



ROČNÍK XII/2007. ČÍSLO 5

Amatérské RADIO

ŘADA B - PRO KONSTRUKTÉRY

ROČNÍK LVI/2007. ČÍSLO 5

V TOMTO SEŠITĚ

Ročníky AR 1952 až 1995 na DVD 1
Z dějin vědy a techniky 2

AKUSTICKÁ A ELEKTROAKUSTICKÁ MĚŘENÍ

1. Základní pojmy 3
2. Technika měření základních veličin ... 5
3. Měření přenosových systémů 7
4. Něco o nelinearitách 10
5. Praktická podoba měření základních veličin 12
6. Měření impulsní odezvy 17
7. Měření zkreslení 22
8. Závěr 24
9. Literatura 24

VÝKONOVÉ DIMENZOVÁNÍ NF ZESILOVAČŮ TŘÍDY B

..... 25

ZAJÍMAVÁ A PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ

Technická „všehochut“ 31
Radiotechnika 38

KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

Vydavatel: AMARO spol. s r. o.

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

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

Ročně vychází 6 čísel. Cena výtisku 36 Kč.

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

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

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

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

Inzerce v SR vyřizuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Sustekova 8, 851 04 Bratislava, tel.: 00421 2 / 6720 1931 - 33 ; www.press.sk Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor (platí i pro inzerce). Nevyžádané rukopisy nevracíme. <http://www.aradio.cz>; E-mail: pe@aradio.cz ISSN 1211-3557, MK ČR E 7443

© AMARO spol. s r. o.



Ročníky AR 1952 až 1995 na DVD

Vážení čtenáři, po různých peripetích se nám podařilo zajistit kompletní naskenované ročníky všech časopisů Amatérské RADIO od jeho vzniku v roce 1952 do roku 1986. Přidali jsme také již na CD vydané ročníky 1987 až 1995, aby byly „skeny“ kompletní. Další ročníky po změnách v roce 1996 již byly vydány v elektronické podobě.

Za dobu existence časopisu AR se vystřídal nejen několik šéfredaktorů, redaktorů, redakcí, tiskáren atd.; ale také mnoho úprav obálky, různých příloh a pobočných řad. Tak bude například někdo překvapen, že Radiový konstruktér nevycházel pouze v roce 1965 až 1975, ale také v letech 1955 až 1957.

Vše je tedy umístěno na jednom jednovrstvém DVD opět ve formátu pro elektronické publikování Adobe PDF.

DVD obsahuje: Amatérské RADIO 1952 až 1995; Amatérské RADIO pro KONSTRUKTÉRY 1976 až 1995; Radiový KONSTRUKTÉR 1955 až 1957 a 1965 až 1975; Přílohy AR 1974, 1975 a všechny, které vyšly v 80. a 90. letech.

Bylo velmi těžké sehnat podklady pro všechno, co bylo vydáno (např. všechny vnitřní přílohy si skoro každý vytrhával a svazoval zvlášť). Pomáhali nám v tom i čtenáři. Za všechny bychom rádi poděkovali panu Romanu Žipajovi, OMOARZ, který má hlavně zásluhu na prvních deseti ročnících AR a na RK.

Jistě oceníte obrovskou informační hodnotu tohoto DVD. Vždyť se jedná téměř o neuvěřitelných 30 000 naskenovaných stránek.

Zdůrazňujeme, že ročníky jsou naskenovány jako tzv. píčovky přímo z časopisů, protože samozřejmě nejsou k dispozici podklady pro počítačové zpracování.

Na disku je nahrán program Adobe Acrobat Reader 7.05 CZ. Nelze použít starší verze, proto si musíte vždy starý prohlížeč přenastavit.

Po nainstalování prohlížečského programu Acrobat jsou dvě možnosti otevření požadovaného časopisu. První možností je otevřít soubor požadovaného čísla a ukáže se jeho první strana.

Druhou možností je otevřít soubor požadovaného ročníku, např. 1966.pdf. Objeví se stránka se všemi obrázky jednotlivých časopisů. Stačí kliknout na jeden z nich a otevře se žádaný časopis.

Věříme, že vám naše DVD pomůže zkompletovat a utřídit váš archiv a zmenšit nároky na prostor.



Popsané DVD si lze objednat telefonicky na 257 317 312 a 257 317 313 nebo na naší adrese: AMARO spol. s r. o., Zborovská 27, 150 00 Praha 5.

DVD vám může být doručeno na dobírku (k ceně bude přičteno poštovné a balné) nebo si ho můžete vyzvednout osobně. CD ROM si také lze zakoupit v některých prodejnách knih a součástek.

Objednávejte také přes Internet: www.aradio.cz; E-mail: pe@aradio.cz

Cena DVD je 1650 Kč.

Předplatitelé časopisů u firmy AMARO mají výraznou slevu, mohou si ho zakoupit za 1150 Kč.

Na Slovensku si lze DVD objednat u firmy Magnet-Press Slovakia s. r. o., P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava, tel./fax (02) 672 019 31-33, predplatne@press.sk

Z dějin vědy a techniky

Historie elektřiny a magnetizmu

Heinrich Rudolf Hertz

I když stručný životopis tohoto významného - možno říci až nedoceneného fyzika byl již před lety v našem časopise uveřejněn (viz AR 2/2000), vracíme se k této osobnosti znovu již proto, že letos v únoru si celý svět připomnul 150. výročí jeho narození.

Pocházel z velmi zámožné a vážené rodiny - jeho otec Gustav Ferdinand Hertz byl advokátem a senátorem a měl židovské předky, ale postupně konvertoval k luteránům a vzal si za manželku dceru lékaře z významné luteránské rodiny. Heinrich Rudolf se jim narodil 22. února 1857 v Hamburku a proto, že rodina byla zámožná, měl soukromé učitele a zkoušku dospělosti složil při návštěvě hamburského Johannea. Od začátku projevoval významné nadání pro matematiku, přírodní vědy, řeči, ale byl též rukodělně zručný, o čemž svědčí skutečnost, že vedle studia orientálních jazyků (studoval mj. arabštinu a sanskrit) se ještě vyučil i truhlářství. Toho využíval později při sestavování nejrůznějších pomůcek pro své výzkumy.

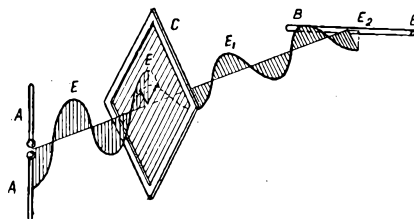
Ve Frankfurtu n. M. pak Hertz pracoval nějakou dobu v kanceláři jako architekt. Tam se služebně dostal do styku s problémy, které jej přivedly ke studiu přírodních věd, se kterým začal v roce 1876 na technické vysoké škole v Drážďanech. Po prvním semestru byl ale povolán na jednoroční vojenskou službu u berlínského železničního pluku. Přitom však opět studoval a to v Mnichově, kde věnoval hodně času meteorologii a začal projevovat stále větší a větší zájem o matematiku a fyziku, takže roku 1878 přešel na berlínskou univerzitu, aby mohl svá studia dokončit.

V Berlíně k jeho učitelům patřili např. Gustav Robert Kirchhoff (1824 až 1887) a Hermann von Helmholtz (1821 až 1894 - viz AR 1/2006), kteří měli na jeho další životní dráhu největší vliv. Poslední čas na univerzitě strávil v laboratoři, kde si sám postavil nelehký úkol - dokázat teorii, kterou popsal James Clerk Maxwell (1831 až 1878, viz KE 2/2000). Studium skončil s vysokým oceněním zlatou medailí a doktorát získal v roce 1880 na základě teoretické práce, ve které dokázal, že proudy vznikající vlastní indukcí ve vodiči nemají svůj původ v setrvačnosti, což byla teorie dalšího německého fyzika, W. Webera (1804 až 1891). Stal se pak Helmholtzovým asistentem, za tři roky získal místo soukromého docenta fyziky v Kielu a od roku 1885 přednášel jako řádný profesor na tech-

nické vysoké škole v Karlsruhe, která měla tehdy vysoké renomé. Tam vědecky pracoval v oboru mechaniky a optiky, ale zkoumal také jevy související s průchodem proudu ve zředěných plynech. Později některé jeho poznatky přispěly k objevu elektronky. Krátce potom po smrti známého R. Clausia nastoupil roku 1889 na jeho místo v Bonnu a tam za dalších pět let - 1. 1. 1894 předčasně zemřel ve věku nedožitých 37 let, na otravu krve, související dnes se zcela banálním onemocněním, zánetem dásní.

Geniální Maxwellova teorie o elektromagnetickém poli měla jeden nedostatek. Podle jeho teorie totiž mimo světla musí existovat ještě jiné, neviditelné elektromagnetické vlnění, které má obdobné vlastnosti jako světlo. Známými prostředky to však v té době nebylo možné dokázat a berlínská Akademie vypsalala cenu za vyvrácení nebo potvrzení této teorie. Hertz si předsevzal, že pravdivost této teorie dokáže. Dělal pokusy s vysokofrekvenčním napětím (vynalezl tzv. Hertzův generátor), v roce 1886 experimentoval s anténami a pokusy jej dovedly až k základní formě dodnes používané dipólové anteny. V roce 1888 zjistil, že se kolem jiskřistě tvoří elektromagnetické pole a šíří se prostorem. Dokázal to tím, že na jedné straně místnosti měl velký Rumkhorffův induktor a jiskřistě coby „vysílač“, na druhé straně místnosti dvě kovové koule s mezerou jen asi 1/5 mm propojené s kusy dráty coby anténou. Když spustil svůj generátor, začaly i mezi koulemi přeskakovat jiskry - neklamný znak toho, že se mezi oběma částmi jeho aparatury, bez přímého propojení, elektromagnetické vlnění šíří.

Dokázal tedy existenci elektromagnetických vln, u kterých dalšími pokusy prokázal prakticky všechny vlastnosti, které má i světlo, včetně rychlosti jejich šíření, lomy, odrazy apod. Nezávisle na tom při pokusech s jiskřistěm již dříve (1887) zjistil, že při průchodu ultrafialového světla jiskřistěm nastávají přeskoky při nižším napětí - to byl vlastně základní poznatek fotoelektrického jevu.



Experiment se změnou úhlu polarizace elektromagnetického vlnění průcho-
dem přes rám s měděnými vodiči

Jeho poznatky sloužily jako základ pro pozdější objevy, jejichž výsledkem je dnešní rozvinutá rozhlasová technika.

Zajímavé ovšem je, že sám objevům souvisejícím s elektromagnetickým vlněním nepřisuzoval velký význam, neboť se domníval, že se elektromagnetické vlny bez užítu rozptýlí v okolním prostředí a prohlásil, že neví, zda jeho objev se dá prakticky využít.

Později ještě zkoumal katodové záření a dal tak základ jednak fyzice korpuskulárního záření, jednak metodám zkoumání struktur různých látek pomocí rentgenových paprsků, pracoval na dalších aplikacích a řešeních Maxwellových rovnic vhodnější formou pro praktické využití, rozpracoval teorii, která dnes nese název Maxwell-Hertzova elektrodynamika atp.

Jeho práce však byly v samotném Německu v třicátých letech minulého století znevažovány z důvodu neárijského původu jeho otce! Dnes je na jeho počest nazvána jednotka frekvence (1 Hz) zavedená IEC roku 1930 a od roku 1960 plně nahrazuje dřívější jednotku cps (cykly/sec), decimetrové vlny se nazývají Hertzovy vlny. V Hamburku nese jedna ze škol založená roku 1968 jeho jméno, a jeden z kráterů objevených na odvrácené straně měsíce byl také nazván jeho jménem. V letošním roce vzpomněli i radioamatéři výročí jeho narození prací příležitostně stanice DH150HZ.

Že se jedná o výjimečně nadanou rodinu svědčí skutečnost, že jeho synovec Gustav Ludwig Hertz, který pracoval u firmy Philips v Eindhoven, obdržel v roce 1925 Nobelovu cenu za fyziku a po válce byl jako významný vědec odvezen do Sov. svazu, kde musel až do roku 1954 pracovat na vývoji atomové bomby. Od roku 1955 pak vědecky pracoval v NDR. Gustavův syn se věnuje výzkumu v oboru lékařské sonografie a speciálních inkoustových tiskáren.

(Zpracováno podle Encyklopedia Wikipedia, Enc. Britannica a dalších internetových stránek věnovaných H. R. Hertzovi.)

Dějiny faximile a lidé kolem nich

Využit telefonní linky nejen k přenosu informace, hlasu, ale také obrázků, bylo přáním snad každého, kdo se podílel na vývoji a zdokonalování telegrafních a později i telefonních přístrojů.

(Dokončení na str. 40)

AKUSTICKÁ A ELEKTROAKUSTICKÁ MĚŘENÍ

RNDr. Bohumil Sýkora

Úkolem akustiky a elektroakustiky (přinejmenším v původním slova smyslu) je v první řadě vytvořit potravu pro sluchový orgán, jinými slovy produkovat zvuk. V druhé řadě se pak tyto vědecko-technické disciplíny zabývají přesným opakem, totiž ochranou sluchu před zvukem. Konečným kritériem úspěšnosti tohoto snažení je subjektivní posouzení výsledného účinku na sluch jeho uživatelem – člověkem.

Samotné subjektivní posouzení výsledku však nemusí být vždy dostačující, přinejmenším proto, že některé zvukové události mohou mít na sluchový orgán nevratné účinky. Potřebujeme tedy mít k dispozici metodiku, která umožní předpovědět, co bude výsledkem zvukového jevu. Tuto metodiku poskytuje akustická a elektroakustická teorie. Ta pro svoji úspěšnou činnost potřebuje mít k dispozici kvantitativní popis vlastností zvukových jevů nezávislý na sluchu resp. „provozu sluchového orgánu“ (i když samozřejmě specifické vlastnosti sluchu musí brát v úvahu). Tento popis nám poskytuje měření.

1. Základní pojmy

Úkolem akustiky a elektroakustiky (přinejmenším v původním slova smyslu) je v první řadě vytvořit potravu pro sluchový orgán, jinými slovy produkovat zvuk. V druhé řadě se pak tyto vědecko-technické disciplíny zabývají přesným opakem, totiž ochranou sluchu před zvukem. Konečným kritériem úspěšnosti tohoto snažení je subjektivní posouzení výsledného účinku na sluch jeho uživatelem – člověkem. Samotné subjektivní posouzení výsledku však nemusí být vždy dostačující, přinejmenším proto, že některé zvukové události mohou mít na sluchový orgán nevratné účinky. Potřebujeme tedy mít k dispozici metodiku, která umožní předpovědět, co bude výsledkem zvukového jevu. Tuto metodiku poskytuje akustická a elektroakustická teorie. Ta pro svoji úspěšnou činnost potřebuje mít k dispozici kvantitativní popis vlastností zvukových jevů nezávislý na sluchu resp. „provozu sluchového orgánu“ (i když samozřejmě specifické vlastnosti sluchu musí brát v úvahu). Tento popis nám poskytuje měření.

Základním pojmem pro měření je veličina. To je - zjednodušeně řečeno - vlastnost (nebo také parametr) nějakého objektu či jevu, které je možné přidělit číselnou hodnotu, neboli kterou je možné - běžným jazykem řečeno - změřit. Přitom je nutné mít na paměti, že ne vždy je takové přiřazení přímým výsledkem měření jakožto akce typu „vezmi tuhle věc, přilož/přidělej/připoj k ní měřidlo a přečti/odečti/zapiš výsledek“. Často jsou hodnoty veličin výsled-

kem výpočtu; je ovšem jasné, že pro výpočet je nutné mít nějaká vstupní data a ta se konec konců vždy získávají přímým měřením. Platí zde známá zásada „Změř, co je možno změřit, a co možno změřit není, měřitelným učiň“.

Jestliže chceme měřit, musíme mít pro danou veličinu stanovené měřítko. To znamená, že musíme definovat fyzickou entitu, které je přiřazena jednotková hodnota příslušné veličiny - jednotka. Známa je historie měření délky - jednotkou byl druhdy loket a měřítko resp. jednotka bylo definováno referenčním loktem, totiž úředně schválenou tyčí, připevněnou na zdi radnice. Pak následoval pařížský metr, definovaný jako jedna desetitisíciná čtvrtina pařížského poledníku a zhmotněný platinovou tyčí jako vzdálenost mezi jejími konci. Časem se ukázalo, že měření poledníku nebylo zcela přesné a platina není nejlepší materiál, takže byl vyroben etalon metru ze slitiny platiny a iridia a za metr byla na věčné časy prohlášena vzdálenost mezi dvěma ryskami na tomto etalonu. A aby se odstranila závislost na tomto sice velmi trvanlivém, přece jen však nikoli věčném zhmotnění, byla posléze délka metru vyjádřena pomocí násobku vlnové délky jisté světelné spektrální čáry. Obdobně je tomu s dalšími základními fyzikálními jednotkami, totiž kilogramem a sekundou. Všechny další veličiny je pak možné měřit jednotkami odvozenými z těchto základních jednotek na základě fyzikálních vztahů, které mezi nimi platí.

Terminologická poznámka: Řekne-li se jeden metr, jeden kilogram apod.,

rozumí se tím délka jeden metr (vlastně délka o velikosti jednoho metru), hmotnost jeden kilogram apod. Chce-li hovořit o jednotkách jako takových, čísllovku neužíváme - tedy prostě metr, kilogram apod.

Pro definování jednotek se nepoužívá pouze vztahů mezi těmi nejzákladnějšími jednotkami. V definičních formulích se kromě délky, hmotnosti a času objevuje např. také síla, rychlost, zrychlení, energie nebo výkon. Příkladem může být definice jednotky tlaku, kterou je pascal (Pa). Ten je definován jako takový tlak, který na plochu jednoho čtverečního metru působí silou jeden newton. Převedeno na základní jednotky je to $\text{kg} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{s}^{-2}$, což je poněkud nesrozumitelné - newton na metr čtvereční zní přece jen trochu lépe.

K měření elektromagnetických veličin je zapotřebí ještě jedné základní jednotky. Východiskem je elektrický proud. Ten je nezávislou veličinou, pro kterou je nutné zavést nezávislou jednotku. Jednotkovým proudem je ampér (A), definovaný jako proud, který při průtoku dvěma vodiči vzdálenými od sebe jeden metr vyvolá sílu 2×10^{-7} newtonu. Tato síla je způsobena magnetickými účinky proudu, jejichž původ vysvětluje speciální teorie relativity. Formálně vcelku jednoduchá definice je tedy založena na velice hlubokých a komplikovaných fyzikálních souvislostech; díky tomu ovšem umožňuje popisovat vztahy mezi dalšími veličinami přijatelně jednoduchými (nebo složitými) vzorci.

Veličiny, s nimiž se setkáváme v akustice, jsou většinou proměnné v čase. Nejúplnějším popisem časové

proměnné veličiny je popis jejího časového průběhu udáný jistou funkcí (časů), definovanou na nějakém (časovém) intervalu. Hodnota veličiny v určitém časovém okamžiku se označuje jako okamžitá hodnota, cizojazyčně elongace. Nejvyšší hodnota v případě kladné hodnoty nebo nejnižší v případě záporné se nazývá amplituda, přičemž se podle potřeby může přidat přívlastek kladná nebo záporná. V anglických textech se používá termínu peak value. Rozdíl mezi kladnou a zápornou amplitudou je mezivrcholová hodnota, anglicky peak-to-peak value (p-p value).

Ne vždy je ovšem zapotřebí znát časový průběh signálu do všech podrobností. Postačujícím popisem může být udání nějaké číselné hodnoty, ze které je možné odvodit průměr účinků signálu za jistý časový interval. Např. silové účinky lze odvodit z průměrné absolutní hodnoty signálu (average value), energetické nebo výkonové účinky pak z průměru druhé mocniny hodnoty, jehož druhá odmocnina se nazývá efektivní hodnota (RMS).

V předchozím textu jsme pro zjednodušení použili termínů „průměr“ a „průměrný“, ve skutečnosti se však jedná o střední hodnoty definované pomocí integrálů. Nadále, nebude-li řečeno jinak, budeme u časově proměnných veličin pracovat s efektivními hodnotami.

Akustické veličiny a jednotky

Základní akustickou veličinou je akustický tlak. Jeho definice vychází z toho, co se děje při šíření zvukové vlny tekutým prostředím; pro nás je zajímavé především šíření plynem, zejména pak vzduchem.

Plyn ponechaný sám sobě má tendenci se rozpínat. Pokud je rozpínání nějakým způsobem zabráněno, např. uzavřením do nádoby anebo, jak je tomu v zemské atmosféře, působením gravitace, ustálí se v plynu jistý rovnovážný tlak, který se obvykle označuje jako barometrický (v atmosféře atmosférický). Při šíření zvukové vlny se tento tlak mění a okamžitou hodnotu vzniklé odchylky od rovnovážné hodnoty nazýváme akustický tlak. Jeho jednotkou je pascal. Rovnovážná hodnota atmosférického tlaku je přibližně 10^5 Pa, nejslabšímu slyšitelnému zvuku odpovídá maximální hodnota akustického tlaku přibližně $2 \cdot 10^{-5}$ Pa; nejsilnější zvuk, který je ještě vnímán jako zvuk a nepředstavuje bezprostřední ohrožení zdraví, může dosahovat hodnot akustického tlaku řádu desítek Pa. Pokud se má akustický tlak zvukového signálu měřit v rozsahu, který odpovídá možnostem lidského sluchu tento signál zpracovávat jako zvuk, je nutné pokrýt rozsah hodnot vyjádřený poměrem řádově $1 : 10^7$, tedy jedna ku deseti milionům. Sluchový orgán může takto obrovský rozsah pokrýt díky tomu, že je

schopen přizpůsobovat svoji citlivost intenzitě přijímaného sluchového podnětu. Přitom subjektivní přírůstek intenzity všemu je (přibližně) přímo úměrný poměrnému přírůstku intenzity podnětu. Z tohoto důvodu je výhodné při popisu velikosti akustického tlaku pracovat nikoli s jeho absolutní hodnotou - i když i to je někdy zapotřebí - nýbrž s logaritmickým vyjádřením této hodnoty. Od měření popř. udávání hodnoty tak přecházíme k měření hladiny, což je logaritmus poměru měřené hodnoty k hodnotě referenční. Jako referenční hodnota pro měření akustického tlaku je stanovena hodnota $2 \cdot 10^{-5}$ Pa, která přibližně odpovídá nejslabšímu slyšitelnému zvuku neboli prahu slyšení. Práh slyšení je samozřejmě individuální, opakovanými měřeními se však časem zjistilo, že ucho je poněkud citlivější než by odpovídalo referenční hodnotě, takže skutečně nejslabší slyšitelný zvuk má hladinu mírně zápornou.

Jednotkou pro měření hladiny akustického tlaku je decibel. Dříve než si uvedeme jeho definici, musíme se seznámit s další akustickou veličinou, kterou je intenzita zvuku. Intenzita zvuku je definována jako množství energie zvukového pole, které projde jednotkovou plochou za jednotku času, jinak řečeno jako výkon procházející jednotkovou plochou. Přirozenou jednotkou pro měření intenzity zvuku je watt na čtvereční metr, tedy $W \cdot m^{-2}$. Tuto intenzitu má homogenní zvukové pole tehdy, když jeho akustický tlak činí 20 Pa. Obdobně jako akustický tlak se i intenzita zvuku vyjadřuje v logaritmické míře jako hladina intenzity. Referenční hodnotou je $10^{-12} W \cdot m^{-2}$, čili jeden pikowatt na čtvereční metr. Decibel je u intenzity (stejně jako u výkonu) definován tak, že hladina činí tolik decibelů, kolik je desateronásobek dekadického logaritmu poměru hodnoty k hodnotě referenční. Decibel je používán také jako jednotka poměrné změny - pak zvýšení hodnoty na desetinásobek znamená zvýšení hladiny o deset decibelů. Vyjádřeno vzorcem:

$$L_I = 10 \cdot \log(I/I_0), \quad (1)$$

kde L_I je hladina intenzity v decibelech, I je měřená resp. udávaná hodnota intenzity a I_0 je referenční hodnota intenzity.

Je vcelku logické požadovat, aby změně hladiny akustického tlaku o jistý počet decibelů odpovídala změna hladiny intenzity o stejný počet decibelů. Intenzita zvuku je přímo úměrná druhé mocnině akustického tlaku (v elektroakustické analogii je akustický tlak protějškem napětí) podle vzorce:

$$I = p^2 / (c_0 \cdot \rho), \quad (2)$$

kde p je hodnota akustického tlaku, c_0 je rychlost zvuku a ρ hustota vzduchu.

Má-li se tedy intenzita např. zvýšit desetkrát, tudíž hladina intenzity má vzrůst o deset decibelů, musí se akustický tlak zvýšit $\sqrt{10}$ -krát. Toto poměrné zvýšení bude odpovídat zvýšení hladiny

akustického tlaku rovněž o deset decibelů. Zvýšení akustického tlaku na desetinásobek odpovídá zvýšení intenzity na stonásobek, tedy hladiny o 20 dB. Pro poměrnou změnu akustického tlaku je tudíž třeba definovat decibel jako dvacetinásobek dekadického logaritmu poměru změny a hladina akustického tlaku L_p je pak dvacetinásobkem dekadického logaritmu poměru hodnoty akustického tlaku p k hodnotě referenční p_0 ; vyjádřeno vzorcem:

$$L_p = 20 \cdot \log(p/p_0). \quad (3)$$

Akustický tlak není jednoduše přístupný přímému měření. Jeho měření se provádí prostřednictvím jeho silových účinků. K tomu se používají mikrofony, u kterých se silový účinek akustického tlaku převádí na pohyb membrány a tento pohyb se konvertuje na elektrický signál, zpravidla napětí. Pro měření se používají mikrofony různých konstrukcí, v naprosté většině případů však jde o mikrofony kondenzátorové. Pro přesná měření jsou vhodné mikrofony s vnější polarizací, které mají pro dosažení vysoké stability izolátor z taveného křemene a membránu z invarové fólie. K méně náročným účelům se dají využít i vhodné konstruované mikrofony elektretové. Tyto mikrofony se zpravidla používají v kombinaci se zvukoměrem, zařízením, které funguje jako mikrofonní zesilovač a měřicí přístroj.

Pro absolutní měření akustického tlaku je nutné znát absolutní citlivost mikrofonu, tedy poměr hodnoty výstupního napětí mikrofonu k měřenému akustickému tlaku. Zpravidla se udává jako hodnota napětí pro akustický tlak jeden pascal. Typická hodnota jsou jednotky až desítky milivoltů, standardně se tudíž používá jednotka mV/Pa. Ve starší literatuře je možné nalézt jednotku milivolt na mikrobar - mV/ μ b, která je desetkrát větší, takže hodnoty citlivosti udávané touto jednotkou jsou desetkrát menší než hodnoty pro mV/Pa.

Absolutní citlivost se zjišťuje kalibrací, což vůbec není jednoduchá záležitost. Existuje několik metod, každá vhodná pro jiné účely. Nejjednodušší metoda absolutní kalibrace používá tzv. pistonfon. Základem pistonfonu je komůrka opatřená utěsnitelným otvorem pro zasunutí mikrofonu, do které zasahuje pístek (popř. více pístků) poháněný vačkou. Je možné zajistit, aby volný prostor v komůrce měl po zasunutí mikrofonu přesně definovaný objem. Při známém zdvihovém objemu pístku je pak možné odvodit, k jaké změně objemu komůrky při pohybu pístku dochází, a vypočítat výsledný akustický tlak. Výhodou metody je její robustnost a absolutní kalibrovatelnost, nevýhodou to, že je ji možné použít pouze pro jednu hodnotu akustického tlaku a jednu nebo několik málo frekvencí. Pro kalibraci frekvenční závislosti citlivosti mikrofonu se používají jiné metody, které již nemusí být absolutní.

Nejjednodušší je metoda porovnání s referenčním mikrofonem, který má buďto konstantní citlivost nebo přesně známou frekvenční závislost citlivosti. Tu je možné zjistit např. metodou elektrostatického buzení. Při kalibraci touto metodou se mikrofon namísto akustickým signálem budí elektrostatickou silou, působící mezi membránou a pomocnou elektrodou, umístěnou v její blízkosti a napájenou vhodným měřicím napětím.

Intenzitu zvuku jsme definovali jako množství energie procházející za jednotku času jednotkou plochy. Akustický výkon vyzářený zdrojem zvuku zjistíme jako celkový výkon, který prochází uzavřenou plochou obklopující zdroj. Pokud je zvuk vyzářován nezávisle na směru vyzářování (izotropní zdroj), můžeme vyjít z kulové plochy se středem ve zdroji. Vyzářený výkon pak bude dán součinem velikosti plochy a intenzity na této ploše. Pro tento jednoduchý případ můžeme také odvodit závislost výkonu na akustickém tlaku. Velikost plochy koule S je dána poloměrem r podle vzorce:

$$S = 4 \cdot \pi \cdot r^2 \quad (4)$$

a při použití již uvedeného vzorce (2) pro závislost intenzity na tlaku dostaneme vzorec vyjadřující celkový akustický výkon P vyzářený kulovou plochou o poloměru r jako funkci efektivního akustického tlaku p ve vzdálenosti r od zdroje:

$$P = 4 \cdot \pi \cdot r^2 \cdot p^2 / (c_0 \cdot \rho). \quad (5)$$

Můžeme také naopak vypočítat akustický tlak p v závislosti na vyzářeném výkonu P a vzdálenosti r od zdroje:

$$p = \sqrt{P \cdot c_0 \cdot \rho / (4 \cdot \pi \cdot r^2)}. \quad (6)$$

Jestliže je např. akustický výkon 1 W vyzářován všesměrovým zdrojem, pak ve vzdálenosti 1 m od zdroje bude akustický tlak přibližně 5,8 Pa, čemuž odpovídá hladina akustického tlaku přibližně 109 dB.

Měření akustického tlaku je na počátku prakticky všech akustických měření. Veškeré informace o akustických jevech, které jsou ve všedním životě zapotřebí, se získávají na základě tohoto měření, a to především na základě analýzy jeho časového průběhu.

Nejedná se samozřejmě o analýzu průběhu akustického tlaku jako takového, nýbrž o analýzu elektrických signálů, dodaných měřicím mikrofonem.

K tomu se dají použít všechny metody, které přicházejí v úvahu při analýze elektrických signálů všeobecně.

Z hlediska měření vlastně není principiálního rozdílu mezi měřeními akustickými a elektroakustickými, pokud se jedná o snímání signálu. Praktický rozdíl lze vidět v tom, že u těch akustických měření, kdy se jedná o sledování přenosových vlastností nějakého objektu, je předmětem zkoumání akustická odezva objektu (např. poslechového prostoru) na přivedený akustický signál.

Ten může být různého původu a může být produkován i elektricky, tedy prostřednictvím elektroakustického měniče, jak tomu v mnoha případech také bývá. Naproti tomu u elektroakustických měření se již primárně zajímáme o akustickou odezvu objektu (např. reproduktoru) na signál elektrický; odezvu ovšem sledujeme v podobě elektrického signálu v obou případech.

Elektrické veličiny a jednotky

Základní elektrickou jednotku jsme si již definovali - je jí ampér, jednotka elektrického proudu. Elektrický proud je jev, ke kterému dochází při pohybu resp. přenosu elektrického náboje. Proud jeden ampér přenesení za jednu sekundu náboj jeden coulomb, jehož značka je C. Elektrický náboj je jednou ze základních vlastností elementárních částic a jeho fyzikální podstata je vlastně neznámá - o elementárních částicích můžeme zjistit, zdali náboj mají či nemají, a to je vše. Náboj elementární částice nemůže být libovolný, u jednoduchých částic to může být pouze plus nebo minus hodnota elementárního kvanta náboje, což je náboj elektronu, čínicí přibližně $1,602 \cdot 10^{-19}$ C. Atomy a molekuly mohou mít i větší náboj, ten je však vždy celistvým násobkem náboje elektronu. Jestliže má vodičem protékat proud 1 A, musí se jím přemisťovat přibližně $6 \cdot 10^{18}$ elektronů za sekundu. To ovšem neznamená, že toto množství elektronů proletí za jednu sekundu vodičem z jednoho konce na druhý. Vedení proudu resp. přemisťování náboje je především jev v elektromagnetickém poli a elektrony pro něj pouze vytvářejí cosi jako kolejnice. Hustota elektronů, které se mohou podílet na vedení proudu, tzv. volných elektronů, je ve vodičích velmi vysoká - např. jeden krychlový centimetr mědi obsahuje přibližně $9 \cdot 10^{22}$ volných elektronů. Co to znamená, je možné názorně ukázat na vedení proudu jednoduchým drátem. Měděný drát o průřezu 1 mm^2 a délce 1 m má objem 1 cm^3 a hmotnost přibližně 8,9 g, takže obsahuje již uvedených $9 \cdot 10^{22}$ volných elektronů. Vedení proudu se účastní všechny elektrony, přenos náboje je dán statisticky jako průměrná hodnota z jejich pohybu. Máme-li přemístit drátem $6 \cdot 10^{18}$ - násobek náboje elektronu za jednu sekundu na vzdálenost jednoho metru, musíme tento pohyb rovnoměrně rozdělit na všech $9 \cdot 10^{22}$ volných elektronů, které jsou v drátu obsaženy. Když to všechno spočítáme, zjistíme, že průměrná rychlost připadající na jeden elektron je přibližně $6,7 \cdot 10^{-5}$ m/s. Pokud bychom si tedy chtěli elektrický proud znázornit jako posouvání elektronů, jakž takž by tomu odpovídala představa velmi husté a těžké pasty, velmi zvolna se protlačující potrubím.

Další elektrické jednotky se celkem jednoduše odvozuji s použitím čtyř zá-

kladních jednotek. Odpor je vlastností vodiče, která způsobuje, že při průtoku proudu vodičem se část elektrické energie přeměňuje v energii tepelnou. Jednotkou elektrického odporu je ohm (Ω). Tento odpor má vodič, ve kterém je průtokem proudu jeden ampér vyvíjen tepelný výkon jeden watt. Pojem napětí vychází původně z elektrostatiky. Je totiž experimentálně zjištěno a teoreticky zdokumentováno, že elektrickému náboji v elektrickém poli přísluší jistá energie. Poměr mezi touto energií a nábojem se nazývá potenciál. Potenciál se zpravidla mění v prostoru, takže pro každou dvojici bodů můžeme definovat rozdíl potenciálů, který nazýváme napětí. Jestliže rozdíl energií mezi dvěma body příslušející náboji jednoho coulombu činí jeden joule, pak rozdíl potenciálů mezi těmito body definuje napětí jeden volt (V). Tato definice je poněkud nepraktická, používá se proto definice vycházející z elektrického proudu. Napětí mezi konci vodiče, u kterého se při průtoku proudu jednoho ampéru přeměňuje na teplo energie jednoho joule za sekundu, je jeden volt.

Vlastnosti vodičů v závislosti na jejich určitém uspořádání v prostoru popisují kapacita a indukčnost. Kapacita popisuje schopnost vodičů akumulovat energii, jestliže se do nich přivádí náboj a vytváří se elektrostatické pole. Indukčnost pak popisuje schopnost vodičů akumulovat energii při průtoku proudu tím, že se mezi nimi (a kolem nich) vytváří magnetické pole. Kapacita mezi dvěma vodiči, mezi kterými se přivedením náboje 1 C vytvoří napěťový rozdíl 1 V, je jeden farad (F). Přitom se nahromadí energie 0,5 J. Stejná energie se nahromadí v magnetickém poli dvojice vodičů, kterými protéká proud 1 A, jestliže jejich indukčnost je jeden henry (H).

2. Technika měření základních veličin

Prakticky všechna elektrická (a tím i akustická a elektroakustická) měření jsou založena na měření proudu a napětí. Tyto veličiny se tradičně, totiž analogově, měří na základě vyhodnocování jejich silových účinků, i když teoreticky existují i jiné možnosti. Toto vyhodnocování se provádí buďto sledováním síly, kterou působí na elektricky nabitý vodič elektrostatické pole jiného vodiče resp. síly, která působí mezi dvěma nabitými vodiči, anebo síly, kterou na vodič protékající elektrickým proudem působí magnetické pole. Toto pole může být vybuzeveno permanentním magnetem nebo proudem v jiném vodiči. Alternativně může být využito síly působící na magnetický (zpravidla feromagnetický) předmět v magnetickém poli nějakého vodiče.

Elektrostatické síly se uplatňují v elektrostatickém voltmetru, který umožňuje přímé měření napětí; používá

se poměrně zřídka, jeho výhodou je prakticky nulová spotřeba energie. Působení magnetického pole permanentního magnetu na vodič se využívá v elektrodynamických přístrojích, především přístrojů s pohyblivou cívkou, které jsou ze všech tradičních měřicích přístrojů nejrozšířenější. Síla působená magnetickým polem vodiče na magnetický předmět je vyhodnocována v elektromagnetických přístrojích, které se používají hlavně k měření střídavého proudu a napětí, např. v energetice. Vzájemné působení vodičů, kterými protéká elektrický proud, se uplatňuje ve wattmetrech.

Poznámka: Stojí za zmínku, že principy využívané v analogových měřicích přístrojích jsou tytéž jako principy využívané v elektrostatických měničích, přičemž u mikrofónů se jedná o principy reciproké - mechanické dění se převádí na elektrické.

Poněkud obtížněji se interpretují digitální techniky měření. Zde se využívá dvou hlavních principů. První je založen na měření proudu prostřednictvím měření času potřebného k nabití měrné kapacity na jisté (referenční) napětí. Druhý využívá přímého převodu měřené veličiny na číselný údaj na základě porovnávání dvou napětí. K tomuto porovnávání se konstruuje speciální elektrické obvody osazené elektronkami, bipolárními tranzistory nebo tranzistory řízenými polem (FETy) a jevy, které se v nich uplatňují, mají primárně elektrostatickou podstatu.

Měření časově proměnných veličin

Nejúplnějším popisem časově proměnné veličiny je udání jejího časového průběhu. Existují případy, kdy je to potřebné a později se jimi budeme zabývat. Mnohdy je však postačující popsat veličinu hodnotou, která postihují její časový průběh tak, aby bylo možné posoudit její souhrnný účinek za nějaký časový úsek, tedy popsat ji v jistém smyslu globálně. Veličiny takového druhu je možné odvodit z časového průběhu, pokud je známý, různými způsoby. V teorii můžeme mít časový průběh zadán jako funkci času a pro odvození globální hodnoty použijeme vhodný matematický postup (zpravidla obsahuje integraci). Při znalosti dostatečného počtu hodnot nasnímaných digitální technikou v čase můžeme provést číselné vyhodnocení. V analogové doméně lze použít elektrický obvod, jehož odezva odpovídá požadované matematické proceduře. A můžeme také využít specifických vlastností některých měřicích přístrojů.

Všechny měřicí přístroje, které mají mechanický výstup, tedy např. ručková měřidla, souřadnicové zapisovače apod., mají jistou setrvačnost, díky které je pro danou hodnotu vstupní veličiny omezeno zrychlení jejich systému. Ná-

sledkem toho se systém chová jako dolnoproustný filtr druhého stupně. Okamžité hodnoty měřené veličiny proto odpovídá hodnota indikovaná přístrojem pouze při pomalých změnách. U souřadnicových a zapisovačů a některých registračních přístrojů je navíc omezena rychlost pohybu písátka v důsledku specifických vlastností servomechanismu, který písátka pohání. Okamžitá poloha ručky nebo písátka následkem těchto omezení odpovídá průměrné resp. střední hodnotě měřené veličiny, přičemž však časový interval vyhodnocení není tak docela přesně definován (přesně řečeno se jedná nikoli o střední hodnotu, nýbrž o integrál s jistou časově váhovací funkcí, to by ovšem bylo na dosti rozsáhlý výklad).

Pokud hovoříme o setrvačnosti měřicího přístroje s mechanickým systémem, máme tím na mysli spíše něco jako víceméně intuitivně chápánou „neochotu“ k rychlým změnám pohybového stavu nežli snad fyzikálně zcela jasně definovanou setrvačnou hmotnost nebo moment setrvačnosti. Rychlost (nebo pomalost) reakce chování hmotného objektu či systému na popud zvnějšku není totiž dána jen samotnou inercií systému (tj. hmotností nebo momentem setrvačnosti), nýbrž také velikostí popudu, kterým se stav systému má změnit, speciálně kterým se systémem uvádí do pohybu nebo zastavuje. Populárně řečeno - i těžký automobil se může dát rychle do pohybu nebo rychle zastavit, pokud má dostatečně silný motor a účinné brzdy. Toto podobenství platí i v jiných případech, např. u reproduktorů, u kterých se často zcela mylně předpokládá, že těžký znamená pomalý.

Vyhodnocení veličiny na střední hodnotu může být pro některé účely výhodné, častěji je však potřebné znát hodnotu efektivní, z níž lze vypočítat odvozené veličiny výkonového resp. energetického charakteru. To už je poněkud složitější - je totiž nutné nejprve odvodit druhou mocninu měřené veličiny, tu časově zprůměrovat a někdy ještě z výsledku odvodit druhou odmocninu. To je poměrně složité, proto se u jednodušších přístrojů tento postup obchází. Využívá se z toho, že při měření např. střídavého napětí nebo proudu jde většinou o sinusový časový průběh, u kterého je pevný poměr mezi střední a efektivní hodnotou - efektivní hodnota je přibližně 1,11-násobek hodnoty střední. Indikace efektivní hodnoty se pak řeší prostě kalibrací stupnice na efektivní hodnotu, ovšem při nesinusovém průběhu může vzniknout chyba až 11 %. To platí u přístrojů, u kterých je výchylka přímo úměrná měřené hodnotě. Tak tomu však není u elektromagnetických a v některých případech i u elektrostatických přístrojů. U nich je totiž výchylka úměrná druhé mocnině měřené veličiny, takže tyto přístroje mohou ukazovat skutečnou efektivní hodnotu.

Při digitálním vyhodnocování se primárně jedná zpravidla rovněž o střední hodnotu. I zde je samozřejmě možné provést hardwarový nebo softwarový převod na údaj efektivní hodnoty. S použitím digitálního zpracování signálu není obtížné provést přepočet přes druhou mocninu, průměrování a druhou odmocninu, přičemž průměrování se v digitální doméně provádí numerickou integrací a jeho výsledkem je skutečná střední nebo efektivní hodnota pro jistý časový interval.

Průběh měřené veličiny v sledovaném časovém intervalu se zpravidla neopakuje, což se prakticky může projevit menšími fluktuacemi zobrazené hodnoty; tyto fluktuace vykazují i analogové přístroje, mají však poněkud jiný charakter. V některých konstrukcích převodníků se může vyskytnout jistá citlivost na rušivá napětí, která souvisí s vzorkováním vstupní veličiny a způsobuje zkreslení měřené hodnoty.

Sledování časových průběhů

Pravděpodobně nejběžnější metodou sledování časových průběhů je měření osciloskopem. U periodických signálů není problém časový průběh zobrazit a obdobně je tomu u jednorázových jevů, pro jejichž zobrazení se s výhodou používá paměťový osciloskop. Nutno podotknout, že u běžných paměťových osciloskopů se používá nepříliš velká paměť a osmibitové rozlišení. Při osmibitovém rozlišení lze ovšem zobrazit pouze 256 hodnot, což je poměrně hrubý rastr a na obrazovce se objevují artefakty způsobené kvantizací. Malá paměť pak způsobuje, že při sledování pomalých jevů se provádí vzorkování dosti nízkou frekvencí a při přítomnosti složek s vysokými frekvencemi dochází k aliasing-efektu, tj. tyto složky se zobrazují v nesprávném časovém měřítku, a to i tehdy, když časová základna osciloskopu díky možnosti roztažení zdánlivě umožňuje prohlížení rychle proměnných signálů na pozadí signálů pomalých.

Pokud bychom chtěli na digitálním osciloskopu správně zobrazit např. signál složený z průběhů o frekvenci 50 Hz a 50 MHz (což vůbec není příliš exotické - takový problém se může vyskytnout např. při sledování rušení v síti), byla by zapotřebí paměť minimálně 2 GB, která by navíc musela být dosti rychlá. Pro korektní zobrazení je totiž zapotřebí pracovat se vzorkovací frekvencí aspoň čtyřnásobku nejvyšší zobrazované frekvence, i když pro přenos signálu obecně teoreticky stačí frekvence dvojnásobná.

Pro sledování neopakujících se nebo pomalých jevů se dříve používaly osciloskopy s dlouhým dosvitem obrazovky nebo s tzv. paměťovou obrazovkou. U těchto osciloskopů nejsou problémy se současným zobrazením pomalých a rychlých dějů popř. s kvan-

tízačními artefakty, nevýhodou však je to, že jednou zaznamenaný průběh už není možné nijak upravovat např. do-
datečným roztažením v čase, je možné jej pouze smazat. Naproti tomu není obtížné zaznamenat téměř libovolný počet průběhů „přes sebe“. Další nevýhodou je to, že médium, do kterého se provádí záznam (velmi jemná síťka mezi stínítkem a elektronovou tryskou, potažená vrstvou materiálu s vysokou sekundární emisí), se postupně opotřebovává a může se při nesprávné manipulaci i „vypálit“.

V akustice a elektroakustice se pracuje s užitečnými signály o frekvencích v pásmu (konvenčně) 20 Hz až 20 kHz, přičemž je zapotřebí mít možnost podrobně sledovat i neopakující se signály v pásmu 0 až 100 kHz. Při práci s elektrickými obvody je zapotřebí pásmo podstatně širší - minimálně 100 MHz, zde už ale většinou není nutná velká přesnost a jedná se obvykle o periodické signály.

Pro jednorázový záznam akustických signálů se používá digitální technika a při současně úrovni digitálních technologií není problém zaznamenat signály o délce trvání řádu hodin v pásmu do 90 kHz s rozlišením 16 nebo 24 bitů. Pro tento účel je možné použít osobní počítač s vhodným zvukovým adaptérem. Problém může být spíše v tom, jak z takového množství zaznamenaného materiálu vytěžit nějakou užitečnou informaci.

3. Měření přenosových systémů

Zatím jsme se měřením zabývali víceméně ve smyslu získávání informací o veličinách jako takových, i když jakýsi náznak toho, že by to mohlo být i jinak, se také již vyskytl. Tento náznak se týkal měření veličin pro potřebu získávání informací o přenosových systémech.

O přenosovém systému se totiž něco nejspíše dovíme tak, že do něj přivedeme signál a zkoumáme, co se s ním stane, tedy co se objeví na výstupu systému (jiná možnost je chopit se šroubováku, krumpáče apod. a podívat se, co je uvnitř). Přenosový systém přitom chápeme ve velmi širokém smyslu. Kupříkladu při měření přenosových vlastností ozvučovacích systémů „v terénu“ je vstupem systému signálový vstup zařízení a výstupem je signálový výstup měřicího mikrofonu resp. zvukoměru umístěného někde v poslecho-
vém prostoru nebo výstup jiného měřicího přístroje připojeného k mikrofonu.

Při popisu a analýze vlastností přenosových vlastností není možné se obejít bez nějaké té matematiky. Pokud ji vynecháte, nestane se žádné neštěstí, občas však budeme používat něco ze zavedené terminologie, aniž bychom se k příslušnému výkladu vraceli.

Přenosové vlastnosti systému jsou popsány operátorem přenosu. Zní to velmi učeně, operátor však není nic jiného než obecný předpis, podle kterého se k libovolnému časovému průběhu na vstupu dá přiřadit časový průběh výstupního signálu (pojem operátoru je v podstatě jen poněkud specializovanějším pojmenováním toho, čemu se v matematice obvykle říká zobrazení). Symbolicky se tento popis dá zapsat vzorcem:

$$B(f) = T(A(f)), \quad (7)$$

kde $A(f)$ je vstupní signál (operand), $B(f)$ je výstupní signál (též obraz vstupního signálu) a T je symbolické označení operátoru.

Jako operátor může fungovat ledacos. Snad nejjednodušším operátorem je násobení konstantou, což např. u elektrických signálů znamená prostě zesílení nebo zeslabení. Jiným na pohled velmi jednoduchým operátorem je časový posun, zpravidla zpoždění (teoreticky je možný i opak, „zdřívění“ či možná ještě krásněji „předběh“; to však nedává praktický smysl, výstupní signál by se totiž musel objevit dříve než vstupní).

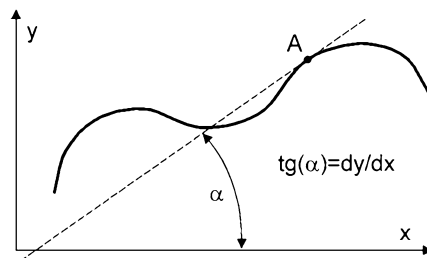
Právě uvedené vyprávění o tom, co je to operátor („definice“ bych tomu raději neřikal), není zcela obecné. Na obou stranách rovnosti jsou totiž funkce těžce nezávislé proměnné. Obecně tyto proměnné mohou být různé a může jich být i více než jedna.

Důležitou skupinu operátorů tvoří operátory lineární. To jsou operátory, pro které platí, že vstupnímu signálu definovanému jako součet dvou funkcí přiřazují výstupní funkci (obraz) definovanou jako součet obrazů vstupních funkcí, a vynásobení vstupního signálu konstantou má za následek vynásobení výstupní funkce stejnou konstantou. Symbolicky se to dá vyjádřit vzorcem:

$$\begin{aligned} T(a \cdot A(f) + b \cdot B(f)) &= \\ &= a \cdot T(A(f)) + b \cdot T(B(f)). \end{aligned} \quad (8)$$

Lineárními operátory jsou např. časový posun nebo násobení konstantou, o nichž již byla řeč. Dalším pro elektroakustickou praxi velmi významným lineárním operátorem je derivace. To je pojem z diferenciálního počtu a nebojte se, nebudu zde na toto téma přednášet. Pro čtenáře méně znalé matematiky uvedu jen, že derivace funkce v nějakém bodě udává strmost změny funkce v tomto bodě, což se projevuje tím, že u funkcí, které lze znázornit grafem, je hodnota derivace v jistém bodě rovna tangente úhlu α tečny ke křivce grafu v daném bodě, kterýžto úhel tečna svírá s osou x , jak to ukazuje obr. 1.

Matematická teorie dokáže zkonstruovat nebo alespoň nadefinovat funkce velmi rozdílných vlastností. Funkce času, které mohou popisovat skutečné časové průběhy veličin při skutečných dějích podle klasického pa-

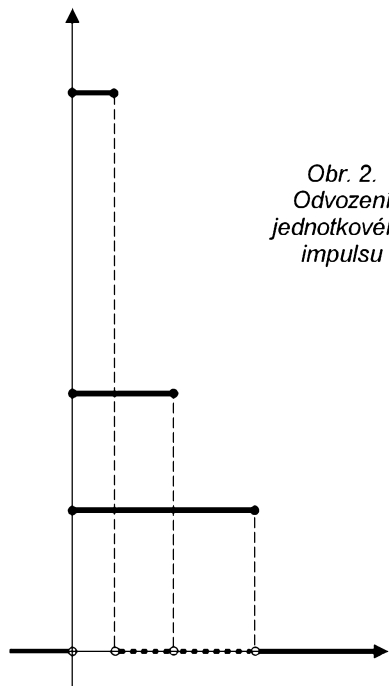


Obr. 1. Odvození derivace funkce v bodě A

radigmatu (to znamená bez uvážení kvantových jevů, např. existence náboje elektronu jako nejmenšího možného nenulového náboje), však tvoří velmi speciální podmnožinu množiny všech funkcí. Jsou to funkce tzv. neomezeně diferencovatelné zleva ohraničené. To, přeloženo do prostšího jazyka, znamená za prvé, že pro funkci existuje všude derivace, tato derivace má také všude derivaci (to je tzv. derivace druhého řádu čili druhá derivace dané funkce), k druhé derivaci existuje všude třetí derivace a tak dále až do nekonečna. A za druhé, funkce je nulová pro všechny hodnoty času menší než je jistá hodnota, která je pro danou funkci, resp. daný jev charakteristická, jinak řečeno, taková funkce popisuje děj, který má počátek (tato vlastnost se často označuje jako kauzalita).

Ted' uděláme něco jako proslulý Cimmermanův krok stranou a nadefinujeme funkci, která právě uvedené požadavky nesplňuje, přesto však z hlediska sledování vlastností systémů může být velmi užitečná. Je to obecný jednotkový impuls. Jeho definice je velmi jednoduchá - je to funkce, která v intervalu od 0 do a nabývá hodnoty $1/a$ a všude jinde je nulová. Několik variant pro různé hodnoty a je naznačeno na obr. 2.

Obecný jednotkový impuls se vyznačuje tím, že pro všechny hodnoty a je plocha ohraničená „křivkou“ rovna jedné (různé varianty obdélníku na



Obr. 2. Odvození jednotkového impulsu

obr. 2). V technice a někdy i ve fyzice se můžeme setkat s pojmem „Diracův impuls“, někdy také prostě jednotkový impuls. Tim se rozumí obecný jednotkový impuls, pro který je $a = 0$ a „hodnota $1/a$ je rovna nekonečnu“, přičemž příslušné „nekonečno“ je vhodně zvoleno tak, aby jeho součin s nulou byl jednotkový. Z matematického hlediska je definice takového objektu naprostý nesmysl. Přesto však jeho zavedení v jistém symbolickém smyslu může být užitečné, a proto byl vytvořen zcela speciální teoretický aparát, který definici Diracova impulsu staví na pevný matematický základ; v příslušné teorii se pak již nehovoří o Diracově impulsu, nýbrž o Diracově distribuci. Nejedná se totiž o funkci v pravém slova smyslu, nýbrž o součást definice jistého speciálního operátoru.

S obecným jednotkovým impulsem jsme si začali zahrávat proto, že je užitečný pro popis přenosových vlastností systémů jako modelový signál. Není sice možné realizovat signál, který by měl průběh obecného jednotkového impulsu, je však možné reálným signálem tento průběh s libovolnou přesností aproximovat. Obdobně je tomu s Diracovým impulsem. Existuje např. nekonečně mnoho možností jak zkonstruovat posloupnost funkcí splňujících podmínky realizovatelnosti tak, aby s libovolnou přesností aproximovala původně poněkud naivně definovaný Diracův impuls z hlediska jeho podstatných vlastností.

To má velký praktický význam. Jestliže do přenosového systému zavedeme signál definovaný s pomocí nějaké takové funkce, dostaneme na výstupu systému odezvu, jejíž průběh je specifický pro daný systém a danou budicí funkci. Jestliže vyhodnotíme posloupnost odezev na budicí funkce z posloupnosti aproximující „Diracův impuls“, zjistíme, že tyto odezvy se postupně přibližují jistému hraničnímu průběhu, který je již určen pouze vlastnostmi systému a nezávisí na tom, jakým konkrétním způsobem byla příslušná posloupnost zkonstruována. A tento průběh se nazývá **IMPULSNÍ ODEZVA** přenosového systému, která je jistou funkcí času $l(t)$.

Takže ještě jednou - impulsní odezva je to, k čemu se přibližuje časový průběh odezvy systému, jestliže se časový průběh budicího signálu přibližuje Diracovu impulsu.

Vše co jsme si právě - možná trochu kostrbatě - vložili, je samozřejmě podloženo solidním matematickým aparátem, který by ovšem sám o sobě vydal na knihu. Nebudeme tedy pokračovat v teoretizování a řekneme si jen to nejpodstatnější - to, co je důvodem pro speciální zvýraznění pojmu impulsní odezva.

Jestliže je systém lineární, pak impulsní odezva obsahuje veškeré možné informace o přenosových vlastnostech systému, a to zcela ne-

závisle na způsobu konstrukce systému.

Systém je tedy možné chápat jako „černou skříňku“, o níž se vše potřebné dozvíme z impulsní odezvy. Speciálně, známe-li impulsní odezvu lineárního systému, můžeme poměrně jednoduchým postupem odvodit odezvu systému na jakýkoli signál, a to jak teoreticky, tak prakticky, např. zpracováním signálu v digitální doméně. A nadále se až do odvolání budeme zabývat pouze lineárními systémy.

Pro odvození odezvy systému na obecný signál s pomocí impulsní odezvy se používá operace zvané konvoluce. Ta se bohužel nedá popsat bez použití integrální formule, již je definována. Výchozí signál popíšeme funkcí času $F(t)$, která udává časový průběh signálu. Impulsní odezva bude popsána funkcí času $l(t)$. Konvoluce je formálně definována integrálem:

$$F(t) \otimes l(t) = \int_{-\infty}^{\infty} F(t - \tau) l(\tau) d\tau. \quad (9)$$

Ve výrazu na pravé straně je τ integrační proměnná a t je parametr, takže po provedení integrace je tento výraz funkcí času t , což je v souladu se strukturou levé strany výrazu.

Vztah (7) mezi výstupním a vstupním časovým průběhem je možné zapísat s použitím konvoluce takto:

$$B(t) = A(t) \otimes l(t). \quad (10)$$

Poznámka: Konkrétním příkladem praktického užití možnosti odvození odezvy přenosového systému na obecný vstupní signál s využitím konvoluce impulsní odezvy je technika tvorby umělého dozvu jako simulace reálného prostoru. Přenosovým systémem je v tomto případě sál, jehož dozvuk má být napodoben. V sále se sejme a zaznamená impulsní odezva soustavou generátor měřicího signálu-reproduktor-mikrofon-záznamové zařízení. Záznam se pak využije pro vytvoření konvoluce odezvy se signálem, na který má být dozvuk „namontován“. Tak lze vytvořit zvukový snímek budící iluzi, že v daném sále byl zaznamenán zvuk nějakého zdroje (např. hudebního souboru), který v sále nikdy nebyl přítomen.

Z dosavadního výkladu vyplývá praktický závěr:

Pro získání úplné informace o tom, co se děje v nějakém akustickém nebo elektroakustickém systému, potřebujeme provádět tři typy měření:

- měření hodnot neproměnných veličin a globálních hodnot proměnných veličin. K tomu postačí měřicí přístroj v tom nejjednodušším slova smyslu, tedy ručkový nebo digitální.
- sledování časových průběhů veličin, tedy průběžné měření a záznam okamžitých hodnot proměnných veličin. K tomu je zapotřebí osciloskop popř.

registrační měřicí přístroj nebo digitální záznamové zařízení.

- zjišťování impulsní odezvy přenosových systémů. K tomu je zapotřebí ... to si povíme později.

Frekvenční charakteristika a spektrum

Většina toho, o čem zatím byla řeč, se nějakým způsobem týkala časových závislostí, časových průběhů a podobně. Je to pochopitelné, vždyť všechno, co se dá nazvat dějem, se odehrává v čase. A popis děje pomocí funkce (nebo funkcí) času je neúplnější a realitě nejbližší možný způsob popisu. Potřebujeme-li vědět, co přenosový systém udělá se známým vstupním signálem, stačí znát impulsní odezvu a výstupní signál vypočteme pomocí konvoluce. V tom je ovšem háček - odvození z časového průběhu a impulsní odezvy pomocí konvoluce není příliš „průhledné“.

Existuje však matematický prostředek, který umožňuje do souvislosti mezi signály na vstupu, na výstupu a impulsní odezvy nahlédnout s větší názorností. Tento prostředek se nazývá Fourierova transformace.

Fourierova transformace je speciální druh operátoru, který funkci času převádí na jinou funkci, jejíž nezávislá proměnná má rozměr převrácené hodnoty času, již by fyzikálně odpovídala frekvence.

Pro informaci uvedeme vzorec, který tento operátor definuje:

$$\mathcal{F}(F(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} F(t) \exp(-j\omega t) dt, \quad (11a)$$

$$F(F(t)) = S(\omega). \quad (11b)$$

Patkové písmeno F symbolizuje Fourierovu transformaci resp. Fourierův operátor (pozor, nezaměňovat s tzv. kurentním písmem). Čas na pravé straně výrazu je integrační proměnná, takže po provedení integrace je na obou stranách rovnosti funkce nezávislé proměnné ω . To je tzv. kruhová frekvence, kterou je možné převést na frekvenci v obvyklém slova smyslu podle definičního vzorce:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f. \quad (12)$$

Popis veličiny prostřednictvím časového průběhu je tedy možné převést na popis pomocí jisté funkce kruhové frekvence $S(\omega)$, tedy funkce popisující vlastně jakousi frekvenční závislost, pro kterou se vžil označení spektrum nebo spektrální charakteristika. Tato funkce nabývá komplexních hodnot a je možné rozložit ji na reálnou (Re) a imaginární (Im) část:

$$S(\omega) = \text{Re}(S(\omega)) + j \cdot \text{Im}(S(\omega)). \quad (13)$$

Přenosové vlastnosti zařízení zpracovávajícího signál (přenosového systému) popisujeme, jak jsme si již řekli,

operátorem tak, jak je to vyjádřeno vzorcem (7), anebo pomocí konvoluce s impulsní odezvou, jak to ukazuje vzorec (10).

Při aplikaci Fourierovy transformace se konvoluce změní na součin:

$$F(B(f)) = F(A(f)) \cdot F(I(f)) \quad (14)$$

...což nebudeme pitvat, budeme to brát jako hotovou věc, kterou už za nás vybádali matematici. V tomto vzorci se objevují spektrální charakteristiky vstupní funkce $F(A(f))$ a výstupní funkce $F(B(f))$, a dále Fourierův obraz impulsní odezvy $F(I(f))$, který se nazývá komplexní frekvenční charakteristika (nebo jen frekvenční charakteristika); ta obdobně jako samotná impulsní charakteristika obsahuje veškeré informace o přenosových vlastnostech daného systému.

*Fourierův obraz se tedy objevuje ve dvou rolích. Za prvé jako obraz časového průběhu signálu čili **spektrální charakteristika**, která popisuje vlastnosti signálu. A za druhé jako obraz impulsní charakteristiky čili **frekvenční charakteristika**, která popisuje přenosové vlastnosti systému.*

Ke známé spektrální charakteristice $S(\omega)$ nějakého časového průběhu je možné vypočítat výchozí časový průběh $F(t)$ pomocí inverzní Fourierovy transformace definované vzorcem:

$$\mathcal{F}^{-1}(\mathcal{F}(\omega)) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{F}(\omega) \exp(j\omega t) d\omega \quad (15a)$$

$$F(t) = \mathcal{F}^{-1}(S(\omega)). \quad (15b)$$

Veškeré to manipulování s integrály, konvolucemi, exponenciálními funkcemi apod. může na první pohled vypadat jako zbytečná komplikace. Leč není tomu tak. Existují metody, umožňující s použitím vhodné přístrojové techniky zjišťovat - byť jen s omezenou přesností - spektrální charakteristiky pro dané signály a frekvenční charakteristiky pro dané přenosové systémy, aniž by bylo nutné předem zjišťovat časové průběhy signálů a impulsních odezev.

A vzhledem k tomu, že pro popis signálu stačí znát jen jeho spektrální charakteristiku, bude pro předpověď vlastností výstupního signálu stačit výpočet jeho spektrální charakteristiky pouhým vynásobením spektrální charakteristiky vstupního signálu a frekvenční charakteristiky přenosového systému.

Obráceně, jestliže známe spektrální charakteristiku výstupního signálu jako komplexní funkci a obdobně známe komplexní frekvenční charakteristiku přenosového systému, můžeme zrekonstruovat časový průběh vstupního signálu - tedy vlastně vstupní signál jako takový - tak, že spektrum výstupního signálu vydělíme frekvenční charakteristikou, čímž získáme spektrální charakteristiku vstupního signálu a vý-

sledek převedeme na časový průběh inverzní Fourierovou transformací. Tato operace se někdy označuje jako dekonvoluce a její praktický význam v elektroakustice spočívá např. v možnosti vytvořit i s nedokonalým přenosovým zařízením v jistém bodě akustického pole signál o časovém průběhu, který je věrnou kopií (až na vynásobení konstantou) časového průběhu vstupního signálu, pokud známe přenosovou funkci (všeobecně známá ekvalizace je vlastně přibližnou dekonvolucí).

Třetí možností je nalezení přenosové charakteristiky jako podílu Fourierových obrazů výstupního a vstupního signálu, pokud jsou splněny jisté podmínky pro vlastnosti vstupního signálu (zjednodušeně - jeho spektrální charakteristika nesmí nikde nabývat nulové hodnoty), kteréžto nalézání je významnou disciplínou elektroakustických měření.

Nevýhodou popisu signálů a systémů s použitím Fourierovy transformace neboli **popisu ve frekvenční doméně** (na rozdíl od toho obvyčejného, který se odehrává v časové doméně) je to, že pro mnohé prakticky zajímavé a matematicky jednoduše definované signály není jejich Fourierův obraz definován - matematicky řečeno, příslušný definiční integrál neexistuje, resp. diverguje. Příkladem takového signálu je jakýkoli harmonický signál, tedy signál definovaný s použitím funkce $\sin(\omega t)$ nebo $\cos(\omega t)$, případně obecněji jakýkoli periodický signál, tedy signál, jehož průběh se vždy po uplynutí jistého časového intervalu opakuje. Základní „vadou“ takového signálu je to, že je v čase neohrazený, neboli dá se najít libovolně velký kladný nebo záporný čas, pro který je hodnota signálu nenulová. Reálné signály samozřejmě v čase omezené jsou, jejich matematické definice - mají-li být definovány s použitím funkce sinus nebo kosinus - jsou však poněkud nepohodlně komplikované.

Aby bylo možné pracovat s jednoduchými periodickými signály, přechází se v teorii od Fourierovy transformace k tzv. transformaci Laplaceově. Ta je formálně definována zcela analogicky vzorcem (11a), pouze ryze imaginární argument $j\omega$ je nahrazen obecným komplexním argumentem p , jak to ukazuje vzorec:

$$\mathcal{L}(F(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} F(t) \exp(-pt) dt, \quad (16a)$$

$$L(F(t)) = f(p). \quad (16b)$$

Taktéž impulsní odezva přenosového systému jakožto jistě funkci času je přiřazen Laplaceův obraz, který se nazývá přenosová funkce:

$$L(I(t)) = T(p). \quad (17)$$

Stejně jako u Fourierovy transformace i pro Laplaceovu transformaci platí, že obrazem konvoluce je součin obrazů. Laplaceovým obrazem signálu

na výstupu přenosového systému je součin přenosové funkce a Laplaceova obrazu vstupního signálu. Vzorec (7) se pak změní do podoby:

$$L(B(t)) = T(p) \cdot L(A(t)). \quad (18)$$

Přenosovou funkci je tedy možné chápat jako Laplaceův obraz operátoru přenosu T ze vzorce (7).

Klíčovými pojmy předchozího výkladu jsou spektrální charakteristika a frekvenční charakteristika, a dále pak přenosová funkce. Spektrální charakteristika přísluší signálu, kterému je přiřazena Fourierovou transformací. Frekvenční charakteristika přísluší přenosovému systému a je Fourierovým obrazem impulsní odezvy systému. U běžných přenosových systémů je frekvenční charakteristika funkcí argumentu ω anebo přesněji, vyjdeme-li z formálního postupu odvození, argumentu $j\omega$, což je ryze imaginární číslo.

V teorii přenosu se používá pojem přenosová funkce, což je jistě zobecnění frekvenční charakteristiky. K přenosové funkci formálně dospějeme, jestliže proměnnou $j\omega$ nahradíme argumentem p , který může nabývat libovolné komplexní hodnoty (v anglicky psané literatuře se zpravidla místo písmene p používá písmeno s). Tato funkce je Laplaceovým obrazem impulsní odezvy.

Z hlediska teorie elektronických obvodů je významná jistá speciální skupina funkcí, které mohou „fungovat“ jako přenosová funkce. Souvislost mezi časovým průběhem výstupního a vstupního signálu pro lineární systém tvořený obvodem se soustředěnými parametry může být popsána s použitím tzv. lineárních diferenciálních operátorů. Aplikace lineárního diferenciálního operátoru na vhodnou funkci času $f(t)$ (vhodnost rovná se neomezená diferencovatelnost) je obecně definována výrazem:

$$D(f(t)) = d_0 \cdot f(t) + d_1 \cdot f^{(1)}(t) + d_2 \cdot f^{(2)}(t) + \dots + d_n \cdot f^{(n)}(t), \quad (19)$$

ve kterém $f^{(n)}(t)$ je n -tá derivace funkce $f(t)$ podle času, v obvyklé matematické notaci $d^n f(t)/dt^n$.

Obecný vztah mezi výstupním signálem $B(t)$ a vstupním signálem $A(t)$, jak je popsán např. vzorcem (7), můžeme s použitím formalismu diferenciálních operátorů zapsat v podobě rovnice:

$$R(B(t)) = Q(A(t)). \quad (20)$$

Bez újmy na obecnosti a přesnosti přitom můžeme pro označení koeficientů u jednotlivých derivací použít písmenka r , resp. q .

Mezi Laplaceovým obrazem funkce a obrazy jejich derivací platí jednoduché vztahy:

$$\begin{aligned} L(f(t)) &= f(p), \\ L(f'(t)) &= p \cdot f(p), \\ L(f^{(n)}(t)) &= p^n \cdot f(p). \end{aligned} \quad (21)$$

Aplikujeme-li na obě strany rovnice (20) Laplaceův operátor, dostaneme:

$$(r_0 + r_1 p + r_2 p^2 + \dots + r_n p^n) \cdot b(p) = (q_0 + q_1 p + q_2 p^2 + \dots + q_m p^m) \cdot a(p), \quad (22a)$$

případně po úpravě:

$$b(p) = [(q_0 + q_1 p + q_2 p^2 + \dots + q_m p^m) / (r_0 + r_1 p + r_2 p^2 + \dots + r_n p^n)] \cdot a(p). \quad (22b)$$

Vztah mezi výstupním a vstupním signálem, popsáný s použitím lineárních diferenciálních operátorů (20), se tedy použitím Laplaceovy transformace mění na vztah mezi Laplaceovými obrazy vstupního a výstupního signálu popsaný násobením lomenou racionální funkce s reálnými koeficienty (22b).

Pokud má vztah (22a), resp. (22b), popisovat chování reálného a stabilního přenosového systému, musí být splněny ještě některé další podmínky. Zjednodušeně se dá říci, že musí být $m \leq n$, všechny koeficienty r_0 až r_n musí mít stejná znaménka (tj. musí být všechny kladné nebo záporné) a žádný nesmí být nulový. Funkce splňující tyto požadavky se nazývá Bodeho funkce.

Jestliže ve vztahu (22b) proměnnou p nahradíme $j\omega$, dostaneme vztahy mezi spektrální charakteristikou výstupního a vstupního signálu popsané násobením frekvenční charakteristikou. K tomu by se dalo dojít i bez okliky přes Laplaceovu transformaci. Tato oklika však byla nutná pro zachování alespoň jistého zdání matematické korektnosti. Kromě toho zápisy využívající formalismu přenosové funkce podle (22b) jsou v literatuře používané běžněji a přechodu k vyjádření s použitím ω se využívá zpravidla až pro popis konečných výsledků, ke kterým vede ještě dlouhá cesta.

Vraťme se nyní k popisu přenosových vlastností pomocí Fourierovy transformace. Vzorec (15a) je možné přepsat do tvaru:

$$F(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (C(\omega) \cos(\omega t) + S(\omega) \sin(\omega t)) d\omega. \quad (23)$$

Funkce frekvence $C(\omega)$ a $S(\omega)$ jsou definovány vzorcí:

$$C(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} F(t) \cos(\omega t) dt, \quad (24a)$$

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} F(t) \sin(\omega t) dt, \quad (24b)$$

které jsou vlastně alternativním zápisem Fourierovy transformace.

Vzorec (16) je často interpretován tak, že je jím popsáno složení funkce času $F(t)$ jako součtu množství harmonických funkcí času s různými frekvencemi a amplitudami. V některých speciálních případech je taková - byť

poněkud naivní a zjednodušující - představa vcelku reálná, byť s výhradou jistých omezení. Matematická teorie totiž ukazuje, že v podstatě každou neomezeně diferencovatelnou **periodickou** funkci je možné vyjádřit jako součet patřičného množství harmonických funkcí s patřičnými amplitudami s tím, že frekvence těchto funkcí jsou násobky frekvence výchozí funkce.

Vyjádřeno patřičnými formulkami, jestliže $P(t)$ je periodická funkce, což popisuje formalismus:

Jestliže pro libovolné celé číslo n platí, že $P(t) = P(t + n \cdot \tau)$, přičemž $\tau = 1/f$ (τ je perioda, f je frekvence), pak o funkci $P(t)$ říkáme, že je periodická s frekvencí f a periodou τ .

Pak můžeme funkci $P(\omega t)$ vyjádřit jako součet řady:

$$F(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (C_k \cos(k\omega t) + S_k \sin(k\omega t)), \quad (25)$$

ve které jsou koeficienty C_k a S_k dány výrazy:

$$C_k = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau} F(t) \cos(k\omega t) dt, \quad (26a)$$

$$S_k = \frac{2}{\tau} \int_0^{\tau} F(t) \sin(k\omega t) dt. \quad (26b)$$

Rovnice (18) definuje tzv. Fourierův harmonický rozvoj (často se používá názvu pouze harmonický rozvoj nebo Fourierova řada).

Na formuli (18) je podstatné to, že ukazuje, jak je možné periodickou funkci splňující jisté požadavky složit z dílčích harmonických funkcí o násobných frekvencích. Dále, pokud si představíme, že délka periody (tj. čas τ) neomezeně narůstá, vzorec (18) a (19a, b) zůstávají v platnosti, charakter funkce se však čím dále tím více blíží neperiodickému. No a pak chybí už jen poslední krok, ve kterém bychom vyřkli předpoklad, že perioda je nekonečná a funkce je neperiodická, a odvodili, že se dá se složit z nekonečně velkého množství harmonických funkcí, jejichž frekvence spojitě vyplňují nějaký interval. Tím bychom elegantně jakoby přešli k vyjádření libovolné přípustné funkce pomocí Fourierovy transformace.

Jenže tento poslední krok **nesmíme udělat**. V matematice totiž není nekonečno jako nekonečno a navíc i libovolně velké konečno je pořád jen konečno, což je něco zásadně odlišného od „skutečného“ matematického nekonečna v jakékoli podobě. Kdybychom skládání funkce podle Fourierovy transformace brali vážně jako něco, co je reálně možné (snad jen s tou nevýhodou, že provedení takové akce by trvalo nekonečně dlouho?), dospěli bychom ke skládání konečně velkých veličin z nekonečně mnoha nekonečně malých ... a tak dále. Zkrátka bychom se do těch nekonečen pěkně zamotali.

Ono ani skládání periodických funkcí z jednotlivých harmonických složek pomocí Fourierova harmonického rozvoje není zcela bez problémů. Základní potíž tkví v samotné definici periodické funkce, z níž vyplývá, že taková funkce je nenulová vně libovolného konečného intervalu - vždycky se totiž argumentu funkce po dostatečně velkém počtu period podaří z takového intervalu utéci a hodnota funkce bude stále - nebo přinejmenším občas - nenulová. Periodický časový průběh nějaké veličiny, harmonické průběhy nevyjímaje, tedy musí začínat nekonečně dávno a trvat navždy, což je poněkud problematická představa.

Do reálného světa se můžeme vrátit jedině poctivým přiznáním toho, že jakýkoli reálný děj je vždycky záležitostí časového průběhu a popis ve frekvenční doméně je sice velmi užitečným modelem, ale opravdu pouze modelem, který se v reálném světě dá použít pouze přibližně.

Už slyším námitky typu: „Ale vždyť přece existují přístroje zvané spektrální analyzátoři, které mohou ukázat, jak se ten či onen signál krásně skládá z harmonických ... atd.“ Jenže, odkud víme, že výstupní signál analyzátoru opravdu odpovídá nějaké reálné existující harmonické a není to jen rafinovaná časová odezva jakéhosi rafinovaného přenosového systému, který se při popisu ve frekvenční doméně prostě chová tak, jakoby některé frekvence přenášel dobře, jiné hůře a ještě další vůbec ne? Samozřejmě o tom se můžeme přesvědčit leda s použitím dalšího spektrálního analyzátoru se vším všudy ... u všech všudy ... anebo na základě matematické analýzy funkce takového analyzátoru, k čemuž ovšem použijeme popis ve frekvenční doméně - a kruh se uzavírá.

Popis signálů a systémů ve frekvenční doméně, tedy s využitím Fourierovy transformace a všeho, co k tomu náleží, je užitečným a do značné míry názorným modelem, avšak jen a jen modelem. Jedinou fyzikální jakous takous realitou (ponecháme-li stranou hluboké filosofické aspekty celé věci) je časový průběh a jeho popis v časové doméně.

Výlevem tímto vypořádal se autor s frustrací svou v tom spočívající, že dlouhá již léta všelikými eskamotážemi žije se a přizívuje, zahrávaje si se záležitostmi takovými, jakýmiž frekvenční charakteristiky, spektra a podobné oblidnosti fujtajbelné jsou, dobře si přitom vědom jsa, že nic takového neexistuje a on že klamání veřejnosti přehrubého dopouští se.

4. Něco o nelinearitách

Doposud jsme se zabývali lineárními systémy, tj. takovými, jejichž chování je popsáno operátory splňujícími podmínku (8). Vztah mezi vstupní a vy-

stupní veličinou lineárního systému bez setrvačných vlastností lze popsat jednoduchým vzorcem:

$$y = A \cdot x. \quad (27)$$

Zde se na chvíli zastavíme. Je vhodné si uvědomit, že matematické rovnice jsou rovnicemi mezi čísly. Pokud vztahy mezi veličinami vyjadřujeme rovnicemi, pak i s uvážením toho, že veličiny vyjadřujeme s pomocí fyzikálních jednotek a mají tudíž jistý „rozměr“, musí být na obou stranách rovnice čísla, která jsou bezrozměrná, tj. nepříslušejí jim žádné jednotky. Do „fyzikálnější“ podoby se dostaneme nanejvýš tehdy, jestliže obě strany symbolicky vynásobíme „rozměrovým koeficientem“.

Nejlépe si to osvětlíme příkladem. Úplné vyjádření Ohmova zákona má tvar:

$$V = k \cdot I \cdot R. \quad (28)$$

Soustava jednotek SI, ve které jednotkou napětí je volt, proud ampér a odpor ohm je konstruována tak, při vyjádření veličin těmito jednotkami bude konstanta k ve výrazu (28) rovna jedné. Rozměr veličiny napětí je volt, což se symbolicky zapisuje [V]. Rozměr proudu je ampér [A], rozměr odporu je ohm, což je volt lomeno ampér [V·A⁻¹]. Rozměry obou stran výrazu (28) tedy budou [V] a tento „koeficient“ je možné „vykrátit“, takže nakonec budou na obou stranách rovnice bezrozměrná čísla. Vykrácení rozměrovým koeficientem by se vlastně mělo symbolicky vyjádřit tím, že bychom obě strany (28) vynásobili normalizačním koeficientem $1/V_0$ o rozměru [V⁻¹] číselně rovným jedné, to se však z důvodu jednoduchosti neprovádí, i když ve složitějších výrazech se bez nějakého takového koeficientu občas neobejdeme.

Příkladem nelineárního vztahu mezi výstupní a vstupní veličinou je závislost proudu polovodičovým PN přechodem na napětí:

$$I = I_0 \cdot \exp(V/V_\Theta - 1). \quad (29)$$

S rozměry je to v pořádku - argument v exponenciální funkci je bezrozměrný (podíl napětí/napětí) a obě strany rovnice mají rozměr proudu, což by se v případě potřeby dalo snadno napravit vydělením obou stran rovnice proudem I_0 (což je zbytkový proud PN přechodu). Ve vzorci (29) je ukryta také teplotní závislost, a to v parametru V_Θ (ta breberka vedle písmena V je řecké písmeno theta), který je přímo úměrný teplotě (nazývá se někdy také termické napětí a jeho hodnota za pokojové teploty činí přibližně 30 mV), a dále v parametru I_0 , což je zbytkový proud PN přechodu. Ten je závislý na teplotě exponenciálně a jeho hodnota pro křemíkové součástky běžných konstrukcí je při pokojové teplotě řádu desítek pikoampérů až jednotek nanoampérů.

Závislost výstupní veličiny na vstupní u obvodů bez setrvačnosti se často nazývá převodní charakteristika (i když tento název by spíše příslušel jejímu grafickému znázornění). U obvodů se setrvačností můžeme v obdobném smyslu hovořit o statické převodní charakteristice, jestliže se vstupní veličina mění dostatečně pomalu.

Z matematické teorie vyplývá, že každou funkci „dostatečně rozumných vlastností“ (tj. hlavně spojitou, ohraničenou a neomezeně diferencovatelnou) je možné v blízkosti nějaké hodnoty x_0 libovolně přesně aproximovat tzv. mocninným rozvojem (potenční řadou):

$$y(x) = a_0 + a_1 \cdot (x - x_0) + a_2 \cdot (x - x_0)^2 + \dots \quad (30a)$$

Pro obzvláště mravně se chovající funkce (mezi něž patří takřka všechny, které nás v elektronice a elektroakustice zajímají) můžeme ve vzorci (30a) položit $x_0 = 0$ a dostaneme zjednodušený vzorec:

$$y(x) = a_0 + a_1 \cdot x + a_2 \cdot x^2 + \dots \quad (30b)$$

Mocninný rozvoj funkce má pro interpretaci chování nelineárních přenosových systému velký význam.

Můžeme to ilustrovat jednoduchým příkladem. Předpokládejme, že máme nelineární systém s převodní charakteristikou popsanou rozvojem:

$$y(x) = x + a \cdot x^2 + b \cdot x^3 \quad (31)$$

a tento systém přenáší napětí. Přivedme na vstup systému napětí s časovým průběhem $U(t) = U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$, což matematicky vyjádříme tak, že za x na pravé straně vztahu (31) dosadíme $U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t)$.

Na výstupu systému se objeví signál o průběhu:

$$U_s(t) = U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t) + a \cdot U_0^2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t) + b \cdot U_0^3 \cdot \sin^3(\omega \cdot t). \quad (32)$$

Především si musíme uvědomit, že pro to, aby obě strany výrazu (32) byly v pořádku co do rozměrů, musí být rozměr činitele a převrácená hodnota voltu, tj. [V⁻¹] a činitele b převrácená hodnota druhé mocniny voltu [V⁻²].

Z nauky o trigonometrických funkcích můžeme zjistit, že platí:

$$\sin^2(x) = [1 - \cos(2 \cdot x)]/2, \quad (33)$$

$$\sin^3(x) = [3 \cdot \sin(x) - \sin(3 \cdot x)]/4. \quad (34)$$

Kdybychom s pomocí výrazů (33) a (34) upravili (32), zjistili bychom, že ve výstupním signálu se objeví stejnosměrná složka s amplitudou přímo úměrnou druhé mocnině amplitudy vstupního signálu, dále složka s frekvencí rovnou dvojnásobku frekvence vstupního signálu, jejíž amplituda bude také přímo úměrná druhé mocnině amplitudy vstupního signálu, a konečně složka o frekvenci rovné trojnásobku

frekvence vstupního signálu, jejíž amplituda bude přímo úměrná třetí mocnině amplitudy vstupního signálu. Kromě toho k výchozí složce o základní frekvenci, jejíž amplituda je úměrná amplitudě vstupního signálu (lineární přenos), přibude složka o stejné frekvenci, jejíž amplituda bude přímo úměrná třetí mocnině amplitudy vstupního signálu.

Nelinearita se tedy projeví jednak tím, že při přenosu harmonického signálu se ve výstupním signálu objeví složky o násobných kmitočtech (vyšší harmonické), které ve vstupním signálu nebyly, a kromě toho přenos signálu složky s výchozí frekvencí (základní harmonické) přestane být lineární.

Pokud v mocninném rozvoji převodní charakteristiky budou přítomny složky vyšších řádů, situace bude zcela analogická, pouze násobnost složek se zvýší a zvýší se také stupeň jejich závislosti na vstupní amplitudě.

Např. člen čtvrtého stupně produkuje stejnosměrnou složku, druhou a čtvrtou harmonickou, vše úměrně čtvrté mocnině vstupní amplitudy. Člen pátého stupně vnesle do signálu první, třetí a pátou harmonickou s amplitudami úměrnými páté mocnině vstupní amplitudy atd.

Všechny složky, které se objeví v důsledku nelinearity přenosu, se zahrnují pod společný pojem harmonické zkreslení (vlastně sem patří i nelineárně přenášená základní harmonická, ta se však zpravidla neuvažuje, poněvadž ji - až na nelineární závislost amplitudy - nelze odlišit od lineárně přenášeného vstupního signálu).

Skládá-li se vstupní signál ze dvou či více harmonických signálů o různých frekvencích, je rovněž možné vypočítat, jak se při nelineárním přenosu bez setrvačnosti bude chovat výstupní signál.

Výsledné vztahy jsou značně komplikované a ukazují, že ve výstupním signálu se objevují tzv. kombinační signály, jejichž frekvence jsou dány jako celočíselné lineární kombinace frekvencí vstupních signálů.

Např. při dvou vstupních frekvencích f_1 a f_2 se na výstupu v důsledku složky nelinearity druhého stupně objeví kromě jejich dvojnásobků $2 \cdot f_1$ a $2 \cdot f_2$ také jejich součet $f_1 + f_2$ a rozdíl $f_1 - f_2$, nelinearita třetího stupně vnesle do signálu složky $2 \cdot f_1 + f_2$, $2 \cdot f_1 - f_2$, $2 \cdot f_2 + f_1$ a $2 \cdot f_2 - f_1$ atd., což vše se zahrnuje pod pojem intermodulačního zkreslení.

Při sledování nelineárního zkreslení (harmonického stejně jako intermodulačního) je zpravidla cílem měření zjistit poměrné hodnoty amplitud jednotlivých složek vzniklých nelinearitou ve vztahu k amplitudě základní harmonické na výstupu systému. Jestliže výraz (32) upravíme s použitím (33) a (34), případně dalších výrazů pro vyšší mocniny trigonometrických funkcí, a vytkneme na obou stranách koeficient členu se základní frekvencí, dostaneme výsledný signál v podobě rozvoje do čle-

nů s násobnými harmonickými tak, jak to ukazuje vzorec:

$$U_s(t) = U_0 \cdot \sin(\omega \cdot t) + k_2 \cdot \sin(2 \cdot \omega \cdot t) + k_3 \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t) + k_4 \cdot \sin(4 \cdot \omega \cdot t) + \dots \quad (35)$$

Nutno mít přitom na paměti, že jednotlivé členy k_i jsou závislé na U_0 , nejsou to tedy „konstanty“.

S použitím prvků vzorce (35) můžeme odvodit výraz pro celkové harmonické zkreslení *THD* (= Total Harmonic Distortion) v podobě, v jaké je zpravidla používán pro vyjádření výsledků měření:

$$THD = [\sqrt{k_2^2 + k_3^2 + k_4^2 + \dots}] / [\sqrt{1 + k_2^2 + k_3^2 + k_4^2 + \dots}] \quad (36)$$

Vzorec (35) vlastně udává poměr efektivní hodnoty signálu, složeného ze všech vyšších harmonických složek vzniklých nelinearitou přenosu, k efektivní hodnotě celkového signálu. Poněkud správnější by bylo udávat poměr efektivní hodnoty souhrnu harmonických složek k základní harmonické, měření takto definovaného činitele by však bylo obtížnější. Kromě toho pokud nejsou koeficienty k_i příliš velké (v praxi zpravidla nepřesahují hodnotu 0,1), není rozdíl mezi výsledky podle obou variant příliš významný. Podotkneme ještě, že je zvykem udávat hodnotu *THD* v procentech.

5. Praktická podoba měření základních veličin

To nejpodstatnější jsme si už vlastně řekli v části 2., takže si především zopakujeme a shrneme základní skutečnosti týkající se praktického provádění měření.

Měření napětí a proudu

Napětí je možné přímo měřit měřícím zařízením, jehož výchylka - či obecně výstupní hodnota - je určena elektrostatickými účinky napětí.

Jednoduchý převod mezi napětím a výchylkou indikátoru probíhá v elektrostatickém voltmetru. Jeho použití v praxi je poměrně omezené a dnes jej můžeme najít nejspíše v muzeu nebo ve školním kabinetu. Je to možná trochu nespravedlivé, poněvadž zejména pro měření vyšších napětí má elektrostatický voltmetr některé nesporné výhody, je např. možné zkonstruovat jej tak, že ukazuje přímo efektivní hodnotu střídavého napětí, aniž by bylo nutné používat jakékoli přídavné elektrické obvody.

Na elektrostatickém principu jsou dále založeny měřící přístroje, které používají zesilovač napětí s vakuovou elektronkou nebo tranzistorem FET

(popř. MOSFET) na vstupu. Tady už však jednoduchá klasifikace tak docela neplatí. Zesilovač napětí totiž vlastně provádí převod napětí na proud, který se následně převádí na napětí, to se opět převádí na proud - a tak se to obvykle vícekrát opakuje; přímé zesílení napětí v podstatě není možné.

Proud je možné měřit bez použití přídavných elektrických obvodů na základě měření silových účinků magnetického pole, které měřený proud vytváří.

Na tomto principu je založena naprostá většina prakticky použitelných ručkových měřících přístrojů. Výchylka ručky je dána rovnováhou mezi silou působenou magnetickými účinky proudu a silou, kterou vyvozuje pružina v měřícím mechanismu (tzv. direkční síla).

Existují dvě základní konstrukce přístrojů pro měření proudu - elektrodynamická a elektromagnetická. U elektrodynamického přístroje působí síla permanentního magnetu na proud protékající vodičem (přístroje s pohyblivou cívkou). U elektromagnetického přístroje působí síla magnetického pole vytvořeného měřeným proudem na feromagnetickou kotvu (přístroje s pohyblivým železem).

U elektromagnetických přístrojů je výchylka zpravidla úměrná druhé mocnině proudu, takže tyto přístroje jsou schopny přímo měřit střídavý proud a ukazují jeho efektivní hodnotu.

Elektrodynamické přístroje jsou zpravidla konstruovány tak, že jejich výchylka je přímo úměrná měřenému proudu. Mají-li být použity pro měření střídavého proudu, musí být doplněny usměrňovačem a jejich výchylka odpovídá střední hodnotě měřeného proudu. Pro měření efektivní hodnoty se provádí kalibrace, která platí jen pro jistý časový průběh proudu - např. pro sinusový průběh efektivní hodnota odpovídá přibližně 1,11-násobku střední hodnoty.

Přístroje měřící proud se dají použít i pro měření napětí tak, že se jimi měří proud, který protéká po přiložení napětí známým odporem. Takto je uspořádána naprostá většina přímo ukazujících ručkových voltmetrů, přičemž jako měřící systém se zpravidla používá elektrodynamický přístroj. Odpor pro měření použitý se nazývá předřadník (předřadný odpor).

Síla (přesněji moment síly), která v daném okamžiku působí na pohyblivou část měřícího systému, nějakým způsobem odpovídá okamžité hodnotě měřené veličiny (primárně tedy proudu). Okamžitá výchylka však v důsledku setrvačnosti měřícího systému nemůže okamžitou hodnotu měřené veličiny sledovat. Setrvačnost systému spolu s direkční silou a dalšími veličinami se uplatňuje tak, že systém se z hlediska odezvy na časový průběh síly chová jako přenosový systém typu dolní propust se strmostí -12 dB na oktavu. Okamžitá výchylka tedy odpovídá konvoluci časového průběhu síly s impulsní odezvou měřícího systému. Pro pomalu proměnnou sílu výchylka

její okamžitou hodnotu sleduje a tím sleduje i hodnotu měřené veličiny. Při rychlých změnách výchylka udává přibližně průměrnou hodnotu měřené veličiny vyhodnocenou za dobu trvání jedné poloviny periody na mezní frekvenci přenosové funkce měřícího systému.

Nevýhodou přístrojů založených na magnetických účincích proudu je jejich spotřeba výkonu. Při měření proudu je to dáno úbytkem napětí, který vzniká při průtoku měřeného proudu systémem přístroje. Součin tohoto úbytku a protékajícího proudu dává spotřebovaný výkon. Obdobně při měření napětí protéká systémem přístroje jistý proud, který je nutný pro dosažení výchylky, a součin tohoto proudu a měřeného napětí dává měřený výkon. Pokud se pro měření střídavých veličin přístroj doplní usměrňovačem, jeho vlastnosti z hlediska spotřeby se nevyhnutelně zhorší.

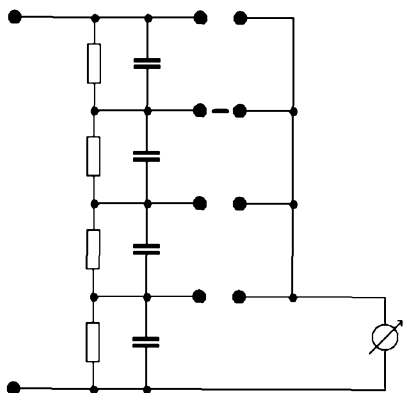
Spotřeba výkonu sama o sobě by sama o sobě nemusela ještě být nic tragického. Podstatné je, že měřící přístroj zpravidla používáme při měření stavu elektrických obvodů, a když přístroj do obvodu připojíme, stává se tím jeho součástí, takže se obvod vlastně změní a změní se tak i jeho stav oproti stavu, ve kterém byl před připojením přístroje.

Pro posouzení míry této změny je podstatné „míra dokonalosti“ měřícího přístroje. Dokonalý přístroj by měl mít nulovou spotřebu výkonu. Dokonalý přístroj pro měření napětí čili obvykle voltmetr (případně milivoltmetr apod.) by tedy měl mít nekonečný odpor a dokonalý přístroj pro měření proudu (ampérmetr, miliampérmetr...) by měl mít odpor nulový.

Velmi kvalitní ručkové elektrodynamické přístroje, které dosahují plné výchylky při proudu řádově desítek mikroampérů, mají vlastní odpor cívky řádově kiloohmy. Spotřeba proudu pro plnou výchylku je ukazatelem spotřeby při použití přístroje jako voltmetru s patřičným předřadníkem. Má-li takový přístroj dosáhnout plné výchylky např. při napětí jednoho voltu, bude jeho výsledný odpor řádu desítek kiloohmů. Napětí na cívce přístroje přitom bude řádu desítek až stovek milivoltů, což je zase ukazatelem minimálního možného úbytku napětí v případě, že přístroj bude použit pro měření proudu.

Zvětšení proudového rozsahu se dosahuje připojením paralelního odporu, tzv. bočníku, jehož hodnota je volena tak, aby úbytek na něm při maximálním měřeném proudu odpovídal napětí na cívce přístroje nutnému pro maximální výchylku. To znamená, že např. vnitřní odpor ampérmetru pro maximální hodnotu proudu 1 A bude řádu desítek až stovek miliohmů.

Zlepšení vlastností měřícího přístroje je možné dosáhnout jedině použitím „elektronické podpory“, tj. zesílení měřené veličiny. V praxi přicházejí v úvahu v podstatě jen zesilovače napětí. Klasickým přístrojem takového druhu je elektronkový (lépe elektronický) voltme-



Obr. 3. Vstupní dělič elektronického nf voltmetru

tr, používaný již dlouhá léta pro měření střídavých napětí.

V jeho původní podobě se jedná o elektronkový zesilovač střídavého napětí s přesně definovaným zesílením. U novějších přístrojů je aktivním prvkem na vstupu nejčastěji tranzistor řízený polem (JFET). Na výstupu zesilovače je zapojen usměrňovač, který v klasické podobě napájí ručkový měřicí přístroj. Základní citlivost přístroje, tj. nejmenší vstupní napětí pro maximální výchylku, bývá řádu jednotek milivoltů, mnohdy i méně. Zpravidla potřebujeme mít možnost jedním přístrojem měřit napětí ve větším rozsahu a přístroje se proto vybavují vstupním děličem. V zásadě to může být jednoduchý odporový dělič s přepínatelným dělicím poměrem. Kapacita vstupu vlastního zesilovače však zatěžuje výstup děliče a vnáší do výsledného zesílení frekvenční závislost, která je nežádoucí při měření v širším frekvenčním rozsahu. Proto se dělič doplňuje kapacitní kompenzací, která tuto závislost potlačuje. V nejjednodušší podobě je to naznačeno na obr. 3. Skutečná zapojení bývají složitější, poněvadž se zpravidla požaduje, aby vstupní impedance přístroje, tj. odpor s paralelně připojenou kapacitou, byla konstantní, což u jednoduchého zapojení podle obrázku není možné zajistit. Typicky je to např. $1\text{ M}\Omega$ a paralelně 30 pF . Je to mimo jiné proto, že přístroje jsou často používány s přídavnou redukční sondou, která pro správnou funkci musí být zatížena konstantním odporem a kapacitou - tak je tomu zcela běžné u osciloskopů. Problematika přepínání rozsahů resp. zesílení je u přesných přístrojů značně náročná a obvykle se nevystačí s jednoduchým přepínáním na vstupu, přepínání se provádí ve více na sebe navázaných zesilovacích stupních.

Je celkem běžné, že elektronický voltmetr se vybavuje výstupem zesíleného (popř. zeslabeného) měřeného napětí. Tím se z něj stává měřicí zesilovač. Přístroje tohoto druhu se v nízkofrekvenční měřicí technice používají velmi často. Je obvyklé, že takový přístroj se vlastně skládá ze dvou měřicích zesilovačů s nezávislými regulacemi zesílení. Ty mohou být buďto

mezi sebou interně propojeny, anebo je výstup prvního z nich a vstup druhého z nich vyveden z přístroje tak, že mezi vstupní a výstupní zesilovač může být zařazen měřicí filtr. Tím se z měřicího zesilovače stává analyzátor signálu.

Klasické elektronické (elektronkové) voltmetry jsou konstruovány jako měřiče střídavého napětí. Samozřejmě je možné realizovat i měřicí zesilovač pro stejnosměrné napětí, zásadním problémem konstrukce je v takovém případě stabilita přenosu vyjádřená stabilitou nuly - při nulovém vstupním napětí musí být zaručena stabilní nulová hodnota výstupního napětí. Konstrukce stejnosměrných zesilovačů, které by tuto podmínku splňovaly, patřila v epoše elektronkových obvodů k vrcholným dílům konstruktérského umu. Zesilovače tohoto druhu byly využívány v analogových počítačích a jediná praktická možnost jejich sestavení spočívala v převodu stejnosměrného (případně velmi pomalu proměnného) napětí na střídavé napětí s použitím střídače (chopperu), ve kterém se obvykle využíval elektromechanický přepínač (např. polarizované relé). Střídavé napětí bylo následně zesíleno a zpětně převedeno na stejnosměrné napětí pomocí synchronního demodulátoru synchronizovaného se vstupním střídačem. Pokud měl být stejnosměrný zesilovač používán i pro zpracování vyšších frekvencí, musel být konstruován jako dvou- nebo třípásmový.

Obdobně byly později uspořádány zesilovače tranzistorové, s tím rozdílem, že jako spínací prvek střídače a synchronního detektoru byly u modernějších řešení využívány tranzistory řízené polem - spínací MOSFET.

Existují i obdobné integrované obvody, které jsou označovány jako „chopper stabilized“ - jedná se o operační zesilovače s extrémně malým offsetem (vstupní napětíovou chybou) na úrovni menší než 1 mikrovolt ; velmi kvalitní přesné monolitické operační zesilovače bez tohoto typu stabilizace mají offset zpravidla na úrovni jednotek až desítek mikrovoltů.

Všechny druhy elektronických voltmetrů je samozřejmě možné použít i k měření proudu tak, že se jimi měří úbytek napětí na známém odporu (vlastně jde o bočník). Vysoká citlivost přístrojů s měřicími zesilovači umožňuje měřit při malých úbytcích na měřicím odporu. Jeho hodnota tak může být o několik řádů nižší než hodnota vstupní impedance použitého voltmetru, která v důsledku toho nemusí být brána v úvahu (s výjimkou měření s mimořádně vysokými nároky na přesnost).

Měření impedance

Impedanci resp. odpor je možné zjišťovat buďto „přímo“ na základě měření napětí a proudu, anebo můstkově.

Můstkové měření může být značně přesné, jeho nevýhodou však je, že vy-

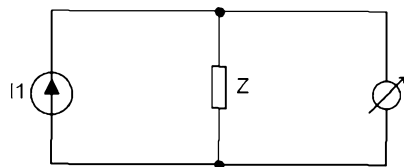
žaduje použití přesných referenčních impedancí, jejichž vlastnosti jsou zaručené zpravidla jen v dosti úzkém rozsahu frekvencí. Proto se měření můstkem nehodí např. pro sledování frekvenčních závislostí impedancí, což je pro nízkofrekvenční techniku dosti důležitá měřicí disciplína.

„Čistý odpor“ je vhodné měřit stejnosměrně, tj. klasickým stejnosměrným můstkem nebo měřením proudu a napětí při stejnosměrném napájení. Zde je nutné upozornit, že mnoho typů univerzálních RLC měřičů, vyráběných jako kompaktní přístroje se zpravidla digitální indikací měřené hodnoty, používá i pro měření odporů střídavé napětí. Pokud takovým přístrojem měříme odpor objektů, které mají frekvenčně závislou impedanci, dostáváme značně nepřesné nebo zcela nesmyslné výsledky. Typickým případem je např. měření stejnosměrného odporu kmitačky reproduktoru, tlumivky nebo vinutí transformátoru. V takovém případě je vždy nutné pracovat se stejnosměrným napájením.

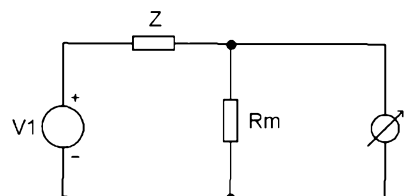
Při měření metodou proudu a napětí je možné postupovat dvěma způsoby.

Při prvním připojíme na měřený objekt Z zdroj známého proudu I_1 a měříme napětí, které se na objektu objeví (obr. 4). V druhém případě na objekt Z připojíme zdroj známého napětí V_1 a pomocí bočníku R_m měříme proud, který objektem protéká (obr. 5).

První varianta je bez problémů použitelná pro měření menších odporů a impedancí, kdy pracujeme s měřicím proudem např. 1 mA , 10 mA , 100 mA apod. a při rozsahu voltmetru řádu milivoltů až voltů můžeme měřit impedanci v rozmezí desítek miliohmů až desítek kiloohmů. S menším měřicím proudem můžeme měřit i vyšší impedance, musíme však již brát v úvahu impedanci voltmetru, který je připojen k měřenému objektu paralelně. Výhodou této metody je, že údaj voltmetru je přímo úměrný měřené impedanci. Hodí se proto např. pro snímání frekvenční závislosti impedance charakteroskopem. Jako zdroj proudu můžeme



Obr. 4. Měření impedance Z známým proudem I_1



Obr. 5. Měření impedance Z známým napětím V_1



Obr. 6. Čtyřsvorkový měřič RLC

často použit rezistor v sérii se zdrojem známého napětí; to je účelné zejména při měření menších impedancí, poněvadž hodnota sériového rezistoru by měla být aspoň o dva řády větší než velikost měřené impedance.

U druhé varianty obvykle postupujeme tak, že do série s měřeným objektem zapojíme snímací rezistor, na tuto sériovou kombinaci připojíme známé napětí a proud, který jí protéká, měříme jako úbytek na snímacím rezistoru. Jeho hodnota musí být podstatně menší než měřená impedance, jinak by bylo nutné výslednou hodnotu impedance korigovat, což v případě frekvenčně závislé impedance není zcela triviální. Frekvenčně závislá impedance má totiž reálnou složku $R(f)$ a imaginární složku $j \cdot X(f)$. Výsledná absolutní hodnota impedance je dána vzorcem:

$$Z = \sqrt{(R^2 + X^2)}. \quad (37)$$

Absolutní hodnota je to, co naměříme při jednoduchém měření metodou napětí a proudu, kdy sledujeme jen efektivní hodnoty proudu a napětí a nestaráme se o jejich případný fázový posun. Jestliže víme, že části celkové impedance $Z_T = R_T + j \cdot X_T$ v měřicím zapojení impedance je jistý známý odpor R_0 , např. odpor snímacího rezistoru, můžeme hledanou měřenou impedanci Z_M vypočítat podle vzorce:

$$Z_M = \sqrt{[(R_T - R_0)^2 + X_T^2]}. \quad (37)$$

Pro přepočet tedy potřebujeme znát reálnou i imaginární část impedance.

Jestliže reálnou a imaginární část impedance potřebujeme zjistit nezávisle, popř. pokud se chceme něco dozvědět o fázi, resp. fázovém úhlu impedance, je nejlepší použít metody s konstantním proudem a impedanci sledovat prostřednictvím proudové-napětového přenosu. Pokud to kvantitativní podmínky dovolují, je výhodné jako zdroj proudu použít zdroj napětí se sériově zapojeným rezistorem dostatečné hodnoty. Tímto způsobem se zpravidla snímají např. impedanční charakteristiky reproduktorů a reproduktorových soustav.

Moderní měřicí přístroje (RLC metry) jsou zpravidla uzpůsobeny pro čtyřsvorkové měření, tj. mají oddělený výstup měřicího proudu a vstup měře-

ného napětí. Obzvláště dokonale přístroje pak ukazují odděleně reálnou i imaginární složku měřené impedance. Pohled na přední panel profesionálního čtyřsvorkového měřiče RLC je na obr. 6.

Měření výkonu

S impedancí úzce souvisí výkon. Jestliže nějakou impedancí protéká proud, popř. jestliže na ni přiložíme napětí, dochází v ní k přeměně energie. Do impedance přitéká v podobě nějakého elektrického výkonu, který je zvykem nazývat příkon (popř. vstupní výkon). Tento výkon se v impedanci - v této souvislosti obvykle hovoříme o zátěži - přeměňuje na jinou formu energie, předávanou dále (v podobě výstupního výkonu). V elektroakustice nás samozřejmě zajímá především zvukový výkon, obecně však vždy dochází k přeměně části elektrického příkonu na výkon tepelný. V zátěži se může výkon i do jisté míry akumulovat v podobě energie elektromagnetického pole (elektrostatického v kapacitách, magnetického v indukčnostech).

Výkon je vlastně energie přenášená odněkud někam, takže měření výkonu se vždy vztahuje k výkonu přenášenému odněkud někam jinam. Můžeme měřit výkon, který je odevzdáván zdrojem signálu do zátěže, a chápat jej jako výkon odevzdávaný zdrojem nebo příkon přijaté zátěži - to je jen otázka úhlu pohledu. Terminologicky rozdíl je v tom, že u zdroje nás zajímá výkon, který je zdroj schopen dodat, zatímco u zátěže potřebujeme znát příkon, který je zátěž schopna zpracovat. Někdy se jedná jen o rozlišení formální - např. zesilovač se z hlediska elektrovodné sítě chová jako zátěž, z hlediska připojeného reproduktoru je to však zdroj.

Okamžitá hodnota výkonu přiváděného do zátěže (popř. odváděného ze zdroje) je dána součinem proudu a napětí. Pokud se jedná o zátěž s čistě odporovou impedancí, není problém výkon, resp. příkon stanovit - prostě vhodnými přístroji změříme efektivní hodnoty proudu a napětí a vynásobíme je (u stejnosměrného napětí nebo proudu je jejich hodnota totožná s efektivní hodnotou). Přitom je nutné mít na paměti, že potřebujeme měřit **skutečné**

efektivní hodnoty, což nemusí být zcela triviální. Už jsme si řekli, že běžné měřicí přístroje vyhodnocují u časově proměnného (střídavého) napětí nebo proudu zpravidla střední hodnotu a v efektivní hodnotě jsou pouze kalibrovány s předpokladem, že měřená veličina má harmonický (sinusový) časový průběh. U akustických signálů je časový průběh harmonický prakticky jen pro speciální měřicí signály, u reálných (např. hudebních) signálů je vždy od harmonického odlišný. U střídavého napětí ze sítě je harmonický průběh zaručen s docela přijatelnou přesností, s proudem do zátěže je to však jiné. Speciálně časový průběh proudu, který teče ze sítě do spotřebičů se stejnosměrným zdrojem běžné konstrukce (neplatí např. pro pulzní zdroje užívané v počítačích) se od harmonického průběhu velmi liší. Pokud se tedy např. pokusíme změřit příkon zesilovače s použitím běžných měřicích přístrojů, dopustíme se pravděpodobně dosti značné chyby.

Pokud impedance nebude čistě odporová, situace se dále komplikuje. U komplexních zátěží je časový průběh proudu harmonického průběhu fázově posunut proti průběhu napětí a skutečný výkon do zátěže odevzdávaný nebude odpovídat ani součinu efektivních hodnot napětí a proudu. V takovém případě vynásobením proudu a napětí dostáváme tzv. zdánlivý výkon, který se udává ve voltampérech [VA] pro odlišení od skutečného výkonu, udávaného ve watttech.

Skutečný výkon ukazují wattmetry, což jsou speciálně konstruované měřicí přístroje s pohyblivou cívku. Podstatou jejich konstrukce je, že magnetické pole, ve kterém se pohybuje cívka, je buzené proudem v pomocném vinutí. Síla působící na cívku je tak dána součinem proudu v cívkě a proudu v pomocném vinutí. Jestliže jeden z proudů je odvozen od měřeného napětí a druhý od měřeného proudu, je tato síla úměrná okamžitému výkonu a výchylka odpovídá jeho průměrné hodnotě, která je z okamžité hodnoty odvozena setrvačností měřicího systému. Nevýhodou wattmetrů s pohyblivou cívku a pomocným budičím vinutím je to, že budičí vinutí má ne právě zanedbatelnou indukčnost. Funkce celého měřicího systému je tudíž výrazně frekvenčně závislá a tyto přístroje se hodí zpravidla jen pro měření do stovek hertzů, typicky např. pro měření na síti.

Měření skutečného výkonu pro zvukové signály na komplexních zátěžích je s dostatečnou přesností proveditelné jen na základě současného sledování časového průběhu proudu a napětí a vyhodnocování jejich součinu buďto s využitím digitální techniky anebo pomocí měřicích zesilovačů a analogové násobičky s navazujícím integrátorem.

Analogové násobičky realizované speciálními integrovanými obvody jsou schopny pracovat až do frekvencí řádu desítek megahertzů a přesností výsled-

ků s nimi dosahovaných je řádu desetin procenta, což pro měření výkonu většinou postačí (tyto obvody se primárně používají především pro zpracování signálů v telekomunikační technice např. jako modulátory nebo směšovače).

Měření frekvence

Už dříve jsme si řekli, že frekvence je parametrem periodického signálu a skutečné periodické signály vlastně neexistují, poněvadž by musely trvat nekonečně dlouho. Je však účelné pojem periodického signálu poněkud rozšířit. V běžné mluvě se periodickým signálem rozumí takový signál, který v rámci jistého omezeného časového úseku vykazuje základní vlastnost periodického signálu spočívající v tom, že jeho časový průběh se po jisté době opakuje. Přesná matematická definice takového „omezeně periodického signálu“ je poněkud krkolomná a nebudeme ji zde uvádět - věřím, že právě vyslovený slovní popis je dostatečně srozumitelný. Pokud v praxi měříme frekvenci, měříme ji samozřejmě vždy jen omezenou dobu a vždy tedy pracujeme s omezeně periodickým signálem.

Frekvenci je možné měřit dvěma způsoby. Nejjednodušší je stanovit, kolik period signálu proběhne za nějaký pevný časový úsek. Takto pracují jednodušší čítače. Nevýhodou je, že v podstatě nikdy za měřicí časový průběh neproběhne celistvý počet period - vždycky bude kousek periody přebývat nebo chybět. Tím je dáno omezení přesnosti měření tímto způsobem - relativní přesnost je dána jako převrácená hodnota součinu délky měřicího intervalu a frekvence. To je nepříjemné hlavně při měření velmi nízkých frekvencí; chceme-li např. měřit v oboru desítek hertzů s přesností řádu jednotek procenta, musíme provádět počítání period po dobu desítek sekund.

Východiskem je použití druhé metody, která je založena na měření délky periody. Jedná se vlastně opět o počítání period, tentokrát však vycházíme z délky jedné periody měřeného signálu a počítáme, kolik během ní proběhne period měřicího „normálního“ signálu. Přesnost je v tomto případě dána převrácenou hodnotou součinu měřicí frekvence a délky periody měřeného signálu. Pokud např. měříme v oboru desítek hertzů, není problém dosáhnout přesnosti na úrovni setin procenta při době měření řádu desetin sekundy - stačí použít měřicí signál o frekvenci 100 kHz.

Univerzální čítače zpravidla zdroj normálové frekvence obsahují (jeho frekvence je obvykle volitelná v několika dekádách) a ty doopravdy kvalitní přístroje provedou automaticky veškeré potřebné operace včetně přepočtu z délky periody na frekvenci u druhé metody. Obecně se dá říci, že vždy počítáme periody signálu nějaké frekvence

po nějakou dobu a přesnost je dána převrácenou hodnotou součinu příslušné doby a frekvence.

Žádný reálný tak zvaně periodický signál samozřejmě není periodický dokonale - ba právě naopak; existují velmi závažné příčiny toho, že průběh signálu se nemůže opakovat úplně přesně. Pokud tedy měříme frekvenci, můžeme měřit vždy jen její okamžitou nebo průměrnou hodnotu (ono ostatně ani konstantní napětí není nikdy úplně konstantní). Pokud měříme frekvenci počítáním period za nějaký časový interval, dostáváme jako výsledek automaticky průměrnou hodnotu v tomto intervalu. Pokud vyhodnocujeme frekvenci na základě měření délky periody, dostáváme okamžitou hodnotu pro danou periody. Chceme-li metodou měření délky periody získat průměrnou hodnotu, musíme provést měření vícekrát a výsledky zprůměrovat, anebo měřit délku trvání série více period po sobě a výsledek patřičně přepočíst. Je obvyklé provádět měření délky v dekadických násobcích délky periody, tedy deset, sto apod. Přístroj, kterým se takové měření provádí, tedy vlastně musí obsahovat dva čítače - jedním se definuje počet sledovaných period signálu a druhým se počítají periody měřicího signálu. Dva čítače jsou ostatně zapotřebí i pro měření počítáním period za daný časový interval - měřicí časový interval se totiž musí určit rovněž čítačem patřičného časoměrného signálu.

Zjišťovat frekvenci oběma popsanými metodami je možné i analogově, této techniky se však zpravidla nepoužívá pro měření. Analogově se frekvence vyhodnocuje např. ve frekvenčních demodulátorech, v různých systémech automatické regulace apod. V těchto případech se obvykle frekvence nebo délka periody převádí na napětí s použitím vhodného integračního zapojení.

Měření frekvenčních charakteristik

U frekvenčních charakteristik by bylo možná vhodnější hovořit o snímání spíše než o měření. Nejedná se totiž o zjišťování jedné hodnoty nějaké veličiny, nýbrž o zjišťování závislosti nějaké veličiny na frekvenci s tím, že tato závislost se pro jistý interval hodnot frekvence zaznamenává v podobě grafu nebo tabulky.

Definice a zjišťování frekvenční charakteristiky v běžném slova smyslu je na první pohled záležitost v podstatě jednoduchá. Do měřeného objektu přivedeme signál harmonického průběhu s proměnnou frekvencí a měříme, co se objeví na jeho výstupu. Frekvenční závislost poměru mezi vstupní a vstupní veličinou, např. efektivní hodnotou napětí, vyneseme do grafu nebo tabulky a je to hotové. Jenže takhle jednoduché to zase není. Už dříve jsme si definovali, co je to periodický signál.

Víme, že je to signál, jehož časový průběh je popsán obecně vzorcem (25). Jednoduchý harmonický signál je speciálním případem signálu podle tohoto vzorce s tím, že obsahuje pouze složky s násobitelem frekvence $k = 1$. Jestliže při snímání frekvenční charakteristiky frekvenci měníme, nepracujeme už vlastně s harmonickým signálem, nemluvě o tom, že skutečný harmonický signál jakožto periodický musí trvat od minus nekonečna do plus nekonečna času. Jakékoli reálné snímání frekvenční charakteristiky tedy s sebou nese neodstranitelné nepřesnosti, jakkoli tyto nepřesnosti mohou být z praktického hlediska bezvýznamné.

Podívejme se však na frekvenční charakteristiku trochu blíže. V předchozím textu jsme o frekvenční charakteristice hovořili v souvislosti s impulsní odezvou systému. Řekli jsme si, že přenosové vlastnosti systému jsou beze zbytku popsány jeho impulsní odezvou. Jestliže do systému přivedeme jednotkový impuls, objeví se na jeho výstupu nějaká časová odezva, **impulsní odezva**. Dále jsme si definovali frekvenční charakteristiku jako Fourierův obraz impulsní odezvy (vzorec (14)). Ve smyslu zavedené terminologie je frekvenční charakteristika - chápána jakožto nějaká abstraktní funkce frekvence - vlastně spektrální charakteristikou impulsní odezvy.

Frekvenční charakteristiku $F(l(f))$ ze vzorce (14) můžeme přepsat podle výrazu:

$$F(l(f)) = \operatorname{Re} F(\omega) + j \operatorname{Im} F(\omega) \quad (39)$$

a vyjádřit jako součin absolutní hodnoty a fázového činitele:

$$F(l(f)) = |F(\omega)| \cdot \exp(j \cdot \varphi), \quad (40)$$

přičemž:

$$|F(\omega)| = \sqrt{[\operatorname{Re}^2(F(\omega)) + \operatorname{Im}^2(F(\omega))]}, \quad (41a)$$

$$\varphi = \arctg [\operatorname{Im} F(\omega) / \operatorname{Re} F(\omega)]. \quad (41b)$$

Jestliže do systému přivedeme harmonický signál, objeví se na jeho výstupu opět harmonický signál, jehož amplituda bude odpovídat amplitudě vstupního signálu vynásobené absolutní hodnotou frekvenční charakteristiky pro danou frekvenci. Okamžitá fáze (fázový úhel) výstupního signálu pak bude odpovídat okamžité fázi vstupního signálu posunuté o fázový úhel φ . Pokud při snímání kmitočtové charakteristiky měříme pouze amplitudu, je správně hovořit o amplitudové charakteristice. Úplnou frekvenční charakteristiku včetně informace o fázovém posunu udáváme obvykle jako dvojici křivek, Bodeho charakteristiku. K tomu se vrátíme později.

Problém nekonečnosti trvání harmonického signálu můžeme obejít tím, že se spokojíme s měřením „omezeně periodickým signálem“, o kterém jsme se již zmiňovali. Nepřesnost, které se dopustíme, bude nepřímo úměrná po-

čtu period signálu, po jejichž uplynutí se provede vyhodnocení. To platí v případě, že měření budeme provádět ve „frekvenčních krocích“, tj. pro konečný počet různých frekvencí.

V oboru akustiky a elektroakustiky je obvyklé „krokovat“ frekvenci logaritmicky, tj. dvě po sobě jdoucí měřicí frekvence mají konstantní poměr. Normy stanovují tzv. zlomkooktávové řady, do kterých jsou vybrány jisté preferované frekvence.

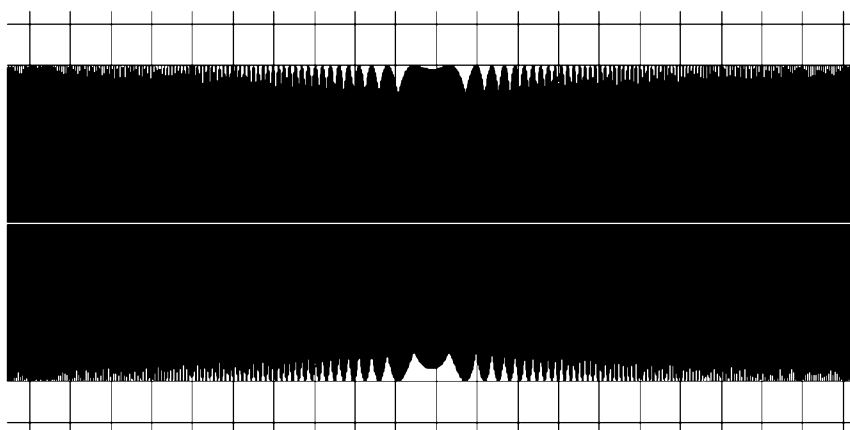
Např. u třetinooktávové řady se jedná o frekvence s poměrem rovným třetí odmocnině ze dvou, přičemž z praktických důvodů se tyto frekvence udávají zaokrouhleně a jejich hodnoty jsou upraveny tak, aby jejich poměry současně přibližně odpovídaly desáté odmocnině z deseti, takže se současně pokryje oktávový a dekadický rastr frekvencí - v daném rozsahu je ke každé frekvenci obsažen její polovina, dvojnásobek, desetina a desetinásobek.

V akustickém pásmu se jedná o řadu frekvencí 20; 25; 31,5; 40; 50; 63; 80; 100; 125; 160; 200; 250; 315; 400; 500; 630 a 800 Hz a 1; 1,25; 1,6; 2; 2,5; 3,15; 4; 5; 6,3; 8; 10; 12,5; 16 a 20 kHz.

Pro přesnější resp. podrobnější měření se používají jemnější dělení, např. šestinooktávové, dvanáctinooktávové apod. V těchto řadách se však již zpravidla nepracuje se zaokrouhlením na desetiny resp. dekadické zlomky, používají se totiž většinou v digitální měřicí technice. Pravidla pro zaokrouhlování jsou pak buďto odvozena z dvojkové soustavy anebo se pracuje s maximální přesností dosažitelnou v daném přístrojovém systému, přičemž nemusí být problém udávat frekvence s přesností na šest i více desetinných míst.

Jestliže při měření frekvenční, resp. amplitudové charakteristiky použijeme plynule přeladovaný (harmonický) signál, tj. „omezeně periodický signál“ s „plynule proměnnou frekvencí“, dopouštíme se nepřesností vyšší kategorie. Nejen že nemáme k dispozici nekonečný počet period a už sama definice frekvence je tak z principu nepřesná, ale dokonce každá „perioda“ je jinak dlouhá a vlastně ani pojem periody jako takový už neplatí. Periodou v takovém případě obvykle rozumíme časový interval mezi dvěma průchody signálu nulou.

Nepřesnost, které se dopouštíme, je pak dána tím, jak dalece se poměr délky dvou po sobě jdoucích „period“ liší od jedničky. Pokud je tento poměr během přeladování konstantní, hovoříme o logaritmickém přeladování. Kromě toho se v praxi uplatňuje ještě přeladování lineární. U něho se mezi dvěma po sobě jdoucími „periodami“ mění převrácená hodnota délky periody („frekvence“) o konstantní přírůstek. Pokud např. při logaritmickém přeladování chceme, aby poměrná změna délky trvání se od jedné periody ke druhé změnila o jedno procento, tedy v poměru 1 : 1,01, můžeme celkem snadno vypočítat, že pro přeladění přes celé



Obr. 7. Modulace amplitudy při přeladování kmitočtu

akustické pásmo, tedy pro poměr délky počáteční periody ke koncové 1 : 1000, musíme proběhnout celkem přibližně 694 period a celé přeladění proběhne za přibližně 5 sekund. Mohlo by se tedy zdát, že amplitudovou popř. frekvenční charakteristiku můžeme sejmut přes celé akustické pásmo poměrně rychle. Problém je v tom, že přesnost sejmутí není dána jen nepřesností v definici periody, nýbrž také rychlostí ustálení měřicího přístroje, při měření systémů se složitější časovou odezvou také rychlostí jejich ustálení a podobně. Běžně se proto při snímání charakteristik plynulým přeladováním pracuje s celkovou dobou přeladění desítky sekund až jednotky minut.

Vše, co bylo řečeno o rychlostech přeladování, s tím související přesnosti atd. platí za předpokladu, že pracujeme sice jakoby v pásmu akustických frekvencí, avšak fakticky s nekonečnou šířkou pásma. Přeladovaný signál totiž není periodický a navíc má omezenou délku trvání, takže jeho Fourierův obraz se rozprostírá přes nekonečný obor frekvencí.

Jestliže tento obor omezíme např. tím, že přeladovaný signál budeme generovat digitálně a tudíž ve striktně omezeném pásmu frekvencí od nuly do poloviny vzorkovací frekvence, objeví se další nepřesnosti spočívající v tom, že vygenerovaný signál nebude mít konstantní amplitudu. To ilustruje např. obr. 7, na kterém je výšek záznamu signálu přeladovaného v pásmu 20 Hz až 20 kHz za dobu 20 sekund, generovaného digitálně se vzorkovací frekvencí 44,1 kHz (tedy v šířce pásma 22,05 kHz), a to v okolí frekvence 17630 Hz. Velikost svislého dílku je 2 dB a to je také hodnota, k níž se blíží zvlnění amplitudy vzniklé omezením šířky pásma.

Tento efekt je při omezení šířky pásma přeladovaného signálu neodstranitelný a je možné pouze jeho vliv omezit zmenšením rychlosti přeladování nebo zvětšením šířky pásma (tj. vzorkovací frekvence). Např. při vzorkovací frekvenci 192 kHz a době přeladění přes akustické pásmo 120 sekund jsou chyby amplitudy vzniklé omezením šířky pásma na úrovni 0,4 dB.

Pokud se frekvenční charakteristika udává graficky, je zvykem, že amplitudová charakteristika, tj. závislost amplitudy na frekvenci, se znázorňuje v logaritmickém měřítku. Na horizontální ose je vynášena frekvence, na vertikální ose amplituda. Amplituda je obvykle udávána v decibelech, takže při „decibelovém čtení“ je vertikální stupnice lineární. Důvodem pro použití tohoto typu znázornění je potřeba překlenout značný frekvenční i amplitudový rozsah, jejichž počáteční oblast by při lineárním znázornění byla špatně čitelná. Fázová charakteristika se obvykle udává v měřítku semilogaritmickém tak, že horizontálně se vynášejí frekvence v logaritmickém měřítku a vertikálně fázový úhel v měřítku lineárním. Tímto způsobem lze překlenout celé akustické pásmo s dobrou čitelností i pro nízké frekvence, nevýhodou však je, že při zobrazení fázové charakteristiky mající v některém úseku lineární průběh nedostaneme jako graf přímku resp. úsečku. To může být v některých případech dosti zavádějící.

Přístrojové uspořádání pro snímání frekvenční charakteristiky je celkem jednoduché. Pokud snímáme pouze amplitudovou charakteristiku metodou zápisu do tabulky, potřebujeme generátor měřicího signálu (tónový generátor), měřič výstupní veličiny (nízkofrekvenční voltmetr resp. milivoltmetr) a psací potřebu. Grafické znázornění pomocí tabulky můžeme provést ručně anebo si můžeme pomoci vhodným software (např. Microsoft Excel).

Tvorba grafů tímto způsobem je samozřejmě poněkud nepohodlná a výrobci měřicí techniky již dlouhá léta vycházejí vstříc potřebám svých zákazníků výrobou nejrůznějších grafických zapisovačů, které záznam výsledků v podobě křivky dokáží více či méně zmechanizovat nebo zautomatizovat.

Špičku v tomto oboru představuje dánská firma Brüel & Kjær. Ta se již na konci čtyřicátých let dvacátého století stala průkopníkem měřicí techniky tím, že vytvořila první prakticky použitelný tónový generátor pracující na záznamovém principu. Tento princip spočívá v tvorbě nízkofrekvenčního signálu směřováním jednoho vysokofrekven-

ního signálu s pevnou frekvencí s druhým signálem, který je přeladitelný. Výhodou tohoto principu je, že umožňuje přeladit celý akustický rozsah frekvencí od 20 Hz do 20 kHz (tedy poměrně přeladění 1 : 1000) v jediném rozsahu přeladění pomocného vysokofrekvenčního generátoru, poněvadž při vhodné volbě frekvencí může být jeho rozsah poměrného přeladění celkem malý. Např. při pevné frekvenci 1,2 MHz potřebujeme přeladovat v rozsahu 1,20002 až 1,202 MHz. Nevýhodou tohoto přístupu jsou velmi vysoké požadavky kladené na přesnost a stabilitu oscilátorů, generujících potřebné frekvence. To se pánům Brüelovi a Kjaerovi podařilo zvládnout a vstoupili tak do dějin. Poměrně brzy pak následoval grafický zapisovač, který umožňoval přímý záznam frekvenčních charakteristik tím, že souběžně s posunem záznamového pásu papíru přeladoval pomocí mechanického převodu a ohebného hřídele generátor. Amplitudové charakteristiky sejmuté touto technikou můžete vidět na jiném místě tohoto čísla KE. Pozdější modely generátorů umožňovaly také řízení kmitočtu napětím a snímání charakteristik se tak dalo provádět na principu souřadnicového zapisovače.

Základní výhodou jednorozsahového měření přes celé akustické pásmo, tj. s plynulým přeladěním přes tři dekády, je možnost sejmout charakteristiku v celém akustickém pásmu „na jeden průchod“. Pokud takovou možnost nepožadujeme, můžeme používat generátor s menším rozsahem přeladění. Typickým představitelem takového generátoru jsou různé „generátory funkcí“. Jedná se v podstatě o generátory tvarových kmitů, u kterých se patřičným tvarováním výchozího zpravidla trojúhelníkového průběhu dosahuje výstupního průběhu přibližně sinusového charakteru. Tyto generátory jsou obvykle plynule přeladitelné v rozsahu jedné dekády. Jejich určitou nevýhodou je poměrně velké zkreslení sinusového průběhu dosahující hodnot desetiny procenta. Pro snímání amplitudových charakteristik to však nemusí být na závadu.

Snímání fázových charakteristik je poněkud náročnější. Především se nikdy neměří něco jako absolutní fáze resp. fázový posun - ten je vždy vztažený k nějakému referenčnímu signálu, o kterém se předpokládá, že jeho fázový posun je nulový. Přístroj pro měření fáze má proto vždy dva vstupy - jeden pro referenční signál a druhý pro měřený signál. Vyhodnocování fázového úhlu mezi těmito signály se provádí na základě sledování jejich průchodů nulou. Při vyhodnocování tedy nezáleží na amplitudě signálu, výsledek však může být zatížen chybou, jestliže časový průběh signálů neodpovídá předpokládanému (zpravidla sinusovému).

Způsoby vyhodnocování jsou různé, v podstatě vždy se však výchozí signály převádějí na signály s pravoúhlým

průběhem a další vyhodnocování se provádí zpracováním v logických obvodech. Podstatné pro kterýkoliv způsob vyhodnocování fáze metodou porovnávání měřeného a referenčního signálu je to, že výsledný vyhodnocený fázový úhel může nabývat hodnot pouze v rámci jedné periody, tedy v intervalu 0° až 360° nebo -180° až $+180^\circ$. Pokud by případná skutečná hodnota z tohoto oboru vybočovala, nemůže ji systém vyhodnotit správně a nahradí ji hodnotou změněnou o potřebný násobek 360° (tj. $2 \cdot \pi$) tak, aby se do vyhodnotitelného oboru vrátila.

6. Měření impulsní odezvy

Jestliže chceme na základě měření zjišťovat přenosové vlastnosti systémů zpracovávajících signál, potřebujeme k tomu provádět většinu základních měření uvedených v předchozích odstavcích. Něco se ale dá provést jinak.

Rekli jsme si, že všechny informace o přenosových vlastnostech lineárního systému jsou obsaženy v jeho impulsní odezvě. Frekvenční charakteristika je Fourierovým obrazem impulsní charakteristiky a pokud se spokojíme s konečnou přesností, nemusíme počítat Fourierovu transformaci jako integrál přes nekonečný časový interval. Numerická popř. digitální technika zpracování dat nám dává k dispozici velmi účinný prostředek, tzv. diskretní Fourierovu transformaci a její modifikaci, rychlou Fourierovu transformaci (Fast Fourier Transform - zkratkou FFT).

Idea diskretní Fourierovy transformace vychází z tzv. vzorkovacího teoremu. Ten říká, že pro popis signálu v konečném frekvenčním pásmu nepotřebujeme znát všechny jeho hodnoty, jinými slovy nepotřebujeme znát signál jako spojitou funkci času. Stačí, když známe posloupnost jeho hodnot pro posloupnost hodnot času, mezi nimiž je odstup rovný převrácené hodnotě dvojnásobku šířky frekvenčního pásma. Jestliže tedy např. chceme popsat signál v pásmu 50 kHz, stačí, když udáme všechny jeho okamžité hodnoty pro hodnoty času měnící se s krokem 1/100 000 s.

Přechod od plynule se měnícího času k času měnícímu se v krocích se nazývá vzorkování. Zdůrazněme, že „navzorkovaný signál“ popisuje výchozí signál **zcela přesně**. Pokud se objeví nějaké odchylky, např. toho typu, který jsme si popsali u plynule přeladovaného signálu, je to dáno omezením šířky pásma, nikoli vzorkováním jako takovým.

Praktické použití vzorkování je velmi rozsáhlé. Ve své původní analogové podobě nalezlo široké uplatnění např. v telekomunikaci jako telefonie s časovým multiplexem. Umožnilo přenos více hovorových kanálů jednou přenosovou cestou tak, že vzorky jednotlivých

signálů byly na počátku přenosové trasy sdružovány s časovým posuvem do jednoho výsledného signálu s patřičně hustším časovým rastrem a na konci přenosové trasy byly podle odpovídajícího časového posuvu opět rozdělovány. Výsledné signály pak byly obnoveny dolnoproputnými filtry.

Je jasné, že filtrace byla nutná také ještě před vzorkováním. Vlastní vzorkování je totiž nelineární proces; vlastně se jedná o modulování výchozího signálu vzorkovacím signálem majícím charakter pulsního signálu s velmi vysokým poměrem šířky mezery k šířce pulsu. Takový signál má velmi široké spektrum vyšších harmonických a při vzorkování se směšuje se spektrem výchozího signálu. Pokud by spektrum výchozího signálu nebylo omezeno na polovinu frekvence vzorkovacího signálu (polovina vzorkovací frekvence se též nazývá Nyquistova frekvence), část spektra výchozího signálu ležící nad Nyquistovou frekvencí by se směšovala do oblasti pod ní a v pásmu příslušejícím užitečnému signálu by se objevily rušivé složky (tzv. aliasing - effect).

Potřeba filtrace před vzorkováním s sebou nese jeden technický problém. Chceme-li signál přenášet dostatečně kvalitně, nesmí příslušný filtr ovlivňovat signál v jeho frekvenčním pásmu, musí však co nejdokonaleji odstraňovat spektrální složky všech frekvencí počínaje Nyquistovou frekvencí. Jestliže se horní hranice přenášeného pásma rovná Nyquistově frekvenci, znamená to nutnost použít dolnoproputný (anti-aliasing) filtr s nekonečnou strmostí (tzv. brickwall filter). Takový filtr však není možné prakticky realizovat, a i kdyby se to nějakým nekonečně rafinovaným technickým trikem podařilo, měl by takový filtr nekonečně dlouhou dobu odezvy. Proto je v reálných podmínkách šířka pásma vzorkovaného signálu vždy poněkud menší než Nyquistova frekvence, resp. hodnota vzorkovací frekvence se volí tak, aby byla poněkud větší než dvojnásobek šířky pásma signálu, který má být na základě vzorkování přenášen, a příslušný filtr tak může mít konečnou strmost.

Obdobné podmínky pak platí pro filtr, který ze vzorkovaného signálu rekonstruuje signál originální. Zde sice při nedostatečné strmosti nehrozí nebezpečí vzniku aliasingu, ve výsledném signálu jsou však obsaženy rušivé složky z vyšších frekvenčních pásem vzniklých směšováním se vzorkovacím signálem, což může být na závadu při dalším zpracování signálu.

Ale zpátky k diskretní Fourierově transformaci. Zatímco klasická Fourierova transformace přiřazuje nějaké reálné funkci času obraz v podobě komplexní funkce frekvence, diskretní Fourierova transformace přiřazuje k reálné posloupnosti vzniklé vzorkováním obraz v podobě komplexní posloupnosti vytvořené „vzorkováním“ ve frekvenční doméně. Vzorkováním se v tomto případě rozumí, že jednotlivé prvky po-

sloupnosti jsou definovány pro diskrétní hodnoty frekvence. Které to jsou hodnoty, to si řekneme později.

Výpočet diskrétní Fourierovy transformace se dá provést numerickými metodami, nepotřebujeme tedy odvozovat exaktní matematické vzorce tak, jak by to bylo zapotřebí u spojitě transformace. Dosáhneme ovšem pouze omezené podrobnosti a omezené šířky pásma. Šířku pásma můžeme libovolně zvyšovat volbou vzorkovací frekvence. Podrobnost ve smyslu počtu vypočtených hodnot můžeme zvyšovat jinou cestou. Podstatné u diskrétní Fourierovy transformace je, že je počítána vždy pro konečný počet výchozích hodnot, vlastně tedy pro konečnou vstupní posloupnost. Rychlost výpočtu se dá podstatně zvýšit, jestliže počet výchozích hodnot je celistvou mocninou dvou, tedy 2, 4, 8, 16, ... 1024, 2048 ... atd. a počet výsledných komplexních hodnot je rovný polovině počtu vstupních hodnot (on je počet číselných výsledků vlastně shodný, poněvadž každý bod výstupní posloupnosti je zastoupen dvakrát - reálnou a imaginární částí). Algoritmus, který zrychlení výpočtu za těchto podmínek umožňuje, se nazývá rychlá Fourierova transformace (FFT).

Mezi parametry vstupní a výstupní posloupnosti existují následující vztahy. Vzorkovací frekvenci označíme f_s . Řád transformace, tj. řád příslušné mocniny dvou, označíme k .

Počet vzorků, který vstoupí do výpočtu, tedy délka vstupní posloupnosti n , je dána jako $n = 2^k$. Délka časového úseku signálu t , který se zpracovává, bude dána jako:

$$t = 2^k / f_s \quad (42)$$

a vzdálenost mezi sousedními hodnotami frekvence výstupní posloupnosti bude $1/t$.

Všechny doposud vedené výpočty je možné provádět s neomezenou přesností - tedy alespoň teoreticky. V praxi se ovšem signály zpracovávají v digitalizované podobě, tedy s přesností, která je omezena bitovou hloubkou digitalizace. Jednotlivé hodnoty signálu jsou interpretovány jako binární čísla a příslušné výpočetní algoritmy díky tomu mohou pracovat ještě rychleji, ačkoliv za cenu jisté ztráty přesnosti.

Pokud se například vzorkovaný signál přenáší v digitalizované podobě a nikoli tedy s plnou přesností, projeví se to tím, že po rekonstrukci se na pozadí užitečného signálu objeví rušení - tzv. kvantizační šum nebo též jiným názvem kvantizační zkreslení (název zkreslení je zde méně vhodný, poněvadž toto rušení má širokopásmový charakter a podoby harmonického zkreslení nabývá pouze v případě, že frekvence přenášeného signálu je celočíselným zlomkem vzorkovací frekvence). Efektivní hodnota kvantizačního šumu je poměrně málo závislá na am-

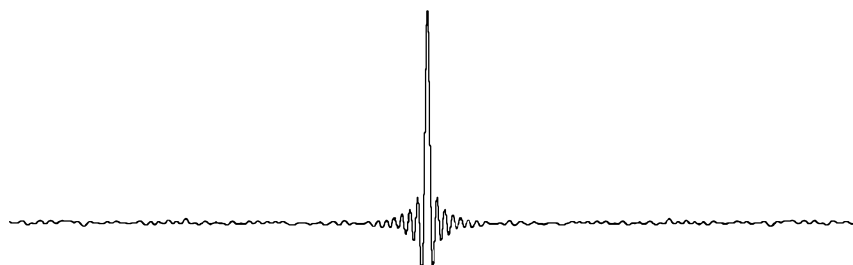
plitudě, resp. efektivní hodnotě přenášeného signálu a je přibližně dána jistým zlomkem maximální přípustné hodnoty přenášeného signálu, tj. maximální hodnoty, která se při dané bitové hloubce dá zakódovat.

Tento zlomek je přibližně dán toliknásobkem 6 dB, kolik je bitová hloubka - tedy např. při bitové hloubce 16 bitů je to 96 dB oproti maximální hodnotě, kterou lze přenést (z přesného teoretického výpočtu vychází hodnota poněkud větší, zaokrouhleně 98,1 dB, skutečná úroveň kvantizačního šumu však přece jen do jisté míry závisí na amplitudě digitalizovaného signálu, takže pro běžnou praxi je odhad 6 dB krát bitová hloubka docela přijatelný).

Nyní se už můžeme podívat na zoubek vlastnímu snímání impulsní odezvy. Nejjednodušší způsob, jak impulsní odezvu alespoň přibližně sejmout, je přivést na vstup systému signál co možná nejbližší jednotkovému impulsu a zaznamenat, co se děje na výstupu systému. Tato metoda má však jednu zásadní nevýhodu. Pro každý systém existuje určitá maximální hodnota vstupní veličiny, kterou je systém schopen lineárně zpracovat. Maximální délka budícího impulsu pak souvisí s maximální frekvencí, pro kterou je impulsní odezva sejmuta s přijatelnou přesností - tato délka by neměla být větší než jedna desetina délky trvání periody maximální frekvence, spíše by měla být menší. To znamená, že existuje jisté omezení pro výkon signálu, který můžeme do systému přivádět, resp. pro maximální energii, kterou můžeme do systému dodat v jednom impulsu. Vzhledem k tomu, že zpracování signálu se provádí prakticky vždy digitálně, může se stát, že amplituda impulsní odezvy bude srovnatelná s velikostí kvantizačního kroku a zpracování pak bude velmi nepřesné. Naštěstí existují metody snímání impulsní odezvy, které tato omezení umožňují obejít.

Abychom mohli vyložit, na jakém principu takové metody pracují, musíme zavést jeden základní pojem, a to tzv. korelační funkci. Její definice má hodně společného s konvolucí, kterou jsme si definovali vzorcem (9). Korelační funkce (též křížová korelace, cross-correlation) vstupních funkcí času $f(t)$ a $g(t)$ je definována integrálem:

$$f(t) \otimes g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t + \tau) g(\tau) d\tau \quad (43)$$



Obr. 8. Autokorelační funkce bílého šumu

Z pojmu korelační funkce se odvozuje další významný pojem, totiž autokorelační funkce. Jednoduše řečeno, autokorelační funkce k nějaké funkci času je dána jako korelační funkce této funkce samé se sebou, čili cosi jako - matematici prominou - druhá korelační mocnina.

Autokorelační funkce má mnoho zajímavých a užitečných vlastností. Jednou z nich je to, že lze najít takové funkce času, jejichž autokorelační funkce se blíží jednotkovému impulsu. Takových funkcí je velmi mnoho a mezi ostatními funkcemi času zaujímají svým způsobem speciální postavení. Jestliže totiž „vezmeme“ signál, jehož autokorelační funkce se blíží jednotkovému impulsu, a vybudíme jím nějaký přenosový systém, pak na výstupu systému dostaneme signál, jehož korelační funkce se vstupním signálem je impulsní odezva systému (přesněji řečeno, blíží se impulsní odezvě, a to tím přesněji, čím přesněji autokorelační funkce vstupního signálu odpovídá jednotkovému impulsu). Co to prakticky znamená. Chceme-li zjistit, jak vypadá impulsní odezva nějakého systému, nemusíme tento systém budit jednotkovým impulsem, tedy signálem o nekonečně velké amplitudě a nekonečně krátké době trvání. Postačí, když systém vybudíme nějakým signálem, jehož autokorelační funkce je dostatečně blízká jednotkovému impulsu. Takový signál může trvat celkem libovolně dlouho a může mít libovolně malou amplitudu, podstatný je jen jeho časový průběh, který může být například definován jako konečně dlouhý úsek bílého šumu. Impulsní odezvu pak dostaneme jako vzájemnou korelační funkci mezi signály na vstupu a výstupu systému.

Řekli jsme si, že „testovací signál“ může být např. konečně dlouhý úsek bílého šumu. To ilustruje obr. 8, na kterém je časově roztažený úsek autokorelační funkce jednosekundového úseku bílého šumu v blízkosti počátku. Skutečná délka zobrazeného impulsu je přibližně 50 mikrosekund, což je v postatě nejkratší impuls, jaký je možné generovat při dané vzorkovací frekvenci 44,1 kHz.

Právě jsme si vysvětlili, že pro snímání impulsní odezvy korelační technikou můžeme použít vcelku jakýkoli signál, jehož autokorelační funkce se blíží jednotkovému impulsu. Bílý šum je dobrým příkladem takového signálu, z praktického hlediska však není příliš

výhodný. Pro ujasnění si představme, jak takové snímání probíhá. Nejprve musíme vygenerovat příslušný měřicí signál a přivést jej do systému. Poté zaznamenáme, co se objevilo na výstupu měřeného systému. Měřicí signál vygenerujeme ještě jednou a provedeme korelaci se zaznamenaným výstupním signálem, čímž získáme impulsní odezvu. Pokud bychom chtěli jako měřicí signál použít bílý šum, museli bychom si jeho konkrétní průběh rovněž zaznamenat, jinak bychom jej nemohli pro potřebu vyhodnocení korelace přesně zopakovat, což je podmínkou. Podstatným rysem bílého šumu je totiž to, že se nikdy přesně neopakuje - je dokonale neperiodický. Existuje však způsob, jak tento problém obejít, a tento způsob spočívá v použití tzv. MLS signálu.

MLS - signál (Maximum Length Sequence) je záležitost vcelku jednoduchá. Jeho základem je posloupnost nul a jedniček generovaná tak, aby její délka byla celistvou mocninou dvojky zmenšené o jedna, tedy pro obecné přirozené číslo n je délka $2^n - 1$, přičemž algoritmus generování je volen tak, aby pořadí nul a jedniček bylo v rámci dané omezené délky náhodné. MLS signál se z takové posloupnosti vytvoří odečtením jedné poloviny (tím se posloupnost změní na náhodně se střídající hodnoty $+1/2$ a $-1/2$) a vynásobením vhodným koeficientem tak, aby se získal signál o amplitudě vhodné pro měření. Takový signál má všechny potřebné vlastnosti náhodného signálu a je přitom přesně opakovatelný, poněvadž jeho časová struktura je jednoznačně definována generačním algoritmem. Vhodných algoritmů je velké množství, pro daný měřicí systém a řád signálu (tj. číslo n) se však vybírá vždy jen jeden určitý.

Klasické měřicí uspořádání představuje systém MLSSA od firmy DRA Laboratories, která byla průkopníkem této měřicí technologie. Systém MLSSA je založen na speciálním měřicím adaptéru, který komunikuje s počítačem prostřednictvím sběrnice ISA a obstarává generování a snímání signálů. Zpracování dat se provádí v počítači. Systém pracuje pod operačním systémem MS DOS a je tedy zdánlivě poněkud zastaralý, je však navržen tak sofistikovaně, že dosud nebyl předstížen žádným z novějších systémů. Novější systémy pracují pod různými verzemi OS Windows s využitím standardních zvukových adaptérů. Dále si ukážeme několik příkladů aplikace systému MLSSA DRA.

Základním předpokladem správnosti funkce měřicího systému je co nejdokonalější aproximace jednotkového impulsu autokorelační funkcí měřicího signálu. Na obr. 9 je snímek autokorelační funkce měřicího signálu MLSSA pro délku měřicí sekvence danou exponentem $n = 14$, tj. 16 383 vzorků. Vzorkovací frekvence je 75,5 kHz a délka trvání celé sekvence je tudíž přibližně

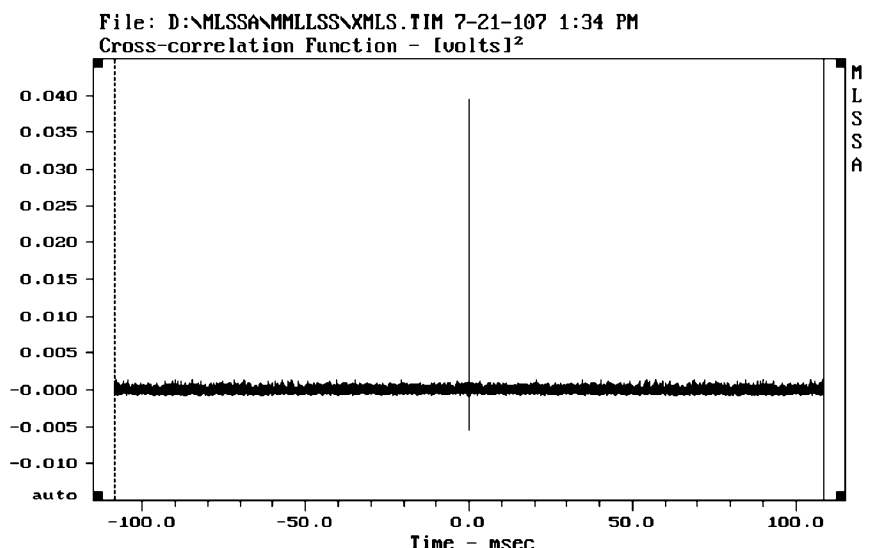
235 ms. Autokorelační funkce je vycenetrovaná podle počátku časové osy, takže začíná v čase přibližně -117 ms a končí v čase 117 ms.

Zvlnění v blízkosti nulové úrovně je dáno omezením frekvenčního pásma anti-aliasing filtrem. V zobrazeném případě je tato šířka pásma přibližně 25 kHz a použitý filtr má strmost 48 dB na oktávu. Strmost filtru je dána měřicím systémem resp. měřicím adaptérem, ve kterém jsou použity programovatelné filtry se spínanými kondenzátory (switched capacitor-filter). S ohledem na nepříliš vysokou strmost filtru (to je dáno technickými možnostmi, které byly k dispozici v době vývoje systému) výrobce doporučuje, aby vzorkovací frekvence byla alespoň trojnásobkem šířky pásma, i když jiné nastavení je také možné. Kdybychom zvětšili časové rozlišení použitím „časové lupy“, viděli bychom, že časový průběh impulsu realizovaného autokorelační funkcí je velmi podobný časovému průběhu impulsu odvozeného z bílého šumu, tak jak je to naznačeno na obr. 8.

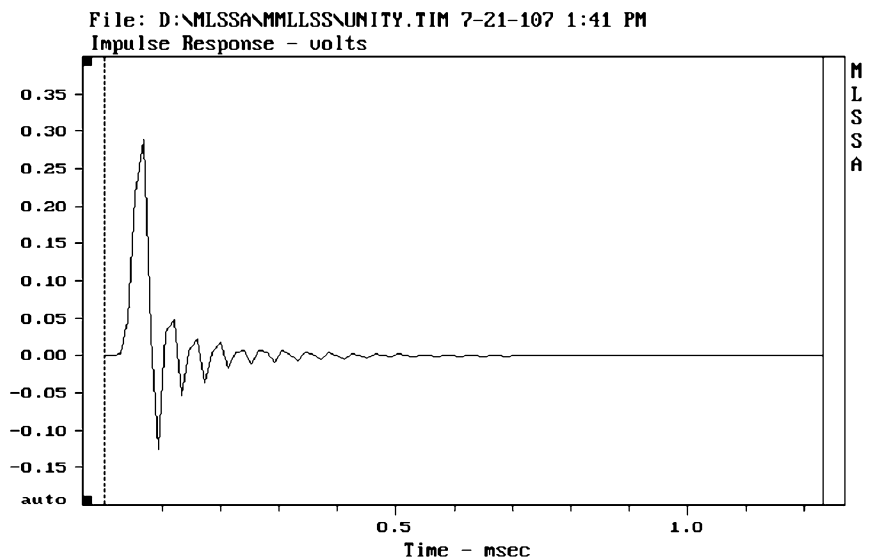
Na obr. 10 je znázorněn počáteční úsek impulsní odezvy celého měřicího

systému zapojeného v konfiguraci „loopback“, tj. měřicí signál z výstupu adaptéru je přiveden na jeho vstup a je sejmuta impulsní odezva. Na obr. 11 je pak je znázorněna odpovídající amplitudová charakteristika.

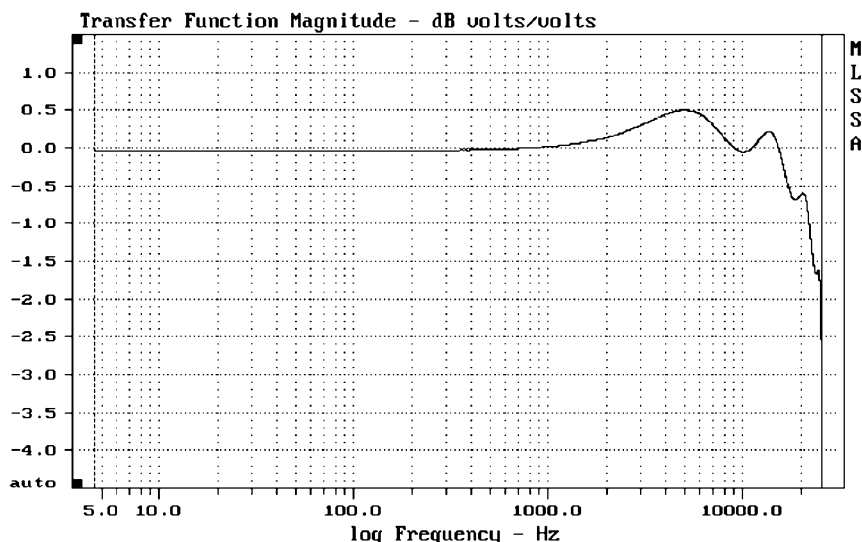
Také zde je patrné zvlnění, resp. „zakmitávání“, které v tomto případě ukazuje impulsní odezvu antialiasing filtru. Frekvence zákmitů je přibližně dána šířkou pásma filtru a délka trvání vlastní impulsní odezvy je poměrně velká. Pro měření je však relevantní pouze délka prvního peaku, která je srovnatelná s délkou periody odpovídající mezní frekvenci filtru. Nutno zdůraznit, že „zakmitávání“ není způsobeno nějakým převýšením přenosové charakteristiky filtru nebo snad dokonce jeho nestabilitou. Jedná se o efekt související s fázovou charakteristikou filtru, který je v daném případě nastaven jako filtr Čebyševova typu. Systém MLSSA DRA dovoluje použít i přenosovou funkci Butterworthova nebo Besselova typu, která vykazuje menší popř. žádné zakmitávání, má však výrazně horší průběh v oblasti přechodu z propustného do nepropustného pásma a tudíž horší



Obr. 9. Autokorelační funkce signálu MLSSA DRA



Obr. 10. Vlastní impulsní odezva systému MLSSA



Obr. 11. Vlastní amplitudová charakteristika systému MLSSA

oddělení případných aliasing-signálů, tj. signálů přicházejících do systému z oblasti nad vzorkovací frekvencí.

Obr. 12 ukazuje impulsní odezvu třípásmové reproduktorové soustavy GE-NELEC 1037 sejmoutou na ose vysokotónového měniče ve vzdálenosti 2 m od soustavy. Na impulsní odezvě je patrných několik výrazných skutečností. Především je to základní zpoždění dané měřicí vzdáleností. Toto zpoždění činí přibližně 5,8 ms a odečítá se mezi počátkem časové osy a počátkem impulsní odezvy, tedy okamžikem, kdy se průběh impulsní odezvy začíná odchylovat od nulové hodnoty. Dále je patrné, že impulsní odezva se skládá jakoby z několika časově posunutých odezev a má „zakmitávací“ charakter v délce trvání zhruba 2,5 ms. Nejedná se však o vícenásobnou odezvu nebo zakmitávání v pravém slova smyslu – kdyby mělo jít o zakmitávání, museli bychom je chápat jako zakmitávací děj s velmi rychle proměnnou délkou periody. Tento pro vícepásmové reproduktorové soustavy charakteristický průběh souvisí s jejich fázovou charakteristikou a jeho průběh je dán tím, že fázový úhel se mění s frekvencí nelineárně, zatímco lineární závislosti fázového úhlu na frekvenci přísluší prostě časové zpoždění.

Velmi zjednodušeně to až svádí říci, že impulsní odezva se skládá z několika (v tomto případě tří) dílčích impulsních odezev, z nichž každá odpovídá jednomu z měničů v soustavě, resp. jeho impulsní odezvě, samozřejmě se započtením vlivu výhybky. Na tuto interpretaci však raději rychle zapomeňte, poněvadž se jedná o opravdu nepřipustně silné zjednodušení.

Na obr. 13 je amplitudová charakteristika příslušející impulsní charakteristice z obr. 12, tj. z jejího zobrazeného časového úseku (necelých 15 ms). Charakteristika je u nejnižších frekvencí již jen přibližná v důsledku omezení délky odezvy použité pro výpočet a u vyšších frekvencí je zvlněná vlivem interference odražených signálů, poně-

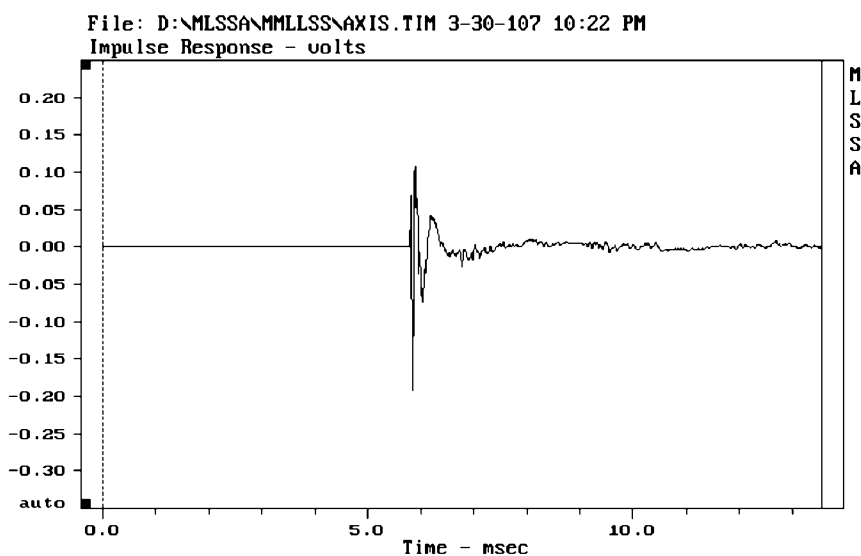
vadž snímání nebylo prováděno v bezodrazovém prostředí.

Tento jev je ještě lépe patrný na obr. 14, kde je impulsová odezva jiné repro-

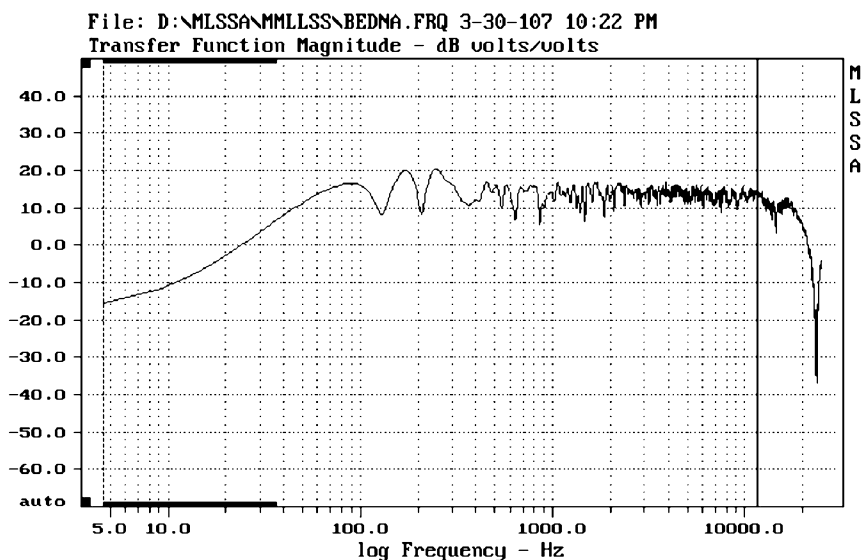
duktorové soustav sejmoutá v časovém intervalu přibližně 50 ms, a na obr. 15 je tomu příslušející amplitudová charakteristika počítaná z celé zobrazené části impulsní odezvy.

Dá se říci, že z charakteristiky na obr. 15 se dozvídáme, co vlastně v reálných podmínkách slyšíme. Pokud se ovšem potřebujeme dozvědět něco o chování reproduktoru bez vlivu odražených signálů, musíme pracovat v podmínkách pokud možno bezodrazových.

Metoda MLSSA (spolu s dalšími metodami založenými na vyhodnocování impulsní odezvy) tomu může do značné míry napomoci tím, že pro výpočet amplitudové charakteristiky můžeme vybrat tu část impulsní odezvy, ve které se odražené signály s ohledem na jejich zpoždění ještě neprojeví. Má to samozřejmě jisté meze, poněvadž při přílišném zúžení vyhodnocovaného časového úseku ztrácíme informaci o chování systému na nízkých frekvencích, jak to do jisté míry naznačuje již obr. 13 – zde v oblasti



Obr. 12. Impulsní odezva třípásmové reprosoustavy



Obr. 13. Amplitudová charakteristika odezvy z obr. 12

pod 100 Hz již nevidíme prakticky nic použitelného.

Vlastní metoda MLSSA DRA disponuje jednou velmi výhodnou technikou měření, a to tzv. technikou adaptivního okna. Jedná se o to, že délka časového intervalu impulsní odezvy, ze které se vyhodnocuje amplitudová charakteristika, se mění v závislosti na tom, jak se mění frekvence, pro kterou se odezva vypočítává. Interval se vlastně jakoby zkracuje k vyšším frekvencím. Tím se sice zhoršuje absolutní frekvenční rozlišení, to se však rušivě neuplatní vzhledem k tomu, že výsledky se zobrazují v logaritmickém měřítku, které má rozlišení na vyšších frekvencích tak jako tak nižší.

Na obr. 16 je ukázána současně amplitudová i fázová charakteristika k impulsní odezvě z obr. 14 (Bodeho zobrazení).

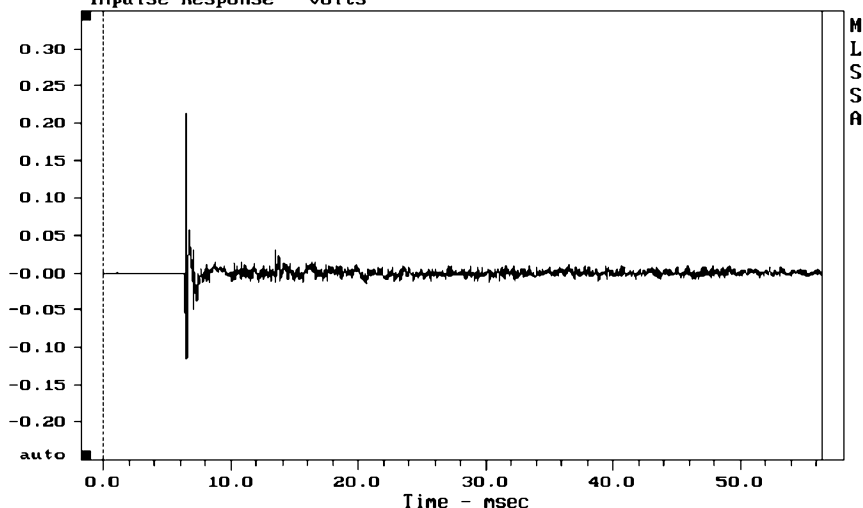
Na obr. 17 jsou výsledky zpracování téže impulsní odezvy s tím, že amplitudová charakteristika je vypočtena s adaptivním oknem a fázová charakteristika je korigována o počáteční zpoždění dané vzdáleností mezi měřicím mikrofonom a reproduktorovou soustavou. Za zmínku stojí výrazný propad amplitudové charakteristiky v blízkosti 100 Hz, který je zobrazen v obou variantách znázornění. Jedná se nepochybně o výrazný interferenční efekt způsobený zpožděným časovým odrazem, který již ani metoda adaptivního okna nemohla potlačit.

Na obr. 18 je ukázka speciálního způsobu analýzy impulsní odezvy, ze které je patrné, co také se dá vytěžit z impulsní odezvy. V tomto případě se jedná o „vodopádové“ trojrozměrné zobrazení FFT transformace impulsní odezvy. Obrázek je složen z vertikálních „plátků“. Každý plátek je získán jako Fourierův obraz časově ohraničeného úseku impulsní odezvy konstantní délky (v tomto případě 1024 vzorků), který se postupně posouvá podél časové osy, tj. počáteční a koncový bod se posouvá vždy o stejný časový úsek. Výhodou takového zobrazení je např. možnost zviditelnit krátkodobé nebo zpožděné dokmitávání v některé části impulsní odezvy, které by při zobrazení Fourierova obrazu jako celku ve výsledném zobrazeném průběhu bylo podstatně hůře čitelné.

Nutno zdůraznit, že se stále jedná jen o jednu z možností, jak analyzovat impulsní odezvu, ve které jsou tak jako tak obsaženy veškeré výchozí informace. „Vodopádové“ zobrazení však poskytuje názorný pohled na některé méně zřetelné detaily. Příkladem takového detailu na obr. 18 jsou „chvosty“ dokmitávání v oblasti 4 kHz a 6,5 kHz, u kterých je při podrobném pohledu dokonce patrné, že na počátku dokmitávacího procesu je lokální minimum na amplitudové charakteristice, které se postupně mění v maximum. Ukazky tohoto typu jsou charakteristické pro dokmitávání parciálních módů na membránách reproduktorů. Takové módy

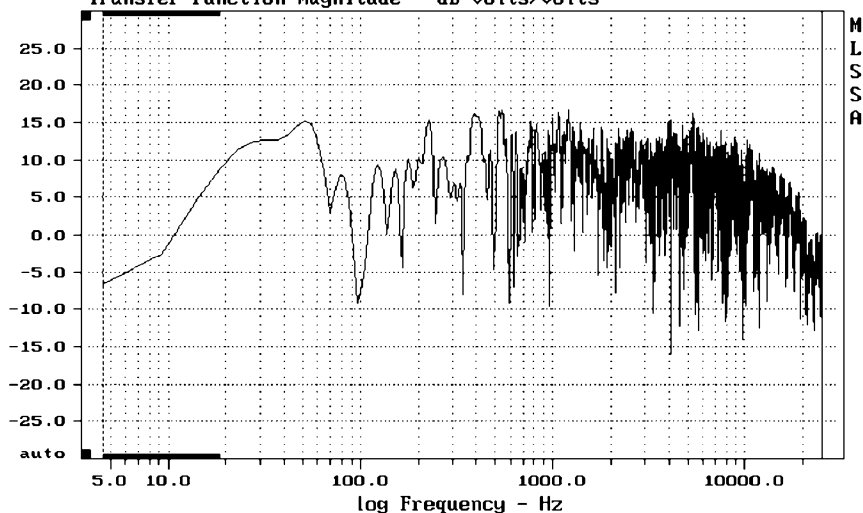
File: E:\MLSSA\SAVITA2\1.TIM 10-22-105 6:26 PM

Impulse Response - volts



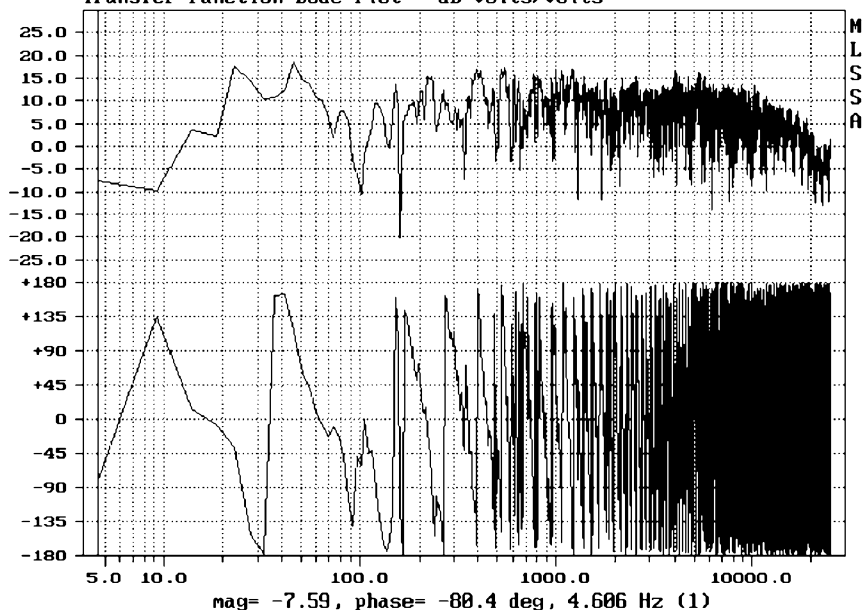
Obr. 14. Impulsní odezva jiné třípásmové reprosoustavy

Transfer Function Magnitude - dB volts/volts



Obr. 15. Amplitudová charakteristika k obr. 14

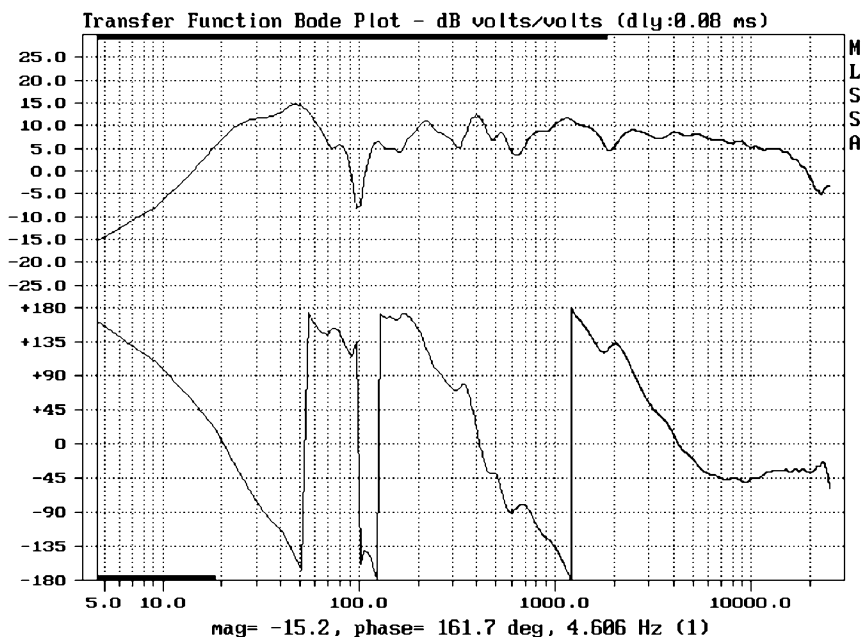
Transfer Function Bode Plot - dB volts/volts



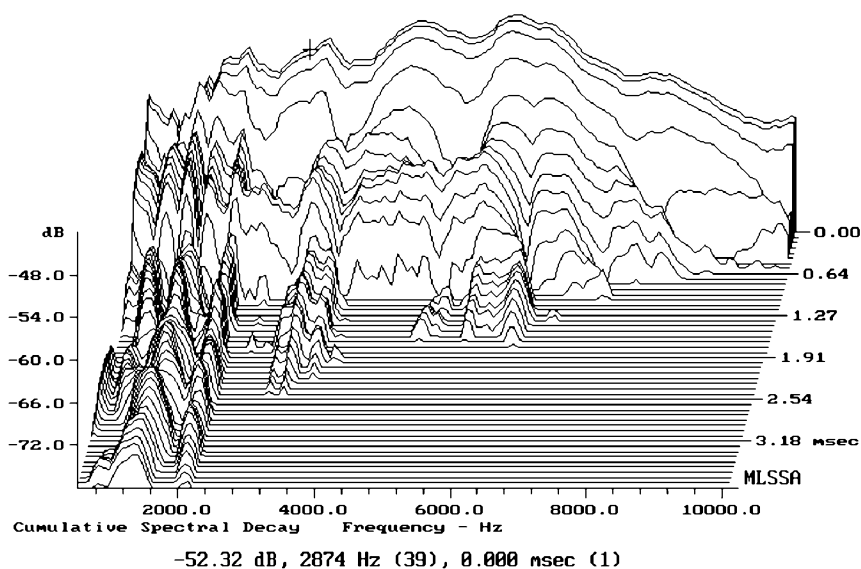
Obr. 16. Amplitudová a fázová charakteristika k impulsní odezvě z obr. 14

nemusi být příliš patrné na standardně sejmuté amplitudové charakteristice,

mohou však být velmi dobře slyšitelné v podobě zabarvení zvuku.



Obr. 17. Upravená amplitudová a fázová charakteristika k obr. 16



Obr. 18. „Vodopádový diagram“ impulsní odezvy

7. Měření zkreslení

Definici činitele harmonického zkreslení podává vzorec (36). Pojem „zkreslení“ bez přídavku „harmonické“, „nelineární“ či jiného přívlastku je velmi široký a v obecné technické mluvě v podstatě znamená jen to, že průběh signálu na výstupu nějakého systému se kvalitativně - jinak řečeno tvarově - liší od průběhu signálu vstupního. Přitom se zpravidla nevyčteně předpokládá, že onen kvalitativní rozdíl vznikl v důsledku nelinearity systému. Tak mohou vzniknout jistá nedorozumění, která čím jsou trapnější, tím tvrdší jsou tradována. To si můžeme ilustrovat velmi jednoduchým příkladem. Existuje - byť i poměrně zřídka používaný - pojem lineární zkreslení. Rozumí se jím zkreslení signálu vzniklé nerovností amplitudové charakteristiky, resp. odlišnosti amplitudové charakteristiky od konstan-

ty, kteréžto zkreslení se může objevit i při přenosu signálu lineárním systémem. Pozor! Linearitou rozumíme vlastnost popsanou vzorcem (8). Při přenosu harmonického signálu takovýmto způsobem a systémem žádné zkreslení v běžném slova smyslu nevzniká - přivedeme-li na vstup lineárního systému harmonický signál, objeví se harmonický signál i na jeho výstupu, nanejvýš je posunutý v čase nebo má změněnou amplitudu. Avšak přivedeme-li na vstup lineárního systému signál neharmonický, např. impulsního charakteru, tvarové zkreslení vzniknout může. Dá se předpokládat, že čím komplikovanější bude frekvenční závislost přenosu signálu, tím výraznější tvarová změna časového průběhu výstupního signálu oproti vstupnímu nastane.

Poměrně jednoduchým případem tvarového a přesto lineárního zkreslení signálu je zkreslení skokového signálu

derivačním článkem, jak je to naznačeno na obr. 19a.

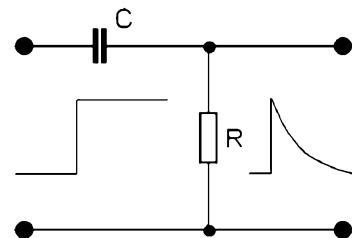
Jestliže kondenzátor v derivačním článku bude vykazovat nějaké parazitní složky (co je zcela běžné), bude se zatěžovacím odporem stále tvořit lineární systém, odezva na skokový signál však bude vypadat odlišně, jak naznačuje obr. 19b. Bude oproti „správnému“ průběhu „deformovaná“, což může vést k nesprávnému závěru, že derivační článek s přidavnými parazitními prvky se chová nelineárně. Kondenzátor stejně jakákoli impedanční součástka elektrického obvodu se samozřejmě může chovat nelineárně, na takové chování však lze usuzovat pouze podle přenosu harmonického signálu. Stěžejním problémem pro posuzování linearity či nelinearity elektrických obvodů se tedy stává sledování přenosu harmonických signálů a v této souvislosti měření nelineárního zkreslení.

Měření nelineárního zkreslení harmonického signálu vychází v podstatě z definice THD podle vzorce (36). Na vstup měřeného zařízení přivedeme harmonický signál patřičné úrovně a frekvence. Na výstupu změříme úroveň celkového signálu, tento signál necháme projít filtrem zdržujícím základní harmonickou (rejekčním filtrem), opět změříme úroveň a tu porovnáme s úrovní celkového signálu (obr. 20).

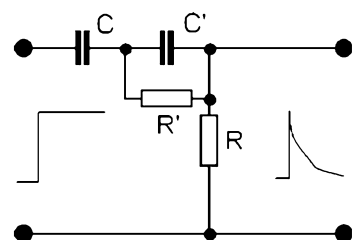
To je v podstatě všechno - ale vlastně tím všechno teprve začíná. Pokud totiž chceme získat prakticky použitelné výsledky, musí být splněno několik základních podmínek.

Tou nejzákladnější podmínkou je dostatečná harmonická čistota měřicího signálu. Pro měření zkreslení je nutné používat generátor, který má dostatečně malé vlastní zkreslení. Např. zcela nevhodné jsou generátory pracující na principu generátoru funkcí, poněvadž jejich vlastní zkreslení je řádu desetin procenta.

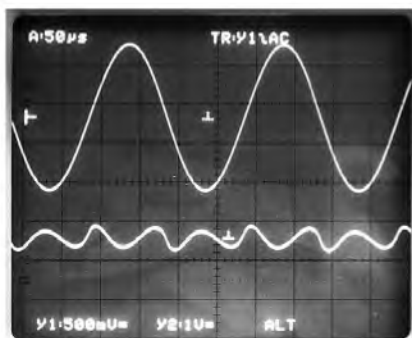
Pravděpodobně nejlepší vlastností je v současné době dosahováno u generátorové sekce měřicího systé-



Obr. 19a. Jednoduchý derivační článek



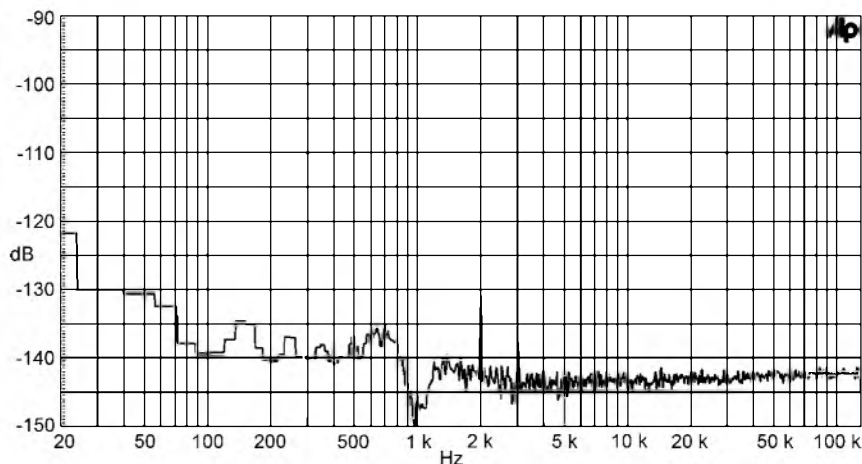
Obr. 19b. Derivační článek s parazitními prvky



Obr. 20. Oscilogram ilustrující analogový způsob měření harmonického zkreslení (THD). Horní stopa zobrazuje harmonický signál na výstupu měřícího zařízení, jehož zkreslení je pouhým okem nepozorovatelné. Dolní stopa zobrazuje zesílený zbytkový signál, který vznikl z měřeného signálu odfiltrováním základní harmonické

mu Audio Precision SYS27xx, jejíž analogový generátor má v akustickém pásmu zkreslení řádu 0,00003 %.

Dále, měření harmonického zkreslení je nepříznivě ovlivňováno jinými rušivými signály, jako např. šumem. Pokud se v měřeném zařízení (popř. již v měřicím generátoru) k signálu přidruží šum, není téměř vůbec ovlivněn rejekčním filtrem a na výstupu je měřen spolu se zbytkovým harmonickým zkreslením. Tento problém je možné obejít dodatečnou spektrální (harmonickou) analýzou signálu na výstupu rejekčního filtru. Zařízení Audio Precision



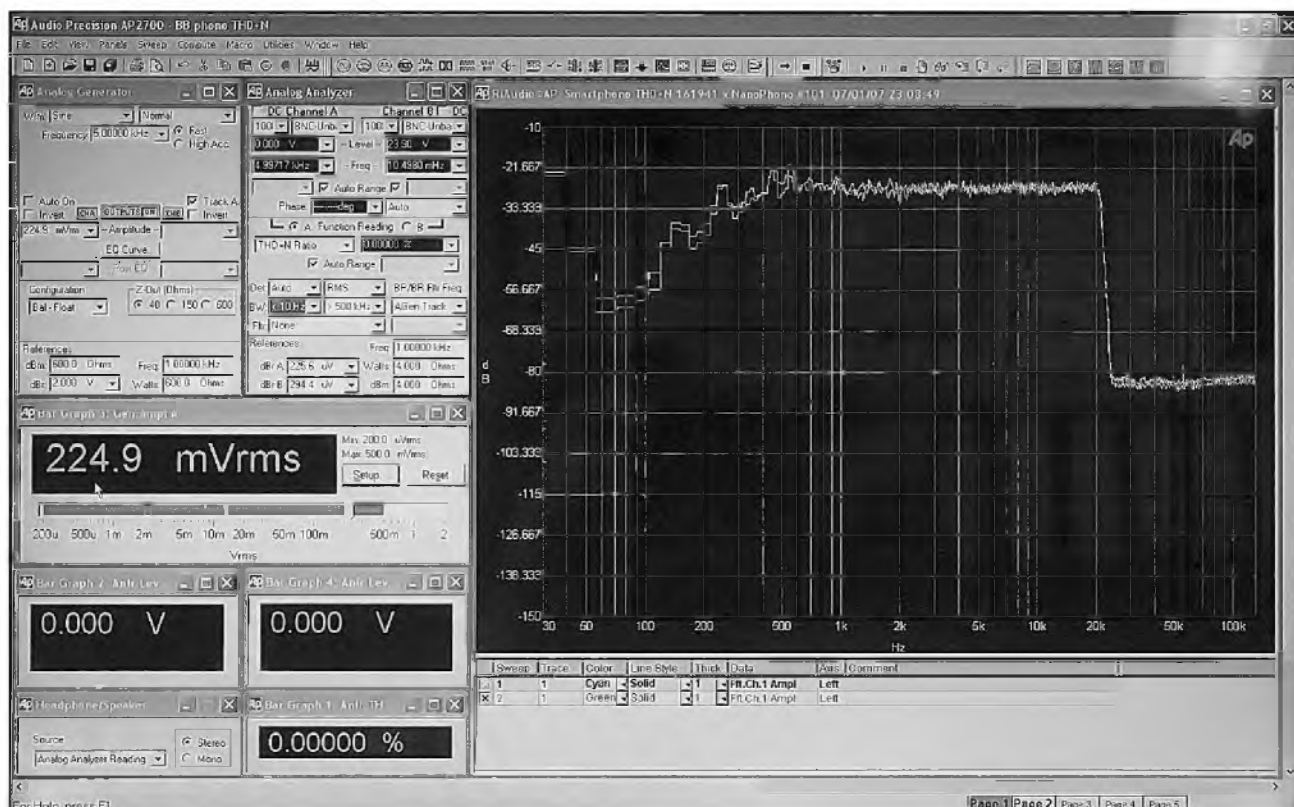
Obr. 21. Zbytkové spektrum generátoru SYS2712

ve verzi SYS 2712 má již FFT analyzátor zabudován, takže umožňuje měřit skutečné harmonické zkreslení, jak to ukazuje analýza signálu vnitřního generátoru SYS 2712 na obr. 21.

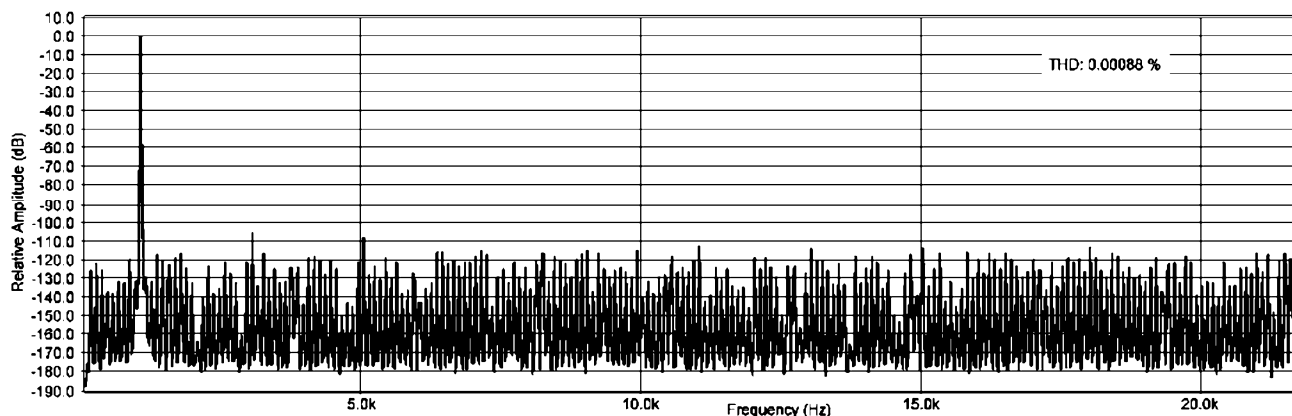
Při zevrubné prohlídce obr. 21 bychom také zjistili, že potlačení základní harmonické (v tomto případě 1 kHz) je větší než 145 dB. To je také důležitá skutečnost - pokud má být měřič zkreslení schopen rozpoznat užitečný signál od zkreslení, musí mít dostatečně velkou rejekci základní harmonické. U prakticky všech moderních měřicích systémů se toho dosahuje automatickým doladováním rejekčního filtru tak, aby základní harmonické zbylo co nejméně.

Analýzu šumového pozadí pomocí FFT ilustruje obr. 22.

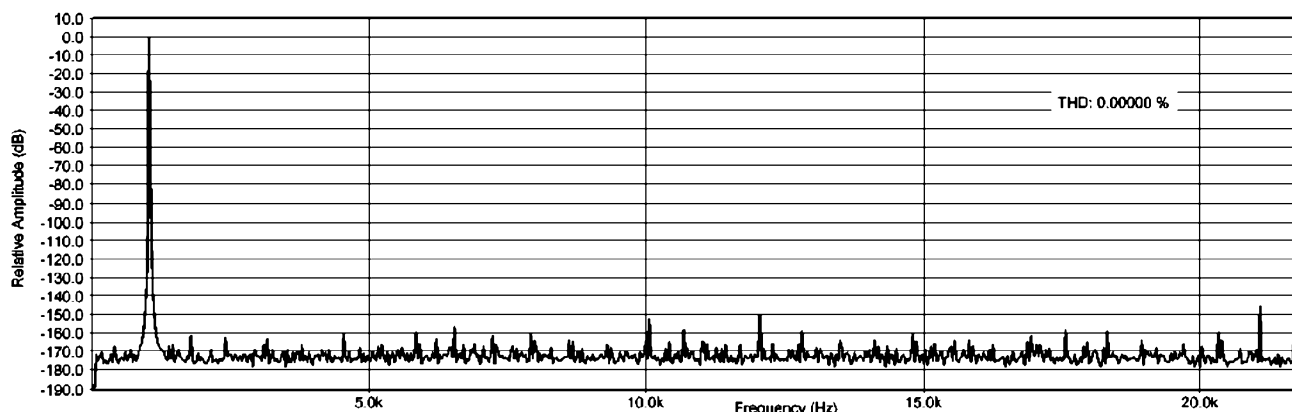
Žijeme v digitálním věku a tak se nabízí otázka, zdali by některé problémy měření zkreslení, např. spektrální čistota měřícího signálu, nebylo možné řešit digitálním generováním signálu. Odpověď je ano i ne. Digitálním generováním můžeme signál vyprodukovat s libovolnou přesností, avšak pouze v případě, že jej můžeme vytvořit s dostatečně velkou bitovou hloubkou a že jej dostatečně přesně dokážeme zkonvertovat na signál analogový. Minimální dosažitelné zkreslení při bitové hloubce 16 včetně kvantizačního šumu je za nepříznivějších okolností přibližně 0,001 %. Při bitové hloubce 24 je teoretická hodnota zkreslení řádu 0,000001 %, celkový odstup rušivých signálů je však již dán navazujícími obvody převodníků, fil-



Obr. 22. Virtuální ovládací panel audioanalýzátoru SYS2712 firmy Audio Precision, který se zobrazuje na monitoru PC. „Oscilogram“ představuje analýzu šumového pozadí měřeného objektu vytvořenou na základě rychlé Fourierovy transformace (FFT)



Obr. 23a. Spektrum signálu 1 kHz s bitovou hloubkou 16



Obr. 23b. Spektrum signálu 1 kHz s bitovou hloubkou 24

trů apod., takže prakticky dosažitelná čistota signálu je na úrovni nejlepších analogových generátorů.

Pro ilustraci vlivu digitalizace si na závěr uvedme spektrální složení harmonického signálu 1 kHz digitálně přeneseného se vzorkovací frekvencí 44,1 kHz, a to s bitovou hloubkou 16 bitů (obr. 23a) a 24 bitů (obr. 23b)

8. Závěr

Na počátku tohoto textu jsme si řekli, že zvukové události můžeme posuzovat na základě poslechu nebo měření. Stalo se zvykem, že poslechové hodnocení se ztotožňuje s hodnocením subjektivním a hodnocení měřením se považuje za objektivní.

To je ovšem katastrofální nedorozumění. Hodnocení subjektivní je takové, jehož výsledek závisí na subjektu, tj. na osobě, která toto hodnocení provádí, na jejích názorech, specifických vlastnostech. Výsledek i v případě subjektivního hodnocení závisí ovšem také na objektu, tedy na tom, co je hodnoceno. Účelem hodnocení je zpravidla dozvědět se něco o objektu, a dozvědět se to pokud možno tak, aby výsledek nezávisel na metodě, kterou pro hodnocení použijeme. Je celkem jasné, že při poslechovém hodnocení, které provádí jeden subjekt, se závislosti na výsledku na jeho vlastnostech těžko vyhneme a takové hodnocení bude vskutku silně subjektivní, tj. na subjektu závislé. Existují však metody, jimiž lze i toto subjektivní, v daném případě poslechové

hodnocení objektivizovat, tj. učinit na subjektu pokud možno nezávislým.

Tyto metody jsou v naprosté většině případů založeny na tom, že hodnocení se zúčastní větší počet osob a výsledky jejich individuálních hodnocení se patřičným způsobem statisticky zpracovávají. I na základě poslechového hodnocení, které je v původní podobě subjektivní, můžeme tak vyloučením subjektivních faktorů dostat objektivní výsledky.

V případě měření je situace odlišná. Pokud máme k dispozici měřicí zařízení, jehož vlastnosti jsou dostatečně stabilní, dostaneme údaje, které závisí pouze na vlastnostech objektu a měřicího zařízení. To však neznamená, že hodnoty získané jako výsledky měření jsou objektivní. Elementárním příkladem závislosti výsledku na subjektivním postupu je např. závislost odečtu hodnoty ukazované ručkovým ukazatelem na úhlu pohledu na stupnici. I když však takové elementární chyby vyloučíme (což obvykle není zásadní technický problém), zůstává stále ještě problém interpretace výsledků měření. Výsledky měření dostáváme v podobě čísel, křivek, grafů a podobně. Co však tyto výsledky znamenají, musí stanovit člověk - a tím se v původně „objektivním“ postupu ocitá subjektivní faktor. Elementárním příkladem takové subjektivizace původně objektivní metodiky je vyhodnocování amplitudových charakteristik reproduktorových soustav. Co znamená ta která vlna, maximum či minimum a křivce, která byla získána původně zcela objektivní metodikou? K vyhodno-

cení je zapotřebí zkušenosti vyhodnocující osoby a tím se dostáváme zpět k subjektivitě.

To vše samozřejmě neznamená, že měření nemá patřičnou vypovídací hodnotu. Jeho hlavní význam spočívá v opakovatelnosti - tedy pokud je používána dostatečně kvalitní metodika. Výsledky měření je také možné dlouhodobě uchovávat a umožnit tak srovnávací vyhodnocování jednou osobou nebo skupinou osob v případech, kdy by to jinak nebylo možné. Dále, výsledky měření jsou jednoznačně popsitelné čísly, což je velmi důležité například tehdy, kdy je zapotřebí posoudit splnění normy. A tak by se dalo pokračovat dál a dál. Zkrátka, měření je potřebné, užitečné a nenahraditelné. Avšak z vyhodnocování výsledků měření v takovém oboru, jakým je akustika, resp. elektroakustika, nikdy není možné zcela vyloučit subjektivní faktory, můžeme se pouze snažit jejich vliv minimalizovat, a, což je zejména důležité, musíme se snažit hledat korelace mezi výsledky „subjektivních“ a „objektivních“ metod hodnocení.

9. Literatura

Základní literatura pro zájemce o další vzdělávání v oboru:

- [1] Salava, T.: Elektroakustická a elektromechanická měření. SNTL, 1983.
- [2] Smetana, C.: Měření hluku a chvění. SNTL, 1974
- [3] Kolektiv: Praktická elektroakustika. SNTL-ALFA, 1981.

VÝKONOVÉ DIMENZOVÁNÍ NF ZESILOVAČŮ TŘÍDY B

RNDr. Bohumil Sýkora

V článku je proveden rozbor výkonového zatížení tranzistorů ve výkonových zesilovačích třídy B z hlediska časového průběhu výkonové ztráty v tranzistorech a z hlediska závislosti střední výkonové ztráty zesilovače v závislosti na modulačním indexu a fázovém úhlu zatěžovací impedance. Dále je odvozen vztah, udávající základní požadavky na chlazení tranzistorů pro daný výstupní výkon, respektující tepelnou setrvačnost tranzistorů jak pro případ nulové tepelné kapacity tranzistorů, tak s přihlédnutím k její konečné velikosti.

Úvod

Tranzistory a integrované obvody se v nízkofrekvenční technice uplatňují již dlouhou dobu. Určité obavy však jsou z použití tranzistorů ve výkonových zesilovačích, zejména jednalo-li se o zařízení, která mají mít vysokou provozní spolehlivost.

Je to dáno patrně hlavně některými špatnými zkušenostmi s malou spolehlivostí tranzistorových výkonových zesilovačů, které silně kontrastovaly s optimistickými představami, pramenivšími z přílišného zjednodušování návrhů, kalkulujících např. se známou skutečností, že teoretická účinnost zesilovače třídy B je přibližně 78,5 %, z čehož pro zesilovač osazený tranzistorem o ztrátovém výkonu 50 W vyplývá teoretický maximální efektivní výstupní výkon přibližně 366 W.

Špatné zkušenosti vyplynuly z neznalosti některých mezních stavů tranzistorů (např. druhého průrazu) a zanedbání jiných omezujících faktorů, z nichž některé budou diskutovány v tomto článku.

Zde bude proveden poněkud podrobnější rozbor situace, a to nejprve pro idealizovaný zesilovač, a pak s respektováním odchylek od zjednodušeného modelu, odpovídajících skutečnému stavu.

Zjednodušující předpoklady

Pro základní rozbor stanovíme tato zjednodušení:

1. Tranzistor má ideální charakteristiky, takže saturační napětí a zbytkový proud jsou nulové a klidový proud tranzistorů může být volen nulový.
2. Zesilovač se chová jako ideální řízený zdroj napětí, takže výstupní napětí pro daný stav vstupu nezávisí na výstupním proudu.

3. Parametry tranzistorů nezávisí na kmitočtu.

Podmínku 2. lze splnit zavedením vhodné zpětné vazby. Podmínku 1. lze považovat za přibližně splněnou, pokud saturační napětí je dostatečně malé proti maximálnímu výstupnímu napětí a klidový proud dostatečně malý proti maximálnímu výstupnímu proudu. Obě je splněno s dostatečnou přesností pro dostatečně kvalitní tranzistory. Podmínka 3. je důležitá pro to, aby i v nestacionárním stavu bylo možno předpokládat, že vede vždy jen jeden tranzistor (nenastává impulsní vzrůst příčného proudu v důsledku zpožděného zavírání).

Zjednodušené schéma zesilovače s vepsanými veličinami, které budou nadále vyšetřovány, je na obr. 1. Jedná se o komplementární koncový stupeň s rozděleným zdrojem, odvozené výsledky však zůstávají v platnosti i pro jiné obvodové varianty.

Aby bylo možno v početně přístupné formě provést odvození i z hlediska kmitočtových závislostí, je nutno učinit jistá zjednodušení i pokud jde o chování zátěže. Vzhledem k tomu, že zátěží nf výkonových zesilovačů bývá nejčastěji dynamický reproduktor nebo reproduktorová soustava, můžeme vyjít z toho, že - pokud jde o impedanci

- chová se reproduktor v největší části pracovního kmitočtového rozsahu jako indukčnost v sérii s odporem. Podrobnější údaje jsou např. v lit. [1]. Můžeme tedy předpokládat, že impedance zátěže má tvar:

$$Z = R + j \cdot \omega L \quad (1)$$

Výsledky odvozené za tohoto předpokladu lze však přenést na libovolnou zátěž, poněvadž - jak se dále ukáže - kmitočtová závislost je pro danou reálnou část zatěžovací impedance reprezentována pouze absolutní hodnotou fázového úhlu zatěžovací impedance daného vztahem $\varphi = \arctg (Im Z / Re Z)$. Každou komplexní impedanci lze totiž pro jistou úhlovou frekvenci psát ve tvaru $Z = R + j \cdot \omega L$, připustíme-li záporné ω .

Odvození časového průběhu výstupního proudu

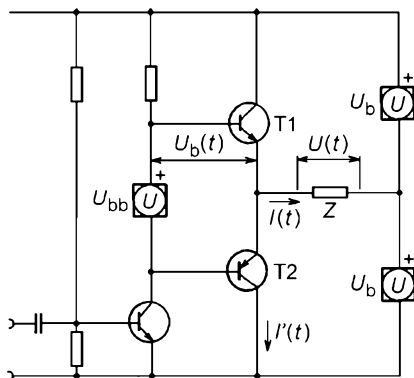
Označíme napětí jedné poloviny napájecího zdroje jako U_b , okamžitý výstupní proud v čase t jako $I(t)$. Zřejmě U_b je současně maximální hodnota výstupního napětí. Budeme předpokládat harmonický průběh výstupního napětí definovaný vztahem:

$$U(t) = k \cdot U_b \cdot \sin(\omega t), \quad (2)$$

kde k je koeficient, který nazveme napětovým modulačním indexem; samozřejmě $0 \leq k \leq 1$.

Dále definujeme $I_{\max} = U_b / R$, R rozumíme ve smyslu (1). Obecný časový průběh proudu protékajícího komplexní impedancí podle (1) při harmonickém průběhu napětí podle (2) je popsán diferenciální rovnicí:

$$(dI/dt) + [(R/L) \cdot I] = (U_b/L) \cdot \sin(\omega t), \quad (3)$$



Obr. 1. Zjednodušené schéma zesilovače

kde U_0 je maximální hodnota napětí přiloženého na impedanci. Ve smyslu (2) platí speciálně $U_0 = k \cdot U_b$.

Budeme vyšetřovat pouze ustálený stav, který je popsán partikulárním integrálem rovnice (3). Tento integrál lze psát ve tvaru:

$$I(t) = [U_0 \cdot R / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2)] \cdot \sin(\omega t) + [U_0 \cdot L / (R^2 + \omega^2 \cdot L^2)] \cdot \cos(\omega t). \quad (4)$$

Výraz (4) lze upravit na tvar:

$$I(t) = (U_0 / R) \cdot (\cos \varphi) \cdot \sin(\omega t - \varphi), \quad (4a)$$

kde:

$$\varphi = \arccos[R / \sqrt{R^2 + \omega^2 \cdot L^2}]. \quad (5)$$

Pro další postup přejdeme k normalizovaným veličinám. Položíme:

$$u(t) = U(t) / U_b = k \cdot \sin(\omega t), \quad (6)$$

$$i(t) = I(t) / I_{\max} = k \cdot (\cos \varphi) \cdot \sin(\omega t - \varphi). \quad (7)$$

Odvození ztrátového výkonu

Pro rozbor výkonového zatížení tranzistorů potřebujeme znát časový průběh ztrátového výkonu, disipovaného např. na tranzistoru T1, daného jako součin výstupního proudu $I(t)$, tekoucího tranzistorem do zátěže, a napětí na tranzistoru $U_T(t)$, daného jako rozdíl:

$$U_T(t) = U_b - U(t). \quad (8)$$

Zřejmě v normalizovaném tvaru platí:

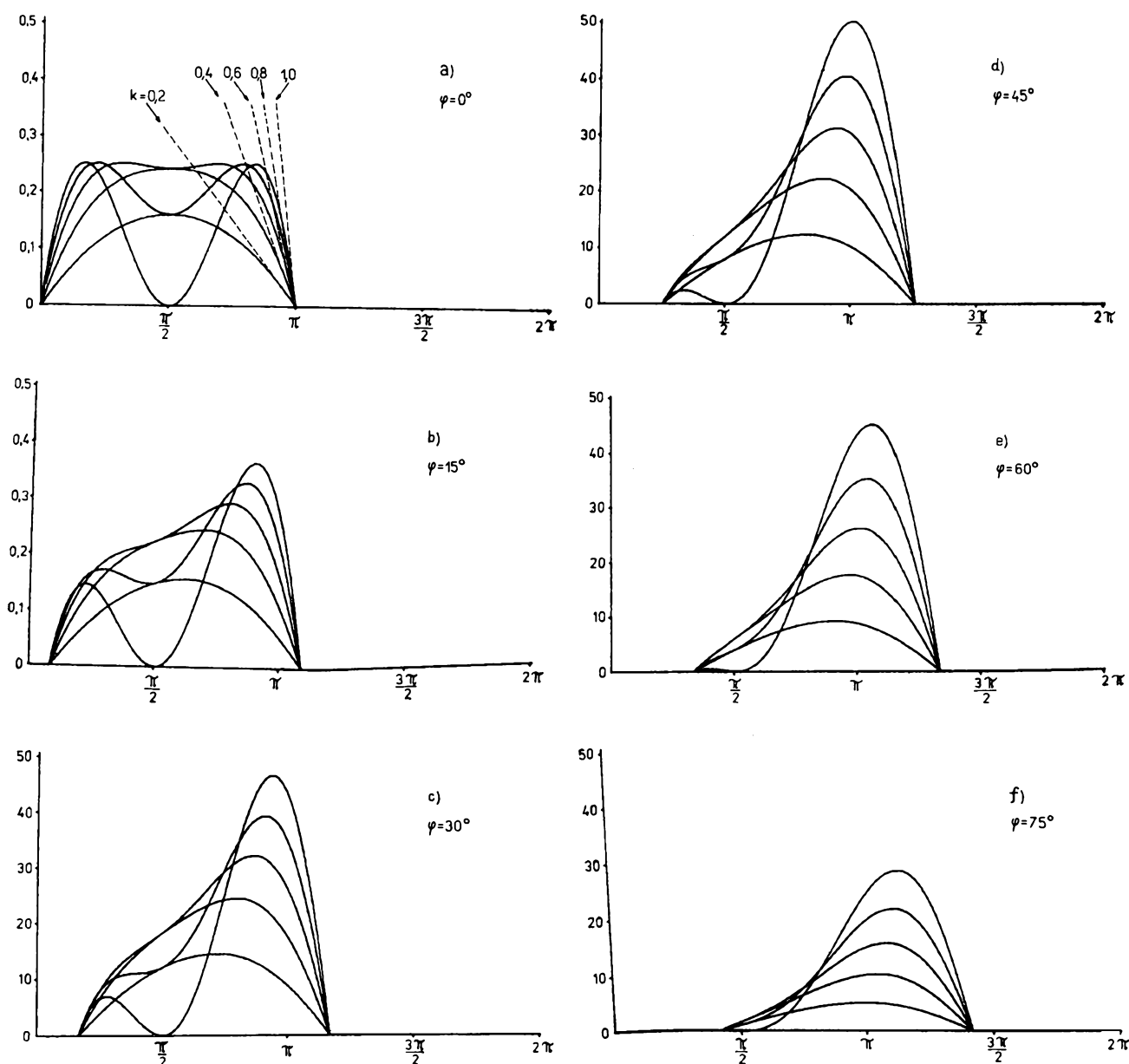
$$u_T(t) = 1 - u(t)u(t). \quad (9)$$

Výkonové veličiny normalizujeme konstantou $P_{\max} = U_b \cdot I_{\max}$, takže časový průběh normalizované výkonové ztráty je popsán vztahem:

$$w(t) = [1 - k \cdot \sin(\omega t)] \cdot k \cdot (\cos \varphi) \cdot \sin(\omega t - \varphi). \quad (10)$$

Fyzikální smysl pro tranzistor T1 mají pouze nezáporné hodnoty $w(t)$. Záporné hodnoty znamenají, že v příslušném čase je tranzistor T1 uzavřen a vede druhý tranzistor, takže výstupní proud má opačný smysl. Nadále tedy budeme vyšetřovat pouze nezáporná $w(t)$. Ze vztahu (10) lze snadno nahlédnout, že znaménko $w(t)$ je určeno pouze činitelem $\sin(\omega t - \varphi)$. Dále se bez újmy na obecnosti můžeme omezit na nezáporná φ , která odpovídají induktivnímu charakteru reaktivní složky zátěže. Kapacitní složce odpovídá záporná (či nekladná) hodnota φ a pro tento případ lze rozбором vztahu (10) snadno zjistit, že příslušné časové průběhy se liší pouze časovou inverzí a posunem v čase, takže kvantitativní výsledky, získané v dalším jako integrální či extrémní veličiny, jsou invariantní vůči změně znaménka φ .

Časové průběhy nezáporné části $w(t)$ pro různá nezáporná φ jsou pro ωt



Obr. 2. Časový průběh okamžitého ztrátového výkonu v jednom tranzistoru koncového stupně. Parametr k je vynášen s krokem 0,2 v rozsahu 0,2 až 1,0. Uspořádání křivek na obr. 2b až obr. 2f je analogické k obr. 2a

z intervalu $[0; 2\pi]$ vyneseny na obr. 2a až obr. 2f; k je parametrem.

Je zajímavé znát maximální hodnoty $w(t)$ a příslušné ωt a φ . Tyto hodnoty lze nalézt nepřiliš složitým, ale dosti zdoluhavým výpočtem. Uvedu jen nejdůležitější kroky a výsledky. Hodnotu ωt , pro niž nabývá $w(t)$ extrémní hodnoty při fixovaném k a φ a hodnotu φ , pro niž nabývá $w(t)$ extrémní hodnoty pro fixované ωt a k , lze zjistit jako podmínky pro simultánní anulování příslušných parciálních derivací $w(t)$ jakožto $w(t, k, \varphi)$. Tyto podmínky mají následující tvar:

$$\text{fix. } k, \omega t \quad \cos(\omega t - 2\varphi) = 0, \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{fix. } k, \omega \varphi \quad \cos(\omega t - \varphi) = \\ = k \cdot \sin(2\omega t - \varphi), \end{aligned} \quad (12)$$

Z podmínky (12) bezprostředně vyplývá:

$$\omega t = (\pi/2) + n\pi + 2, \quad (13)$$

kde n je libovolné celé číslo. Dosazením z (13) do (11) a jednoduchou úpravou dostaneme podmínku:

$$\sin \varphi = \pm k \cdot \sin(3\varphi), \quad (14)$$

ze které lze odvodit jednak triviální řešení pro φ - totiž $\varphi = n\pi$, a jednak po elementárním výpočtu

$$\varphi = \pm \arcsin \sqrt{(3/4) \pm 1/(4 \cdot k)}. \quad (15)$$

Dosazením z (13) a (15) do (10) dostaneme extrémní hodnotu $w(t)$ jako funkci k . Další rozbor by byl početně velmi komplikovaný, lze však ukázat, že absolutního maxima dosahuje funkce $w(t, k, \varphi)$ pro $k = 1$, $\varphi = 45^\circ$ a $\omega t = (1 + 2 \cdot m) \cdot \pi$, kde m je libovolné celé číslo, a tato hodnota $w_{\max} = 1/2$.

Uvedený výpočet je nutno chápat jako postup, jímž se pro jisté dané k najdou zbývající parametry tak, aby funkce w nabývala největší možné hodnoty pro dané k . Pro jiný výchozí parametr, anebo v případě, že by se pro danou dvojici parametrů hledal třetí, je výpočet podstatně obtížnější, většinou proveditelný pouze numericky. Informativně lze nalézt řešení graficky z obr. 2a až obr. 2f.

Ze známého časového průběhu okamžitého normalizovaného ztrátového výkonu lze vypočítat střední ztrátový výkon koncového stupně. Následující výpočet bude proveden se stejnou normalizací jako u okamžitého ztrátového výkonu.

Jak již bylo dříve řečeno, fyzikální smysl mají pouze nezáporné hodnoty $w(t)$. Pro výpočet střední ztráty je nutno znát integrál $w(t)$ přes interval v mezích jedné periody, v němž je $w(t) \geq 0$. Rozborem vztahu (10) lze snadno zjistit, že je to interval, vymezující přípustné hodnoty ωt takto:

$$\varphi \leq \omega t \leq \pi + \varphi. \quad (16)$$

Pro některé účely je vhodné počítat s veličinou $(w(t) + |w(t)|)/2$, která je pro nezáporná $w(t)$ rovna $w(t)$ a pro záporné hodnoty $w(t)$ je rovna nule.

Střední hodnota nezáporné části $w(t)$ přes jednu periodu signálu je pak dána výrazem:

$$\overline{w(t)} = [1/(2 \cdot \pi)] \int_{\varphi}^{\pi + \varphi} w(t) \cdot d(\omega t). \quad (17)$$

Integraci dostaneme konečnou hodnotu $\overline{w(t)}$ ve tvaru:

$$W = \overline{w(t)} = [(k \cdot \cos \varphi)/\pi] - [(k^2 \cdot \cos^2 \varphi)/4]. \quad (18)$$

Veličina W udává velikost normalizované střední výkonové ztráty na jednom tranzistoru, takže celková disipace zesilovače je dána součinem dvojnásobku W a normalizační konstanty $P_{\max}$, která udává nejvyšší možný špičkový výkon, odevzdávaný do zatěžovací impedance Z pro $Z = R$.

Závislost $W = W(k)$ je graficky znázorněna na obr. 3, kde fázový úhel φ zátěže je parametrem.

Je užitečné znát, jaká je maximální hodnota W a za jakých podmínek je jí dosaženo. Hodnotu k , pro niž W dosahuje maxima při daném φ , nalezneme z podmínky anulování derivace dW/dk . Platí:

$$k = (2/\pi) \cdot \cos \varphi. \quad (19)$$

Přitom musí platit $k \leq 1$. Není-li $k \leq 1$, nenabývá pro dané φ střední ztráta W extrémní hodnoty v žádném fyzikálně platném k a dosahuje maxima pro $k = 1$.

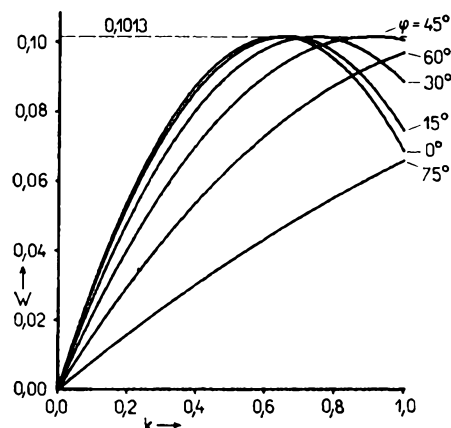
Dosazením z (19) do (18) dostaneme pro maximální W hodnotu $W_{\max} = 1/\pi^2$, což - jak vyplývá z dosud řečeného - je polovina nejvyšší možné normalizované střední výkonové ztráty zesilovače třídy B.

Nejvyšší střední výkonová ztráta zesilovače je tudíž 0,2026 násobkem nejvyššího špičkového výkonu. A jak již bylo řečeno, nejvyšší špičková ztráta na tranzistoru je 0,5000 násobkem nejvyššího špičkového výkonu.

Podmínky provozu v bezpečné pracovní oblasti tranzistoru

Pro většinu moderních typů výkonových tranzistorů udává výrobce tzv. bezpečnou pracovní oblast (Safety Operation Area - SOAR). Je to množina pracovních bodů, v níž je zaručena určitá minimální spolehlivost tranzistoru.

Typický případ je na obr. 4, kde je zakreslena SOAR pro tranzistor KD503 podle [2]. Je to část roviny proudu a napětí kolektorem, omezená úsečkou maximálního proudu (AB),

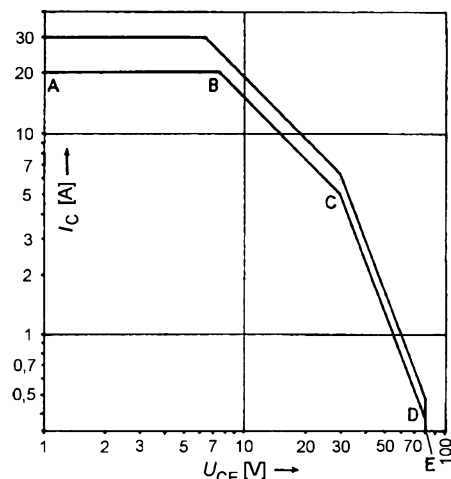


Obr. 3. Průběh závislosti střední výkonové ztráty na modulačním indexu a fázovém úhlu zátěžovací impedance

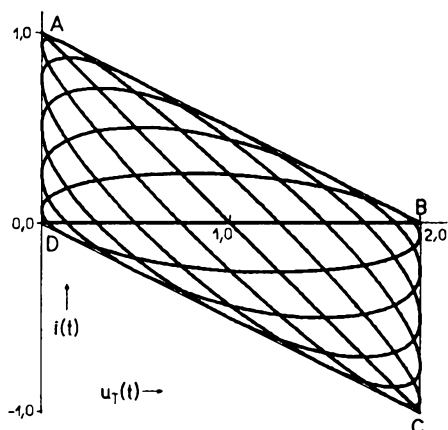
maximální výkonové ztráty (BC - v lineárních souřadnicích hyperbola), druhého průrazu (CD) a mezního napětí U_{CBO} (DE). SOAR je definována pro jisté podmínky chlazení tranzistoru. Zpravidla se udává pro teplotu pouzdra 25°C a uvádí se redukce ztrátového výkonu pro vyšší teploty.

Pro spolehlivý provoz tranzistoru je nutno v prvním přiblížení zaručit, že pracovní bod tranzistoru v žádném okamžiku neopustí SOAR. Tepelná setrvačnost systému tranzistoru je totiž velmi malá a je proto nutno počítat nikoli se střední ztrátou, nýbrž s okamžitou ztrátou $w(t) \cdot P_{\max}$ a okamžitou hodnotou kolektorového napětí a proudu, a vyšetřit, jakých hodnot mohou jmenované veličiny během periody signálu nabýt.

Funkce $i(t)$ ze vztahu (7) a $u_T(t)$ ze vztahu (9) můžeme považovat za parametrické vyjádření jisté křivky v pravoúhlých souřadnicích. Tuto křivku nazvěme pracovní trajektorii tranzistoru, resp. zesilovače. Pro dané pracovní podmínky (zátěž, buzení) je to množina bodů $[u_T(t); i(t)]$, kterou probíhá okamžitý pracovní bod tranzistoru. Několik takových trajektorií pro $k = 1$ a různé úhly φ je na obr. 5. Z obrázku je patrné, že



Obr. 4. Vymezení bezpečné pracovní oblasti tranzistoru KD503 podle [2]



Obr. 5. Síť pracovních trajektorií koncového stupně pro $k = 1$ a fázové úhly zatěžovací impedance podle [1] v rozsahu 0° až 90°

všechny možné trajektorie vyplňují rovnoběžník ABCD. Přitom pro jeden tranzistor (v daném případě je to T1) mají smysl pouze ty body, pro něž platí podmínka nezápornosti $w(t)$ ve smyslu (10). Okamžitý pracovní bod tranzistoru se tedy může nacházet pouze v trojúhelníku ABD.

Je zcela jasné, že pro zaručení bezpečné funkce tranzistoru musí být zajištěno, aby veškeré možné pracovní trajektorie byly obsaženy v bezpečné

pracovní oblasti tranzistoru, neboli aby trojúhelník ABD z obr. 5 byl obsažen v SOAR. To lze pro konkrétní situaci ověřit jednoduše graficky.

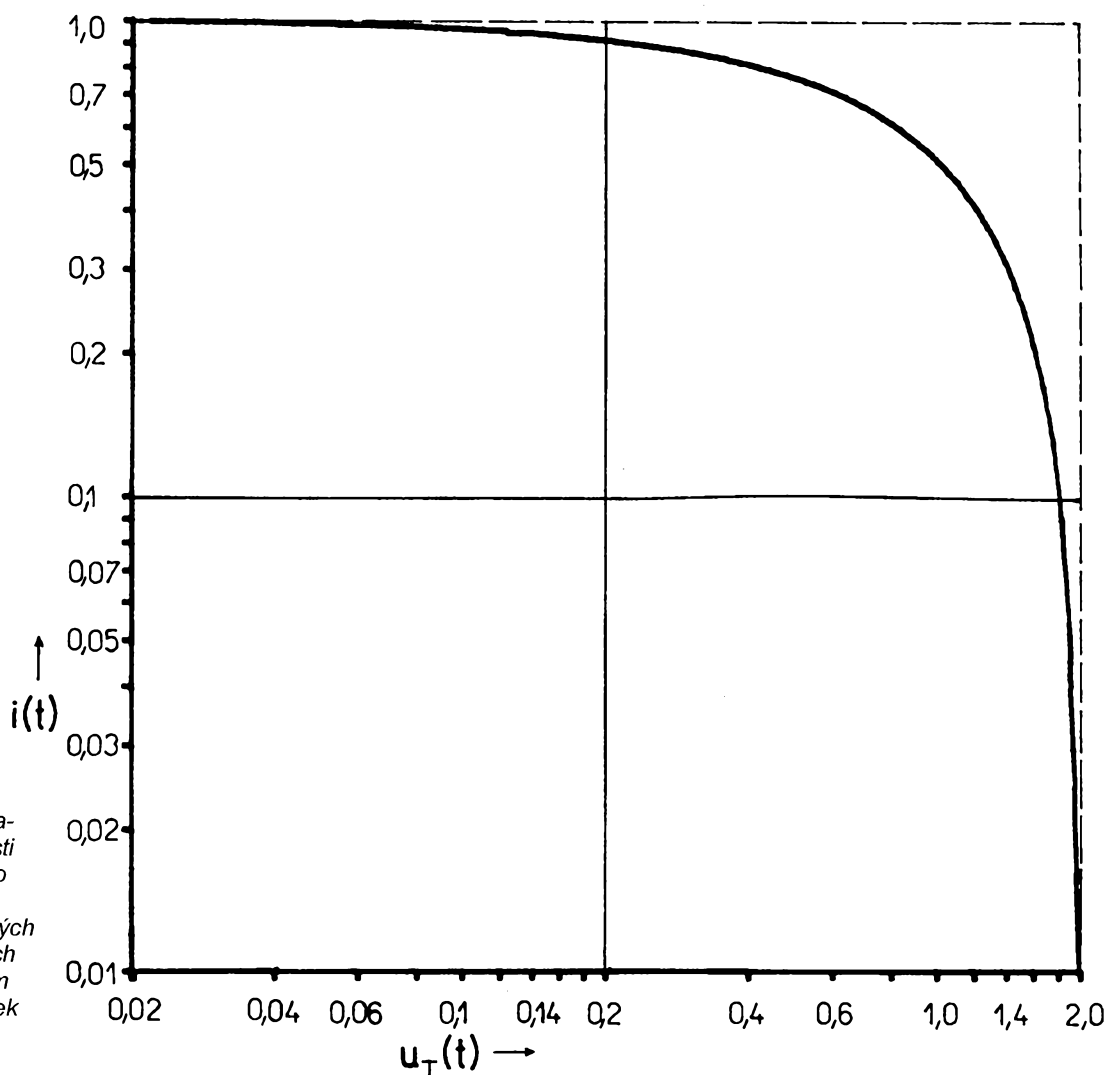
Na obr. 6 je úsečka AB z obr. 5 překreslena do logaritmických souřadnic. Vodorovná asymptota vzniklé křivky odpovídá přímce $i(t) = 1$, zatímco svislá je dána rovnicí $u_T(t) = 2$. přiložíme-li na tento obrazec graf SOAR příslušného tranzistoru, zakreslený ve vhodném měřítku na průsvitném papíře (vhodném rozumí se stejném, jako je použito pro obr. 6) tak, aby pracovní oblast tranzistoru, vymezená hyperbolou z obr. 6, byla beze zbytku obsažena v SOAR, můžeme ze souřadnicové sítě na grafu SOAR odečíst přímo jednak $I_{\max}$ jako hodnotu proudu, příslušející vodorovné asymptotě, a jednak hodnotu $2 \cdot U_b$ z polohy svislé asymptoty.

Při umísťování máme dva stupně volnosti a jednu jednostrannou vazební podmínku, takže je např. možno pro dané U_b zjistit maximální hodnotu proudu, tím hodnotu R a maximální výkon odevzdaný do zátěže, nebo podobně. To je výhodné zejména tehdy, je-li nutno při návrhu brát do úvahy druhý průraz, který bývá zpravidla specifikován právě grafickou formou.

Význam vlivu kvality chlazení na SOAR

Jak již bylo řečeno, nesmí pro první přiblížení v žádném okamžiku pracovní bod opustit SOAR. Podmínka maximálního napětí musí být splněna volbou napětí zdroje (celkového) menšího, než je U_{CEO} tranzistorů, které je definováno pro pracovní bod tranzistorů na hranici aktivní oblasti. Nelze brát v úvahu U_{CER} ani U_{CES} , poněvadž - jak plyne z obr. 5 - při komplexní zátěži může být tranzistor otevřen i při kolektorovém napětí téměř rovném celkovému napětí zdroje, zatímco U_{CER} i U_{CES} jsou definována pro zavřený tranzistor. Dodržení maximálního proudu, kolektorové ztráty a eventuální bezpečnosti proti druhému průrazu je nutno zaručit volbou zátěže, případně vhodným jisticím obvodem. Přitom je nutno vzhledem k nepatrné tepelné setrvačnosti počítat s okamžitou, resp. špičkovou ztrátou, nikoli se střední (jak se často nesprávně činí).

Avšak i střední výkonová ztráta je důležitou veličinou. SOAR se totiž definuje pro jistou teplotu pouzdra, která závisí na oteplení, způsobeném nevyhnutelnou nedokonalostí obvodu



Obr. 6. Hranice pracovní oblasti koncového stupně v logaritmických souřadnicích s měřítkem 62,5 mm/dek

ztrátového tepelného výkonu chladičem. A o oteplení chladiče rozhoduje právě střední ztrátový výkon (rozumí se střední za periodu signálu, čili dvojnásobek W ze vztahu (18), násobený $P_{\max}$), poněvadž vzhledem k délce periody akustického signálu je tepelná setrvačnost chladiče vždy dostatečně velká.

Pokud jde o vliv teploty tranzistoru na druhý průřez, není úplně jednoty v literatuře. Celkově se patrně dá předpokládat, že teplota pouzdra nemá podstatný vliv na mez druhého průřezu (úsek CD na obr. 4), pokud není současně pro danou teplotu překročen mezní ztrátový výkon, jak uvádí např. lit. [3].

Nebereme-li v úvahu druhý průřez, lze odvodit jednoduchý vztah mezi výstupním výkonem, maximálním ztrátovým výkonem tranzistoru a tepelným odporem chladiče, respektující maximální okamžitou ztrátu, maximální střední ztrátu a oteplení pouzdra tranzistoru, z jehož hlediska je nutno maximální okamžitou ztrátu redukovat.

Odvození bude provedeno pro křemíkový tranzistor s maximální teplotou přechodu $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ a kolektorovou ztrátou definovanou pro teplotu pouzdra $25\text{ }^{\circ}\text{C}$. Teplotu okolí označíme T_{amb} , maximální kolektorovou ztrátu P_T , tepelný odpor chladiče R_c , maximální efektivní výstupní výkon P_{out} , teplotu chladiče T_c a teplotu kolektorového přechodu T_j . Vnitřní tepelný odpor tranzistoru je dán jako $R_T = 125/P_T$. Jím, teplotou chladiče (resp. pouzdra) a okamžitou kolektorovou ztrátou je dána teplota přechodu. Okamžitá maximální kolektorová ztráta je rovna polovině maximálního výstupního výkonu, čili se rovná efektivnímu výstupnímu výkonu, takže:

$$T_j = T_c + 125 \cdot P_{\text{out}}/P_T. \quad (20)$$

Teplota chladiče je dána střední výkonovou ztrátou, která je rovna $2/\pi^2$ násobku maximálního výstupního výkonu, jenž je dvojnásobkem středního výstupního výkonu. Platí tedy

$$T_c = T_{\text{amb}} + 4 \cdot P_{\text{out}} \cdot R_c / \pi^2. \quad (21)$$

Dosazením T_c z (21) do (20) a stanovením podmínky, že T_j nesmí překročit $150\text{ }^{\circ}\text{C}$, dostaneme po úpravě výraz:

$$R_c = (\pi^2/4) \cdot [((150 - T_{\text{amb}})/P_{\text{out}}) - (125/P_c)], \quad (22)$$

který udává pro požadovaný výstupní efektivní výkon, danou maximální kolektorovou ztrátou a teplotou okolí maximální tepelný odpor chladiče, přípustný pro dodržení SOAR z výkonového hlediska. Pro kontrolu bezpečnosti proti druhému průřezu je nejlépe postupovat graficky s použitím obr. 6 a grafu SOAR použitého tranzistoru.

Korekce na nepřesnost užitého zjednodušení

Pro zpřesnění dosud odvozených výsledků je nutno respektovat nepřesnost, vzniklou použitou idealizací chování tranzistoru. Podrobný rozbor by se vymykal z rozsahu tohoto článku, uvedu proto jen přibližné odvození korekce na nenulové saturační napětí a nenulový klidový proud.

1) Saturační napětí

Nenulovou hodnotu saturačního napětí je možno respektovat velmi jednoduše. Saturační napětí se totiž uplatní pouze v případě, že výstupní napětí se blíží napětí zdroje U_b . Pak pro příslušný výstupní proud znamená jeho hodnota minimální velikost rozdílu mezi napětím zdroje a maximální hodnotou výstupního napětí, což se projeví tím, že maximální dosažitelná hodnota modulačního indexu je poněkud menší než jedna, podle vztahu:

$$k_{\max} = 1 - U_{\text{CES}}/U_b. \quad (23)$$

To znamená, že skutečný maximální výstupní výkon, ať již okamžitý či střední, je $k_{\max}^2$ krát menší než teoretická hodnota $P_{\max}$, resp. $P_{\max}/2$.

2) Klidový proud

Odvození korekce na klidový proud je poněkud složitější. Pro zjednodušení budeme předpokládat, že mezi bázemi koncových tranzistorů (viz obr. 1) je stále napětí nezávislé na buzení (tento předpoklad ostatně není v praxi obtížné splnit). Potom pro případ nulového výstupního napětí a proudu platí pro klidový proud I_q následující vztah:

$$I_q = I_0 \cdot [\exp(U_{\text{bb}}/2 \cdot v) - 1], \quad (24)$$

kde I_0 je zbytkový proud přechodu báze-emiter, násobený stejnosměrným zesilovacím činitelem (předpokládáme, že nabývá u obou tranzistorů téže hodnoty, nezávislé na kolektorovém napětí), U_{bb} je napětí mezi bázemi tranzistorů a $v = k \cdot T/e$ (k je Boltzmannova konstanta, T je absolutní teplota a e je náboj elektronu). Blíží k odvození vztahu lze nalézt v lit. [4].

Jestliže výstupní proud má okamžitou hodnotu $I(t)$, má proud tranzistoru, který je právě „otevřen“, velikost $I(t) + I'(t)$, kde $I'(t)$ je proud, tekoucí „zavřeným“ tranzistorem. Zřejmě pro $I(t)$ a $I'(t)$ platí následující vztahy:

$$I(t) + I'(t) = I_0 \cdot [\exp(U_b(t)/v) - 1], \quad (25)$$

$$I'(t) = I_0 \cdot \{\exp[(U_{\text{bb}} - U_b(t))/v] - 1\}. \quad (26)$$

Dosazením z (26) do (25) a úpravou dostaneme vztah:

$$I(t) = 2 \cdot I_0 \cdot \exp(U_{\text{bb}}/2 \cdot v) \cdot \sinh[(2 \cdot U_b(t) - U_{\text{bb}})/2 \cdot v]. \quad (27)$$

Pro zjištění přídavné ztráty je však nutno znát hodnot $I'(t)$, poněvadž je

zřejmé, že velikost této přídavné ztráty je v každém okamžiku dána jako:

$$W'(t) = 2 \cdot U_b(t) \cdot I'(t). \quad (28)$$

$I'(t)$ je totiž velikost příčného proudu koncového zesilovače, jehož součin s celkovým napětím zdroje tuto ztrátu reprezentuje. Pro výpočet $I'(t)$ je nutno znát velikost $U_b(t)$, která je dána vztahem (podrobné odvození neuvádím):

$$U_b(t) = (U_{\text{bb}}/2) + v \cdot \operatorname{argsinh}[I(t)/(2 \cdot (I_q + I_0))] \quad (29)$$

a z něj vyplývající velikost $I'(t)$:

$$I'(t) = I_0 \cdot \{\exp(U_{\text{bb}}/2 \cdot v) \cdot \exp[-\operatorname{argsinh}[I(t)/(2 \cdot (I_q + I_0))]] - 1\}, \quad (30)$$

z kteréhožto výrazu po úpravě obdržíme:

$$I'(t) = \{2 \cdot (I_q + I_0)^2 / [I(t) + \sqrt{4 \cdot (I_q + I_0)^2 + I^2(t)}] - 1\}. \quad (31)$$

Dosadíme-li za $I(t)$ konkrétní funkci (např. podle [7]), pak střední hodnota $I'(t)$ v čase udává přídavnou kolektorovou ztrátu, vzniklou klidovým proudem.

Příslušná funkce však např. pro harmonický průběh proudu $I(t)$ není analyticky integrovatelná, takže střední hodnotou přídavné ztráty by bylo možno pouze numericky vyčíslit.

Výraz (31) je možno ještě zjednodušit zanedbáním I_0 , které je proti ostatním proudovým veličinám ve výrazu spolehlivě o několik řádů menší, a normalizací podle I_q . Označíme-li $i'(t) = I'(t)/I_q$ a $i(t) = I(t)/I_q$, dostaneme:

$$i'(t) = 2 \cdot i(t) + \sqrt{i^2(t) + 4}. \quad (32)$$

Rozborem (32) i bez konkrétních výpočtů je zjevno několik skutečností. Především pro rostoucí i klesá i' , takže příspěvek přídavného ztrátového výkonu k celkové disipaci bude nejpodstatnější pro nulový výstupní proud. A za druhé, pro dostatečně velké i^2 lze proti němu v (32) zanedbat čtyřku, neboli pro případ, že výstupní proud je dostatečně velký proti klidovému proudu, je příčný proud nepřímo úměrný absolutní hodnotě výstupního proudu. Tento případ nastává v zesilovači třídy AB ve většině případů provozu s větším buzením.

Nedopustíme se tedy nebezpečné nepřesnosti, budeme-li předpokládat, že přídavná ztráta v důsledku příčného proudu je rovna součinu tohoto proudu pro nulové buzení (čili klidového proudu) a celkového napětí zdroje. V jakémkoli reálném stavu bude stejná nebo menší, takže z vyšetřovaného hlediska tento předpoklad zaručuje absolutní bezpečnost.

Ve skutečnosti je však situace méně příznivá, poněvadž v důsledku konečné rychlosti tranzistorů narůstá zejména při vyšších kmitočtech signálu příčný proud při přechodu výstupního

proudu přes nulu, kdy jeden tranzistor se již otevírá a druhý se dosud neza-
vřel. Rozbor této problematiky však da-
leko vybočuje z rámce tohoto článku.

Využitelnost impulsové přetížitelnosti tranzistoru

V dosavadním rozboru jsme před-
pokládali, že systém tranzistoru má
nulovou tepelnou kapacitu. Nenulová
tepelná kapacita reálného tranzistoro-
vého systému spolu s tepelnou kapaci-
tou pouzdra umožňuje v případě, že
střední ztráta v systému je nižší než
špičková, respektovat tento fakt budto
snížením tepelného odporu ve vzorci
(22) anebo zmenšením započítávaného
špičkového výkonu. Zjištění přísluš-
ného koeficientu pro obecný časový
průběh okamžité kolektorové ztráty by
bylo velmi obtížné. Můžeme však pro-
vést odhad pro nejnejpříznivější případ,
totiž pro maximální vybuzení ($k = 1$)
a fázový úhel zátěže 45° . Průběh ztrá-
tového výkonu podle obr. 2d nahradíme
pravoúhlým průběhem se špičkovou
hodnotou rovnou špičkové hodnotě prů-
běhu podle obr. 2d a činitelem plnění
voleným tak, aby střední ztráta přísluš-
ná oběma průběhům byla táž. Lze
snadno vypočítat, že tento činitel plnění
je roven přibližně 0,2026. Pro pravoúhlý
průběh kolektorové ztráty udávají někte-
ří výrobci závislost transientního tepelné-
ho odporu (který odpovídá tepelnému
odporu sníženému ve smyslu předního
výkladu) na činiteli plnění a opakovacím
kmitočtu (viz lit. [3], [5]). Pro výkonové
tranzistory TESLA tyto charakteristiky
nejdou uváděny, potřebné údaje lze
však alespoň přibližně nalézt pro analo-
gické zahraniční typy. Je jasné, že nej-
kritičtější situace nastává na nejnižších

kmitočtech akustického pásma. Kon-
krétně pro kmitočet 25 Hz a uvedený
činitel plnění vychází pro tranzistory po-
dobné čs. řadě KD500 transientní
tepelný odpor rovný přibližně 0,7 ná-
sobku stacionárního tepelného odporu.
Příslušná velikost „maximální transient-
ní kolektorové ztráty“ je pak rovna 1,42
násobku stacionární hodnoty. Tuto
transientní ztrátu je možno dosadit na-
místo P_c do vztahu (22).

Také SOAR se obvykle uvádí i pro
pulsní zatížení, zpravidla však jen pro
ojedinelý impuls. Pokud jde o hranici
mezní ztráty, je situace jasná. Potřebu-
jeme-li znát též hranici druhého průra-
zu, můžeme použít té křivky ze sítě dy-
namických charakteristik SOAR, která
v oblasti omezení maximální ztrátou
udává zvýšení, odpovídající již uve-
denému koeficientu (1,42 pro řadu
KD500). Příslušná křivka pro tranzistor
KD503 je zakreslena na obr. 4; tato křiv-
ka odpovídá jinak impulsnímu zatížení
ojedinelým impulsem délky 500 ms.

Závěr

Z toho, co bylo řečeno, lze učinit ně-
kolik praktických závěrů:

1. Maximální výkon, který může tranzis-
torový zesilovač bez nebezpečí ode-
vzdávat pro libovolné buzení a libovol-
nou zátěž, je co do efektní hodnoty
roven maximální kolektorové ztrátě po-
užitého typu tranzistoru, vynásobené
případně koeficientem, respektujícím
transientní tepelný odpor systému tran-
zistoru. Hodnota tohoto koeficientu je
pro tranzistory s kolektorovou ztrátou
v rozmezí 100 až 200 W a provoz v ob-
lasti nejnižších akustických kmitočtů
přibližně 1,4 až 1,5.

2. Tepelný odpor chladiče, potřebný pro
bezpečný provoz zesilovače, je dán
vzorcem (22). Pokud zesilovač není
konstruován pro trvalé zatížení maxi-
málním výkonem, může tímto odporem
být transientní tepelný odpor chladiče,
respektující tepelnou kapacitu chladiče,
Podrobnosti lze nalézt např. v [6].

3. V každém případě je nutno nezávisle
na výkonových poměrech kontrolovat
dodržení SOAR z hlediska druhého prů-
razu, nejlépe graficky s užitím obr. 6.
Měřítka v obr. 6 je 62,5 mm/dek, což
odpovídá některým typům konfekčního
logaritmického papíru.

4. Vztahy a veličiny odvozené v tomto
článku platí zpravidla pro nejnejpřízni-
vější možnou situaci. Není-li bezpod-
mínečně nutno dosáhnout maximální
spolehlivosti, lze nároky vyplývající
z uvedených vztahů přiměřeně snížit.

5. Ani striktní dodržení odvozených po-
žadavků nezaručuje neomezenou spo-
lehlivost, protože hranice SOAR udává
výrobce pro jistou konečnou spolehli-
vost tranzistoru, o níž zpravidla nejsou
k dispozici podrobné údaje.

Literatura

- [1] Kolektiv: Příručka elektroakustiky.
SNTL, 1964.
- [2] Konstrukční katalog křemíkových
tranzistorů TESLA, 1975-76.
- [3] Phillips Product Info No. 68 (1975).
- [4] Nussbaum, A.: Fyzika polovodičů-
vých součástek. SNTL, 1965.
- [5] Firemni literatura Motorola.
- [6] Bečka, J.: Příručka usměrňovací
techniky. SNTL, 1971.

Speciální kondenzátory pro hi-fi zařízení

V časopisech audioXpress z USA je
řada inzerátů, ve kterých se nabízejí
součástky, jejichž provedení u nás
nemá obdoby. Takovými součástkami
jsou i kondenzátory.

Jako vazební a blokovací kondenzá-
tory do elektronkových zesilovačů a re-
produktorových výhybek nabízí firma
Vacuum Tube Valley svítkové konden-
zátory Ultra-Tone (obr. 1 vlevo) charak-
terizované následujícími vlastnostmi:

- jsou navinuté postříbřenou kovovou
fólií pro ultrarychlý přenos signálu,

- dielektrikum z hustého oleje (bez
PCB) pro „ultrabohatou hudebnost“,
- u většiny hodnot jsou vývody z čistě
stříbrného drátu o průměru 0,9 mm pro
„dokonalou věrnost“,
- pevný dielektrický papír pro „jemný zvuk“,
- jsou zalité v epoxydu.

„Tyto kondenzátory poskytují úžasný
hudební realizmus, třírozměrné zobra-
zení a život. Odezva basů je plná a mo-
hutná, středy a výšky jsou plné a slad-
ké, vyvážené a detailní. Hudba se
zjevuje magicky z tiché temnoty bez

nežádoucích průvodních jevů zázna-
mu, jaké se mohou vyskytnout při po-
užití běžných kondenzátorů“. Vyrábějí se
hodnoty 10 nF až 1 µF/650 V v cenách
8 až 30 US dolarů a 1 až 8 µF/200 V
v cenách 22 až 60 US dolarů.

Pro filtraci napájecího napětí ve
zdrojích stejná firma nabízí polypropyle-
nové kondenzátory 10 až 100 µF/650 V
(obr. 1 vpravo) v cenách 14 až 48 US
dolarů, které mají velmi malý ESR
a jsou kvalitnější a spolehlivější než
běžné elektrolytické kondenzátory.

Obr. 1.

V levém rámečku jsou
svítkové olejové kon-
denzátory Ultra-Tone,
v pravém jsou filtrační
kondenzátory s poly-
propylenovým
dielektrikem



ZAJÍMAVÁ A PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ

V této kapitole jsou uvedena zapojení z oblasti rozmanité techniky („všehochuti“) a radiotechniky, která jsou většinou převzata ze zahraničních časopisů. Popsané konstrukce je vhodné brát především jako podnět a inspiraci k další tvůrčí činnosti a k vlastnímu laborování.

Technická „všehochut“

Měřič impedance poruchové smyčky

Mezi základní činnosti při ověřování kvality elektroinstalace patří měření impedance poruchové smyčky. Dále popisované zařízení slouží k základnímu ověření, zda elektroinstalace splňuje příslušné ČSN.

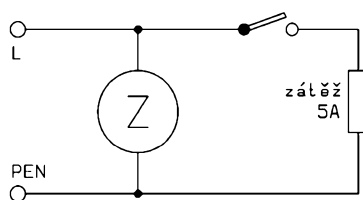
Popisovaný měřič impedance slouží pouze k informativní kontrole elektroinstalace a určitě nenahrazuje přesné revizní přístroje a práci revizního technika. Použitý princip měření vychází z ČSN 33 2000-6-61 Výchozí revize.

Popis funkce

Při měření impedance poruchové smyčky se mezi fázový (L) a ochranný (PE) vodič prověřované elektroinstalace připojí podle schématu na obr. 1 popisovaný měřič (představovaný kroužkem s písmenem Z) a paralelně k němu se přes vypínač připojí zátěž odebírající proud 5 A. Měřičem se (v místě jeho připojení) vyhodnocuje rozdíl velikosti síťového napětí ΔU při vypnuté a zapnuté zátěži a z ΔU a proudu protékajícího zátěží (5 A) se podle Ohmova zákona nebo podle tab. 1 určí impedance Z poruchové smyčky.

Jako zátěž lze použít odporový drát s odporem asi 46 Ω , navinutý na keramickém tělísku (např. na pásek obkladačky), uložený ve válcové nádobě (seříznutá PET láhev o objemu 0,5 l) a zasypaný suchým pískem. Jinak se dá použít cokoliv bezpečného, co má proudový odběr kolem 5 A.

Schéma měřiče je na obr. 2. Měřič je zapojen jako komparační střídavý voltmetr, který dovoluje určit velikost měřeného napětí z polohy běžce měřicího potenciometru R9, při které právě zhasne indikační LED D3. Stupnice u potenciometru R9 by mohla být cejchována v jednotkách napětí, v měřiči je však ocejchována přímo v jednotkách zjišťované impedance. Cejchování však platí jen při zatěžovacím proudu 5 A.



Obr. 1. Princip měření impedance poruchové smyčky popisovaným měřičem

Po připojení měřiče k síti nastavíme potenciometr R9 na maximální odpor a potenciometrem R7 otáčíme směrem od maximální hodnoty odporu tak dlouho, až dioda LED D3 zhasne. Potom vypínačem připojíme zátěž. Dioda LED D3 se opět rozsvítí a potenciometrem R9 otáčíme z maximální hodnoty odporu, až dioda LED D3 znova zhasne. Na stupnici potenciometru R9 pak odečteme velikost impedance, která musí odpovídat vypínací charakteristice příslušného předřazeného jisticího prvku. Pro běžně používané jističe a pojistky do 25 A lze

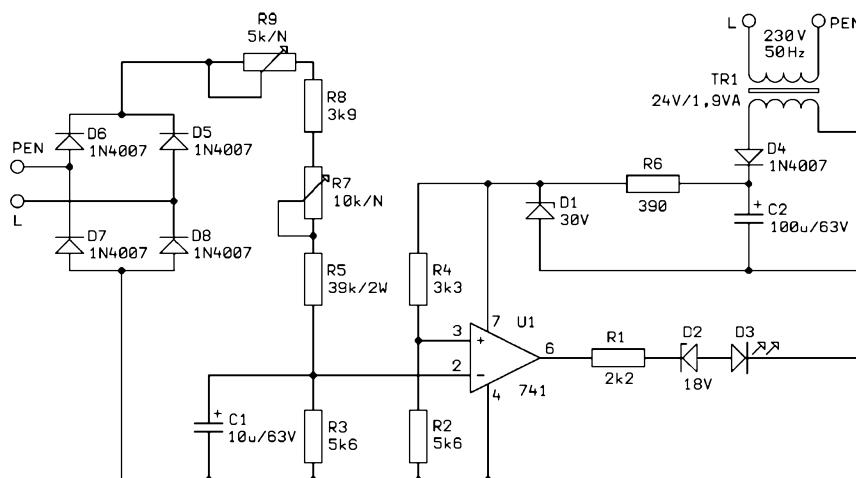
uvažovat s maximální přípustnou hodnotou impedance do 1 Ω .

Základem měřiče je operační zesilovač (OZ) U1 zapojený jako komparátor. Na neinvertující vstup OZ je přes odporový dělič tvořený rezistory R2 a R4 přiváděno referenční napětí o velikosti zhruba 2/3 napájecího napětí. Na invertující vstup OZ se přes usměrňovač (s diodami D5, D6, D7 a D8) a odporový dělič (s potenciometry R7 a R9 a rezistory R3, R5, R8) přivádí síťové napětí z ověřované elektroinstalace. Potenciometrem R7 se nastavuje nula měřiče před měřením, potenciometr R9 slouží při vlastním měření ke čtení velikosti měřené impedance. LED D3 připojená k výstupu U1 při měření indikuje změnu stavu komparátoru.

Měřič je napájen přímo z kontrolované elektroinstalace přes transformátor TR1, usměrňovací diodu D4 a stabilizátor se Zenerovou diodou D1. Vnitřní ss napájecí napětí je asi 30 V.

Konstrukce a nastavení

Měřič je zkonstruován z běžných vývodových součástek, které jsou umístěny na desku s jednostrannými plošnými spoji (obr. 3).

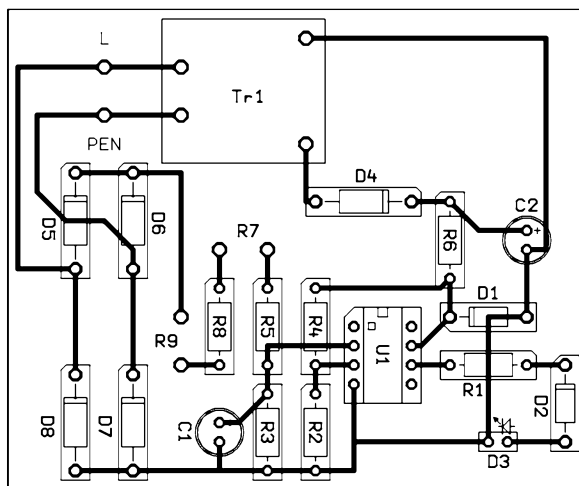


Obr. 2. Měřič impedance poruchové smyčky

Tab. 1. Úbytky napětí ΔU a jim odpovídající velikosti impedance Z při zatěžovacím proudu 5,0 A

ΔU [V]	2,5	5,0	7,5	10,0	12,5	15,0
Z [Ω]	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0

Obr. 3.
Deska
s plošnými
spoji
měřiče

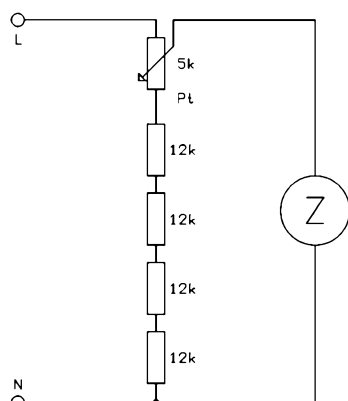


Desku vestavíme do plastové skříňky, na jejíž přední panel přišroubujeme potenciometry R7 a R9. Potenciometr R9 opatříme knoflíkem se šipkou. Knoflík podložíme papírovou stupnicí, kterou později ocechujeme.

Při cejchování stupnice potenciometru R9 připojíme měřič k síti podle obr. 4 přes kalibrační potenciometr Pt s pomocnými rezistory o odporu 12 kΩ. Paralelně k měřiči připojíme číslicový multimetr, kterým určujeme napětí na měřiči. Multimetr by měl mít rozlišení 0,1 V při měřeném napětí okolo 230 V, tj. musí být alespoň 3,75 nebo 4,5místný. Potenciometrem Pt nastavíme na vstupu měřiče maximální síťové napětí (běžec vytočíme na horní vývod potenciometru). Potenciometr R9 měřiče nastavíme na maximální odpor a potenciometrem R7 měřiče otáčíme z maximální hodnoty, až LED D3 zhasne. Na potenciometru Pt nastavíme úbytek napětí $\Delta U = 2,5 \text{ V}$, LED D3 se rozsvítí. Potenciometrem měřiče R9 otáčíme směrem k nulovému odporu, až LED D3 opět zhasne. Na stupnici potenciometru R9 si označíme impedanci $Z = 0,5 \Omega$. Stejný postup opakujeme pro další úbytky napětí 5 až 15 V podle tab. 1 a na stupnici potenciometru R9 si označíme příslušné impedance 1 až 3 Ω.

V případě, že proudový odběr zátěže bude jiný než 5 A, musíme velikosti ΔU přepočítat podle Ohmova zákona:

$$\Delta U = I \cdot Z \quad [V; A, W],$$



Obr. 4. Zapojení měřiče pro jeho nastavení

kde I je proudový odběr zátěže a Z je impedance podle tab.1.

Pozor! Měřič je galvanicky spojen se sítí. Proto musíme být při jeho stavbě, ožiování a používání opatrní a musíme dodržovat příslušné bezpečnostní předpisy. Při ožiování a kalibraci je nutné měřič připojit k síti přes oddělovací transformátor!

Seznam součástek

R1	2,2 kΩ, miniaturní
R2, R3	5,6 kΩ, miniaturní
R4	3,3 kΩ, miniaturní
R5	39 kΩ/2 W, vrstvý
R6	390 Ω, miniaturní
R7	10 kΩ/N, potenciometr lineární
R8	3,9 kΩ, miniaturní
R9	5 kΩ/N, potenciometr lineární
C1	10 μF/63 V, radiální
C2	100 μF/63 V, radiální
D1	Zenerova dioda 30 V/1,3 W
D2	Zenerova dioda 18 V/1,3 W
D3	LED zelená
D4, D5, D6, D7, D8	1N4007
U1	741
TR1	síťový transformátor 230 V/24 V/1,9 VA

Literatura

- [1] ČSN 33 2000-6-61 Výchozí revize.
- [2] Punčochář, J., Operační zesilovače v elektronice. BEN-technická literatura, Praha 1996.

E. Říha

Kotlový termostat pro ekvitermní regulaci

Nejprve trochu topenářské teorie

Při vytápění budov je z hlediska ekonomického žádoucí přizpůsobit okamžitý výkon otopné soustavy okamžitým tepelným ztrátám budovy. Otázkou je vzhledem k neustálému zvyšování

ní cen energií opět aktuálnější. Tepelné ztráty budovy nezáleží pouze na konstrukci budovy, ale především na počasi. V našich zemích jsou otopné soustavy projektovány na nejnižší teploty -15 až -18 °C. V obdobích, kdy je tepleji, je nutno vytápění v budově regulovat.

Z důvodů ekonomických i ekologických pomineme regulaci na straně spotřeby - tedy umělým zvětšením tepelných ztrát, např. pootevřeným oknem v přetopené místnosti. Nadále budeme uvažovat regulaci na straně výroby a distribuce tepelné energie. Situaci si ještě zjednodušíme na teplovodní kotle, které se regulují nejsnadněji - na kotle plynové a olejové.

Plynné nebo kapalně palivo má nejednodušší automatickou dopravu do topeniště, je možno je tedy řídit na straně dávkování paliva, což je neúčinnější.

Moderní kotle umožňují v určitém rozsahu řídit výkon plynule, tzv. modulací plamene. Vzhledem k neměnné geometrii spalovacího prostoru má tato metoda omezený regulační rozsah.

Klasická metoda řízení je tzv. tipování - tedy řízení časového provozu kotle podle potřeby. Výkon kotle je určen střídou jeho spínání. Střídou je možno regulovat od 0 do plného výkonu kotle zcela plynule.

Z hlediska spotřebiče, tedy teplovodního otopného tělesa, rozlišujeme regulaci kvalitativní a kvantitativní, tedy regulaci teploty topné vody a regulaci jejího množství. K dalším úsporám může vést regulace prostorová, respektive časová (pokud čas nebere automaticky jako čtvrtý rozměr prostoru).

Každé teplovodní otopné těleso je vlastně tepelným výměníkem voda-vzduch. Přenos energie a tedy výkon tělesa, závisí na rozdílu teplot topné vody a okolního vzduchu a velikosti teplosměnné plochy. Teplovodní systémy jsou zpravidla navrhovány jako 90/70 °C nebo 55/40 °C, což jsou teploty topné vody a zpátečky při výpočtové venkovní teplotě (na většině našeho území je to -15 °C). Proudění na obou stranách výměníku zavádí do systému nelinearit, stejně jako přenos energie radiací.

Kvalitativní řízení omezuje přenos energie snížením teploty topné vody a tedy i povrchové teploty otopných těles. Pro laickou veřejnost zde uvádím, že těleso topí i při teplotě topné vody 35 °C, neboť se přenáší teplo do vzduchu o teplotě např. 22 °C. Těleso se však na dotyk jeví jako studené - to může být matoucí.

Kvantitativní řízení omezí průtok otopnou soustavou, takže topná voda v tělese více vychladne. Část tělesa je tedy chladnější, dochází k virtuálnímu zmenšení teplosměnné plochy tělesa. Pozor na skutečné zmenšení plochy různým zakrýváním těles, např. předměty odkládanými na otopné těleso kvůli vysoušení.

Prostorová regulace umožňuje další energetické úspory, omezením vytápění prostor, které získávají tepelnou energii jiným způsobem (jižní strana budovy ze slunečního záření, kuchyň odpadním teplem z přípravy pokrmů, tepelné ztráty různých technologií z průmyslu. Nejčastěji používaným prvkem prostorové regulace je termostatický ventil umístěný na přívodu topné vody.

Časové řízení - nejúčinnější v kombinaci s prostorovou regulací - omezuje vytápění v době, kdy není prostor využíván. Noční útlum v domácnostech, omezení vytápění mimo pracovní směnu atp. Je jisté, že největších úspor dosáhneme při kombinaci všech způsobů regulace vytápění.

V malých systémech vytápění v bytech a v rodinných domcích je nejčastěji používána regulace pomocí pokojového termostatu, který je umístěn v referenční místnosti. Volbou referenční místnosti, nebo i polohy teplotního čidla je do značné míry ovlivňována úspěšnost regulace. I při dokonalé volbě referenčního bodu má však tento způsob vytápění značné nevýhody. Především je tento systém, jako všechny systémy s dopravním zpožděním, nestabilní - nastávají velké výkyvy teploty topné vody. Tepelná energie je akumulována přímo ve vytápěném prostoru. Pro dosažení tepelné pohody je však nutná vyšší vnitřní teplota, než při stálé teplotě těles. Především v obdobích podzimu pracuje kotel s nevhodně nízkou teplotou vody, účinnost spalování je nižší, koroze kotle i komína vyšší. Prakticky je třeba použít kotel s litinovým výměníkem, tedy s vyššími pořizovacími náklady. Také doplnění prostorové, resp. časové regulace, je obtížnější, referenční místnost, která má nejnižší tepelné zisky musí být vytápěna trvale. Značné kolísání teploty otopných těles s nutným zvýšením teploty vytápěné místnosti asi o 2 °C znamená energetickou ztrátu asi 12 %, přičemž toto zvýšení teploty nepřináší zlepšení tepelné pohody. Psychologická výhoda uvedeného způsobu regulace je fakt, že teplota těles přesahuje alespoň občas 40 °C, takže přiložením ruky cítíme teplo (áááá, už to topí). Kotelový termostat je zapojován do série s pokojovým termostatem a v tomto uspořádání se regulace neúčastní. Zabraňuje pouze přehřívání kotle.

Uvedené nedostatky řeší ekvitermní regulace teploty topné vody. Teplota topné vody je regulována na stálou teplotu určenou v závislosti na vnější teplotě měřené externím snímačem (jeho umístění má na úspěšnost regulace zásadní vliv). K řízení je využíváno teplotního modelu budovy. Tzv. ekvitermní křivka může být ručně zadávána do odporové sítě regulátoru nebo zapsána do tabulky adaptivního digitálního regulátoru. Při správné činnosti nezávisí na použité technologii. Čidlo teploty topné vody, umístěné bezprostředně za regu-

lačním členem, prakticky odstraňuje dopravní zpoždění a tedy výkyvy teploty topné vody. Tepelné pohody je dosaženo při nižší vnitřní teplotě, což znamená energetickou úsporu. Psychologickou nevýhodou je fakt, že v přechodném období jsou otopná tělesa na dotyk chladná, i když místnost vytápějí dostatečně (těleso o teplotě 32 °C vnímáme při dotyku jako chladné).

Po stránce topenářské je soustava nejčastěji rozdělena na dva okruhy (obr. 5) směšovací armaturou. V malém kotlovém okruhu je udržována stálá teplota kotlovým termostatem. Směšovací armatura ovládaná servem (akční člen ekvitermní regulace) řídí množství teplé vody, tedy tepelné energie přecházející z kotlového do topného okruhu. Stálá teplota v kotlovém okruhu výrazně snižuje korozní namáhání kotle i komína. Účinnost hoření se naopak zvyšuje. Kotelový termostat se zde stává opravdovým regulátorem. Z hlediska hoření (i koroze) je vhodné udržovat teplotu co nejvyšší. Na druhé straně vysoké teploty zvyšují ztráty v kotlovém okruhu (to lze ale omezit tepelnou izolací potrubí i armatur a uzavíráním komína klapkou v době, kdy je kotel vypnut).

Maximální teplota kotle je dána teplotou varu vody (parní kotle jsme z úvahy vyloučili), což je při statickém tlaku na kotli vždy nad 100 °C. Prakticky je teplota omezena nastavením kotlové pojistky, jejíž nastavení nedoporučuji měnit, nebo ji dokonce vyřadit. Kotel byl do provozu schválen s určitým maximem teploty topné vody, které určuje třídu kotle z hlediska bezpečnosti i nutné kvalifikace obsluhy. Kotelový termostat musí být tedy dostatečně přesný,

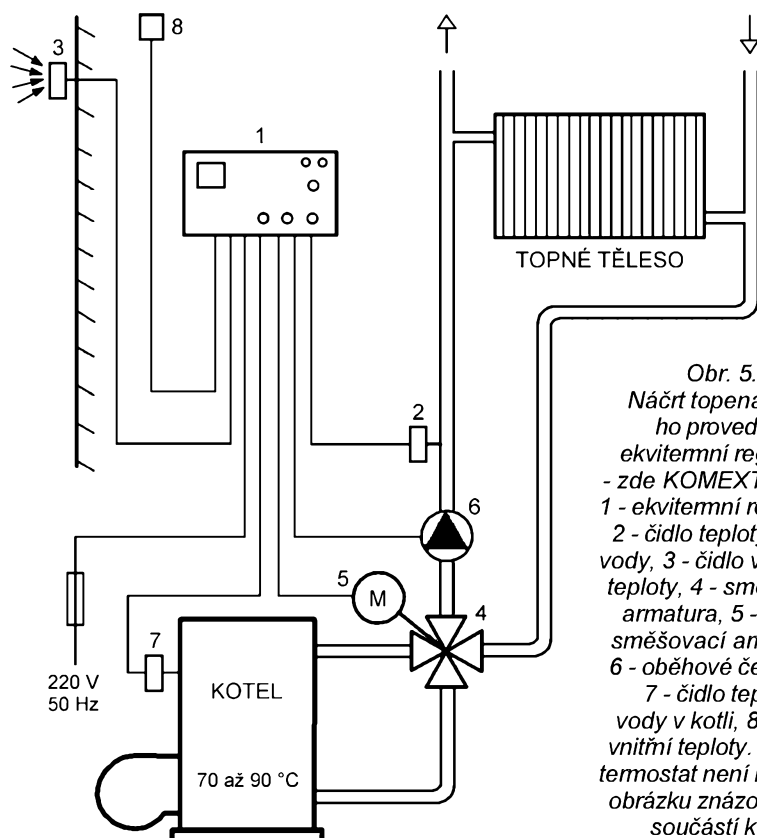
teplota vypínání se nesmí při provozu měnit.

Tzv. citlivost, vlastně hystereze regulace, určuje kolísání teploty v kotlovém okruhu. Z praktického hlediska není vhodné volit hysterezi příliš nízkou - zvýší se tím četnost (kmitočet) nabíhání kotle, což snižuje životnost i účinnost kotle. Je nanejvýš praktické mít možnost nastavit jak teplotu vypínání, tak i tuto hysterezi. To byl také můj důvod ke stavbě dokonalejší elektronické podoby původního mechanického kotlového termostatu kotle Destila DPL 31.

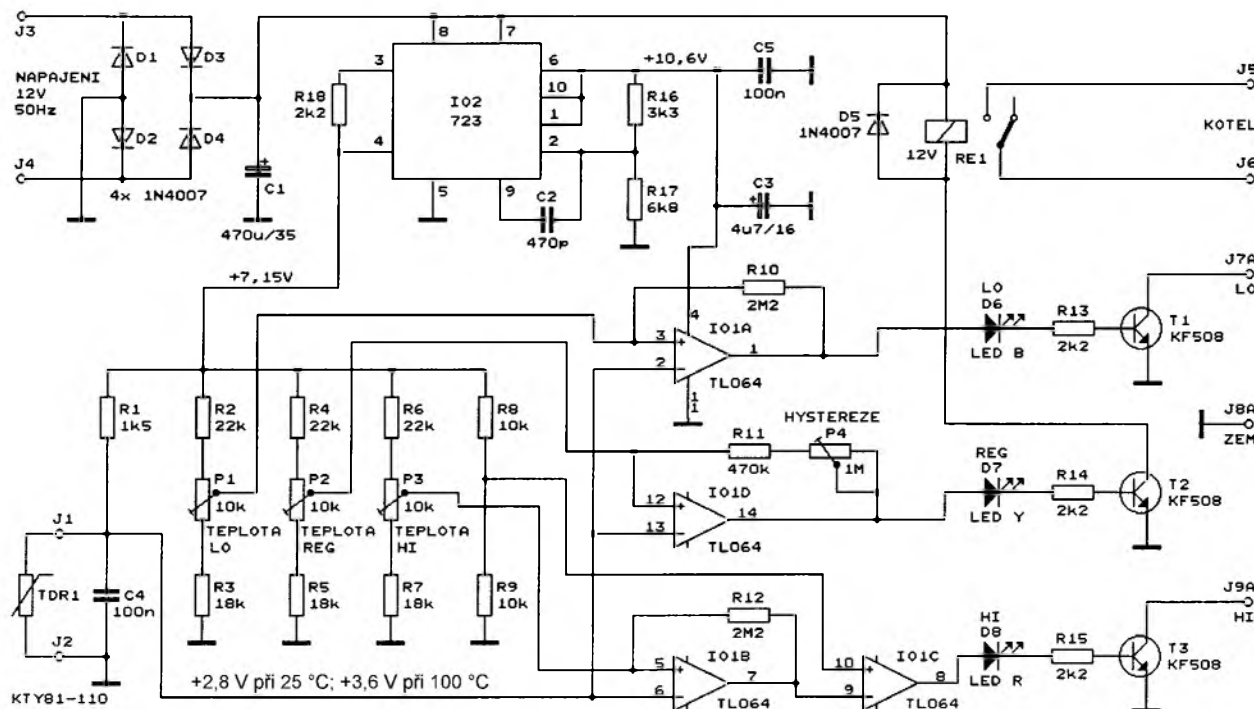
Elektronický termostat může vyřešit ještě další dva problémy - zkrátit běh kotle pod teplotou kondenzace a omezit přetopení.

Při rozběhu odstaveného topení pracuje kotel dlouhou dobu při nízkých teplotách (což je nevhodné, jak jsme již uvedli). Pokud při rozběhu uzavřeme směšovací armaturu, naběhne kotel rychle na provozní teplotu a postupným otvíráním armatury je vytopen i objekt (cyklus mívá několik kmitů u rozsáhlejších systémů, než se začne vracet ohřátá zpáteční voda).

Naopak při malém odběru tepla stoupá teplota v kotlovém okruhu i po odstavení kotle kotlovým termostatem (teplo je akumulováno ve vyhřáté hmotě topeniště). Nárůst teploty může kotlovou pojistkou odstavit vytápění budovy. Pokud v takovém případě otevřeme směšovací armaturu, odvedeme přebytečné teplo do budovy. Energie tím není zmařena, zvýšená teplota zpátečky nebo reakce termostatických ventilů v budově způsobí, že okamžik příštího sepnutí kotle se oddálí (teplo je akumulováno do budovy).



Obr. 5.
Náčrt topenářského provedení ekvitermní regulace - zde KOMEXTHERM.
1 - ekvitermní regulátor, 2 - čidlo teploty topné vody, 3 - čidlo venkovní teploty, 4 - směšovací armatura, 5 - servo směšovací armatury, 6 - oběhové čerpadlo, 7 - čidlo teploty vody v kotli, 8 - čidlo vnitřní teploty. Kotelový termostat není na tomto obrázku znázorněn, je součástí kotle



Obr. 6a. Hlavní část kotlového termostatu

Popis funkce

Na obr. 6a a obr. 6b je schéma jednoduchého analogového obvodu - tří komparátorů s hysterezi s operačními zesilovači IO1, které plní výše uvedené regulační funkce. Hlavní část kotlového termostatu (obr. 6a) je umístěna v kotli, relé mezních hodnot (obr. 6b) jsou umístěna v ekvitermním regulátoru a jsou napájena ss napětím 24 V z jeho zdroje. Obě části kotlového termostatu mají navzájem propojeny vývody J7A s J7B, J8A s J8B a J9A s J9B.

Teplota vody v kotlovém okruhu je snímána polovodičovým čidlem KTY81-110 (s odporem 1 kΩ při teplotě 25 °C) umístěným přímo v jímce kotle. Výstupy komparátorů (s upravenou polaritou) ovládají reléové spínače.

Původní záměr, použít na spínání kotle optotriak se spínáním v nule, nevyšel. Indukční zátěž s malým odběrem (plynový ventil) způsobila, že triak nevypínal.

Hlavní část kotlového termostatu využívá ke svému napájení původní transformátor pro napájení teploměru kotle. Odběr termostatu je při střídavém napětí 12 V asi 60 mA. Na vstupu komparátorů kotlového termostatu je vždy kladná polarita signálu - proto je možné napájet komparátory (s OZ IO1) asymetricky kladným napětím. Toto ss napájecí napětí je stabilizováno obvodem MAA(μA)723 (IO2) a má velikost asi 10 V. Referenční napětí +7,15 V z IO2 je také využíváno jako referenční napětí pro komparátory.

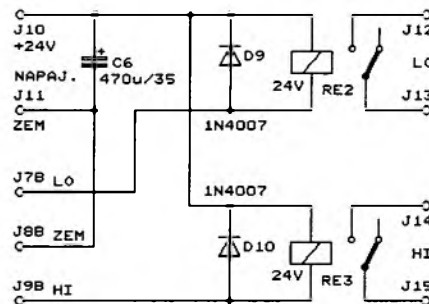
Konstrukce

Termostat jsem postavil jako náhradu mechanického termostatu plynového atmosférického kotle DESTILA DPL 31. Z toho vyplývá jeho mechanická konstrukce (obr. 7).

Součástky termostatu jsou umístěny na dvou deskách s jednostrannými plošnými spoji (na jedné jsou součástky s obr. 6a, na druhé z obr. 6b).

Autor dodal jen náčrtek spojů „od ruky“, přitom byly použity dnes již atypické součástky TESLA a mnoho dlouhých drátových propojek. Proto nebylo shledáno jako vhodné obrazce spojů v redakci překreslovat. Případné zájemce o stavbu termostatu odkazujeme na použití desky s univerzálními plošnými spoji.

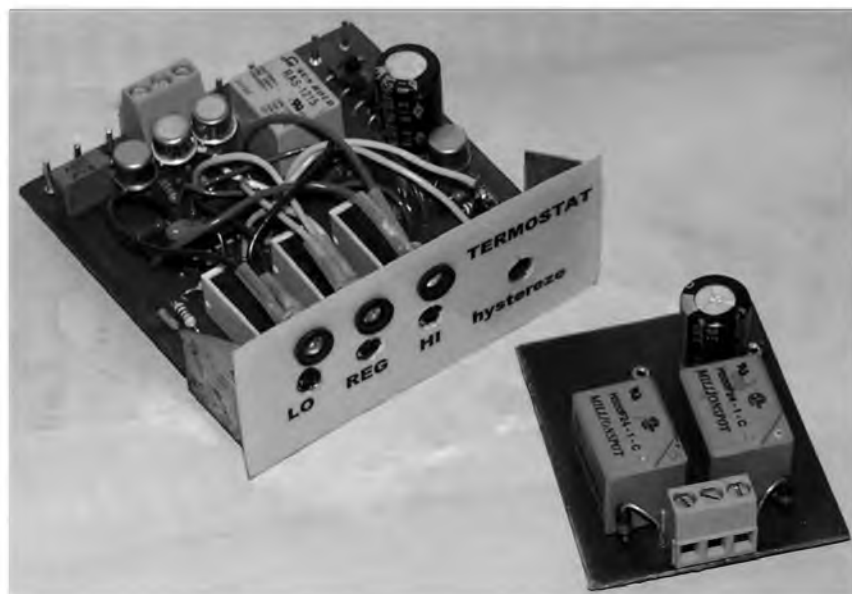
Nastavovací trimry jsou víceotáčkové, rozsah nastavení je přizpůsoben sériovými rezistory podle použitého snímače teploty. Při změně odporů těchto rezistorů je možné použít ke snímání teploty také křemíkovou diodu (přechod PN tranzistoru řady KC). Speciální senzory KTY jsou samozřej-



Obr. 6b. Relé mezních hodnot kotlového termostatu

mě vhodnější - při změně teploty o 1 °C poskytují větší změnu výstupního napětí, což zkvalitní regulaci.

Relé mezních hodnot (RE2, RE3) jsou umístěna v ekvitermním regulátoru, odkud jsou také napájena (důvody



Obr. 7. Příklad praktického provedení kotlového termostatu

rozměrové i energetické). Proto jsou použity typy s cívkou na 24 V. V mém případě je použit regulátor KOMEX-THERM K-RVT-05.

Jak termostat, tak teploměr nejsou ukostřeny - spojení s kotle má pouze ekvitermní regulátor. Stejný princip vylučující zemní smyčky je třeba dodržet i při použití jiných regulátorů.

Spínací kontakty relé RE2 a RE3 jsou připojeny paralelně ke kontaktům otočného přepínače regulátoru v poloze „+“ a „-“. U jiných regulátorů může být užitečnější použít relé se dvěma kontakty a ovládat přímo servomotor. Druhý, rozpinací kontakt, musí odpojit (zablokovat) opačný směr otáčení serva.

Kotlový termostat je třeba nastavit při zkušebním provozu. Orientační hodnoty jsou: regulační teplota 88 °C, přetopení 90 °C, studený kotel do 60 °C.

Indikační LED D6 až D8 značně usnadňují nastavení, nepříjemně dlouhé jsou bohužel odezvy topného systému (v řádu desítek minut).

Závěr

Jednoduchá konstrukce řeší komplexně úkoly kotlového termostatu, včetně regulačních zásahů při mezních stavech při náběhu kotle. Časový spínač ekvitermního regulátoru je využíván a kotel nabíhá (nyní hladce) v přechodném topném období dvakrát denně.

Seznam součástek

Deska hlavní části (obr. 6a)

R1	1,5 kΩ, miniaturní
R2, R4, R6	22 kΩ, miniaturní
R3, R5, R8	18 kΩ, miniaturní
R8, R9	10 kΩ, miniaturní
R10, R12	2,2 MΩ, miniaturní
R11	470 kΩ, miniaturní
R13, R14, R15, R18	2,2 kΩ, miniaturní
R16	3,3 kΩ, miniaturní
R17	6,8 kΩ, miniaturní
TDR1	KTY81-110, teplotní senzor (1 kΩ při 25 °C)
P1 až P3	10 kΩ, trimr víceotáčkový
P4	1 MΩ, potenciometr lineární nebo trimr
C1	470 μF/35 V, radiální
C2	470 pF, keramický
C3	4,7 μF/16 V, radiální
C4, C5	100 nF/100 V, fóliový
D1 až D5	1N4007 (křemiková dioda 300 mA/80 V)
D6	LED 5 mm, modrá
D7	LED 5 mm, žlutá
D8	LED 5 mm, červená
T1 až T3	KF 508 (BD139-16)
IO2	MAA723
IO1	B084 (TL064)
RE1	relé RAS 1215 s cívkou 12 V

šroubovací svorkovnice

deska s plošnými spoji, přední panel

Deska relé mezních hodnot (obr. 6b)

C6	470 μF/35 V, radiální
D9, D10	1N4007 (křemiková dioda 300 mA/80 V)

RE2, RE3 relé RAS 2415 s cívkou 24 V, typ relé nutno přizpůsobit použití regulátoru - viz. text

šroubovací svorkovnice

deska s plošnými spoji

Literatura

- [1] Kotisa, Z.: Senzory KTY pro měření teploty. PE 1/2000.
- [2] Katalog TESLA.
- [3] Katalog RFT.
- [4] Návod k instalaci regulátoru KOMEX-THERM K RVT-05.

Ing. P. Člupek

Odposlech „po drátě“

Popisované odposlouchávací zařízení je vhodné pro akustické monitorování zabezpečovaných prostor, pro kontrolu dětských pokojů, snímání zvuku v přírodě apod.

Zařízení je tvořeno dvěma jednotkami, mikrofonní a reproduktorovou, které jsou propojeny nestíněným dvoudrátovým vedením (např. telefonní dvoulinkou) o délce až několika set metrů. Mikrofonní jednotka se umístí v odposlouchávaném prostoru, reproduktorovou jednotku nainstalujeme v místě, kde se zdržujeme.

Reproduktorová jednotka je vybavena obvodem umlčení, který potlačuje slabé signály (hluk pozadí), aby se z reproduktoru stále neozýval únavný zvuk. Teprve když signál z mikrofonu dosáhne dostatečné (nastavitelné) úrovně, např. když někdo promluví, zapne se s určitým zpožděním reproduktor a můžeme zvuk poslouchat.

Reproduktorová jednotka je napájena ze sítě, zatímco mikrofonní jednotka je napájena po vedení z reproduktorové jednotky a nevyžaduje zvláštní zdroj.

Výhodou drátového propojení oproti rádiovému je naprostá spolehlivost a nemožnost odposlechu cizí osobou (pokud je vedení nepřístupné, např. uvnitř soukromého objektu, a někdo ho „nenapichne“).

Protože se jedná o zajímavé zařízení, byl pro ověření funkčnosti realizován jeho vzorek na deskách s plošnými

spoji, který byl vyzkoušen a proměřen. Fotografie desek vzorku jsou na zadní straně obálky tohoto čísla časopisu.

Popis funkce

Schéma mikrofonní jednotky je na obr. 8, schéma reproduktorové jednotky je na obr. 9. Propojovací vedení se připojuje ke svorkám L1 a L2.

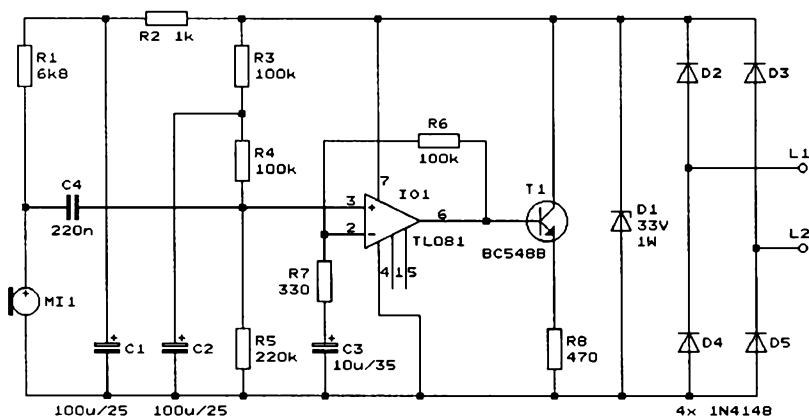
Mikrofonní jednotka obsahuje elektretový mikrofon MI1 napájený přes rezistory R1 a R2. Napájecí napětí mikrofonu je filtrováno kondenzátorem C1.

Signál z mikrofonu je veden do oddělovacího zesilovače s operačním zesilovačem (OZ) IO1. Jeho napěťové zesílení asi 300 je určováno dělicím poměrem zpětnovazebního děliče s rezistory R6 a R7.

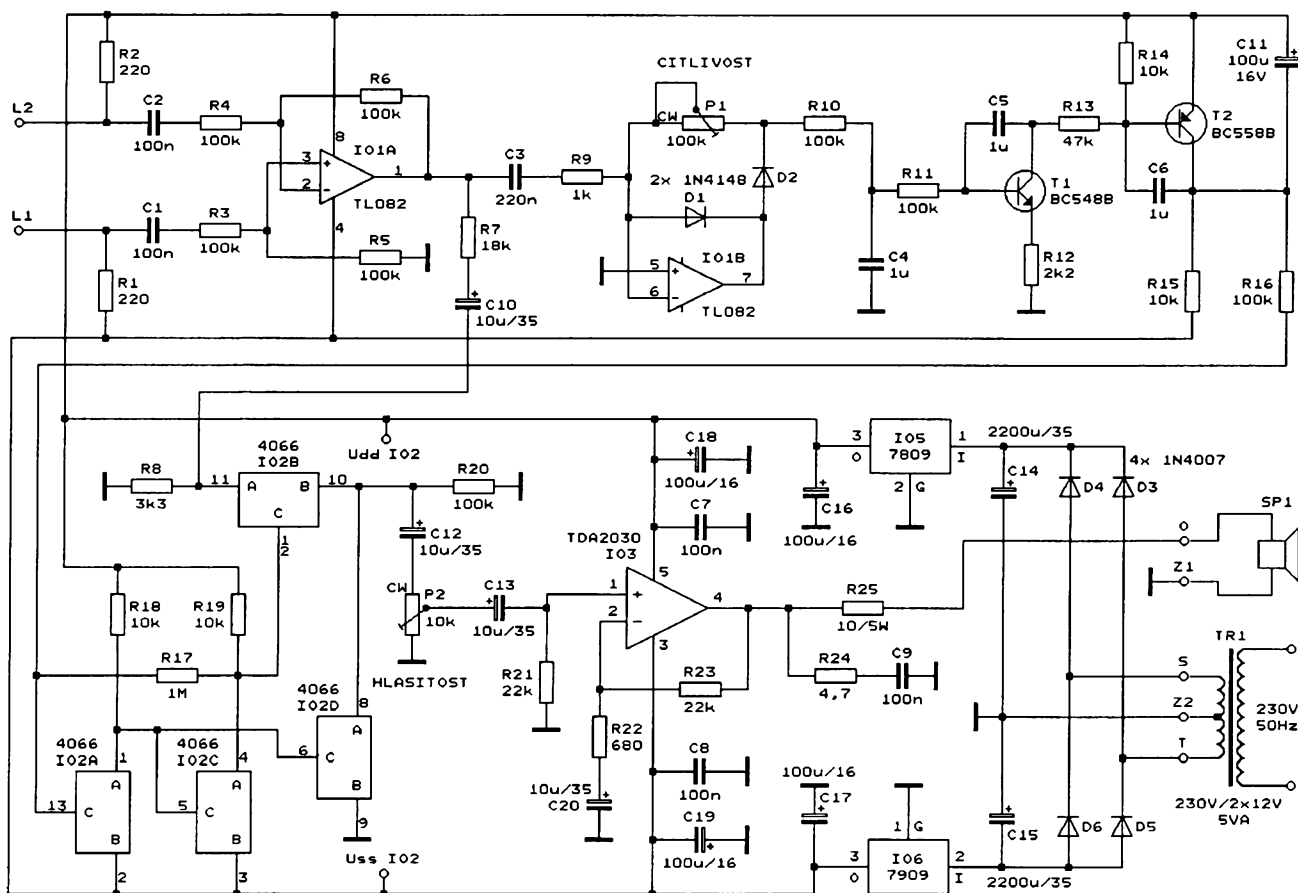
OZ je napájen asymetricky ss napětím asi 11 V přiváděným po vedení z reproduktorové jednotky. Napájecí napětí je přiváděno na OZ ze svorek L1 a L2 přes usměrňovací můstek s diodami D2 až D5, takže nezáleží na pólování propojovacího vedení. Zenerova dioda D1 potlačuje přepětové špičky v napájecím obvodu, které by mohly vzniknout indukci poruch do vedení.

Aby OZ pracoval v lineární oblasti, je na neinvertní vstup OZ zaváděno děličem s rezistory R3 až R5 ss předpětí rovné přibližně polovině napájecího napětí. Předpětí je filtrováno kondenzátorem C2. Součástí obvodu předpětí je i oddělovací kondenzátor C3 ve zpětnovazebním děliči, který zajišťuje, že pro ss signál se OZ chová jako sledovač signálu s napěťovým zesílením 1, takže na výstupu OZ má ss složka signálu také velikost přibližně poloviny napájecího napětí.

Za oddělovacím zesilovačem následuje zdroj proudu s tranzistorem T1, který je řízen výstupním napětím z oddělovacího zesilovače. Zdroj proudu je připojen paralelně k vedení a vnáší do napájecího proudu mikrofonní jednotky střídavou složku, která přenáší nf signál z mikrofonu. Klidový proud tekoucí kolektorem T1 je asi 11,0 mA, střídavá složka kolektorového proudu vyvolaná nf signálem z mikrofonu je asi ±2 mA (při běžné hlasité mluvě ve vzdálenosti asi 1 m od mikrofonu).



Obr. 8. Mikrofonní jednotka odposlouchávacího zařízení



Obr. 9. Reprodukční jednotka odposlouchávacího zařízení

Celkový ss napájecí proud mikrofoni jednotky, který je tvořen klidovým proudem tranzistoru T1 a spotřebou OZ IO1 a elektretového mikrofону, je asi 12,9 mA.

V reproduktorové jednotce je vedení od mikrofoni jednotky (zavedené na svorky L1 a L2) připojeno přes rezistory R1 a R2 k symetrickým napájecím sběrnicím s napětím ± 9 V. Napájecí proud mikrofoni jednotky vyvolává na rezistorech R1 a R2 úbytky napětí, takže mezi svorkami L1 a L2 je ss klidové napětí asi 13,5 V. Rezistory R1 a R2 též omezují zkratový proud při zkratu na vedení.

Střídavá složka napájecího proudu mikrofoni jednotky vyvolaná nf signálem z mikrofónu vytváří na rezistorech R1 a R2 střídavé nf napětí, které je snímáno diferenčním zesilovačem s OZ IO1A. Volbou shodných odporů rezistorů R3 až R6 má diferenční zesilovač nastaveno jednotkové napěťové zesílení, protože signál z mikrofoni jednotky je dostatečně silný a není nutné jej dále zesilovat.

Účelem použití diferenčního zesilovače je potlačit rušení (např. síťový brum apod.), které se indukuje do obou vodičů nestíněného symetrického vedení souhlasně. K dobrému potlačení rušení přispívá i dostatečná velikost nf signálu na vedení a malý odpor zakončovacích rezistorů R1 a R2.

Z diferenčního zesilovače je nf signál veden přes umlčovač s IO2A až IO2D do výkonového zesilovače TDA2030 (IO3) a odtud do reproduktoru SP1.

Umlčovač je ovládán úrovní nf signálu na výstupu diferenčního zesilovače. Nf signál z diferenčního zesilovače je zpracováván přesným usměrňovačem s OZ IO1B, filtrem typu dolní propust s R10, C4 a R11 a ss zesilovačem s tranzistory T1 a T2.

Při slabém nf signálu je na kolektoru T2 nízká úroveň (asi -9 V) a umlčovač zahazuje cestu nf signálu do výkonového zesilovače. Při silném nf signálu přejde napětí na kolektoru T2 do vysoké úrovně (asi +9 V) a umlčovač umožňuje průchod nf signálu. Rozhodovací úroveň nf signálu, při které se mění stav umlčovače, se ovládá trimrem P1 regulujícím zesílení usměrňovače.

Ss zesilovač s T1 a T2 obsahuje integrační kondenzátory C5, C6 a C11, které zpomalují změny ovládacího ss signálu z usměrňovače. Umlčovač se proto otevře až asi za 1 s po překročení rozhodovací úrovně nf signálu na výstupu diferenčního zesilovače a zavře se až asi 2,5 s poté, kdy síla nf signálu poklesne pod rozhodovací úroveň.

Účelem tohoto zpoždění je zabránit otevření umlčovače krátkými akustickými impulsy a současně zabránit zavírání umlčovače v mezerách mezi slovy. Musíme se však smířit s „useknutými“ začátky vět. Změnou kapacit kondenzátorů v ss zesilovači je možné zpoždění podle potřeby upravit.

V umlčovači je pro ovládání průchodu nf signálu využita čtveřice analogových spínačů CMOS obsažených v jednom pouzdru integrovaného obvodu 4066 (IO2A až IO2D).

Spínače IO2B a IO2D tvoří útlumový člen. Je-li IO2B sepnut a IO2D vypnut, je nf signál umlčovačem přenášen bez zeslabení. Je-li IO2B vypnut a IO2D sepnut, je cesta signálu přerušena a zbytky nf signálu, přenesené parazitní kapacitou vypnutého IO2B, jsou sepnutým IO2D svedeny do země. Útlum pro nf signál je tak velmi velký (odhadem nejméně 80 dB).

Spínače útlumového článku jsou ovládány navzájem opačnými binárními signály odebíranými ze Schmittova klopného obvodu (SKO), který je vytvořen ze zbývajících spínačů IO2A a IO2C. Hysterezi v SKO zavádí rezistor R17. SKO tvaruje a převádí do binární formy pomalu se měnící ss analogový ovládací signál z kolektoru T2.

Mezi umlčovač a výkonový zesilovač je zařazen trimr P2 pro ovládání hlasitosti odposlechu.

Výkonový zesilovač je tvořen obvodem TDA2030 (IO3) v katalogovém zapojení. Rezistor R25 zmenšuje dosažitelný výkon a odebíraný napájecí proud, aby nebyl přetížen napájecí zdroj. Reprodukční SP1 je větších rozměrů s dobrou citlivostí a má impedanci 8 Ω .

Reprodukční jednotka je napájena symetricky napětím ± 9 V odebíraným ze stabilizátorů IO5 a IO6, na které se přivádí dvojcestné usměrněné (diodami D3 až D5) a vyhlazené (kondenzátory C14 a C15) napětí ze síťového transformátoru TR1. Transformátor je umístěn mimo desku jednotky, má sekundární vinutí 2x 12 V a zatížitelnost 5 až 10 VA. Při umlčeném nf signálu je

na vyhlazovacích kondenzátorech C14 a C15 ss napětí asi 19 V.

Konstrukce a oživení

Mikrofonní i reproduktorová jednotka jsou zkonstruovány z běžných vývodových součástek na samostatných deskách s jednostrannými plošnými spoji.

Obrazec spojů na desce mikrofonní jednotky je na obr. 10, rozmístění součástek na desce je na obr. 11. OZ IO1 je vložen do objímky. Na mikrofon MI1 jsou připojené krátké železné pocinované dráty odstřižené např. z diod 1N4148, pomocí kterých je mikrofon připojen přímo na desku. Železné vývody mikrofonu špatně vedou teplo a nebezpečí, že se při delším pájení vývodu do desky roztaví cin na mikrofonu. Mikrofon můžeme umístit i mimo desku a připojit ho krátkým stíněným kablíkem. Musíme vybrat kvalitní mikrofon, vyskytují se i nekvalitní kusy s malou citlivostí.

Obrazec spojů na desce reproduktorové jednotky je na obr. 12, rozmístění součástek na desce je na obr. 13. Obvody IO1 i IO2 jsou vloženy do objímky. Na desce je pět drátových propojek zhotovených z odstřižených vývodů rezistorů. Pozor, jedna propojka je pod IO2! Při běžné hlasitosti poslechu z reproduktoru nevyžadují obvody IO3, IO5 a IO6 žádné chladiče. Při požadované větší hlasitosti je nutné sledovat teplotu těchto IO a případně je opatřit přiměřenými chladiči.

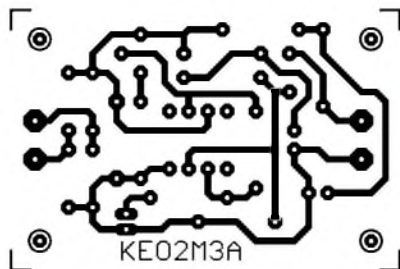
Po zapojení obě desky oživíme. Desky propojíme krátkým vedením a připojíme síťový transformátor. Místo reproduktoru zapojíme výkonový rezistor s odporem 8,2 Ω (s reproduktorem by se zařízení mohlo rozhoukat). Trimry P1 a P2 nastavíme na doraz ve směru hodinových ručiček (CW).

Multimetrem zkontrolujeme napájecí napětí na C14 a C15, na výstupech stabilizátorů IO5 a IO6, na vývodech L1 a L2 a na IO1 v mikrofonní jednotce. Pak hovoříme nebo pískáme a osciloskopem kontrolujeme přítomnost nf signálu na výstupech OZ IO1 v mikrofonní jednotce a OZ IO1A v reproduktorové jednotce. Při dostatečné hlasitosti zvuku by měl být otevřený umlčovač a nf signál by měl být i na výstupu IO3. Přerušováním zvuku ověříme zpoždění zapínání a vypínání umlčovače. Osciloskopem si můžeme „prohlédnout“ průběh signálu na výstupu usměrňovače s OZ IO1B a v ss zesilovači s T1 a T2.

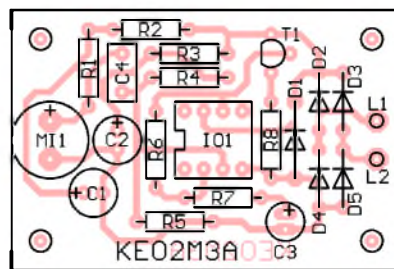
Oživené desky vestavíme do plastových skříněk, na které umístíme svorky pro propojovací vedení. Do skřínky reproduktorové jednotky též umístíme reproduktor, síťový transformátor, síťovou šňůru a případně síťový vypínač.

Trimry P1 a P2 seřídíme až při praktické aplikaci zařízení. Podle skutečné situace také můžeme dodatečně upravit citlivost a rozhodovací úroveň umlčovače změnou zesílení zesilovačů zařazených v cestě nf signálu.

Zhotovený vzorek zařízení fungoval na první zapojení a měl překvapivě věr-



Obr. 10. Obrazec spojů na desce mikrofonní jednotky (měř.: 1 : 1)



Obr. 11. Rozmístění součástek na desce mikrofonní jednotky

nou reprodukci snímaného zvuku. Vzorek byl proměřen, změřené hodnoty jsou uvedeny v předchozím textu.

MI1 elektret. mikrofon 10 mm
objímka precizní DIL 8
deska s plošnými spoji č. KE02M3A

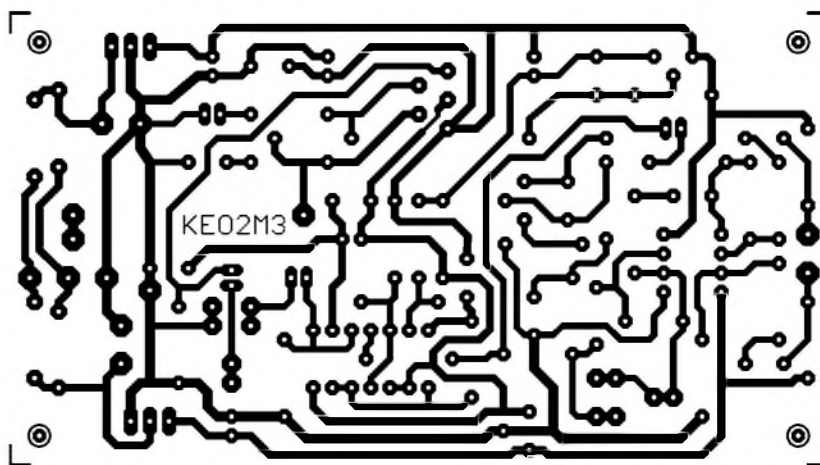
Seznam součástek

Deska mikrofonní jednotky (obr. 8)

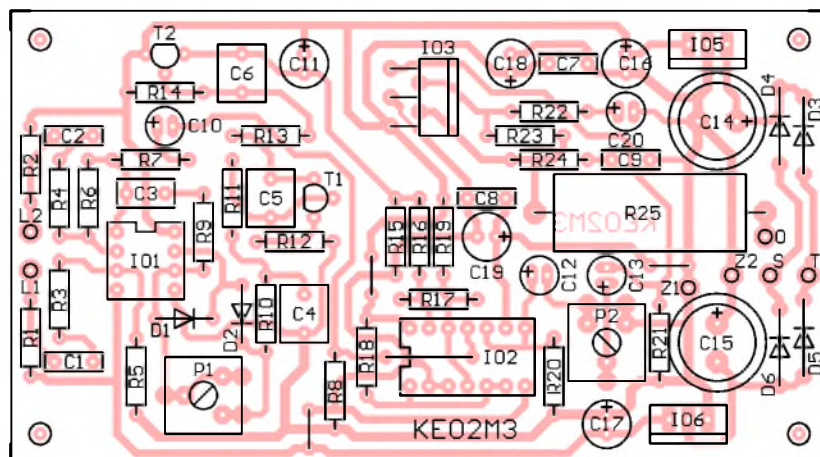
R1	6,8 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R2	1 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R3, R4, R6	100 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R5	220 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R7	300 Ω /1 %/0,6 W, metal.
R8	470 Ω /1 %/0,6 W, metal.
C1, C2	100 μ F/25 V, radiální
C3	10 μ F/35 V, radiální
C4	220 nF/J/63 V, fóliový
D1	BZX85V033, Zenerova dioda 33 V/1,3 W
D2 až D5	1N4148
T1	BC548B (BC546B apod.)
IO1	TL081 (TL071)

Deska reproduktorové jednotky (obr. 9)

R1, R2	220 Ω /1 %/0,6 W, metal.
R3, R4, R5, R6, R10, R11, R16, R20	100 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R7	18 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R8	3,3 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R9	1 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R12	2,2 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R13	47 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R14, R15, R18, R19	10 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R17	1 M Ω /1 %/0,6 W, metal.
R21, R23	22 k Ω /1 %/0,6 W, metal.
R22	680 Ω /1 %/0,6 W, metal.
R24	4,7 Ω /1 %/0,6 W, metal.



Obr. 12. Obrazec spojů na desce reproduktorové jednotky (měř.: 1 : 1)



Obr. 13. Rozmístění součástek na desce reproduktorové jednotky

Elektronika dla Wszystkich, březen 2000

Výstupní tranzistor T2 typu 2N5109 je bipolární o výkonu okolo jednoho wattu. Takový tranzistor zajišťuje velmi malý výstupní odpor zesilovače a dobrou odolnost proti přebuzení. Též na místě T2 můžeme použít tranzistor jiného než doporučeného typu, vhodné jsou např. BFW16, BFY90, BFR91, BFR96 apod.

Tlumička L7 odděluje napájecí napětí pro zesilovač od vř signálu. Je to běžná axiální tlumička s feritovým jádrem, kterou koupíme v obchodě.

Na konektor je přes oddělovací tlumivku L8 zavedeno napájecí napětí pro vnější díl. Tlumivka L8 je shodná s L7.

Vf signál z konektoru je přes oddělovací kondenzátor C5 a vazební cívku L3 zaveden na paralelní laděný obvod, který je tvořen cívkou L4 a otočným ladícím kondenzátorem C6. Cívka L4 má odbočku a páčkovým přepínačem S1 připojujeme ladící kondenzátor C6 buď na tuto odbočku, nebo na celé vinutí. Tím volíme kmitočtové rozsahy ladění aktivní antény. V poloze LO přepínače S1 lze ladit v pásmu 3 až 10 MHz, v poloze HI pak v pásmu 10 až 30 MHz.

Cívka L4 je samonosná a má 30 závitů měděného lakovaného drátu o průměru 0,7 mm. Vinutí je těsné a má průměr 12 mm (vinout na stopku spirálového vrtáku o průměru 10 mm). Odbočka je na osmém závitě od uzemněného konce cívky. Vazební vinutí L3 má 1 závit měděného lakovaného drátu o průměru 0,7 mm a je navinuto přímo na cívku L4 v místě mezi uzemněným koncem a odbočkou.

Ladící kondenzátor C6 je jedna sekce vzduchového duálu s keramickou izolací, který lze získat z vaku starého přijímače nebo na radioamatérském „bleším trhu“. V nouzi stačí i otočný kondenzátor (duál) s pevným dielektrikem z malého tranzistorového přijímače, u kterého spojíme obě sekce paralelně.

Vf signál z laděného obvodu se snímá oddělovacím zesilovačem, který je zapojen jako emitorový sledovač s tranzistorem T3 typu JFET. V emitoru T3 je zapojen potenciometr P1, kterým při přebuzení přijímače můžeme vf signál z aktivní antény podle potřeby zeslabit (díky nakmitání vf napětí na laděném obvodu může být na výstupu vnitřního dB úroveň vf signálu až o několik desítek dB vyšší než na vstupu). Pro pohodlnou re-

V mnoha případech nemůžeme pro příjem na krátkých vlnách používat rozměrnou drátovou anténu, a pak přijde vhod kvalitní aktivní anténa.

Schéma takové aktivní antény je na obr. 14. Anténa je tvořena dvěma díly, vnějším (na obr. 14 nahoře) a vnitřním (na obr. 14 dole).

Vnější díl obsahuje krátkou prutovou anténu (zářič) a přizpůsobovací zesilovač a je umístěn mimo budovu na místě se silným signálem a malým rušením, tj. nad střechou, vysunutý na bok z balkónu apod.

Vnitřní díl obsahuje laděný obvod, oddělovací zesilovač a atenuátor a je umístěn v místnosti vedle přijímače. S přijímačem je propojen krátkým koaxiálním kabelem. Do vnitřního dílu je též zavedeno napájecí napětí 9 V/30 mA ze síťového adaptéru, kterým se napájí zesilovače v obou dílech (do vněj-

šího dílu je napájecí napětí zavedeno z vnitřního dílu propojovacím kabelem).

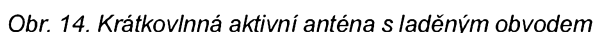
Oba díly jsou propojeny koaxiálním kabelem o vlnové impedanci 50Ω a délce až 20 m. Pokud použijeme kabel s malými ztrátami, může být i delší.

Jako zářič ANT1 je ve vnějším dílu aktivní anténou použita mosazná tyč nebo trubka o délce asi 1 m, která poskytuje dostatečně silný signál.

Přizpůsobovací zesilovač musí přizpůsobovat vysokou impedanci zářiče, která má kapacitní charakter, činnému vlnovému odporu 50Ω koaxiálního kabelu, který propojuje vnější jednotku s vnitřní. Zesilovač přitom nesmí vř signál ze zářiče napětově zesilovat, protože by se mohl přebudit vstup přijímače.

Proto je přizpůsobovací zesilovač navržen jako sledovač signálu se dvěma tranzistory zapojenými se společným kolektorem. Celkové napěťové zesílení obou tranzistorů je poněkud menší než 1.

Na vstupu zesilovače je použit tranzistor T1 typu JFET, který má téměř nekonečný vstupní odpor a vstupní ka-



gulaci útlumu by měl být potenciometr P1 logaritmický, v nouzi stačí i lineární.

Cívka L6 vyrovnává kmitočtovou charakteristiku celé aktivní antény a je shodná s L1 nebo L2.

Na emitoru T3 by mělo být ss napětí 2,5 V. Pokud tomu tak není, musíme upravit předpětí řídicí elektrody T3. To můžeme učinit připojením přídavného rezistoru o odporu řádu jednotek MΩ mezi řídicí elektrodu a kolektor T3. Lepší je však zapojit mezi kladnou napájecí sběrnici a zem přídavný trimr o odporu 100 kΩ a na jeho běžec připojit dolní konec rezistoru R7. Tímto trimrem pak lze pohodlně nastavit ss napětí na emitoru T3.

Konstrukce aktivní antény není v původním prameni popsána (jsou uvedeny pouze desky s plošnými spoji, podle názoru redaktora dosti nevhodně navržené). Součástky aktivní antény postačí umístit na desky s univerzálními plošnými spoji.

Antenní díl vestavíme do vodotěsné plastové elektroinstalační krabice, ze které bude nahoře vyčnívat zářič a dole vycházet propojovací koaxiální kabel. Kabel i zářič musí být dobře utěsněné a v dolní stěně krabice musí být malá díra (2 mm) pro odtékání vody.

Vnitřní díl vestavíme do kovové stíněné skříňky, na jejíž přední panel připevní-

me C6, S1 a P1. Knoflík kondenzátoru C6 s ukazatelem podložíme papírovou stupnicí, kterou pomocí signálního generátoru hrubě ocejchujeme, abychom měli usnadněné ladění. Na zadní stěnu skříňky umístíme v konektory K2A a K3 (např. typu UHF) a napájecí konektor.

Při ožiování zkontrolujeme napětí na emitorech T1 a T3 a případně ho upravíme změnou pracovních bodů těchto tranzistorů. Také zkontrolujeme rozsahy přeladění laděného obvodu a případně je upravíme změnou počtu závitů cívky L4 nebo výměnou ladícího kondenzátoru za vhodnější exemplář.

Elektr, 7-8/2006

Přijímač CW a SSB pro pásma 80 a 20 m

Na obr. 15 je schéma poměrně kvalitního přijímače pro dvě KV amatérská pásma. Jedná se o superhet s mf kmitočtem 5,0 MHz.

Pásma 80 a 20 m se přepínají volbou vstupních LC pásmových propustí s L1 až L3 (80 m) a s L4 až L6 (20 m).

Signály ze zvoleného pásma se vedou do prvního směřovače s obvodem NE612 (IO1). Místní LC oscilátor v IO1 (VFO) je přeladován varikapem D5 od

8,5 do 9,35 MHz. K ladění je použit desetiletákový potenciometr R19. Pro příjem v pásmu 80 m, tj. 3,5 až 3,8 MHz, se oscilátor ladí v rozmezí 8,5 až 8,8 MHz, pro příjem v pásmu 20 m, tj. 14,0 až 14,35 MHz, se oscilátor ladí v rozmezí 9,0 až 9,35 MHz. V obou případech vzniká mf kmitočet 5,0 MHz.

Mf signál se filtruje pásmovou propustí s krystaly X1 až X4, která má šířku pásma asi 2 kHz.

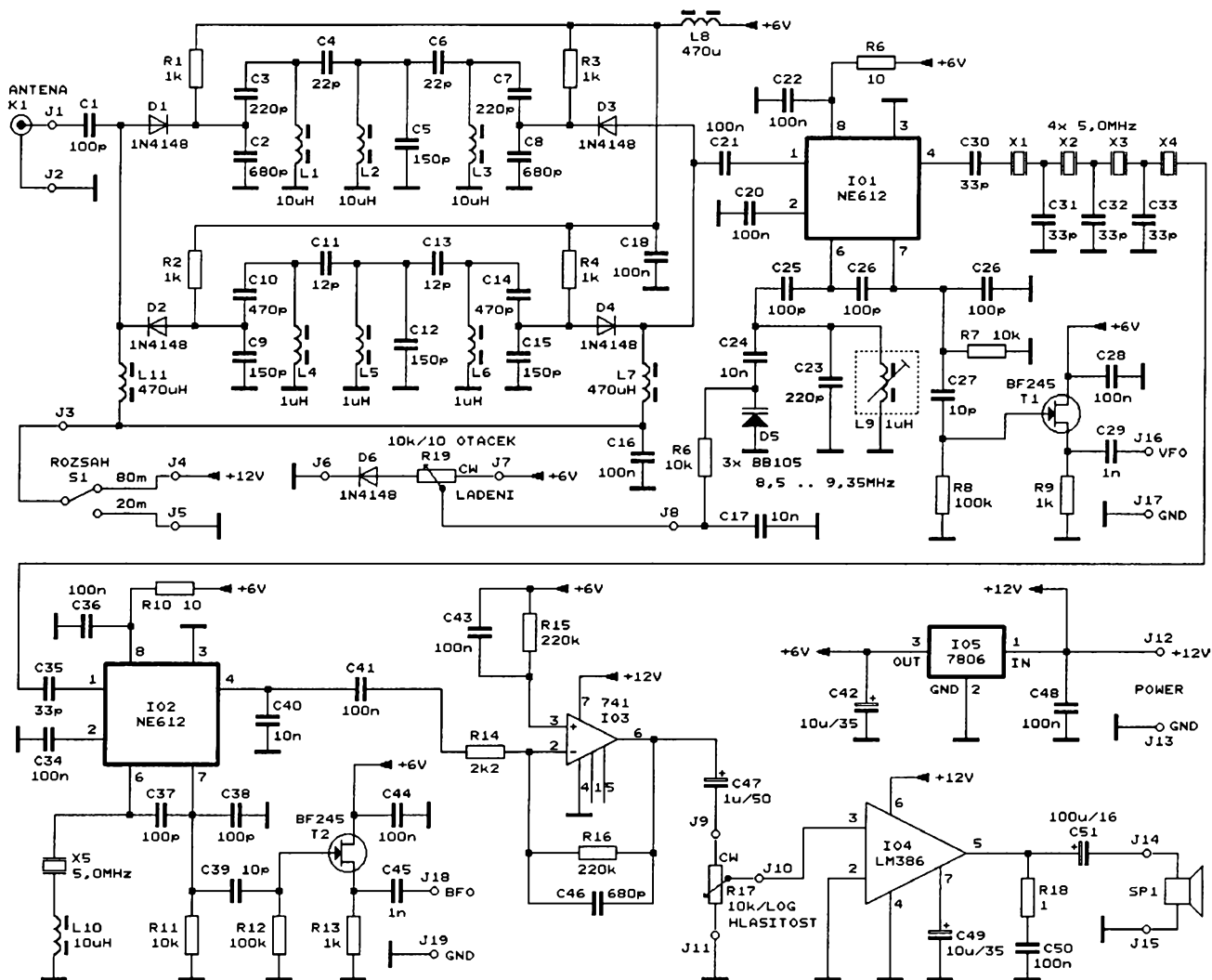
Vyfiltrovaný mf signál se zpracovává dalším směšovačem s obvodem NE612 (IO2), který pracuje jako produkt detektor. Oscilátor (BFO) pro tento směšovač je řízen krystalem X5, jehož kmitočet je cívkou L10 posunut na dolní bok pásma propustnosti mf filtru.

Nf signál z IO2 se vede přes zesilovač s OZ 741 (IO3), potenciometr R17 pro ovládání hlasitosti a výkonový zesilovač LM386 (IO4) do reproduktoru SP1.

Přijímač je napájen vnějším stabilizovaným napětím 12 V, které je pro některé obvody dále zmenšováno stabilizátorem IO5 na 6 V.

Na svorky VFO a BFO jsou vyvedeny signály z obou oscilátorů, aby bylo možné přijímač vybavit číslíkovou stupnicí. Jinak je třeba R19 opatřit speciálním knoflíkem se stupnicí 0 až 1000 a přijímaný kmitočet odečítat z cejchovní křivky.

Elektronika Praktická, 12/1996



Obr. 15. Přijímač CW a SSB pro amatérská pásma 80 a 20 m

