zákonitostmi jako tok elektrického proudu. Příčinou tepelného toku je rozdíl teplot (příčinou elektrického proudu je rozdíl napětí). Každá látka se vyznačuje určitou tepelnou vodivostí λ (a elektrickou vodivostí γ). Materiálem s větší tepelnou vodivostí prochází při daném rozdílu teplot větší tepelný tok (i elektrický proud je přímo úměrný vodivosti materiálu, při paralelním řazení rezistorů teče menším rezistorem větší proud). Tyto zákonitosti nám pomohou při návrhu chladiče.

Vlastnosti chladičů popisuje jejich tepelný odpor R_v (analogicky k elektrickému odporu), který má rozměr K/W. Chladič má tepelný odpor 1 K/W, pokud se při zvětšení jeho ztrátového výkonu o 1 W zvýší jeho teplota o 1 K. Tepelný odpor chladiče je nepřímo úměrný jeho ploše a tloušťce.

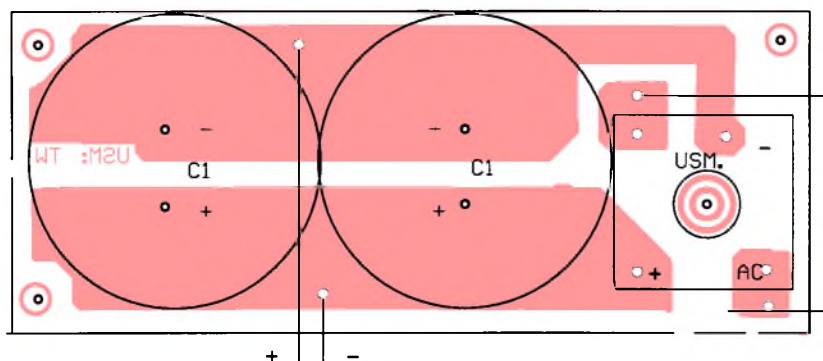
Tranzistor přišroubovaný k chladiči popisujeme pomocí tepelného náhradního schématu (obr. 61).

Náhradní schéma je ekvivalentní elektrickému a obvod řešíme podobným způsobem. Tepelné odpory tvoří dělič teploty (podobně jako rezistory dělič napětí).

Při uvažování tepelného odporu chladiče 2,1 K/W by podle obr. 61 vyšla pro maximální teplotu přechodu PN 155 °C a maximální teplotu okolí 45 °C teplota chladiče přes 100 °C. Skutečná

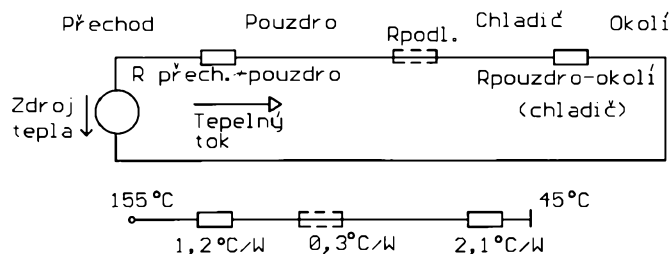


Obr. 59. Obrazec plošných spojů napájecího zdroje (měř.: 1 : 1)



Obr. 60. Rozmístění součástek na desce napájecího zdroje

Obr. 61.
Tepelné
náhradní
schéma
tranzistoru
s chladičem



maximální provozní teplota chladiče musí být z bezpečnostních důvodů poněkud nižší - přibližně 90 °C.

V našem případě bude maximální ztrátový výkon tranzistoru T4 (a T3) $P = 150 \cdot 0,2 = 30$ W. S ideálním chlazením, kdy všechno teplo je z pouzdra tranzistoru okamžitě odvedeno (např. proudící olejovou lázní), má použitý tranzistor ztrátový výkon $P_{max} = 90$ W.

Vypočítáme potřebný tepelný odpor chladiče za předpokladu, že maximální teplota uvnitř tranzistoru na přechodu PN je 155 °C a maximální

teplota okolí je v nejnejpříznivějším případě 45 °C.

Celkový tepelný odpor soustavy bude $R_{\Sigma} = \Delta t / P = (155 - 45) / 30 = 110 / 30 = 3,67$ K/W. Odpor přechod-pouzdro bude $\Delta t / P_{max} = 110 / 90 = 1,22$ K/W. U tranzistoru T4 musíme ještě připočítat přechodový odpor izolační podložky, který je asi 0,3 K/W.

Z náhradního schématu vypočítáme pro oba tranzistory požadované tepelné odpory chladiče.

Pro T3 je to $3,67 - 1,22 = 2,45$ K/W a pro T4 je to $3,67 - 1,22 - 0,3 = 2,15$ K/W.

Obdobně pro T2 bude ztrátový výkon $40 \cdot 0,2 = 8$ W. Požadovaný celkový tepelný odpor bude $(155 - 45) / 8 = 13,75$ K/W. Od celkového tepelného odporu odečteme tepelný odpor mezi přechodem PN a pouzdrům, který je 1,22 K/W, a tepelný odpor podložky 0,3 K/W. Získáme tepelný odpor chladiče, který je přibližně 12 K/W.

Kdybychom tranzistor v pouzdro TO220 neopatřili chladičem, byl by v náhradním schématu místo odporu chladiče odpor pouzdro-okolí, který má velikost asi 35 K/W. Takový tranzistor může mít ztrátový výkon maximálně 3 W.

Příklady profilů žebrovaných chladičů s uvedenými závislostmi tepelného odporu na délce profilu (za podmínky, že chladič je černý a svislý a že tranzistor je umístěn uprostřed délky) jsou na obr. 62 až obr. 65.

Z těchto obrázků názorně vidíme, jak závisí tepelný odpor chladiče na jeho tvaru a tloušťce, a že zvětšování chladiče nad určitou velikost ztrácí smysl. Při požadavcích na větší ztrátový výkon raději použijeme větší počet tranzistorů zapojených paralelně (takto lze bez problémů spojit tranzistory MOS), které rovnoměrně rozmístíme po ploše chladiče.

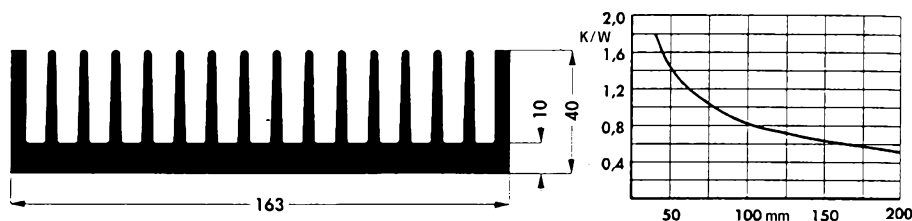
Z obrázků chladičů potom podle požadovaných tepelných odporů odhadneme potřebnou délku žebrovaného profilu pro každý tranzistor samostatně a odhadnuté délky sečteme.

V popisovaném zesilovači jsou výkonové tranzistory připojeny k žebrovanému chladiči (boční stěně) přes profil L, který klade tepelnému toku také určitý odpor, nepřímý úměrný jeho tloušťce. Přesný výpočet takové konstrukce by vyžadoval složité výpočty s využitím trojných integrálů. Je však zřejmé, že tranzistory T3 a T4 nesmí být příliš blízko sebe.

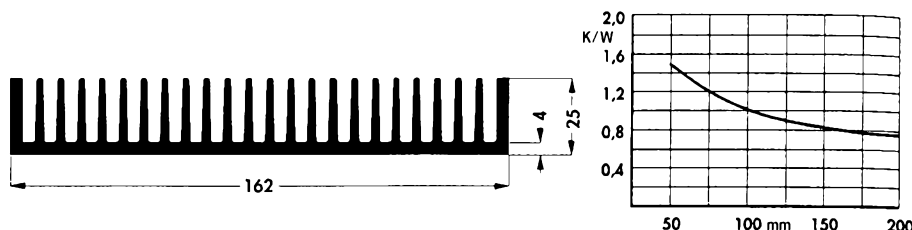
Při některých výpočtech (u výkonových zesilovačů, nikoliv u napájecích zdrojů) můžeme vzít v úvahu fakt, že maximálního výkonu dosahujeme pouze krátkodobě a střední hodnota ztrátového výkonu je mnohem menší. Pro tyto výpočty používáme tepelnou kapacitu (tepelnou setrvačnost) chladiče, která je přímo úměrná jeho hmotnosti. Takový chladič potom počítáme podobně jako elektrický obvod s kondenzátorem, který se nabíjí a vybíjí.

Výrobci chladičů se snaží dosáhnout minimálního tepelného odporu při co možná nejmenších rozměrech a hmotnosti. Proto se vyrábějí chladiče různých tvarů, jejich povrch je často zvětšen vroubkováním. Jejich tvar a rozměry se obvykle přizpůsobují ventilátorům, které k nim jsou namontovány.

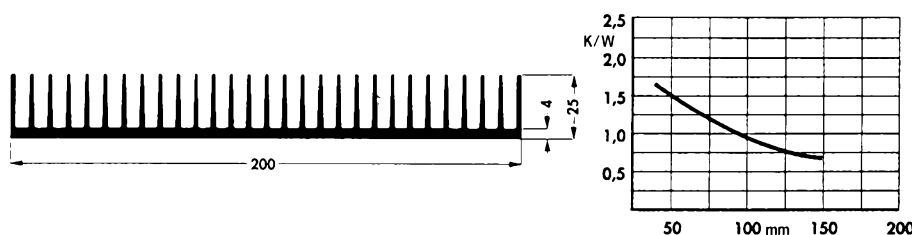
Novinkou jsou tzn. lamelové chladiče, které se lepí dohromady z malých základních prvků - lamel. Je tak možné vytvořit na míru chladič libovolné velikosti. Velký výběr různých typů chladičů najdete u firmy Semic Trade (www.semic.cz).



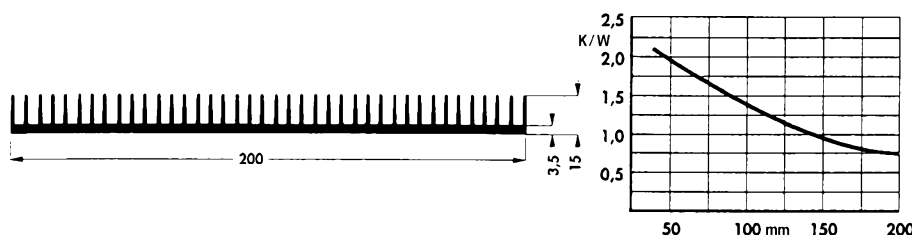
Obr. 62. Chladičí profil SK412. Dodávané délky jsou 37,5, 50, 75, 100, 150 a 1000 mm. Vlevo rozměry profilu, vpravo graf závislosti tepelného odporu na délce profilu



Obr. 63. Chladičí profil SK119. Dodávané délky jsou 50, 75, 100, 150 a 1000 mm. Vlevo rozměry profilu, vpravo graf závislosti tepelného odporu na délce profilu



Obr. 64. Chladičí profil SK42. Dodávané délky jsou 50, 75, 100, 150, 200 a 1000 mm. Vlevo rozměry profilu, vpravo graf závislosti tepelného odporu na délce profilu



Obr. 65. Chladičí profil SK166. Dodávané délky jsou 50, 75, 100, 150, 200 a 1000 mm. Vlevo rozměry profilu, vpravo graf závislosti tepelného odporu na délce profilu

Mechanická konstrukce výkonového zesilovače 2x 150 W

Rozměry přístroje určuje především transformátor a chladič. Vzhledem k tomu, že sortiment žebrovaných profilů není v našich obchodech příliš velký, bude pravděpodobně nutné rozměry přístroje přizpůsobit tomu, co můžeme sehnat, nebo co máme k dispozici. Neuvádím proto přesné rozměry a nekótuji otvory. Rozměry přístroje, jak jsem jej postavil, jsou 200 mm (šířka) x 200 mm (výška) x 155 mm (hloubka).

Mechanickou konstrukci jsem navrhoval podle následujících hledisek: dostatečné rozměry chladiče, jednoduchá a snadno výrobitelná konstrukce (obejít se bez ohýbačky plechu), co nejmenší rozměry přístroje (tím i relativně nízká váha a malá spotřeba materiálu), dobrá přístupnost a opravitelnost.

Tyto často navzájem protichůdné požadavky se daří splnit, je-li povrch skříňky současně využíván jako chladič, a je-li elektronika rozdělena na několik desek s plošnými spoji. Rozměry skříňky musí být odvozeny od rozměrů transformátoru (na kterém se příliš šetřit nedá). Mechanickou konstrukci zesilovače a její detaily ilustruje obr. 66.

Každý kanál zesilovače má svoji desku s plošnými spoji, která je přišroubována spolu s výkonovými tranzistory k „primárnímu“ chladiči - k profilu L. Profil L je větším počtem šroubů (aby byl zajištěn dobrý tepelný kontakt) spojen s žebrovaným chladičem, který tvoří bočnice přístroje.

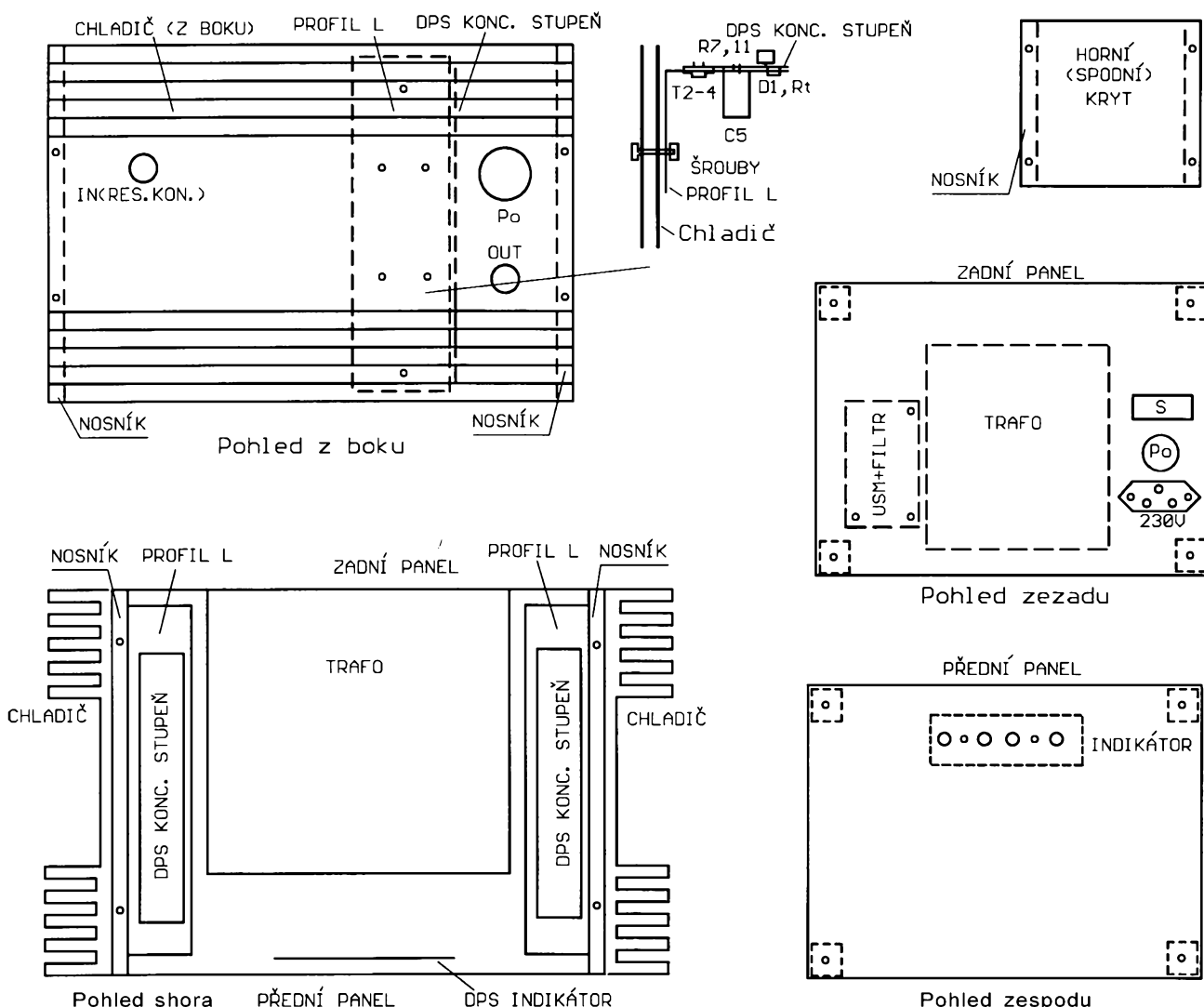
Profil L překrývá celou stranu součástek desky s plošnými spoji (deska je položena stranou součástek na profil L). Většina součástek zesilovače (malé rezistory v provedení SMD a rezistory R7, R8, R11, R14 a R15, ze kterých se tak lépe odvádí teplo) je na desce umístěná na straně pájení. Pouze elektrolytické kondenzátory, tranzistory, dioda D1 a popř. termistor Rt jsou umístěné na desce na straně součástek a pro jejich vývody musí být v profilu L vyvrtány díry s dostatečným průměrem (aby se vývody nemohly dotknout profilu L). Díry do profilu L vyvrtáme podle šablony, která je v měřítku 1 : 1 na obr. 67.

Bylo by samozřejmě možné použít profil L o menší ploše nebo desku s plošnými spoji umístit blíže k jeho okraji. Pak by bylo možné desku osadit klasicky na straně součástek a profilem L by procházely pouze vývody kondenzátoru C5.

K žebrovanému chladiči (bočnice) přišroubojeme i pojistkové pouzdro příslušného kanálu zesilovače a jeho výstupní, popř. i vstupní konektor. Bočnice s jedním kanálem zesilovače tak tvoří jeden elektrický a mechanický celek, ke kterému stačí pouze přivést napájecí napětí (dostatečně dimenzovanými vodiči).

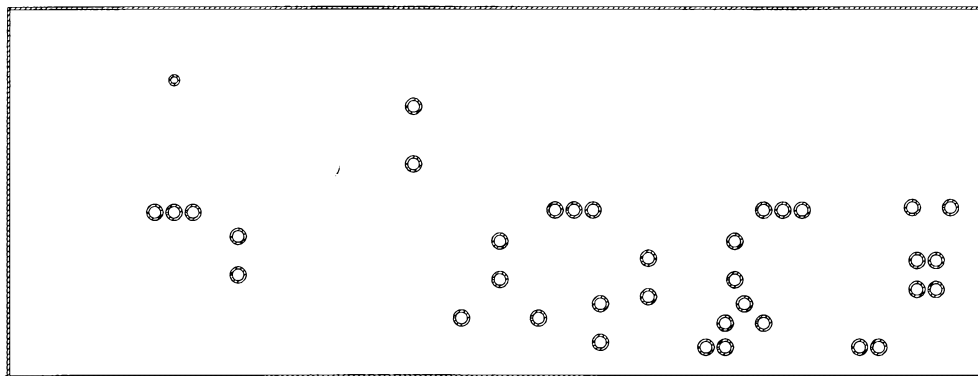
Na zadní stěnu přístroje jsem umístil celou zdrojovou část - síťový transformátor, síťovou panelovou vidlici (u často přenášených přístrojů není vhodné z přístroje napravo vyvést síťovou šňůru), kolébkový síťový spínač (páčkový by se při častém přenášení pravděpodobně snadno zničil), pojistkové pouzdro pro síťovou pojistku a desku s plošnými spoji zdroje (na které je umístěn usměrňovač, opatřený chladičem o ploše asi 10 cm², a dva velké filtrační kondenzátory o kapacitě 4,7 μF/100 V). Případné další filtrační kondenzátory můžeme k zadnímu panelu upevnit pomocí kovových pásek.

Poloha součástek zdroje musí být taková, aby se při konečné montáži nasetkaly s deskami a chladiči zesilovačů, které jsou umístěné těsně pod horním okrajem skříňky (aby se na deskách zesilovačů mohlo pohodlně



Obr. 66. Mechanická konstrukce výkonového zesilovače 2x 150 W

Obr. 67.
Šablona pro
vrtání děr
do profilu L
jednoho kanálu
výkonového
zesilovače



měřit). Tloušťka zadního a předního panelu by měla být přibližně 2 mm.

Přední panel může být využit podle potřeby pro umístění vstupního konektoru, indikačních a ochranných obvodů nebo stabilizátoru napájecího napětí (slouží potom také jako chladič).

Spodní a horní kryt by měl být z děrovaného plechu, aby vzduch mohl dobře proudit okolo chladiče z obou stran. Na spodním krytu jsou přišroubované přístrojové nožičky.

Všechny díly jsou dohromady spojené s použitím plných hranolů, ve kterých jsou díry se závitem M4.

Oživení zesilovače

Před prvním zapojením napájecího napětí použijte v jednotlivých kanálech místo pojistek ochranné rezistory o parametrech zhruba $100 \Omega/4 \text{ W}$ a změřte úbytek napětí na těchto rezistorech. Ověřte si, že proud naprázdno každého kanálu je přibližně 0,2 A a že na výstupu před kondenzátorem C5 je polovina napájecího napětí.

Potom připojte reproduktorové soustavy nebo odporovou zátěž. Pokud zesilovač nekmitá, odběr proudu by se neměl zvětšit. Připojíme zdroj signálu o malé amplitudě (signál ze sluchátkového výstupu zesilovače, v nouzi i prst na vstup). Zkontrolujeme nanečisto funkci obvodu. Výhodou je možnost pozorovat signál na osciloskopu, jestli nezakmitává. V případě problémů laborujeme s kapacitami C10 a C4. Boucherottův člen R12, C8 zpočátku ponecháme nezapojený.

Teprve po důkladném odzkoušení odpojíme ochranné rezistory a reproduktorové soustavy a připojíme pojistky. Zkontrolujeme napětí na kolektoru T1 a na výstupu před C5 a podle skutečné velikosti napájecího napětí U_n nastavíme s přesností asi 2 až 3 V na výstupu před C5 polovinu U_n (úpravou odporů rezistorů děliče R6, R9). Nesprávně nastavená velikost napětí na

výstupu před C5 má za následek nesymetrickou limitaci při velkém rozkmitu signálu (viz obr. 68).

Při menším napájecím napětí než 80 V zmenšíme odpor rezistoru R6.

Znovu připojíme odporovou zátěž. Pomalu zvyšujeme amplitudu vstupního signálu a osciloskopem kontrolujeme, zda obvod nekmitá. Rukou kontrolujeme teplotu tranzistorů a chladiče. Nakonec připojíme reproduktorové soustavy a kontrolu zopakujeme.

Podobný postup doporučuji při ožiování všech výkonových obvodů. Je to jistější a levnější než zapojit obvod přímo a čekat, až z chybně zapojených součástek vyšlehnou plameny. Zkratové proudy v podobných obvodech mohou snadno zničit i plošné spoje.

Tavná pojistka (i rychlá typu F a správně dimenzovaná) chrání především obvod zdroje, plošné spoje a přívodní vodiče, nikoliv však výkonové tranzistory. Jejich zničení je otázkou milisekund, zatímco přepálení pojistky trvá řádově desetinu sekundy.

Bezpečnost provozu, problematika zemních smyček

Přístroje s kovovým krytem mají být konstruovány z hlediska bezpečnosti ve třídě I. To znamená, že se k síti připojují trojžilovou šňůrou a jsou chráněny nulováním. Ochranný vodič spojuje kovovou kostru s ochranným kolíkem v zásuvce.

Zapojíme-li dohromady dva nebo více takových přístrojů, např. výkonový zesilovač a mixážní pult, budeme nepříjemně překvapeni. Na výstupu výkonového zesilovače se objeví síťový brum 50 Hz, který není závislý na nastavení ovládacích prvků mixážního pultu. Signálová zem obou přístrojů totiž vytvoří závit nakrátko, do kterého se indukuje všudypřítomný brum 50 Hz, který se přičítá k signálu (obr. 69).

Pokud by oba přístroje byly napájené z různých zásuvek (oba přístroje od sebe v praktickém provozu bývají někdy dost daleko) a tato smyčka se uzavírala až v hlavním rozvaděči, byl by provoz takové aparatury prakticky znemožněn.

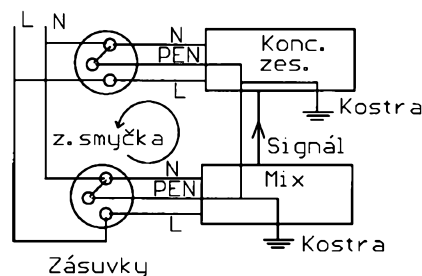
Jedním z možných řešení je zařadit do cesty signálu mezi oba přístroje oddělovací transformátor. Ten je však drahý, špatně dostupný a může potlačovat nízké i vysoké kmitočty.

Nouzovým řešením problému zemní smyčky je odpojit ochranný vodič u jednoho z přístrojů, aby celá aparatura byla nulována maximálně jednou. Toto řešení by se však nemělo stát trvalým, zvláště při častém stěhování aparatury a při obměňování vzájemného propojení.

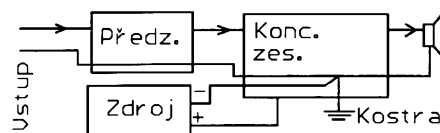
Chci zde popsat jednoduché řešení tohoto problému. Mezi ochranný vodič PEN, který je spojen se zemnicím kolíkem v zásuvce a kostru přístroje, která je spojena se záporným pólem napájení, zapojíme antiparalelně dvě usměrňovací diody D3 a D4 (viz obr. 56). Diody přerušují zemní smyčku pro slabá brumová napětí a současně zaručují, že napětí na kostře nedosáhne nebezpečné velikosti. Diody musí krátkodobě snést proud desítek ampér, aby se při zkratu fáze na kostru nepřerušily dřív, než „vypadne“ jistič (zásuvkové okruhy jsou jistěny na 16 A).

S problematikou zemních smyček se setkáváme i uvnitř jednoho přístroje, který obsahuje např. předzesilovač a výkonový zesilovač. Ve vedení zemních spojů proto musíme mít pořádek. Zásadou je, že velký napájecí proud mezi zdrojem a výkonovým zesilovačem nesmí protékat zemními spoji předzesilovače (viz obr. 70).

S kostrou přístroje je nejlepší spojit všechny země v jediném bodě, a to

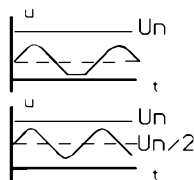


Obr. 69. Vznik zemní smyčky při propojení mixážního pultu s výkonovým zesilovačem



Obr. 70. Správné zapojení společného vodiče (země, minus) uvnitř zesilovače

Obr. 68.
Nahoře - limitace
výstupního signálu
při špatně nastave-
ném napětí na
výstupu před C5.
Dole - správně
nastavený zesilovač



buď u zdroje napětí nebo ve výkonovém zesilovači (tam, kde tečou velké proudy).

Za samozřejmé považuji pečlivé zapojení síťové části přístroje. Všechny živé části (kontakty síťové zásuvky, pojistkové pouzdro, vypínač, primární vinutí transformátoru) musí být chráněny před nebezpečným dotykem (bužírkou, kobercovou lepicí páskou apod.).

Doplňky k výkonovému zesilovači 2x 150 W

Stabilizátor napájecího napětí

Ten, kdo má k dispozici „měkčí“ síťový transformátor s napětím větším než 65 V, nebo ten, kdo chce zajistit špičkové parametry přístroje i při kolísajícím napětí sítě např. při používání dlouhých prodlužovacích šňůr, popř. ten, kdo se chce obejít bez extrémně velkých filtračních kondenzátorů, bude možná uvažovat o stabilizaci napájecího napětí pro zesilovač. Výhodou může být i měkký start při zapnutí zesilovače.

Napěťová rezerva, kterou stabilizátor pro svoji činnost potřebuje, se ale mění v teplo a zhoršuje účinnost zesilovače. Stabilizátor není nezbytnou součástí zesilovače, většina zesilovačů pracuje s nestabilizovaným napětím.

Na obr. 71a až obr. 71c jsou nakresleny průběhy napětí a proudů v nestabilizovaném zdroji se síťovým transformátorem.

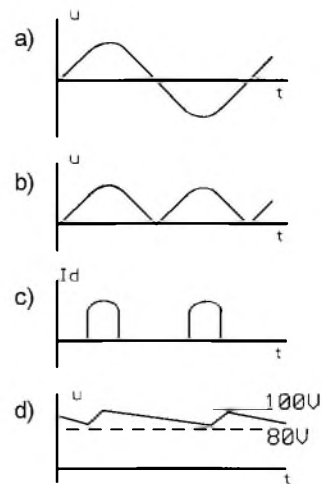
Obr. 71d ilustruje účinek stabilizátoru, zapojeného za zdroj. Plnou čarou je nakresleno zvlněné výstupní napětí nestabilizovaného zdroje. Čárkovanou čarou je znázorněno výstupní napětí stabilizátoru, které je vyhlazené a má správnou velikost 80 V.

Pro zájemce zde uvádím zapojení stabilizátoru napájecího napětí pro výkonový zesilovač 2x 150 W. Integrované obvody ve stabilizátoru použít nemůžeme, musíme jej sestavit z vysokonapěťových tranzistorů.

Schéma stabilizátoru je na obr. 72. Je dvojitý (má samostatné výstupy pro levý L a pravý P kanál výkonového zesilovače) a má společný zdroj referenčního napětí asi 85 V se Zenerovými diodami D1 a D2.

Maximální výstupní proud je určen typem tranzistoru T3 a T2. Stabilizátor má proudovou ochranu, která nedovolí překročit tento maximální proud. Jako čidla výstupního proudu slouží rezistory R3 a R4. Vzroste-li na nich úbytek napětí nad 0,65 V, otevřou se tranzistory T1 a T5 a ochrana začíná pracovat. Pokud nedostaneme koupit rezistory R3 a R4 s potřebným odporem, musíme je složit z několika kusů s větším odporem. Proudová ochrana v tomto zapojení omezuje proud každého z výstupů L a P na asi 10 A ($I_{L\max} = 0,65/R3$, $I_{P\max} = 0,65/R4$).

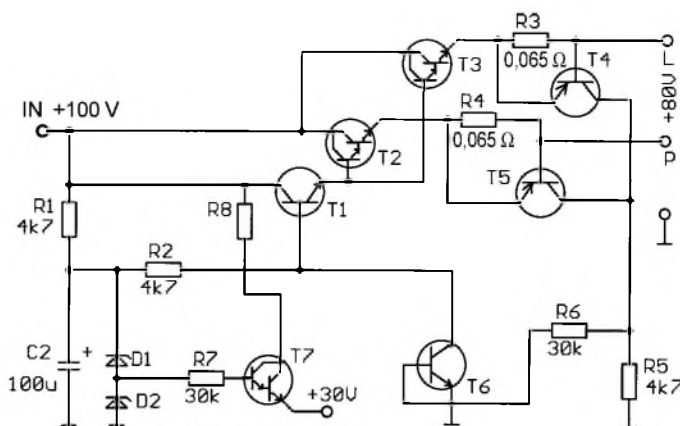
V použitém zapojení není proudová ochrana příliš účinná. Při zkratu na vý-



Obr. 71.

- a) Sekundární napětí síťového transformátoru,
b) Napětí na výstupu usměrňovače při nezapojeném filtračním kondenzátoru,
c) Proud tekoucí usměrňovacími diodami,
d) Průběh napětí na zatíženém zdroji bez stabilizátoru (plná čára) a se stabilizátorem (čárkovaně)

Obr. 72.
Stabilizátor
napájecího
napětí pro
výkonový
zesilovač
2x 150 W



stupu mají tranzistory T2 a T3 na okamžik výkonovou ztrátu několik set wattů (80 V·10 A). Proto se zničí dřív, než by se přepálila odpovídající rychlá tavná pojistka (F 3,15 A). Proto pojistka není použita a při případném zkratu vyměníme tranzistor T2 nebo T3 (20 až 30 Kč).

Stabilizátor také poskytuje pomocné napětí +30 V pro napájení dalších obvodů (indikátorů, předzesilovače, mixážního pultu apod.). Rezistor R8 chrání tranzistor T7 v případě zkratu na výstupu pomocného napětí +30 V. Odpor rezistoru R8 volíme podle požadovaného odběru proudu z pomocného výstupu.

Všechny součástky stabilizátoru jsou připájené na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrázec spojů je na obr. 73, rozmístění součástek na desce je na obr. 74.

Na obr. 75 je šablona v měřítku 1 : 1, podle které můžeme vyvrtat díry do chladiče výkonových tranzistorů stabilizátoru.

Seznam součástek

T1	MPSA42
T2	BDW93 C
T3	BDW93 C
T4	MPSA92
T5	MPSA92
T6	MPSA42
T7	TIP122
D1	BZX83V039
D2	BZX 83V043
R1	4,7 kΩ, miniaturní
R2	4,7 kΩ, miniaturní
R3	0,065 Ω/5 W, drátový
R4	0,065 Ω/5 W, drátový
R5	4,7 kΩ, miniaturní
R6	30 kΩ, miniaturní
R7	30 kΩ, miniaturní
R8	viz text
C2	100 μF/100 V, radiální

deska s plošnými spoji (dodává se samostatně): STAB TW

Pozn.: Tranzistory MPSA42 a MPSA92 mají oproti běžnému zapojení obrácené vývod kolektoru a emitoru.

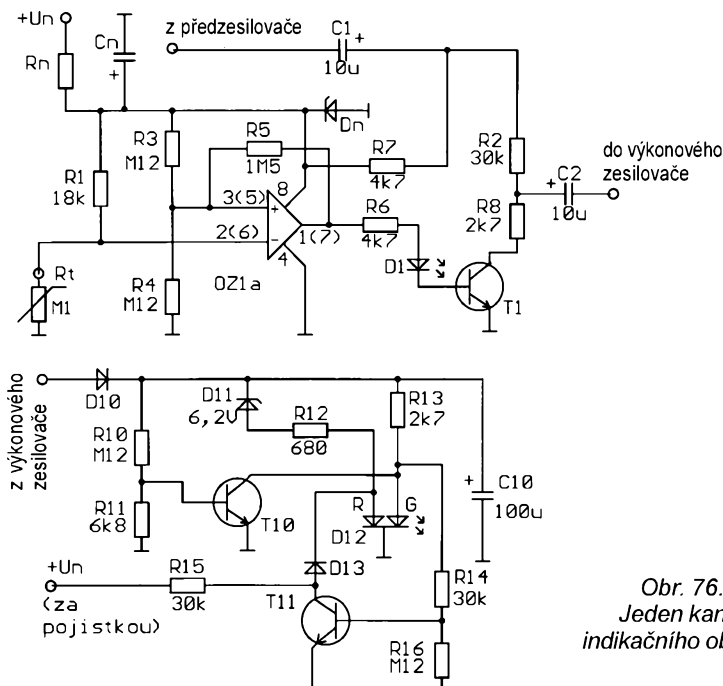
Indikační obvod

Indikační obvod je dalším „nepovinným“ doplňkem popisovaného výkonového zesilovače. Může však být použit ve spolupráci i s jakýmkoliv jiným zesilovačem. Několik podobných zapojení s indikátory vybuzení jsem popsal v [3].

Schéma jednoho kanálu indikačního obvodu je na obr. 76.

V horní části schématu je obvod tepelné ochrany zesilovače, který při přehřátí koncových tranzistorů potlačí nf signál na vstupu zesilovače a tím zmenší výkonovou ztrátu koncových tranzistorů.

Teplotu chladiče koncových tranzistorů snímá termistor Rt, který je zapojen v můstku s rezistory R1, R3 a R4. Termistor je umístěn na desce výkonového zesilovače a je tepelně svázán



Obr. 76.
Jeden kanál
indikačního obvodu

s chladičem (např. je k němu přilepen). Při dosažení mezní teploty asi 90 °C (nastavené podle použitého termistoru odporem rezistoru R1) se překlapi komparátor s operačním zesilovačem OZ1, rozsvítí se indikační LED D1 (PŘEHŘÁTÍ) a otevře se tranzistor T1, který zmenší amplitudu nf signálu na vstupu výkonového zesilovače. Ke kolektoru T1 bychom případně mohli zapojit relé a nf signál úplně odpojit. Upozorňuji ale, že sepnutí T1 vyvolá lupnutí a že takováto tepelná pojistka není rovnocennou náhradou tepelné pojistky uvnitř integrovaných obvodů, protože je pomalejší. Výpočet odporu R1 je uveden v kapitole o regulaci teploty.

Součástky Rn, Cn a Dn umožňují napájet obvod tepelné ochrany z libovolného zdroje. V seznamu součástek jsou uvedeny jejich hodnoty pro napájecí napětí asi 80 V, při napájení jiným napětím se upraví velikost odporu Rn.

V dolní části obr. 76 je indikátor vybuzení, který umí jednou dvoubarevnou LED D12 indikovat několik provozních stavů zesilovače.

Nf signál z výstupu výkonového zesilovače se přivádí na anodu diody D10. Po zapnutí napájecího napětí se proudem tekoucím rezistorem R15 a diodou D13 rozsvítí slabě červená LED. Kdyby se nerozsvítila, je přepálená pojistka zesilovače. Při rostoucí amplitudě výstupního signálu zesilovače

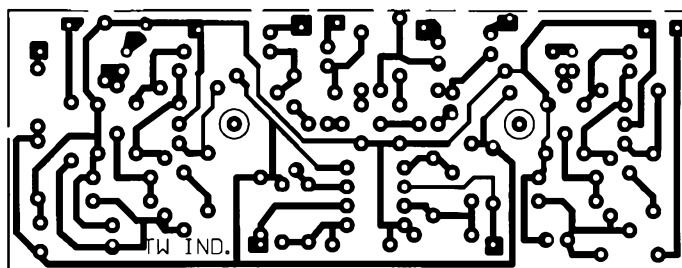
nejprve červená LED zhasne (když se otevře tranzistor T11) a rozsvítí se zelená LED, která s rostoucí amplitudou výstupního signálu začíná po otevření diody D11 svítit oranžově. Při maximální amplitudě signálu se otvírá T10 a LED svítí červeně. Vlastnosti obvodu můžeme snadno změnit výměnou R11 nebo D11. Tento obvod je vhodný pro indikaci větších výkonů. Nepotřebujeme pro něj napájení a blikající LED nejsou proto zdrojem rušení, které by se po napájecí sběrnici mohlo šířit.

Součástky indikačního obvodu ve dvoukanálovém provedení jsou umístěny na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrázec spojů je na obr. 77, rozmístění součástek na desce je na obr. 78.

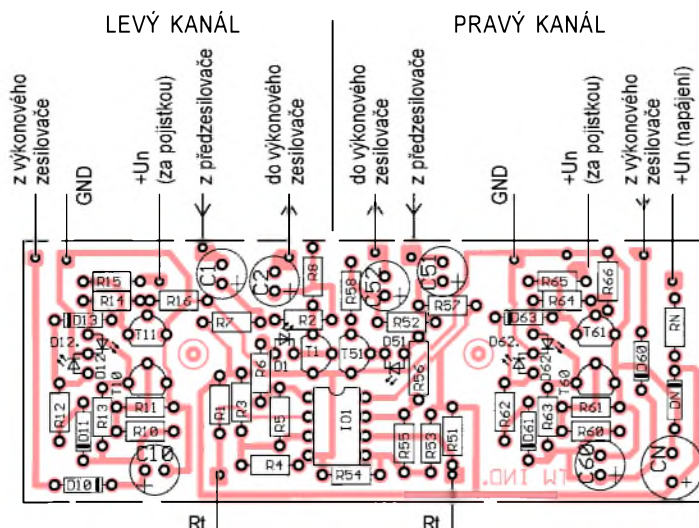
Součástky obvodu tepelné ochrany jsou číslovány od 1, součástky indikátoru vybuzení od 10. Odpovídající součástky druhého kanálu mají číslo o 50 vyšší.

Seznam součástek

R1, R51	18 kΩ, miniaturní, viz text
R2, R52	30 kΩ, miniaturní
R3, R53	120 kΩ, miniaturní
R4, R54	120 kΩ, miniaturní
R5, R55	1,5 MΩ, miniaturní
R6, R56	4,7 kΩ, miniaturní
R7, R57	4,7 kΩ, miniaturní
R8, R58	2,7 kΩ, miniaturní



Obr. 77. Obrázec plošných spojů dvoukanálového indikačního obvodu (měř.: 1 : 1)



Obr. 78. Rozmístění součástek na desce dvoukanálového indikačního obvodu

R10, R60	120 k Ω , miniaturní
R11, R61	6,8 k Ω , miniaturní
R12, R62	680 Ω , miniaturní
R13, R63	2,7 k Ω , miniaturní
R14, R64	30 k Ω , miniaturní
R15, R65	30 k Ω , miniaturní
R16, R66	120 k Ω , miniaturní
Rn	8,2 k Ω , viz text
C1, C51	10 μ F/35 V, radiální
C2, C52	10 μ F/35 V, radiální
Cn	100 μ F/35 V, radiální
D1, D51	LED, žlutá
D10, D60	1N4007
D11, D61	BZX83V006.2
D12, D62	LED, dvoubarevná (R, G), 3 vývody
D13, D63	1N4007
Dn	BZX83V030
T1, T51	BC547B
T10, T60	BC547B
T11, T61	BC547B
QZ1	TL 072

deska s plošnými spoji (dodává se samostatně): TWIND.

Generátor zvuku mořského příboje

Je všeobecně známo, že mysl člověka uvolňuje zvuk vln, třesticích se o břeh oceánu. Zvuk vln maskuje vnější hluk a vytváří vhodnou atmosféru pro uvolnění a soustředění. Tento zvuk můžeme velmi snadno vytvořit elektronicky.

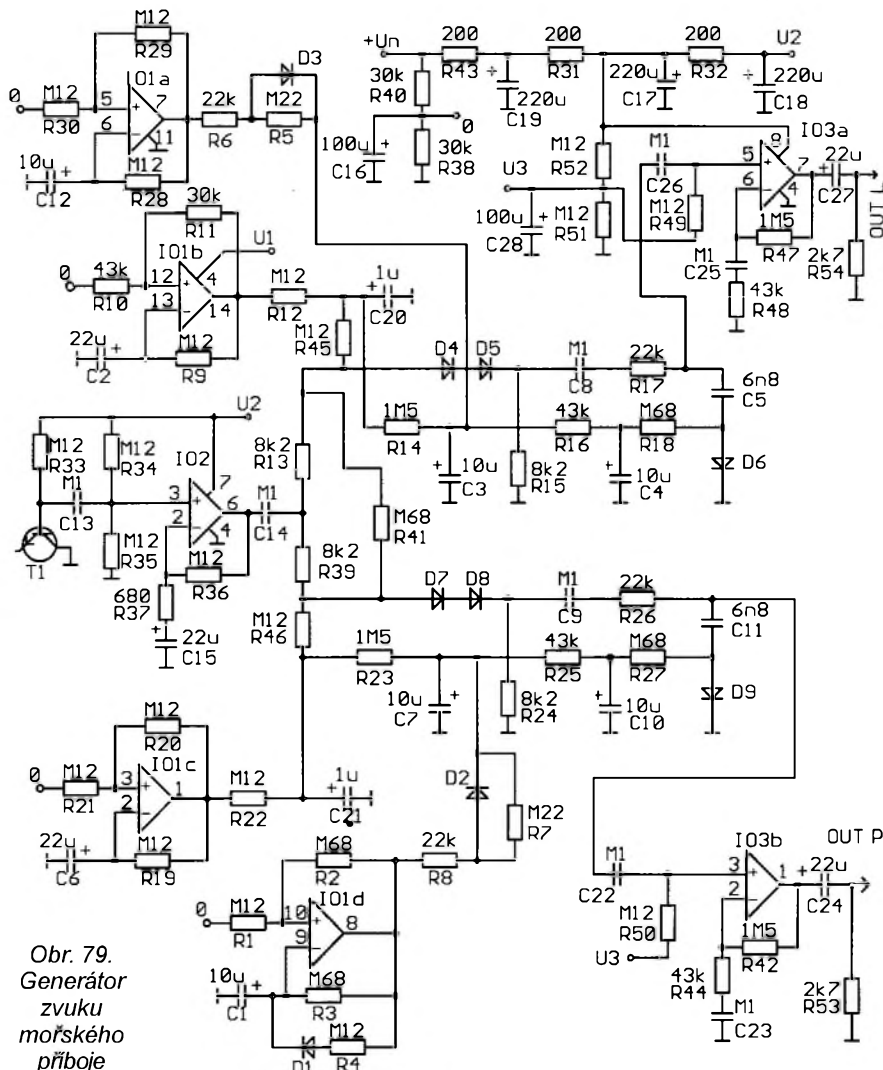
Popisovaný generátor zvuku přibojie slouží jako doplněk stereofonní aparatury, nemá proto žádné kmitočtové korekce ani regulátor hlasitosti a symetrie. Můžeme jej napájet napětím 12 až 15 V ze síťového adaptéru nebo napětím 9 V z baterie (v tom případě je nutné zmenšit odpory rezistorů R43, R31 a R32), pokud si nechceme vzít napájecí napětí přímo ze zesilovače.

Princip zapojení jsem převzal z [32], zapojení jsem značně zjednodušil a doplnil návrhem desky s plošnými spoji.

Schéma generátoru je na obr. 79. Zvuk přibojie se vytváří vhodnou modulací síly a barvy zvuku bílého šumu. Aby byl výsledný zvuk stereofonní, moduluje se šum v každém kanálu zvlášť.

Generátor se skládá ze zdroje šumu, kterým je tranzistor T1, ze zesilovače šumu s operačním zesilovačem (OZ) IO2 a z modulátorů s diodami D4 až D9. Modulátory jsou řízeny multivibrátory s OZ IO1a až IO1d a vytvářejí „náhodný“ stereofonní signál.

Protože je zapojení obou kanálů generátoru shodné, popíšeme si funkci pouze levého (L) kanálu. Diody D4 a D5 s rezistorem R13 vytvářejí napětím řízený útlumový článek, který mění sílu



Obr. 79.
Generátor
zvuku
mořského
příboje

šumu. Při malém napětí na kondenzátorech C3 a C20 teče diodami malý proud, dynamický odpor diod je velký a útlum článku je také velký. S rostoucím napětím se dynamický odpor diod zmenšuje a amplituda šumu zvětšuje.

Diody D6 tvoří s kondenzátorem C8 a rezistorem R17 napětím řízenou dolní propust, která v závislosti na velikosti řídicího napětí mění barvu šumu. Při malém řídicím napětí na C3 protéká diodou D6 (přes rezistory R16 a R18) malý proud, dynamický odpor diody je velký a kondenzátor C5 se v dolní propusti neuplatňuje. Teprve s rostoucím napětím se D6 otevírá, kondenzátor C4 se začíná uplatňovat, vyšší kmitočty jsou více zeslabovány a šum se tak stává „měkčí“. Kondenzátor C4 zpochybňuje modulaci barvy šumu vůči modulační amplitudě a tím přispívá k přirozenému charakteru zvuku přibojie.

Periodu přibojových vln vytváří multivibrátor s OZ IO1a, který generuje obdélníkový signál s periodou asi 10 s. Kondenzátor C3 se nabíjí a vybíjí přes součástky R5, R6 a D1 s rozdílnými časovými konstantami. Při nabíjení kondenzátoru C3 se rychle zvětšuje amplituda šumu a s malým zpožděním se mění charakter šumu z „ostrého“ na „měkký“, což vyvolává dojem přibojové vlny, která naráží na pláž. Když se výstup IO1c vrátí do nuly, kondenzátor C3

se pomalu vybíjí přes rezistor R5. Šum slábne a mění barvu, jako když vlna opouští břeh.

Pravý kanál (P) pracuje téměř shodně, je řízen multivibrátorem s IO1d. Vysoká úroveň je na výstupu IO1d vždy po dobu asi 1,5 s (dioda D1 a rezistor R4 zkracují dobu nabíjení kondenzátoru C1). Případně by bylo též možné budit oba modulátory pravého kanálu z IO1d a rezistor R6 vynechat.

Aby vlny nebyly pravidelné, je nabíjení kondenzátorů C3 a C7 řízeno též z multivibrátorů IO1c a IO1b. Kmitočty všech multivibrátorů se mírně liší (mají periodu 15 až 25 s), čímž se vytváří nepravidelný náhodný signál. Rezistor R41 vytváří přeslech mezi oběma kanály.

Pro dosažení dobré funkce obvodu musí být napájecí napětí zesilovače šumu IO2 dobře vyfiltrováno, aby do šumu nepronikal síťový brum. V žádném případě nemůže být zesilovač šumu ve stejném pouzdře IO jako multivibrátory.

I když jsou jednotlivé OZ u vícenásobných OZ vzájemně nezávislé, v mezních případech to nemusí úplně platit. Překlápění multivibrátorů (změna napětí o jednotky voltů) by v zesilovači, který zpracovává signál řádu pohybů stovek μV , způsobovalo silné „lupance“.

K filtraci jiných podobných „lupanců“ jsem musel použít články R12, C20 (R22, C21). Napájecí napětí pro OZ IO2 nemusí být příliš velké, stačí 6 až 7 V.

Původně jsem generátor zkoušel bez výstupních zesilovačů s IO3. Hlasitost následujícího bytového zesilovače musela být nastavena na maximum. Vzhledem k malé velikosti signálu na výstupu generátoru byla aparatura velmi citlivá na brum indukovaný do propojovacího kabelu (ze zářivky nad pracovním stolem) a do zesilovače se dostávaly i „lupance“, které vznikají při poruchách v síti, např. při zapnutí páječky nebo chladničky. Z těchto důvodů doporučuji použít OZ IO3, který zesílí výstupní signál generátoru více než 30x a který také má malou výstupní impedanci.

Vzhledem k velké citlivosti obvodů obsažených v generátoru by napájecí napětí generátoru mělo být dobře vyhlazené. Pokud by se vyskytly problémy s brumem, doporučuji blokovat přívod napájecího napětí U_n kondenzátorem o kapacitě několika set mikrofaradů.

Toto zapojení je ideální pro ty, kteří rádi experimentují. Můžeme v něm měnit prakticky všechny časové konstanty a pozorovat změny zvuku. Můžeme měnit i typ tranzistoru T1 a popř. i zapojení jeho vývodů.

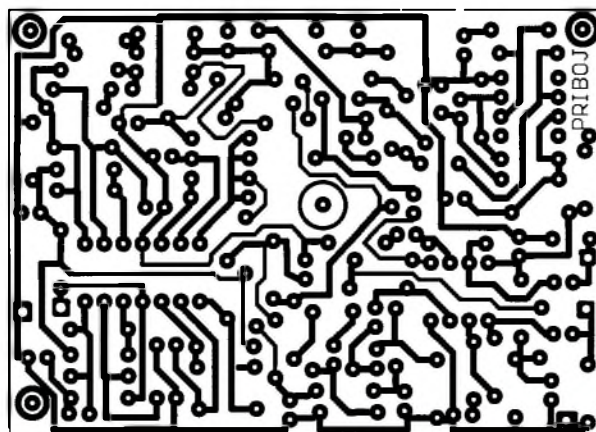
Všechny součástky generátoru zvuku přiboje jsou umístěny na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 80, rozmístění součástek na desce je na obr. 81.

Vzhledem k malým rozměrům bude jistě snadné desku umístit do některé z univerzálních krabiček, např. do krabičky KM 35. Uprostřed desky je ponechán volný prostor, protože uprostřed většiny krabiček je distanční sloupek.

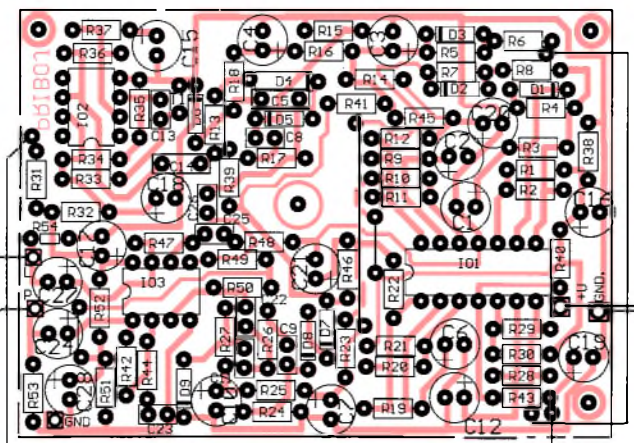
Seznam součástek

R1	120 k Ω , miniaturní
R2	680 k Ω , miniaturní
R3	680 k Ω , miniaturní
R4	120 k Ω , miniaturní
R5	220 k Ω , miniaturní
R6	22 k Ω , miniaturní
R7	220 k Ω , miniaturní
R8	22 k Ω , miniaturní
R9	120 k Ω , miniaturní
R10	43 k Ω , miniaturní
R11	30 k Ω , miniaturní
R12	120 k Ω , miniaturní
R13	8,2 k Ω , miniaturní
R14	1,5 M Ω , miniaturní
R15	8,2 k Ω , miniaturní
R16	43 k Ω , miniaturní
R17	22 k Ω , miniaturní
R18	680 k Ω , miniaturní
R19	120 k Ω , miniaturní
R20	120 k Ω , miniaturní
R21	120 k Ω , miniaturní
R22	120 k Ω , miniaturní
R23	1,5 M Ω , miniaturní
R24	8,2 k Ω , miniaturní
R25	43 k Ω , miniaturní
R26	22 k Ω , miniaturní
R27	680 k Ω , miniaturní
R28	120 k Ω , miniaturní
R29	120 k Ω , miniaturní
R30	120 k Ω , miniaturní
R31	200 Ω , miniaturní
R32	200 Ω , miniaturní
R33	120 k Ω , miniaturní
R34	120 k Ω , miniaturní
R35	120 k Ω , miniaturní
R36	120 k Ω , miniaturní
R37	680 Ω , miniaturní
R38	30 k Ω , miniaturní
R39	8,2 k Ω , miniaturní
R40	30 k Ω , miniaturní
R41	680 k Ω , miniaturní
R42	1,5 M Ω , miniaturní
R43	200 Ω , miniaturní
R44	43 k Ω , miniaturní
R45	120 k Ω , miniaturní
R46	120 k Ω , miniaturní
R47	1,5 M Ω , miniaturní
R48	43 k Ω , miniaturní
R49	120 k Ω , miniaturní
R50	120 k Ω , miniaturní
R51	120 k Ω , miniaturní
R52	120 k Ω , miniaturní
R53	2,7 k Ω , miniaturní
R54	2,7 k Ω , miniaturní
C1	10 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C2	22 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C3	10 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C4	10 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C5	6,8 nF, fóliový
C6	22 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C7	10 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C8	100 nF, keramický
C9	100 nF, keramický
C10	10 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C11	6,8 nF, keramický
C12	10 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C13	100 nF, keramický
C14	100 nF, keramický
C15	22 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C16	100 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C17	220 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C18	220 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální
C19	220 $\mu\text{F}/16\text{ V}$, radiální

Obr. 80.
Obrazec
plošných
spojů
generátoru
zvuku
mořského
přiboje
(měř.: 1 : 1)



Obr. 81.
Rozmístění
součástek
na desce
generátoru
zvuku
mořského
přiboje



C20	1 µF/16 V, radiální
C21	1 µF/16 V, radiální
C22	100 nF, keramický
C23	100 nF, keramický
C24	22 µF/16 V, radiální
C25	100 nF, keramický
C26	100 nF, keramický
C27	22 µF/16 V, radiální

C28	100 µF/16 V, radiální
T1	BC547B
IO1	TL074
IO2	TL071 (MAB357)
IO3	TL072
D1 až D9	1N4007 (KA136)
deska s plošnými spoji (dodává se samostatně): PRIBOJ	

Regulátory teploty

Jednoduchý regulátor teploty pájecího pera

Tento návod týkající se problematiky pájení byl na rozdíl od zapojení publikovaného v [18] realizován proto, aby se **minimalizovaly náklady** na regulátor při zachování dostatečné kvality regulace potřebné pro praktické využití.

Proto jsem použil levné pájecí pero **CSI 40** (12 V/40 W), které může být napájeno z autobaterie, a které se dodává s konektorem pro připojení k palubní síti automobilu (případně je možné použít podobný typ pera bez větších úprav zapojení). Pájecí hrot je z plného materiálu a můžeme jej pilníkem snadno přizpůsobit svým individuálním představám. Pero obsahuje pouze topné tělísko a nemá termočlánek. Neumožňuje proto zpětnovazebně regulovat teplotu hrotu.

Pero můžeme používat společně se stojánkem SP 530.

Závislost proudu a teploty hrotu pera na napájecím napětí je uvedena v tab. 2. Pero se vyznačuje značnou tepelnou setrvačností a „dopravním“ zpožděním.

Toto pájecí pero samozřejmě můžeme připojit přímo bez jakékoliv regulace k vhodnému zdroji stejnosměrného nebo střídavého napětí, kterým případně může být i nabíječka autobaterie, pokud svými vlastnostmi vyhovuje.

Velmi jednoduchý regulátor (může jím být i výše uvedená nabíječka) vytvoříme pomocí transformátoru s odbočkami a přepínače. Stejněho efektu dosáhneme, použijeme-li transformátor s jedním vinutím a několik rezistorů, které přepínáme. Rezistory musí mít odpor řádu jednotek ohmů a musí být dimenzovány na příslušný výkon.

Napětí zdroje zvolíme nejlépe takové, aby teplota pájecího pera byla 270 °C a přepnutím ji bylo možné zvýšit na 350 °C. Tzn., že nejvhodnější jsou napětí 14,5 a 19 V (podle tab. 2). Začátečníkům chci připomenout, že se jedná o napětí zdroje (transformátoru) v zatíženém stavu. Napětí naprázdno bude o něco vyšší. Zdroj musí být schopen dávat požadovaný proud trvale, přepínač musí být na tento proud dimenzován.

Pro ty, kteří nemají k dispozici vhodný transformátor s odbočkami a chtějí **regulovat teplotu plynule** a komfortnějším způsobem, jsem navrhl regulátor, který je popsán dále a který je mož-

né **přizpůsobit různým velikostem napájecího napětí** (při vyšším napájecím napětí se pájecí hrot po zapnutí ohřívá rychleji).

Popis funkce regulátoru

Schéma regulátoru je na obr. 82.

Výkon se reguluje impulsně téměř bez tepelných ztrát. Regulátor proto můžeme umístit i do malé krabičky z plastické hmoty, pokud je napájecí transformátor součástí jiného zařízení.

Součástí regulátoru je i vypínací automatika, která pájecí pero po patnácti minutách provozu vypne, což je indikováno písknutím a rozsvícením LED D11.

Regulátor se může napájet stejnosměrným i střídavým napětím, protože jeho součástí je i usměrňovač s filtrem.

Proud do pájecího pera se spíná unipolárním tranzistorem T1, který je buzen astabilním multivibrátorem s operačním zesilovačem (OZ) OZ1. Střidu budicího signálu s pravouhlým průběhem, a tím i dobu sepnutí tranzistoru T1 a tedy i teplotu hrotu ovládáme potenciometrem P1.

Zapnutí páječky je indikováno krátkým písknutím, než se ustálí napájecí napětí. Poté se začne nabíjet kondenzátor C6. Na výstupu OZ4 je vysoká

úroveň napětí a tranzistor T1 je otevřen trvale, čímž se zrychluje ohřev. LED D8 nesvítí.

Po nabití kondenzátoru C6 nastává normální provoz, kdy je topení řízeno astabilním multivibrátorem. Tento režim je indikován blikáním LED D8.

Mikropájka je zařízení, které uživatelé často zapominají po práci vypínat. Tím vzniká nebezpečí požáru nebo popálení, nehledě na zbytečnou spotřebu energie a oxidaci rozžhaveného hrotu. Regulátor proto obsahuje obvod vypínací automatiky, který tento problém řeší.

Přístroj se vypne, když se po nabití kondenzátoru C5 do úrovně poloviny napájecího napětí U_n (přes R7) překlápí výstup OZ2 do vysoké úrovně. Tím se otevře tranzistor T2 a uzavře tranzistor T1 a topení se vypne. Současně se přes diodu D10 překlápí výstup OZ1 trvale do nízké úrovně napětí a kondenzátor C6 se začne vybíjet přes rezistor R14. Překlopením výstupu OZ2 do vysoké úrovně se též na krátkou chvíli (dáno časovou konstantou C4, R10) spustí multivibrátor s OZ3 a ozve se písknutí. Protože napájecí napětí při vypínání a zapínání ohřevu kolísá, trvá přechod k vypnutí asi 10 s, po tuto dobu se ozývá pískání.

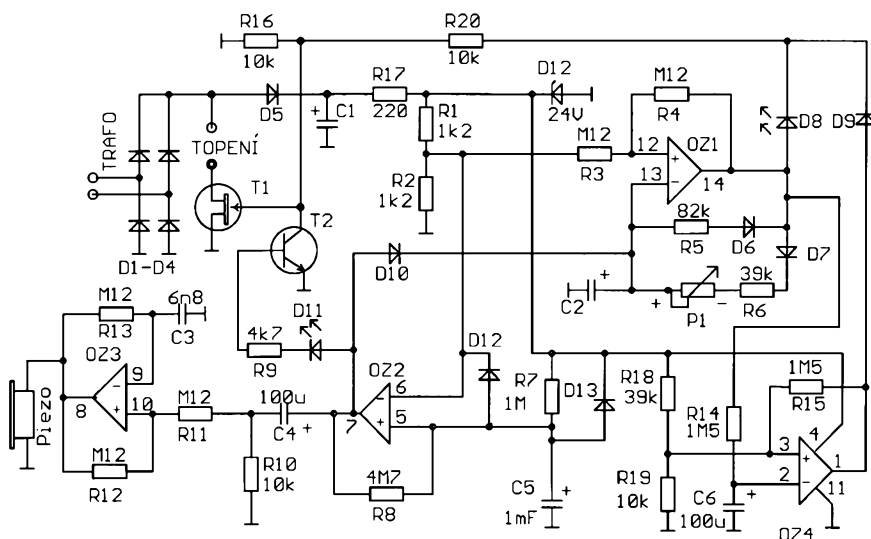
Páječku můžeme opět zapnout dvěma způsoby:

1) Vypnutím a zapnutím přístroje. Velikost odporů rezistorů R1 a R2 musí být taková, aby se kondenzátor C5 rychle vybil přes diodu D13. Před zapnutím musíme počkat, než zhasne LED D11.

2) Ke kondenzátoru C5 připojíme paralelně tlačítko, kterým jej vybijeme a obvod tak restartujeme. Do série s tlačítkem zapojíme ochranný rezistor o odporu 10 až 100 Ω. Vybíjení kondenzáto-

Tab. 2. Závislost proudu I a teploty t hrotu pájecího pera CSI 40 na napájecím napětí U

U [V]	12	13	14	15	16	17,5	19
I [A]	1,36	1,45	1,58	1,67	1,78	1,90	2,15
t [°C]	220	230	256	280	294	313	345



Obr. 82. Jednoduchý regulátor teploty pájecího pera

ru C5 přímým zkratem by totiž zkracovalo dobu života kondenzátoru i tlačítka.

Obvod vypínací automatiky můžeme trvale vyřadit z činnosti zkratováním kondenzátoru C5.

Postup návrhu regulátoru

1) Zvolíme napájecí napětí, nejlépe podle transformátoru nebo jiného zdroje, který máme k dispozici. Návrh obvodu si ukážeme pro napájecí napětí $Unz = 24\text{ V}$, které se často vyskytuje v různých zařízeních a bývá též součástí školních laboratorních rozvodů. Vyšší napájecí napětí nedoporučuji, pájecí pero by se mohlo poškodit.

2) Ke zvolenému zdroji připojíme pájecí pero a změříme napětí zdroje Unz v zatíženém stavu (ověříme, zda zdroj poskytuje požadovaný proud a výkon).

3) Zvolíme maximální teplotu hrotu ($350\text{ }^{\circ}\text{C}$), pro kterou přečteme z tab. 2 potřebné napájecí napětí $U_1 = 19\text{ V}$. Pro dané $Unz = 24\text{ V}$ vypočítáme potřebnou střihu S_H astabilního multivibrátoru, při které bude stejný příkon a tím i stejná teplota pájecího hrotu jako při napětí U_1 .

$$U_1^2/R = S_H \cdot Unz^2/R,$$

kde střida S_H je poměr doby sepnutí tranzistoru T1 ku periodě spinání a R je odpor topného tělíska pera. Z předchozího vztahu určíme:

$$S_H = U_1^2/Unz^2.$$

Pro $U_1 = 19\text{ V}$ a $Unz = 24\text{ V}$ vychází $S_H = 0,626$.

4) Zvolíme minimální teplotu hrotu ($250\text{ }^{\circ}\text{C}$) a stejným způsobem vypočítáme potřebnou střihu S_D pro dosažení této teploty.

Vychází: $U_1 = 14\text{ V}$, a odtud $S_D = 0,34$.

5) Pro minimální teplotu hrotu označíme: t_{aD} = doba sepnutí tranzistoru T1 a t_{bD} = doba vypnutí tranzistoru T1. Dosadíme $t_{aD} = S_D$ a $t_{bD} = 1 - S_D$.

Pro maximální teplotu hrotu označíme: t_{aH} = doba sepnutí tranzistoru T1 a t_{bH} = doba vypnutí tranzistoru T1. Dosadíme $t_{aH} = S_H$ a $t_{bH} = 1 - S_H$.

Pokud $R1 = R2$, platí pro minimální teplotu hrotu vztah:

$$t_{aD}/t_{bD} = R6/R5.$$

Pro maximální teplotu hrotu připočítáme k odporu $R6$ ještě odpor potenciometru $P1$. Pro $R1 = R2$ platí pro maximální teplotu hrotu vztah:

$$t_{aH}/t_{bH} = (P1 + R6)/R5.$$

Odpor potenciometru $P1$ zvolíme ($100\text{ k}\Omega$) a odpory $R5$ a $R6$ vypočítáme řešením soustavy dvou předchozích rovnic o dvou neznámých. Vypočítané odpory zaokrouhlíme na nejbližší vyráběné hodnoty.

Po dosazení obdržíme:

$$0,34/0,66 = R6/R5,$$

$$0,626/0,374 = (R6 + 100\text{ k}\Omega)/R5.$$

Řešením těchto rovnic je $R6 = 42\text{ k}\Omega$ a $R5 = 84\text{ k}\Omega$.

Hodnoty součástek $R3$, $R4$ a $C2$ nejsou kritické, ovlivňují pouze kmitočet. Ten není pro teplotu hrotu důležitý, má však být přibližně 1 až 2 Hz (ne příliš vysoký, aby regulátor nebyl zbytečně zdrojem rušení).

Kondenzátor $C6$ se nabíjí obdélníkovým napětím z výstupu OZ1. Protože perioda tohoto signálu je mnohem kratší než časová konstanta $R14 \cdot C6$, můžeme si představit, že se $C6$ nabíjí ze zdroje stejnosměrného napětí o velikosti: $U_{C6} = (Un - 1) \cdot S$, kde S je střida. Vychází: $U_{C6} = (24 - 1) \cdot 0,34 = 7,82\text{ V}$.

Časovou konstantu $R14$, $C6$ zvolíme kratší, než je doba, za kterou se pájecí pero ohřeje na teplotu $250\text{ }^{\circ}\text{C}$ při napětí Un , aby se pero nepřehřálo a nepoškodilo (max. 2,5 min). Dělič $R18$, $R19$, který vytváří porovnávací napětí pro komparátor, zvolíme např. tak, aby na něm bylo napětí $0,638 \cdot U_{C6}$. Potom se rychloohřev ukončí přesně za dobu rovnou časové konstantě $R14$, $C6$. Rychloohřev se uplatní pouze při prvním zapnutí páječky. Při opakovaném zapínání zůstává $C6$ nabíť.

Napájecí napětí pro OZ1 až OZ4 volíme co možná největší, abychom mohli zanedbat úbytky napětí na diodách a saturační napětí na výstupu OZ. Napájecí napětí je stabilizováno Zenerovou diodou D12. Dělič $R20$, $R16$ zmenšuje napětí na řídici elektrodě tranzistoru T1. Pokud je napájecí napětí menší než 15 V, můžeme $R20$ nahradit zkratem.

Konstrukce a oživení

Součástky regulátoru jsou umístěny na desce s jednostrannými plošnými spoji (obr. 83 a obr. 84).

Pokud bude potenciometr $P1$ součástí desky s plošnými spoji, musí být od desky izolován podložkou nebo lepicí páskou. Jeho hřídelka musí být dostatečně dlouhá vzhledem k výšce tranzistoru T1 a elektrolytických kondenzátorů.

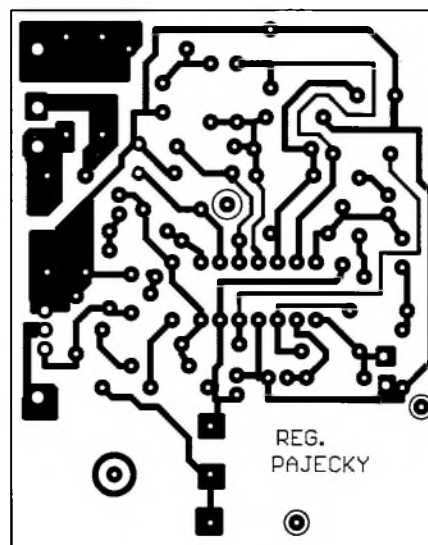
Při ožívání doporučuji nejprve si ověřit funkci obvodu a teprve potom připojit pájecí pero. Jeho trvalý výkon by totiž neměl přesáhnout 40 W, aby se nepoškodilo.

Oživený regulátor se síťovým transformátorem vestavíme do kovové krabičky, kterou spojíme s ochranným vodičem síťového přívodu. Pokud použijeme externí napájecí zdroj, můžeme vestavět regulátor do plastové skříňky.

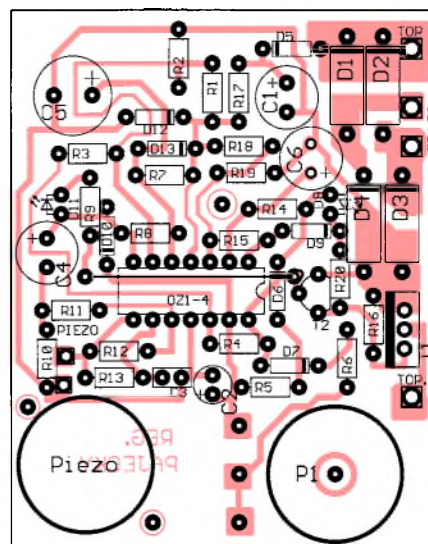
Šablona, podle které vyvrtáme díry do předního panelu, je na obr. 85. Příklad popisu předního panelu je na obr. 86.

Seznam součástek

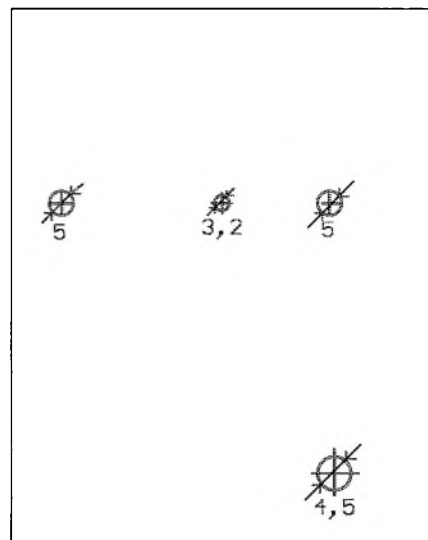
R1	1,2 k Ω , miniaturní
R2	1,2 k Ω , miniaturní
R3	120 k Ω , miniaturní
R4	120 k Ω , miniaturní



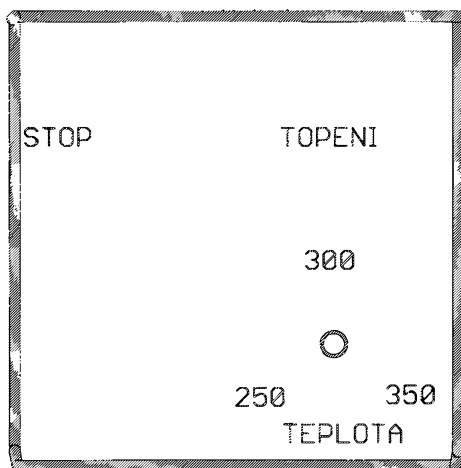
Obr. 83. Obrazec plošných spojů jednoduchého regulátoru teploty pájecího pera (měř.: 1 : 1)



Obr. 84. Rozmístění součástek na desce jednoduchého regulátoru teploty pájecího pera



Obr. 85. Šablona pro vrtání děr do předního panelu jednoduchého regulátoru teploty pájecího pera (měř.: 1 : 1)



Obr. 86. Popis předního panelu jednoduchého regulátoru teploty pájecího pera

R5	82 kΩ, miniaturní
R6	39 kΩ, miniaturní
R7	1 MΩ, miniaturní
R8	4,7 MΩ, miniaturní
R9	4,7 kΩ, miniaturní
R10	10 kΩ, miniaturní
R11	120 kΩ, miniaturní
R12	120 kΩ, miniaturní
R13	120 kΩ, miniaturní
R14	1,5 MΩ, miniaturní
R15	1,5 MΩ, miniaturní
R16	10 kΩ, miniaturní
R17	220 Ω, miniaturní
R18	39 kΩ, miniaturní
R19	10 kΩ, miniaturní
R20	10 kΩ, miniaturní
P1	100 kΩ/lin., potenciometr
C1	100 μF/35 V, radiální
C2	10 μF/16 V, radiální
C3	6,8 nF, keramický
C4	100 μF/16 V, radiální
C5	1 μF/35 V, radiální
C6	100 μF/16 V, radiální
D1 až D4	1N5402
D5	1N4007 (KA136)
D6	1N4007 (KA136)
D7	1N4007 (KA136)
D8	LED, zelená
D9	1N4007 (KA136)
D10	1N4007 (KA136)
D11	LED, červená
D12	BZY024
D13	1N4007 (KA136)
T1	BUZ10
T2	BC547 (libovolný NPN)
OZ1 až OZ4	TL074
Piezo	piezoměnič KPT1540W
deska s plošnými spoji (dodává se samostatně): REG. PAJECKY	

Regulátor teploty nejen pro akvárium

Následující návod řeší obecně otázku regulace teploty. Princip regulace teploty, který jsem rovněž popsal v [7], však můžeme velmi snadno aplikovat i na regulaci jiných neelektrických veličin, jako jsou tlak, osvětlení, vlhkost, otáčky motoru apod.

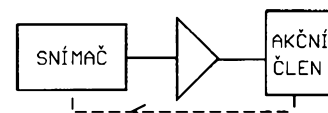
Definujeme **regulovanou soustavu**, ve které se nachází **snímač měřené veličiny**, (termistor, fotoodpor, snímač tlaku, snímač vlhkosti, apod.) **akční člen**, který zajišťuje úpravu měřené veličiny (topení, osvětlení, motor, ventilátor) a **řídící obvod**, který na základě údaje ze snímače měřené veličiny měřenou veličinu reguluje.

Regulovaná soustava má většinou podobu **zpětnovazební smyčky**. Snímač (termistor) převádí neelektrickou veličinu (teplotu) na elektrickou veličinu - odpor, napětí. Ta se v **zesilovači odchylky** porovnává s referenční hodnotou, pomocí které si nastavíme požadovanou hodnotu regulované veličiny (teploty). Změna regulované veličiny (ochlazení) vyvolá rozdílové napětí, které zesilovač odchylky zesílí. Tímto zesíleným napětím se napájí akční člen (topení), který uvede řízenou veličinu zpět na správnou hodnotu (obr. 87).

V popisované konstrukci měříme teplotu termistorem s negativním teplotním součinitelem. To znamená, že se s rostoucí teplotou se jeho odpor zmenšuje.

Ke zpracování signálu z termistoru R_t se používá nejčastěji **odporový můstek** se součástkami R_1 , R_t , R_2 , R_3 , v jehož diagonále je zapojen operační zesilovač OZ (viz např. obr. 88a). Děličem R_2 a R_3 nastavíme požadovanou teplotu t_n , kterou chceme regulátorem udržovat. Při dosažení požadované teploty se bude rozdílové napětí obou větví můstku (mezi vstupy OZ) blížit nule. Tehdy říkáme, že **můstek je vyvážený**. Platí $R_1/R_t = R_2/R_3$.

Rozlišujeme dva způsoby regulace, spojitou a nespojitou.



Obr. 87. Blokové schéma regulované soustavy

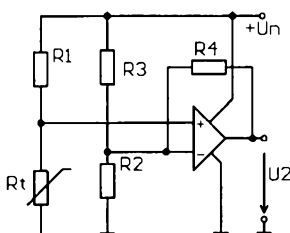
Při **spojité regulaci** je akční člen řízen **plynule se měnícím napětím**, řízení probíhá spojitě. Při regulaci teploty to znamená, že při velkém rozdílu požadované a skutečné teploty pracuje topení na plný výkon. S rostoucí teplotou vyhříváního prostoru tento výkon postupně klesá. Při dosažení požadované (nastavené) teploty se topný výkon zmenší na velikost, která se rovná úniku tepla z vyhříváního prostoru do okolí.

V našem případě můžeme spojitou regulaci realizovat připojením rezistoru R_4 z výstupu do invertujícího vstupu OZ (obr. 88a). Strmost regulace je určena zesílením OZ, které je dáno poměrem odporů $R_4/(R_2//R_3)$ - viz obr. 88b a obr. 88c.

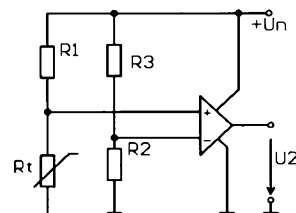
Nevýhodou spojitě regulace jsou velké **výkonové ztráty** (až čtvrtina maximálního dosažitelného výkonu) na regulačním členu (na tranzistoru T_1). Ve většině případů je tento způsob regulace i přes velkou přesnost nevhodný a nepoužitelný.

Při **nespojitě regulaci** se **řídící napětí mění skokově**, výstup řídícího obvodu pracuje jako spínač (viz zapojení tranzistoru T_1 v termostatu na obr. 91).

Nespojitě regulaci dáme přednost tehdy, není-li nutné trvalé působení akčního členu. Např. topení se může střídavě zapínat a vypínat, aniž by to vadilo

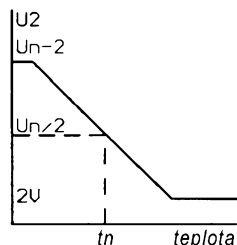


Obr. 88a. Termistor se zesilovačem odchylky ve spojitěm regulátoru

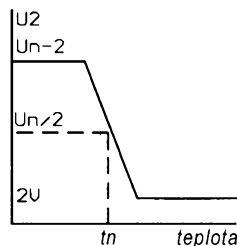


Obr. 89a. Termistor se zesilovačem odchylky v nespojitěm regulátoru (u OZ není zapojen rezistor R_4)

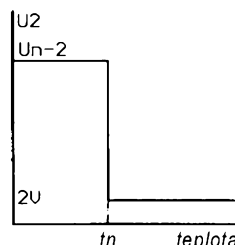
Obr. 88b. Závislost výstupního napětí OZ na teplotě při spojitě regulaci a malém zesílení OZ



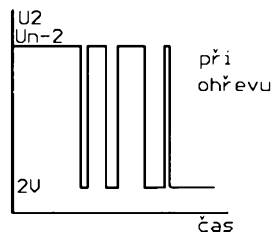
Obr. 88c. Závislost výstupního napětí OZ na teplotě při spojitě regulaci a velkém zesílení OZ

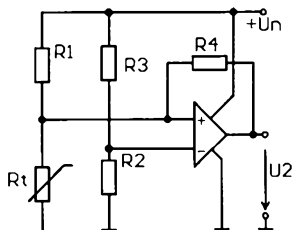


Obr. 89b. Závislost výstupního napětí OZ na teplotě při nespojitě regulaci

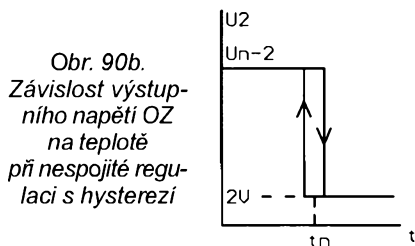


Obr. 89c. Závislost výstupního napětí OZ na čase při nespojitě regulaci a zakmitávání soustavy





Obr. 90a. Termistor se zesilovačem odchylky v nespojitém regulátoru s hysterezí (R4 je zapojen z výstupu OZ do neinvertujícího vstupu OZ)



Obr. 90b. Závislost výstupního napětí OZ na teplotě při nespojité regulaci s hysterezí

jeho funkci. Při regulaci jiných veličin (osvětlení) to často možné není.

Výhodou nespojité regulace jsou minimální ztráty v řídicím obvodu. Spínač akčního členu pracuje s velkou účinností a klade malé požadavky na své chlazení.

Při nespojité regulaci není v obvodu OZ zpětná vazba a výstup OZ by měl dosahovat pouze dvou stavů (obr. 89a, obr. 89b). Při dosažení rovnovážného stavu má však regulační soustava snahu kmitat (obr. 89c). Příčinou je velké zesílení operačních zesilovačů ($10^5 \times$), soustava se rozkmitává vlivem šumu a indukovaných rušivých napětí. Musíme rovněž zajistit, aby se spínač akčního členu (např. tranzistor T1 na obr. 91) nedostal do „polootvřeného“ stavu, ve kterém by se přehříval a zničil.

Aby soustava nezkmitala a spínač nabýval pouze dvou mezních stavů (zapnuto, vypnuto), musíme při nespojité regulaci zavést do řídicího obvodu hysterezi, která dá zesilovači regulační odchylky charakter klopného obvodu s dvoustavovým výstupem (obr. 90a a obr. 90b). Velikost hystereze, která nemá být zase zbytečně velká, odhadneme ze změny napětí na neinvertujícím vstupu při překlopení výstupu OZ. V regulátoru na obr. 91 se jedná o změnu napětí řádu jednotek mV.

Při každé regulaci teploty potřebujeme mít určitou **rezervu výkonu**. Čím větší je tato rezerva, tím rychleji regulace proběhne a např. teplota se ustálí na požadované velikosti. S rostoucí rezervou výkonu však vzrůstá náchylnost k překmitům a oscilacím.

V regulované soustavě (např. v domě, jehož ústřední topení je řízeno termostatem) může vznikat poměrně velká **hystereze vlivem tzv. dopravního zpoždění** (vliv velké vzdálenosti mezi snímačem teploty a topením, časové zpoždění způsobené ohřevem vody v ústředním topení). Taková hystereze způsobuje oscilace regulované veličiny.

Jednoduché regulátory potom přestávají vyhovovat. Řešením jsou regulátory s pulsní šířkovou modulací, řízení úhlu otevření u triakových regulátorů střídavého napětí nebo víceúrovňové regulátory. Všechny tyto regulátory jsem popsal již dříve v souvislosti s regulací teploty pájecího hrotu.

Popis funkce regulátoru teploty vody v akváriu

Vraťme se však k problému regulace teploty vody v akváriu.

Celkové schéma regulátoru je na obr. 91. Jedná se o nespojitý regulátor s hysterezí, jehož zapojení vychází z obr. 90a. Termistor Rt je zapojen v můstku s rezistory R1, R2, R3 a potenciometrem P1. Potenciometrem P1 se mění dělicí poměr pravého ramene můstku a tím se v určitém rozmezí nastavuje požadovaná teplota vody v akváriu. Napětí z vodorovné diagonály můstku se snímá operačním zesilovačem IO1A, který pracuje jako komparátor s hysterezí. Hystereze je vytvořena kladnou zpětnou vazbou zavedenou rezistorem R4 z výstupu na neinvertující vstup operačního zesilovače. Výstupním napětím operačního zesilovače je buzen spínač - tranzistor CMOS T1, který zapíná proud do akčního členu - do topného rezistoru Rz.

Kromě požadavku, aby teplota vody v akváriu byla udržována konstantní nezávisle na teplotě v místnosti, je zde navíc další požadavek, aby **v noci byla teplota vody snížena** přibližně o dva stupně Celsia.

Proto je regulátor teploty doplněn pomocným obvodem, který mění teplotu vody v závislosti na osvětlení fototranzistoru Ft. V noci se při poklesu intenzity osvětlení fototranzistor Ft zavře, výstup IO1b se přepne do nízké úrovně L a odporovým trimrem P2 se změní dělicí poměr pravého ramene můstku tak, aby požadovaná teplota vody byla asi o 2 °C menší než je nastavená potenciometrem P1. Odpor rezistoru R7 jsem určil experimentálně, můžeme jej případně upravit podle použitého typu fototranzistoru a umístění akvária.

Podobným způsobem (rozvážením můstku) můžeme měnit požadovanou teplotu pomocí spínacích hodin nebo

s využitím počítače (např. při regulaci teploty v obytných místnostech).

Největším problémem je zhotovení topného tělíska s rezistorem Rz. V profesionálních zařízeních se většinou topné tělísko napájí přímo síťovým napětím. Ušetří se tak síťový transformátor, jehož cena i rozměry jsou značné. Pro amatérskou realizaci bych takové zařízení nedoporučoval. Kombinace vody a síťového napětí je velmi riziková a vyžaduje kvalitní provedení (topné tělísko i termistor musí být zalité do plastické hmoty). Amatérská realizace síťového topného tělíska (např. s rezistorem ve skleněné zkumavce, který je zasypan pískem a hermeticky uzavřen) rozhodně není jednoduchá. Rovněž použití triakových regulátorů (pokud nemají spínání v nule) může být zdrojem rušení rozhlasových přijímačů v pásmu DV a SV (nejvíce ruší svým vyzářováním vodič mezi regulátorem a topným tělískem).

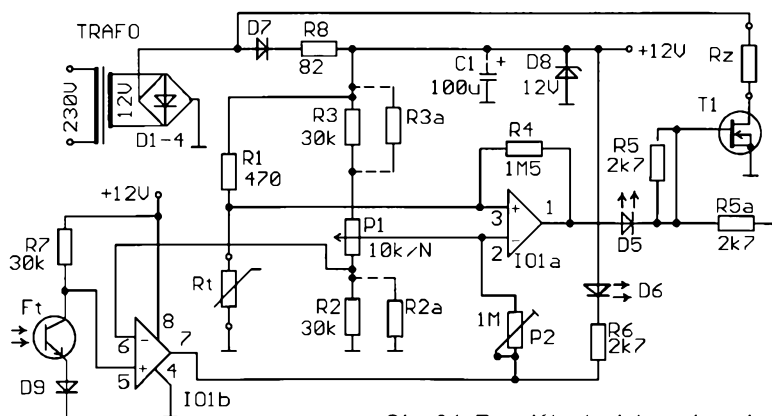
Pro menší akvária a tím i pro menší požadovaný výkon proto doporučuji celý obvod galvanicky oddělit od sítě. Potom stačí jako topné tělísko použít běžný výkonový rezistor s odizolovanými přívodními vodiči (aby vodou neprotékal elektrický proud). Protože je umístěn ve vodě, může být dimenzován i na menší výkon.

Odpor Rz topného tělíska vypočítáme z požadovaného maximálního výkonu P a z velikosti sekundárního napětí U zatíženého síťového transformátoru podle vzorce:

$$R_z = U^2 / P \quad [\Omega; V, W].$$

Napájecí napětí pro topné tělísko nemusíme filtrovat. Napájení regulačního obvodu je odděleno diodou D7, vyfiltrováno kondenzátorem C1 a stabilizováno Zenerovou diodou D8. Velikost napájecího napětí není důležitá, OZ pracují s napájecím napětím v rozmezí 6 až 36 V. Stabilizace napájecího napětí není teoreticky nutná, protože **podmínka rovnováhy můstku platí při libovolném napájecím napětí**.

Odpor termistoru zvolíme co možná nejmenší, aby případný svodový odpor ve vodě na přívodním vodiči byl zanedbatelný. Pokud termistorem protéká zanedbatelný proud a ztrátový výkon



Obr. 91. Regulátor teploty vody v akváriu

Tab. 3. Závislost odporu R_t termistoru K 164 NE 470 na teplotě okolí t (na termistor není připojené vnější napětí)

t [°C]	0	20	25	40	60	80
R_t [Ω]	1282	619	470	317	162	97

termistoru je zhruba 0,1 W, získá regulátor navíc teplotní pojistku. Je-li termistor ponořený ve vodě, jeho ztrátový výkon se snadno odvádí pryč a jeho teplota je stejná jako teplota vody. Při vytáhnutí z vody se termistor vlastním ztrátovým výkonem ohřeje, jeho odpor se zmenší a topení se vypne. Pokud bude termistor s topným tělískem mechanicky spojen (např. pomocí odleptaného kusu desky s plošnými spoji) tak, aby nebyly příliš blízko u sebe a neovlivňovaly se, bude tak topné tělísko chráněno před přepálením při vytáhnutí z vody.

U termistoru s jmenovitým odporem 470 Ω umístěného ve vzduchu jsem měřil změnu odporu v závislosti na připojeném stejnosměrném napětí U_t . Velikost odporu jsem počítal z napětí U_t a naměřeného proudu. Pro $U_t = 3$ V (ztrátový výkon termistoru je 19 mW) se odpor zmenší na 94 %, pro $U_t = 4$ V (34 mW) se odpor zmenší na 87 %, pro $U_t = 5$ V (53 mW) se odpor zmenší na 73 % a pro $U_t = 6$ V (76 mW) se odpor zmenší na 64 % velikosti odporu za studena.

Pokud bychom měřili teplotu vzduchu, tento jev by nám vadil. Museli bychom použít termistor s mnohem větším jmenovitým odporem, aby jeho vlastní ztrátový výkon byl zanedbatelný.

Závislost odporu termistoru K 164 NE 470 přímo na teplotě okolí je uvedena v tab. 3. Údaje z tabulky můžeme využít i při návrhu tepelné pojistky nebo obvodu indikace přehřátí chladiče apod. (viz konstrukce výkonového zesilovače nebo napájecího zdroje).

Odpor rezistoru R1 volíme přibližně tak, aby na vstupech OZ1 byla polovina napájecího napětí. Tehdy má můstek maximální citlivost na změny odporu jednotlivých rezistorů a tedy i na změnu teploty.

Rezistory R2 a R3 budou mít stejný odpor, jehož velikost není kritická.

Použitý termistor má jmenovitý odpor 470 Ω s tolerancí 20 %, který se udává při teplotě 25 °C. Z tab. 3 vidíme, že změně teploty o 20 °C odpovídá změna odporu termistoru o 100 %. Odhadneme, že změně teploty o 5 °C (maximální teplota, o kterou chceme

vodu ohřát) odpovídá změna odporu o 20 %. Tato změna odporu vyvolá na děliči R1, R_t změnu napětí asi 10 %. Tomu by měla s určitou rezervou odpovídat změna dělicího poměru pravého ramene můstku způsobená potenciometrem P1, aby nastavení teploty bylo dostatečně citlivé a aby potenciometr P1 obsáhl celý rozsah požadovaných teplot. Přesnější výpočty nejsou vzhledem k toleranci odporu termistoru účelné. Za pomoci teploměru nastavíme případným paralelním přidáním rezistorů R2a a R3a požadovaný rozsah regulace. Lineární závislost odporu termistoru na teplotě v této aplikaci není nezbytná.

Nastavení a kontrolu regulátoru při provozu usnadňuje LED D5, která při případném použití bipolárního tranzistoru na pozici T1 zároveň zajišťuje, že T1 je při nízké úrovni napětí na výstupu IO1a skutečně zavřený. Odhadneme, že při poklesu teploty o 2 °C se zmenší odpor termistoru asi o 7 %. Tomu musí přibližně odpovídat odpor trimru P2, který případně nahradíme pevným rezistorem.

LED D6 indikuje noční provoz regulátoru. Úpravou odporu rezistoru R7 nastavíme přepnutí do nočního provozu při požadované intenzitě osvětlení. Odpor R7 jsem zjistil experimentálně za určitých podmínek, při použití jiného typu fototranzistoru a za jiných podmínek bude nutné odpor R7 upravit.

Diodou D9 se posouvá napětí z fototranzistoru. Většina OZ má totiž jednu velmi nepřijemnou vlastnost - je-li na jejich neinvertujícím vstupu napětí menší než 1 V vůči zápornému napájecímu napětí, tj. vůči substrátu (v našem případě vůči zemi), přeplopi se jejich výstup do úrovně H, i když je na invertujícím vstupu větší napětí než na neinvertujícím.

Konstrukce a oživení

Součástky regulátoru jsou umístěné na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 92, rozmístění součástek na desce je na obr. 93.

Deska s plošnými spoji je navržena co možná nejmenší s použitím klasic-

kých (vývodových) nebo i SMD součástek. Na desku je možné umístit potenciometr P1, LED D5 a D6 i fototranzistor Ft (LED a fototranzistor se nesmí ovlivňovat). Součástky IO1, filtrační kondenzátor C1, spínací tranzistor T1 a fototranzistor jsou vývodové, většina ostatních součástek může být v provedení SMD. Součástky SMD pájeme jako první ze strany spojů.

Při malých rozměrech desky se ji snadno podaří umístit do některé z univerzálních krabiček. K připevnění desky do krabičky stačí jeden šroub.

Regulátor jsem zkoušel s transformátorem o výkonu 30 W se sekundárním napětím 2x 11,5 V, který dodávám ke svým stavebnicím (zesilovač, napájecí zdroj, nabíječka, páječka). Použil jsem zatěžovací rezistor o odporu 6 Ω, napětí na transformátoru při tomto zatížení pokleslo na 10,5 V (přiklon zatěžovacího rezistoru byl asi 18 W). Tímto rezistorem jsem ohříval 9 l vody v akváriu o rozměrech 30x20x20 cm. Akvárium stálo na dřevěné desce stolu bez podložky a nebylo přikryté sklem. Po ustálení byla teplota vody větší o 4 °C oproti teplotě vzduchu v místnosti, což je hodnota, která bude většině uživatelů stačit.

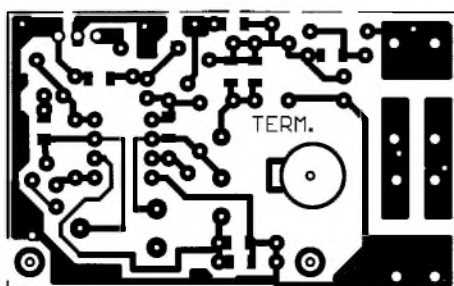
Orientačně je možno říci, že v malém akváriu na každý litr vody potřebujeme 2 W topného výkonu. Při větších rozměrech akvária bude měrný výkon menší (asi 1 W/litr), protože relativní velikost povrchu akvária (který se ochlazuje) vůči objemu vody se zmenšuje.

Časová konstanta ohřátí vody je poměrně dlouhá, řádu hodin. (Potřebné množství tepla k ohřátí 1 l vody o 1 °C je 4,1 kJ = 4,1 kW.s).

Při kontrole a nastavování obvodu doporučuji z časových důvodů použít menší nádobu, např. malý hrnek.

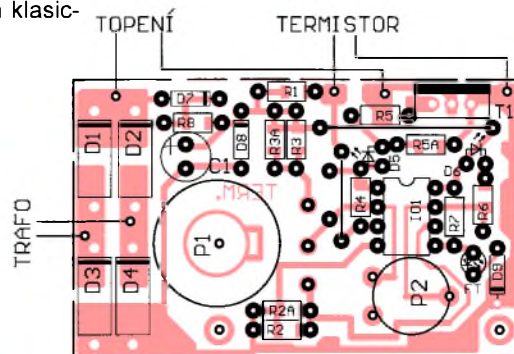
V současné době jsou na trhu k dispozici za nízkou cenu odporová teplotní čidla, tj. „termistory“ s pozitivním teplotním koeficientem a s lineárním průběhem závislosti odporu na teplotě. Tolerance jejich jmenovitého odporu a přesnost měření teploty je v širokém rozsahu teplot (-55 až +150 °C) zhruba 1 až 2 %.

Při případném použití odporového teplotního čidla v popisovaném regulátoru musíme zaměnit polohu součástek R1 a R_t. Nemůžeme využít funkci



Obr. 92.
Obrazec plošných spojů
regulátoru teploty vody
v akváriu (měř.: 1 : 1)

Obr. 93.
Rozmístění součástek na desce
regulátoru teploty
vody v akváriu



Tab. 4. Závislost odporu R_t odporového teplotního čidla typu KTY81-210 na teplotě t okolí

t [°C]	-30	0	+10	+20	+25	+30	+40	+60	+80	+100	+150
R_t [Ω]	1247	1630	1772	1922	2000	2080	2245	2597	2980	3392	4280

teplotní pojistky topného tělíska, můžeme však provést přesný výpočet obvodu, včetně zkaličování stupnice potenciometru, a odpadne tak pracné nastavování přístroje.

Podrobnější informace o odporových teplotních čidlech jsou k dispozici v [20]. V tomto článku je v tab. 4 uvedena závislost odporu na teplotě alespoň pro typ KTY81-210.

Pro přesná měření teploty a při měření velmi vysokých teplot (např. teplota hrotu páječky) se používají **termočlánky** (využívají rozhraní dvou kovů, na kterém při ohřátí vzniká termoelektrické napětí). Cena termočlánku je však vyšší než cena termistoru. Závislost výstupního napětí termočlánku na teplotě má lineární průběh, je dána pouze fyzikálními zákony a nemá výrobní tolerance.

Pro přímé měření teploty pomocí mikroprocesoru se používá převodník teplota/střída, který má podobu malého tranzistoru se třemi vývody (kladný pól napájení, výstup a zem). Na výstupu je obdélníkový signál, jehož střída je úměrná teplotě pouzdra převodníku.

V popisovaném regulátoru můžeme topné tělísko (R_z) spínat také bipolárním tranzistorem. Výhodou je jeho nižší cena, nevýhodou je jeho větší výkonová ztráta, která by si vyžádala použití chladiče. Ztrátový výkon spínacího tranzistoru je součinem procházejícího proudu a saturačního napětí, které je u bipolárních tranzistorů asi 1 V. Při použití bipolárního tranzistoru bychom zapojili rezistor R_5 a rezistor R_{5a} vynechali.

Při použití tranzistoru MOS s indukovaným kanálem se obejdeme bez chladiče, protože jeho odpor v sepnutém stavu je zhruba 0,1 Ω. Při proudu řádu jednotek ampér se ztrátový výkon vyzáří pouzdrům a plošnými spoji. Jeho vstupní odpor je nekonečně velký. Aby svítila LED D_5 , zapojíme rezistor R_{5a} a rezistor R_5 nahradíme zkratem.

Tranzistory MOS s indukovaným kanálem se otevírají při napětí $U_{GE} = 3$ až 5 V (typicky při 3,5 V). Maximální velikost napětí U_{GE} nesmí přesáhnout 15 (max. 20) V.

Seznam součástek

R1	470 Ω, miniaturní
R2	30 kΩ, miniaturní
R3	30 kΩ, miniaturní
R4	1,5 MΩ, miniaturní
R5	2,7 kΩ, miniaturní
R6	2,7 kΩ, miniaturní
R7	30 kΩ, miniaturní
R8	82 Ω, miniaturní
P1	10 kΩ/N, TP 160
P2	1 MΩ, trimr PT10V
Rt	K 164 NE 470
C1	100 μF/16 V, radiální
D1	1N5408
D2	1N5408

D3	1N5408
D4	1N5408
D5	LED
D6	LED
D7	1N4007
D8	Zenerova dioda 12 V

D9	1N4007 (KA136)
T1	BUZ10
Ft	53P3BT, fototranzistor
IO1	TL072
deska s plošnými spoji (dodává se samostatně): TERM.	

Zajímavé konstrukce

Vysílač FM

Pro dorozumívání na krátké vzdálenosti (desítky, max. stovky metrů) s využitím jednoduchého továrně vyrobeného přijímače (z prodejny GM Electronic, cena 267,- Kč, použit obvod TDA7088T), jsem navrhl vysílací zařízení.

Hlavním požadavkem byly **malá spotřeba a malé rozměry** vysílače.

Nejjednodušší typy vysílačů publikovaných v odborné literatuře nebo prodávaných jako stavebnice (bezdrátový mikrofon) se zpravidla vyznačují malou stabilitou kmitočtu, která jednak komplikuje spojení, jednak může být příčinou nežádoucího rušení.

Příčinou bývá nestiněný rezonanční obvod nebo přímá vazba mezi rezonančním obvodem a anténou v **zapojení s jedním tranzistorem**. Takový vysílač se může rozladit až o 1 MHz např. přiblížením ruky k němu nebo k jeho anténě.

Jinou možností je použít **krystalový oscilátor**, kde je krystal zapojen mezi vstup a výstup hradla (např. HC7404). Za ním následuje rezonanční obvod nalaďený na 3. nebo 5. harmonickou frekvence krystalu. Omezený výběr krystalů (max. frekvence základní harmonické asi 30 MHz) neumožňuje vybrat si vhodný provozní kmitočet. Výhodou je dobrá stabilita kmitočtu.

Výběr mnoha vysílacích kmitočtů s dobrou stabilitou umožňuje **kmitočtová ústředna** se smyčkou PLL a s děličkou s proměnným dělicím poměrem, která obsahuje oscilátor LC laděný varikapem, děličku kmitočtu, referenční krystalový oscilátor (o kmitočtu nejčastěji jednotek MHz) a fázově-kmitočtový detektor, který svým výstupem řídí varikap v oscilátoru. Taková kmitočtová ústředna je i přes použití moderních integrovaných obvodů náročná na spotřebu proudu (100 až 200 mA) a je relativně rozměrná a drahá (tisíce Kč) - viz [17].

Následující konstrukce je vhodným kompromisem mezi oběma extrémy.

Při malé spotřebě napájecího proudu (10 až 15 mA) a jednoduchém zapojení je kolísání kmitočtu menší než šířka přenášeného pásma pro teploty od 0 do 30 °C. Kmitočet také nezávisí ani na přiblížení ruky k přístroji nebo k anténě, ani na svorkovém napětí baterie v rozsahu 6,5 až 9 V.

Stabilitu kmitočtu je dosaženo tím, že je vysílač dvoustupňový (mezi oscilátorem a anténou je zařazen oddělovací zesilovač) a že je dokonale stíněn. Je zkonstruován na oboustranně plátované desce s plošnými spoji, jejíž vrchní (top) strana je osazena převážně SMD součástkami, zatímco spodní (bottom) strana tvoří souvislou zemní plochu. Vrchní strana je navíc stíněna krytem z hliníkového plechu.

Popis funkce

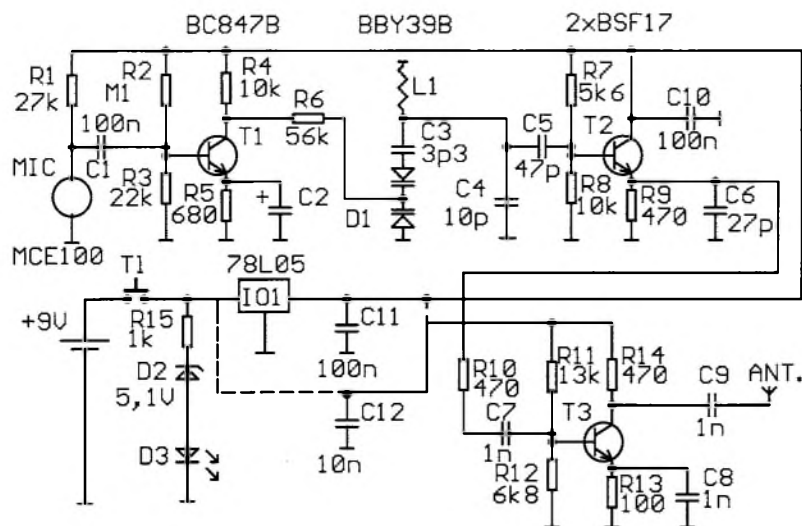
Schéma popisovaného FM vysílače je na obr. 94. Zvukový signál z elektretového mikrofonu (o rozkmitu jednotek mV) zesilujeme tranzistorem T1. Na kolektoru T1 je přibližně polovina napájecího napětí, kolektorový proud T1 je asi 0,25 mA. Pokud nezapojíme kondenzátor C_2 , zesílí T1 asi 14x. Zapojením kondenzátoru C_2 (o kapacitě jednotek až desítek μF) se zesílení mnohonásobně zvětší (s typem mikrofonu uvedeným v seznamu součástek to nebylo zapotřebí).

Výstupní impedance zesilovače s T1 může být poměrně velká a proto jsem zvolil velký odpor R_4 , aby bylo velké napěťové zesílení. Zapojení modulačního zesilovače s tranzistorem má oproti řešení s operačním zesilovačem některé výhody. Zesilovač pracuje s menším napájecím napětím a jeho montáž v provedení SMD je jednodušší než při použití integrovaného obvodu.

Ke kmitočtové modulaci používáme varikap D1, na který přivádíme z T1 modulační napětí.

Oscilátor s T2 je navržen tak, aby modulační napětí 0,3 V (mezivrcholová hodnota) způsobilo změnu kmitočtu 100 kHz. Kmitočtový zdvih odpovídá zdvihu komerčních vysílačů VKV. Tato ladící strmost zajišťuje dobrou linearitu modulace a tím i malé zkreslení nf modulačního signálu. Ladící strmost závisí na vzájemném poměru kapacit kondenzátorů C_3 a C_4 .

Tento typ oscilátoru může pracovat v širokém rozsahu kmitočtů (desítky až stovky MHz). Pracovní kmitočet f je určen indukčností cívky L1 a celkovou ladící kapacitou C, která je tvořena součtem kapacity kombinace C_3 a D1 s kapacitou C_4 a s parazitní kapacitou tranzistoru T2. Kmitočet f je určen vztahem:



Obr. 94. Vysílač FM

$$f = 1/[2 \cdot \pi \cdot \sqrt{(L1 \cdot C)}] \quad [\text{Hz}; \text{H}; \text{F}]$$

Cívka L1 má v našem případě (pro kmitočet vysílače $f = 87 \text{ MHz}$) 10 závitů postříbřeného (popř. lakovaného) měděného vodiče o průměru 0,5 mm, který je navinut na průměru 6 mm. Obvod se naladí na požadovaný kmitočet nejsnadněji roztahováním závitů cívky L1 (frekvence se zvyšuje) nebo jejím přibližováním (frekvence se snižuje) k desce s plošnými spoji. Po přišroubování stínicího krytu se frekvence zvýší asi o 200 kHz. Vliv velikosti napájecího napětí na kmitočet oscilátoru je poměrně malý, zmenšením napájecího napětí o 1 V se změní frekvence o 50 kHz. Pro dosažení dobré stability kmitočtu musí být kolektorový proud tranzistoru

T2 minimálně 5 mA (u náročnějších aplikací se volí 10 mA) a na emitoru T2 musí být polovina napájecího napětí. Požadovaný pracovní bod tranzistoru T2 je určen rezistory R7 až R9.

Aby se oscilační obvod nerozladoval po připojení antény nebo při přiblížení ruky k anténě, použil jsem oddělovací zesilovač s tranzistorem T3. Proud tranzistorem T3 je vhodné zvolit 5 mA, na kolektoru T3 má být polovina napájecího napětí. Výstupní výkon oddělovacího zesilovače závisí na jeho napájecím napětí U_n . Pro $U_n = 5 \text{ V}$ je výstupní výkon asi 0,5 mW a pro $U_n = 9 \text{ V}$ je asi 2 mW (výkon se zvýší 4x, dosah 2x).

Dalšího zvětšení výkonu bychom dosáhli buď zvětšením napájecího napětí nebo lepším přizpůsobením antény k zesilovači. To znamená snížit výstupní impedanci zesilovače zvětšením kolektorového proudu T3. Přepočítat odpory rezistorů R11 až R14 by neměl být problém ani pro začátečníky. Na kolektoru T3 musí být polovina napájecího napětí, na emitoru asi 0,5 V, napětí $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$. Dělič v bázi je navržen tak, že jeho proud je výrazně větší než proud báze I_B , přičemž I_B je asi $0,01 \cdot I_C$.

Vysílač by neměl být zbytečně přebuzován. Při limitaci se vyzářený výkon již nezvětšuje, zvětšuje se pouze obsah vyšších harmonických a přístroj by se mohl stát zdrojem rušení i na kmitočtech 2·f a 3·f. Tomu zabráníme vhodnou volbou odporu rezistoru R10, který zároveň zlepšuje oddělovací vlastnosti výstupního zesilovače. V našem případě je pro $U_n = 5 \text{ V}$ potlačena druhá harmonická o 10 dB a třetí harmonická o 15 dB. Při napájecím napětí 9 V se potlačení harmonických zlepši ještě asi o 6 dB.

Jako anténu použijeme kus drátu. Jeho délkou a umístěním je určen dosah spojení s přijímačem. S anténou délky 20 cm je dosah řádu desítek metrů. Musíme jej volit s ohledem na možné rušení svých spoluobčanů. Dosah přijímače v uzavřených budovách bude menší než ve volném prostoru.

V popisovaném vysílači je provozní kmitočet zvolen na začátku rozhlasového pásma FM. Všechny běžně poslouchané stanice (v Praze a okolí) leží

nad ním. Pod ním leží pásmo komerčních služeb.

Při provozování přístroje je nutné nepůsobit problémy svým spoluobčanům a nedat tak příčinu ke stížnostem. Jedná se totiž o zařízení, které není schválené, jeho provoz v tomto pásmu není povolen a mohl by být trestán pokutou. Veškerou zodpovědnost v tomto směru nese provozovatel.

Vysílač je napájen napětím 9 V z destičkové baterie. Napájení se po dobu vysílání zapíná tlačítkem T1 (místo tlačítka může být použit i páčkový spínač). Stav baterie je indikován LED D3 s velkou účinností. Do série s LED je zapojena Zenerova dioda D2, která způsobuje, že LED svítí pouze při napětí baterie větším než asi 6,5 V. Napětí baterie je zmenšeno na 5 V stabilizátorem IO1. Pokud požadujeme větší výkon vysílače, napájíme oddělovací zesilovač s T3 nestabilizovaným napětím 9 V přímo z baterie.

Konstrukce

Všechny součástky vysílače včetně mikrofonu jsou umístěné na desce s oboustrannými plošnými spoji. Obrazec spojů na vrchní straně desky je na obr. 95, rozmístění součástek na vrchní straně desky je na obr. 96. Na spodní straně desky je neodleptaná souvislá vrstva měděné fólie, která slouží jako stínění.

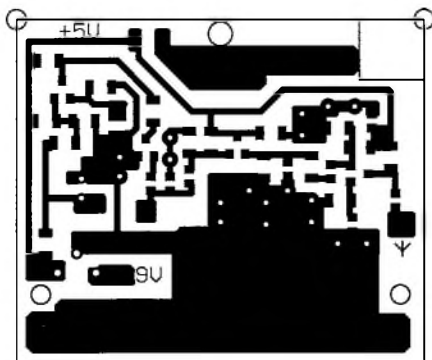
Zemní spoje na vrchní straně jsou propojeny se stínicí fólií na spodní straně mnoha propojkami, které procházejí deskou. Pokud pro vývody mikrofonu a stabilizátoru IO1 vyvrtáme díry, odstraníme stínicí fólii okolo děr špičkou vrtáku o průměru 3 mm.

Vrchní stranu desky se součástkami stíníme tenkým hliníkovým plechem s ohnutými okraji, umístěným asi 12 mm od desky, který spojíme se zemí vysílače.

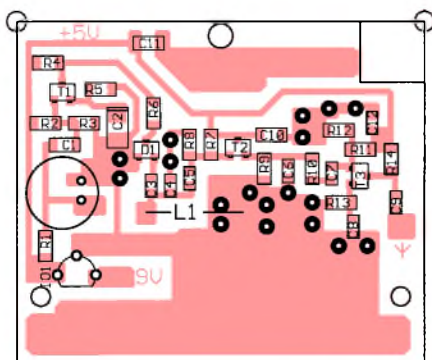
Deska je umístěna do univerzální krabičky KM 22, ve které je prostor i na destičkovou baterii.

Seznam součástek

R1	27 kΩ, SMD 1206
R2	100 kΩ, SMD 1206
R3	22 kΩ, SMD 1206
R4	10 kΩ, SMD 1206
R5	680 Ω, SMD 1206
R6	56 kΩ, SMD 1206
R7	5,6 kΩ, SMD 1206
R8	10 kΩ, SMD 1206
R9	470 Ω, SMD 1206
R10	470 Ω, SMD 1206
R11	13 kΩ, SMD 1206
R12	6,8 kΩ, SMD 1206
R13	100 Ω, SMD 1206
R14	470 Ω, SMD 1206
R15	1 kΩ, SMD 1206
C1	100 nF, SMD 1206
C2	neosazen
C3	3,3pF, SMD 1206
C4	10 pF, SMD 1206
C5	47 pF, SMD 1206
C6	27 pF, SMD 1206
C7	1 nF, SMD 1206
C8	1 nF, SMD 1206
C9	1 nF, SMD 1206



Obr. 95. Obrazec plošných spojů vysílače FM (měř.: 1 : 1)



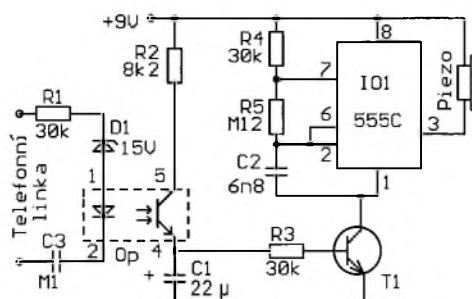
Obr. 96. Rozmístění součástek na desce vysílače FM

C10	100 nF, SMD 1206
C11	100 nF, SMD 1206
C12	10 nF, SMD 1206
T1	BC847B
T2	BFS17
T3	BFS17
IO1	78L05
D1	BBY39B
D2	BZX84C5,1V
D3	LED s velkou účinností
MIC	mikrofon MCE 100,
TI	tlačítko (spínač)

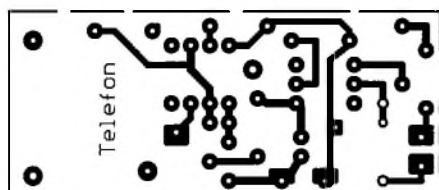
Obvod pro signalizaci vyzvánění telefonu

Ve větším bytě nebo v rodinném domku nemusí být zvonění telefonu dobře slyšet ve všech místnostech. Popisovaný obvod na potřebném místě signalizuje vyzvánění pískáním.

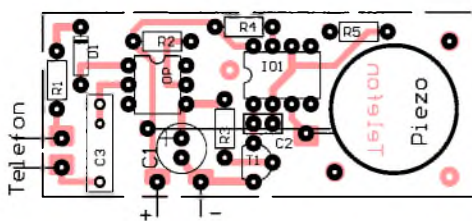
Schéma signalizačního obvodu je na obr. 97. Při zazvonění se na linkových telefonních vodičích objeví střídavé napětí 60 V, které projde Zenerovou diodou D1 a kondenzátorem C3 a přes opton Op otevře tranzistor T1. Tím se uvede do činnosti astabilní multivibrátor s obvodem NE555C (IO1), který vybudí piezoměnič. (Existují i piezobzučáky napájené stejnosměrným napětím, jejich cena je ale vyšší.) Kmitočet multivibrátoru je zvolen tak vysoký, aby byl v oblasti maximální citlivosti lidského ucha. Je samozřejmě možné použít účinnější typ měniče, než je uvedeno



Obr. 97. Obvod pro signalizaci vyzvánění telefonu



Obr. 98. Obrázek plošných spojů signalizačního obvodu (měř.: 1 : 1)



Obr. 99. Rozmístění součástek na desce signalizačního obvodu

v rozpisce, např. malou sirénu. Také je možné připojit paralelně k multivibrátoru LED či žárovku.

Kondenzátor C3 odděluje signalizační obvod stejnosměrně od telefonní sítě, ve které je v klidovém stavu stejnosměrné napětí větší než 60 V (pro dimenzování kondenzátoru C3 počítejme min. 160 V). Opton zajišťuje galvanické oddělení obvodu od telefonní sítě.

Signalizační obvod v klidovém stavu telefonní sítě nezatěžuje, při zazvonění odebírá ze sítě proud asi 1 mA (k plnému otevření tranzistoru T1 postačuje vstupní proud optonu menší než 0,1 mA). Při správném zapojení nemůže tento obvod narušit činnost telefonní sítě.

Odběr proudu z napájecího zdroje je v klidovém stavu menší než 1 µA, při zazvonění je 0,6 mA. Proto můžeme k napájení použít destičkovou baterii 9 V.

Signalizační obvod je zkonstruován na desce s jednostrannými plošnými spoji (obr. 98 a obr. 99). Desku můžeme umístit např. do krabičky KM 22, ve které je místo i na baterii. Pro případ zkratu na vedení k signalizačnímu obvodu doporučuji umístit rezistor R1 do telefonní krabičky.

Závěrem musím upozornit všechny zájemce o stavbu, že k telefonní síti je zakázáno připojovat neschválené přístroje. Za dodržování tohoto nařízení zodpovídá uživatel telefonního přístroje.

Seznam součástek

R1	30 kΩ, miniaturní
R2	8,2 kΩ, miniaturní
R3	30 kΩ, miniaturní
R4	30 kΩ, miniaturní
R5	120 kΩ, miniaturní
C1	22 µF/16 V, radiální
C2	6,8 nF, keramický
C3	100 nF/160 V, fóliový
T1	BC547 B
IO1	NE555C
Op	4N25
Piezo	KPT1540W

Závěr

Zájemcům posílám na dobírku desky s plošnými spoji a sady součástek, popř. i další díly (transformátory, krabičky), svoje publikace a případně i další publikace vydané v nakladatelství BEN. Školám poskytuji slevy. V sadě součástek jsou všechny součástky uvedené v seznamu součástek s výjimkou součástek uvedených v závorce. Případná změna hodnot a typů je vyhrazena, pokud nemůže podstatným způsobem ovlivnit vlastnosti a funkci popsaného zapojení. Záruku na součástky neposkytuji.

Poštovné je podle tarifů České pošty. Balné je 10 až 20,- Kč (u větší zásluky). U objednávky nad 500 Kč je sleva 5 %, nad 1000 Kč je sleva 10 %.

Ceny (v Kč) konstrukcí z tohoto čísla KE (na prvním místě je cena desky s plošnými spoji, na druhém místě je cena sady součástek):

Jednoduchý měnič 12 V = na 230 V/50 Hz: 30, 255.
Měnič 12 V = na 230 V/50 Hz se stabilizátorem: 55, 340.
Záložní zdroj síťového napětí: 39, 75.
Zdroj 13,8V/20A se sníž. měničem (bez cívek): 93, 298.

Usměrňovač ke zdroji 13,8 V/20 A: 50, 390.

Čelovka s měničem: 17, 345.

Úsporné osvětlení s LED: 19, 159.

Pozvolné rozsvícení žárovky: 19, 108.

Distortion: 24, 195.

Výkonový zesilovač 150 W (1 kanál): 65, 195.

Usměrňovač k výkon. zesilovači: 31, 420.

Stabilizátor k výkon. zesilovači: 34, 129.

Indikační obvod k výkon. zesilovači: 34, 139.

Generátor zvuku mořského příboje: 44, 249.

Jednoduchý regulátor teploty pájecího pera: 39, 195.

Regulátor teploty: 24, 148.

Vysílač FM: 29, 95.

Signalizace vyzvánění telefonu: 19, 96.

Objednávky a dotazy na adresu: Ing. Jiří Vlček, Tehov 122, 251 01 Říčany u Prahy.

Telefon do zaměstnání: 266 107 687

Telefon domů: 323 641 563

Mobilní telefon: 723 799 875

E-mail: vlcek-j@seznam.cz

Internet: www.vlcek.aktualne.cz

Literatura

- [1] Vlček, J.: Konstrukční návody. BEN.
- [2] Vlček, J.: Postavte si zesilovač. BEN.
- [3] Vlček, J.: Doplňky nf zesilovače. BEN.
- [4] Vlček, J.: Zapojení s analogovými obvody. BEN.
- [5] Vlček, J.; Havlík, J.: Elektronika pro hudebníky. BEN.
- [6] Vlček, J.: Vlastnosti a užití CMOS obvodů. BEN.
- [7] Vlček, J.: Aplikovaná elektronika, J. Vlček. BEN.
- [8] Vlček, J.: Kurz základů elektroniky, J. Vlček. BEN.
- [9] Vlček, J.: Měření elektrických veličin. BEN.
- [10] Vlček, J.: Základní elektronické obvody a zařízení. BEN.
- [11] Vlček, J.: Aplikace moderních IO, J. Vlček. BEN.
- [12] Vlček, J.; Vacek, V.: Vlastnosti a použití procesoru PIC. BEN.
- [13] Vlček, J.; Vacek, V.: Programujeme PIC. BEN.
- [14] Vlček, J.; Vacek, V.; Havlík, J.: Elektronické přístroje. BEN.
- [15] Vlček, J.; Vomáčka, J.: Zajímavé integrované obvody. BEN.
- [16] Vlček, J.: Elektronické konstrukce pro pokročilé. BEN.
- [17] Vlček, J.: Modulace a přenos signálu. BEN.
- [18] Vlček, J.: Praktické konstrukce z analogové techniky. KE 2/2000.
- [19] Vlček, J.: Několik měřicích přístrojů s jednoduchou mechanickou konstrukcí. Příloha PE Electus 2001.
- [20] Katalog firmy GM Electronic, 2002.
- [21] AR 11/2001.
- [22] KTE 9 a 10/2001.
- [23] Mařátko; Foitová: Elektronika.
- [24] Katalog firmy Fischer.
- [25] PE 12/2001.
- [26] KTE 10 a 11/2001.
- [27] Vlček, J.: Základy elektrotechniky. BEN.
- [28] Vlček, J.: Moderní elektronika. BEN.
- [29] Vlček, J.: Základy středoškolské chemie. BEN.
- [30] Vlček, J.: Středoškolská fyzika. BEN.
- [31] Vlček, J.: Svítlna „čelovka“. PE 9/2002.
- [32] KE 6/1999.