

V TOMTO SEŠITĚ

Z dějin vědy a techniky 1

AKTIVNÍ VÝHYBKY PRO REPRODUKTOROVÉ SOUSTAVY

1. Úvod	3
2. Přenos signálu	4
3. Filtr a dělicí filtr - dvoucestná výhybka	6
4. Požadavky na vlastnosti dělicích filtrů	7
5. Dělicí filtry a výkon	10
6. Dělicí filtry a fáze	12
7. Alternativní řešení dvoucestné výhybky	16
8. Odvození vícecestné výhybky	19
9. Korekce vlastností reproduktorů	24
10. Obvodová realizace dělicích filtrů	30
11. Pulpásmová výhybka	36
12. Závěr	36
13. Literatura	36

ZAJÍMAVÁ A PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ

Měřicí technika	37
Nf technika	39

OPRAVA k článku Měřič kapacity
v KE 6/2004 40

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 Kelárková, 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 Jiráčková, Hana Merglová (Zborovská
27, 150 00 Praha 5, tel./fax: 2 57 31 73 13, 2 57
31 73 12. Distribuci pro předplatitele také pro-
vádí v zastoupení vydavatele společnost Media-
servis s. r. o., Abocentrum, Moravské náměstí
12D, P. O. BOX 351, 659 51 Brno; tel: 5 4123
3232; fax: 5 4161 6160; abocentrum@mediaser-
vis.cz; reklamační - tel.: 800 171 181.

Obdobnosti a předplatné v Slovenskej republike
vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslo-
va 12, P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava 3, tel./
fax (02) 44 45 45 59, (02) 44 45 06 97 - předplat-
né, (02) 44 45 46 28 - administrativa; email:
magnet@press.sk

Podávání novinových zásilek povoleno Českou
poštou - ředitelstvím OZ Praha (č.j. nov 6005/96
ze dne 9. 1. 1996).

Inzerce v ČR přijímá redakce, 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., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./
fax (02) 44 45 06 93.

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

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

ISSN 1211-3557, MK ČR E 7443

© AMARO spol. s r. o.

Z dějin vědy a techniky

Historie elektřiny a magnetizmu

**Erwin Rudolf Josef
Alexandr Schrödinger**

Narodil se v Rakousku v Erdbergu poblíž Vídně dne 12. 8. 1887. Jeho otec, Rudolf Schrödinger, byl majitelem malé továrny na linoleum, kterou zdědil po svém otci. Babička Emilia Bauer byla napůl Angličanka, a tak se Erwin naučil již v mládí perfektně nejen německy, ale i anglicky, neboť v rodině se mluvilo oběma řečmi. Nenavštěvoval základní školu, ale do 10 let měl své domácí učitele. Na akademické gymnázium vstoupil roku 1898, později než tomu bylo zvykem - udělal si dlouhé prázdniny v Anglii.

O svém studiu na gymnáziu později sám napsal: „Byl jsem dobrým studentem ve všech předmětech, miloval jsem matematiku a fyziku, a co jsem nenáviděl, bylo memorování nahodilých dat. Také jsem si oblíbil německé básníky a hlavně dramatiky.“ A co o něm napsal jeden ze spolužáků: „Schrödinger měl ohromný dar všemu porozumět ještě během výkladu profesora a nemusel se vůbec připravovat. Mnohdy se přímo při přednášce na něj profesor obrátil, aby vyřešil nějakou nejasnost.“ Maturoval v roce 1906 a nastoupil na vídeňskou univerzitu, studoval teoretickou fyziku, analytickou mechaniku, aplikace diferenciálních rovnic na dynamiku, Maxwellovy rovnice, teorii elektromagnetismu, optiku, termodynamiku a statistiku. Velký vliv na něj měly přednášky Fritze Hasenöhrla z teoretické fyziky a matematické přednášky Franze Mertense o algebře a Wilhelma Wirtingera o matematické statistice a teorii funkcí. Také se věnoval projektivní geometrii a algebraickým křivkám u Gustava Kohna. Byla to plejáda zvučných jmen profesorů, kteří tehdy ve Vídni přednášeli.

20. 5. 1910 obhájil doktorát disertační práci „O vedení elektřiny na povrchu izolátoru ve vlhkém vzduchu.“ Přihlásil se dobrovolně k vojsku a sloužil u pevnostního dělostřelectva. Pak byl jmenován na místo asistenta ve Vídni, kde se překvapivě věnoval nikoliv teoretické, ale experimentální fyzice. Praktické filozofické otázky mu však pomáhaly v řešení otázek teoretických. Ukončil práci na své habilitaci a diplom získal 1. 9. 1914. Ne všichni byli s jeho prací spokojeni - bylo to však způsobeno tím, že v té době nebyli ve Vídni špičkoví teoretici, kteří by dokázali na úrovni se Schrödingerem diskutovat.

Svoji první vědeckou práci publikoval zakrátko poté a zabýval se v ní Boltzmannovou teorií. To však již bylo

Rakousko ve válečném stavu a Schrödinger byl povolán do služby na italskou frontu. Ale ani tam nepřestal vědecky pracovat - soustředil se na teoretické úvahy. V roce 1915 na krátkou dobu odešel do Maďarska, pak zpět na italskou frontu, kde dokonce velel baterii v důležité bitvě, a konečně na jaře roku 1917 byl povolán zpět do Vídně, aby tam přednášel v kurzu meteorologie. Ihned pokračoval ve vědecké práci a z té doby se datují jeho první výsledky v oboru kvantové teorie.

V prvních dvou poválečných letech ji značně rozvinul. Dále pracoval v oboru radioaktivních prvků, definoval statistickou povahu radioaktivního rozpadu. Velmi důležité byly jeho poznatky o kinetické energii hmoty v tuhé fázi a dynamických jevech v krystalové mřížce. Na základě prací, které publikoval, mu bylo v roce 1920 nabídnuto místo profesora na univerzitě. Ale již tehdy byl zasnouben s Anny Bertel, která pracovala ve Vídni jako sekretářka a měla měsíční příjem vyšší, než byl celoroční Schrödingera. A profesorský plat nebyl tak velký, aby z něj mohl živit manželku, kdyby nepracovala. V březnu se oženil a přijal místo asistenta v Jeně a po krátké době se přestěhoval do Stuttgartu, kde se seznámil s Hansem Reichenbachem a zanedlouho se potřetí během 18 měsíců stěhoval - tentokrát do Vratislavi. Ani tam dlouho nevydržel a přijal místo teoretického fyzika v Curychu.

Během střídání různých míst však stále studoval fyziologii optiky a pracoval na teorii barevného vnímání. V Curychu byl jeho přítelem a kolegou Weyl, který mu poskytoval matematické základy svými nevšedními znalostmi, a lze říci, že během pobytu v Curychu učinil své nejdůležitější objevy.

V roce 1921 začal studovat strukturu atomu a od roku 1924 teorii kvantové statistiky. Na jeho myšlení silně zapůsobily Broglievy teze, o kterých si začal dopisovat s Einsteinem. Napsal mu: „Jsem ohromně zaujatý Louis-de Broglieovou duchaplnou teorií, která je neobyčejně vzrušující, ale má ještě nějaké vážné nedostatky.“ O týden později pořádal seminář o Broglieově práci a jeden z jeho posluchačů naznačil, že mu to připomíná vlnění. Schrödingera jeho myšlenka zaujala a během několika týdnů vlnovou rovnici formuloval. Byla to revoluční myšlenka, kterou pak publikoval v šesti statích v roce 1926. Byla to vlastně druhá formulace kvantové teorie, tu první formuloval Heisenberg maticovým počtem. Planck se vyjádřil, že

se jedná o epochální práci, Einstein, že tato práce je hodna ducha génia.

Nadšení mezi vědci bylo ohromné. Schrödinger pak přijal nabídku k přednáškám na univerzitě ve Wisconsinu (USA). Po sérii vynikajících přednášek mu bylo nabídnuto místo profesora, ale to nepřijal, poněvadž měl zájem usadit se v Berlíně. V roce 1931 se tam stal Einsteinovým kolegou. Jenže - přišel rok 1933, a přestože byl katolík, prohlásil, že nemůže žít v zemi, kde pronásledování židů je státní politikou. V tomto roce také obdržel spolu s Paulem Adrianem Mauricem Diracem Nobelovu cenu.

Schrödinger měl ovšem i další osobní problémy. Měl milenky, a ve vedlejších poměrech ani jeho žena nezůstávala pozadu. Manželka jeho kolegy Marche s ním dokonce otěhotněla a v roce 1934 mu porodila v Oxfordu, kam se mezitím odstěhoval, dceru. Schrödinger žil s oběma ženami nějakou dobu veřejně dohromady a dostal nabídku stát se profesorem v Princetonu, ale tu nakonec odmítl - zřejmě se nedokázal se svými „manželkami“ dohodnout. Roku 1936 mu bylo nabídnuto místo na katedře Fyziky v Edinburgu, ale nedostal závčas povolení z ministerstva vnitra. Vrátil se do Rakouska a přijal místo na univerzitě v Grazu.

Po obsazení Rakouska byla univerzita přejmenována na univerzitu Adolfa Hitlera a tehdy napsal dopis novému nacistickému rektorovi, za který se styděl až do konce života. Napsal v něm, že přiznává své dřívější omyly ve vztahu k nacistům. Asi rok nato pak napsal Einsteinovi dopis, ve kterém vysvětluje pohnutky, proč takový dopis poslal. Ale ani přesto nacisté nezapomněli na jeho postoj v roce 1933 a odchod z Berlína, a tak byl jako politicky nespolehlivý zbaven místa. Měl jít do Vídně a pracovat v průmyslu, ale to by znamenalo, že se již nedostane za hranice. Rychle s Anny odešel do Říma a prostřednictvím prezidenta Společnosti národů de Valery získal místo v Dublinu. Stal se tam ředitelem školy teoretické fyziky na Institutu pro pokročilá studia (1940 - 1955). Přitom studoval teorii elektromagnetismu a relativity a začal publikovat v oboru teorie pole. Po válce obnovil korespondenci s Einsteinem, ale to se již spolu nedokázali shodnout. Einstein jeho „novou teorii“ podrobil zdrcující kritice.

Jeho poslední práce se zabývaly návodem, jak dále postupovat při výzkumech v biologii (1944), pak studoval řeckou filozofii a své poznatky shrnul v knize *Příroda a Řekové* (1954). Během svého pobytu v Dublinu ještě zplodil další dvě dcery s irskými ženami a roku 1956 se vrátil do Vídně, kde napsal a vydal svou poslední knihu, *Meine Weltansicht* (1961), ve které vyjadřuje své názory na metafyziku. Až do konce života se zajímal o matematickou fyziku, obecnou relativitu, teorii pole a fyziku mezonu. S jeho portrétem byla v Rakousku vydána známka a bankovka, na Měsíci je po něm pojmenován jeden z kráterů. Zemřel 4. 1. 1961 ve Vídni.

Patrick Maynard Stuart Blackett

Narodil se 18. 11. 1897 jako syn Arтура Stuarta Blacketta v Croydonu (hrabství Surrey). Absolvoval námořnickou důstojnickou školu a byl vyslán na prázdninový kurz do Cavendishovy laboratoře. Kariéru důstojníka začal jako kadet v roce 1914 a v době 1. světové války jeho loď operovala v oblasti Falklandských ostrovů. Přestože zprvu neměl zájem studovat, to co poznal v laboratořích u Cavendishe mu učarovalo natolik, že když válka skončila, vzdal se důstojnické kariéry a začal studovat u lorda Rutherforda na universitě v Cambridge.

Po získání titulu B. A. (dokončení základního univerzitního studia) v roce 1921 začal s vědeckou prací a zkoumal dráhy částic alfa ve Wilsonově mlžné komoře. Výzkum byl završen roku 1924 první fotografií transmutace jádra dusíku na izotop kyslíku. V tomto roce se také oženil. V letech 1924 až 1925 pracoval v Göttingenu u profesora J. Francka a poté se vrátil zpět do Cambridge. V roce 1932 sestrojili spolu s italským vědcem G. P. S. Occhialinim speciální Wilsonovu komoru, pomocí níž bylo možné zkoumat dráhy ionizovaných částic a kosmických paprsků a fotografovat je automaticky. Princip spočíval v tom, že dvě Geiger-Müllery trubice byly umístěny pod sebou a fotografický aparát udělal obrázek v okamžiku, kdy přišel elektrický impuls z obou trubic, což indikovalo průlet ionizované částice do mlžné komory. Zhotovil asi 23 000 fotografií a mezi nimi našel 8 takových, které zachytily štěpení dusíkového jádra. Z dalších nepřetržitých pozorování usoudil, že de facto nedochází k rozbití jádra atomu, ale k jeho přeměně na jádro atomu nového prvku s vyšším atomovým číslem.

Na jaře v roce 1933 nejen že mohl s určitostí potvrdit Andersonův objev „pozitivního elektronu“, ale také demonstroval dráhy pozitivních i negativních částic - obou přibližně ve stejném množství. Zjištění, že pozitivní částice (pozitrony) za podmínek normálně na zemi běžných neexistují, položilo základ teorii, že paprsky gama se mohou transformovat do dvou hmotných částic (pozitronu a elektronu) při současném vzniku určitého množství kinetické energie. Obrácený proces, že mezi pozitrony a elektrony dochází ke srážkám, při kterých se transformují do záření gamma, byl rovněž experimentálně potvrzen. Vodítkem při těchto pokusech byla Diracova teorie pohybu elektronů a kvantové mechaniky.

Roku 1933 se stal profesorem na Birbackově koleji v Londýně a pokračoval ve výzkumu kosmických paprsků spolu se širším mezinárodním týmem vědců.

Roku 1937 vystřídal Lawrence Bragga na univerzitě v Manchesteru (který byl následovníkem Rutherforda - tato škola pracovala na výzkumu dějů v kosmu nepřetržitě). Po válce pak tyto laboratoře v Manchesteru rozšířily svoji oblast zájmu i na radarové sledování drah meteoritů.

Na začátku války Blackett byl u zrodu jedné ze sekcí velení královského letectva, v roce 1940 se stal vědeckým poradcem velení pobřežního letectva a začal s analytickými studiemi protiponorkové války. Nakonec vybudoval perfektně pracující operační tým a stal se ředitelem operační skupiny Admirality. Současně dále studoval možnosti protiponorkového boje a námořních operací vůbec. Ke konci roku 1940 se stal i vědeckým poradcem velení protiletectvého boje a i zde založil pracovní skupinu, která studovala různé aspekty práce velitelských štábů.

Po skončení války se vrátil k práci, kterou započal na univerzitě v Manchesteru. Zdokonalila se technika, což umožnilo přesněji zkoumat kosmické záření a jeho chování v silných magnetických polích. V roce 1947 Rochester a Butler, kteří pracovali v jeho laboratořích, objevili první dvě z řady do té doby neznámých částic, které existovaly jen po dobu zlomku sekundy. Výsledky, které zveřejnili, pak byly potvrzeny při dalším zkoumání Carlem Andersonem v Pasadena. Brzy po tomto objevu přenesli komoru a silný magnet do observatoře Pic du Midi v Pyrenejích, kde kosmické záření mělo podstatně větší intenzitu - a již za několik hodin věnovaných výzkumu zpozorovali první z dosud neznámých částic, kterou nazvali hyperon. Její hmotnost byla větší než hmotnost protonu a rozkládala se na π -mezon a další nestabilní hyperon (hyperony jsou velmi hmotné částice, které vznikají při vysoce energeticky významných srážkách jiných částic, a jejich hmotnost leží mezi hmotnostmi protonu a deutéria).

V roce 1948 Blackett pokročil od své teorie ohledně izotopie kosmického záření dále a uveřejnil myšlenku existence mezihvězdného magnetického pole. Obrátil pozornost na starší teorii H. A. Wilsona a dalších o magnetickém poli mezi sluncem a zemí. I když tato původní teorie není dnes potvrzena jako správná, je důležité, že obrátila pozornost vědců na zkoumání zemského magnetického pole a na magnetismus hornin.

V roce 1948 byla jeho vědecká práce oceněna udělením Nobelovy ceny. Profesor Blackett pak byl v roce 1953 pověřen vedením Londýnské koleje vědy a technologie a roku 1963 odešel do penze. Přesto tam dále přednášel fyziku a byl ve funkci prorektora. Těch posledních 10 let věnoval studiu zemského magnetického pole, magnetismu hornin a dějům, které se odehrávaly v geologické prehistorii Země. Zemřel v roce 1974.

QX, HYN

Literatura

- [1] *Schrödinger, E.*: Statistical thermodynamics. University press, Cambridge 1948.
- [2] *Špolskij, E. V.*: Atomová fyzika I. SNTL, Praha 1957.
- [3] *Herneck, F.*: Bahnbrecher des Atomzeitalters. Der Morgen, Berlin 1970.
- [4] *Conn, G. K. T.*: The Evolution of the Nuclear Atom. Iliffe books, London 1965.
- [5] *Kedrov, F.*: Ernest Rezerford. Atomizdat, Moskva 1965.

AKTIVNÍ VÝHYBKY PRO REPRODUKTOROVÉ SOUSTAVY

RNDr. Bohumil Sýkora

Podrobnější zpracování tématu aktivních výhybek vzniklo jako volné pokračování seriálu „Stavíme reproduktorové soustavy“. Dotazy z řad konstruktérů mne vedly k přesvědčení, že toto téma je pro čtenářskou obec stále zajímavé, i když patrně nebude příliš mnoho těch, kteří budou nějaké zařízení s aktivní výhybkami v praxi realizovat. Proto je tento text orientován trochu více teoreticky, jsou zde podrobněji probrány věci, kterými se nebylo možné v seriálu zabývat do hloubky a jsou zde uvedeny i některé obecnější poznatky. Přes poměrně slušný rozsah bylo v některých souvislostech nutné omezit se na prakticky nejčastěji se vyskytující situace. Nebylo možné vyhnout se použití nějaké té matematiky, i když skutečně profesionální matematik by s takovým vzletným slovem asi nesouhlasil.

Při zpracování obrázků byl použit program WinWord, vlastní software autora a simulátor obvodů Microcap, který je v omezené verzi volně přístupný na internetové adrese www.spectrumsoft.com (tento program umožňuje vykreslování frekvenčních charakteristik zapsaných v podobě přenosové funkce - viz další text). Případným zájemcům o měření reproduktorů, které je pro návrh reproduktorových soustav takřka nezbytné, mohu doporučit např. program SmaartLive (pracuje s jakoukoli duplexní zvukovou kartou - informace, demoverze popř. koupě za cca 20 000 Kč na www.siasoft.com).

Zájemci o stavební návody budou bohužel asi zklamáni, tato práce má charakter spíše učebního textu pro skutečně samostatné konstruktéry. Ale nějakou tu zajímavost v ní, jak doufám, při pečlivém čtení najde každý zájemce o elektroakustiku všeobecně a reproduktorové soustavy zvláště.

1. Úvod

Za všechno může vlnová délka. Zvuk se, jak známo, šíří v podobě vlnění, které ve vzduchu postupuje rychlostí přibližně 343 m/s (plus minus nějaké drobné podle teploty). Lidský sluch je schopen zpracovávat kmitočty v rozsahu 20 Hz až 20 kHz (to je konvenční údaj, ve skutečnosti to tak široký rozsah nebývá), čemuž odpovídá rozmezí vlnových délek přibližně 14 m až 14 mm. Připomeňme si, že kmitočet čili frekvence (dále asi raději frekvence) se označuje písmenem f , rychlost zvuku ve vzduchu c_0 a vlnová délka λ , kterážto veličina je dána vztahem:

$$\lambda = c_0 / f. \quad (1)$$

Připomeneme si ještě pár dalších skoro samozřejmostí. Vlastně jsme si třeba neřekli, co je to frekvence. Pokud se někdy šíří zvuková vlna, projevuje se to tím, že v každém bodě postižené části světa kolísá okamžitý atmosférický tlak kolem rovnovážné hodnoty, již je místní barometrický tlak.

Okamžitá hodnota odchylky od rovnovážné hodnoty se nazývá akustický tlak, obvykle se označuje písmenem p , a je možné jej beze zbytku v kterémkoli bodě o prostorových souřadnicích x, y, z charakterizovat

jeho časovým průběhem, což se dá zapsat vztahem:

$$p(t, x, y, z) = p_{\text{ref}} F(t, x, y, z), \quad (2)$$

kde p_{ref} je konstanta o rozměru tlaku (v soustavě SI má rozměr newton na čtvereční metr, jinak též pascal - zkratka Pa) a $F(t, x, y, z)$ je vhodná bezrozměrná funkce času a prostorových souřadnic (pro méně znalé matematiky podotýkám, že funkce ve zde používané souvislosti je v podstatě předpis, který jistému číslu nebo skupině čísel, zvaných nezávisle proměnné nebo argumenty, přiřazuje číselnou hodnotu závisle proměnné neboli funkční hodnotu).

Pokud pro konkrétní akustický děj dokážeme stanovit p_{ref} tak, aby maximální absolutní hodnota $F(t, x, y, z)$ v daném bodě byla rovna jedné, pak hodnota p_{ref} udává maximální akustický tlak pro daný děj v daném bodě (na místě p_{ref} pak můžeme pro zdůraznění této skutečnosti psát p_{max}). A dále, pokud dokážeme nalézt časový interval τ (řecké písmeno tau) tak, aby platilo, že:

$$F(t, x, y, z) = F[(t + n \cdot \tau), x, y, z] \quad (3)$$

když n je libovolné celé číslo, pak můžeme říci, že funkce F je periodická s délkou periody τ , což znamená, že

po uplynutí času odpovídajícího celistvému počtu délek periody se časový průběh funkce F přesně opakuje.

Frekvence je pak definována jako převrácená hodnota periody, čili:

$$f = 1/\tau \quad (4)$$

a udává se v hertzech [Hz] čili kmitech za sekundu, případně standardních násobcích (kHz, MHz).

Periodičnost v sobě skrývá jeden drobný háček. Má-li být funkce F doopravdy periodická v přesném matematickém slova smyslu, musí vztah (3) platit pro doopravdy všechna celá čísla n , tedy pro libovolně velké kladné i záporné hodnoty. To vlastně znamená, že F bude nabývat nenulových hodnot pro libovolně velký záporný (minulost) i kladný (budoucnost) čas a bude tedy trvat jaksi „odjakživa navždycky“. Skutečné akustické děje mají ovšem omezenou dobu trvání a pokud hovoříme o jejich periodičnosti, pak tím rozumíme, že vztah (3) platí alespoň pro jistý omezený rozsah hodnot n .

Jelikož v dalším výkladu většinou nebudeme potřebovat popis akustického tlaku v celém prostoru, budeme zpravidla vynechávat prostorové souřadnice (až na občasnou výjimku, na kterou vždy včas upozorníme).

Omezíme-li se tedy jen na časovou proměnlivost akustického tlaku, můžeme některé zápisy zjednodušit.

Pro další postup bude účelné zavést tzv. kruhovou frekvenci, která je s frekvencí v dosud používaném smyslu spojena definičním vzorcem:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f. \quad (5)$$

Výraz pro časovou závislost akustického tlaku můžeme přepsat do podoby:

$$p(t) = p_{\text{ref}} F(\omega \cdot t). \quad (6)$$

Zavedení činitele ω má význam hlavně jako změna časového měřítka. Samozřejmě jak pro zápis s f , tak pro zápis s ω platí - čím větší je jeho hodnota, tím rychleji se mění nezávisle proměnná funkce F s měnícím se (zpravidla narůstajícím) časem.

Účelnost zápisu s ω namísto $2 \cdot \pi \cdot f$ se projeví neprodleně - tento zápis přináší formální zjednodušení. Zvláštní důležitost mezi akustickými ději mají totiž ty, jejichž časový průběh se dá popsat na základě funkce sinus (někdy také kosinus). Zobecněný zápis časového průběhu takového děje má podobu:

$$p(t) = p_{\text{ref}} \cdot \sin(\omega \cdot t). \quad (7)$$

Funkci sinus v tomto zápisu chápeme přitom tak, jak je definována v matematické analýze, tedy jako funkci úhlu udávaného v obloukové míře - v radiánech (plný úhel 360 stupňů obnáší $2 \cdot \pi$ radiánů). Pak je funkce $p(t)$ ze vzorce (7) periodická s frekvencí f (tedy periodou $1/f$) a říkáme o ní, že má harmonický průběh. Přívlastek „kruhová“ u kruhové frekvence budeme často vynechávat, pokud nebude hrozit nedorozumění. Maximální hodnota funkce sin je 1, takže místo p_{ref} můžeme psát p_{max} , což je maximální hodnota akustického tlaku, dosahovaného při daném ději.

Tak to byl skromný pokus o pokud možno přesný a úplný (snad i trochu srozumitelný) výklad, co je to frekvence. Doufám, že z něj vyplynulo alespoň to, že frekvence určuje rychlost změny resp. periodického opakování hodnoty akustického tlaku v čase.

A jak je to s vlnovou délkou? Tady už se musíme podívat na prostorové závislosti. Předpokládejme, že akustický děj je tvořen zvukovou vlnou, pohybující se ve směru souřadnice x s tím, že hodnota akustického tlaku nezávisí na souřadnicích y a z . To je tzv. rovinová vlna. Pohybuje se rychlostí c_0 a vzdálenost λ urazí za čas $1/f$ (viz vzorec (1)), tedy za dobu jedné periody. Hodnota akustického tlaku v daném okamžiku se tudíž přesně zopakuje vždy po přemístění pozorovacího bodu o vzdálenost λ . Anebo jinak, jestliže si představíme, že se jako pozorovatel pohybujeme stejnou rychlostí jako vlna, pak v těch místech, která jsou od nás vzdálena o celistvé násobky λ (rozumí

se ve směru souřadnice x), je akustický tlak shodný s tím, který naměříme v místě našeho okamžitého pobytu. Vlnová délka má tedy vztah k prostorové periodičnosti zvukové vlny.

Zvolíme-li si pevný bod ve vzdálenosti x od místa počátku vzniku vlny s tím, že v bodě počátku vlny je akustický tlak popsán vztahem (7), pak v onom pevném bodě o souřadnici x se akustický tlak v čase mění podle vzorce:

$$p(t) = p_{\text{max}} \cdot \sin(\omega \cdot t - 2 \cdot \pi \cdot x / \lambda). \quad (8)$$

$$\text{Člen: } 2 \cdot \pi \cdot x / \lambda = \omega \cdot x / c_0 \quad (9)$$

udává tzv. fázové zpoždění zvukové vlny v bodě vzdáleném o x od počátku vzniku vlny. Tento výraz už dále diskutovat nebudeme, vrátíme se však k němu později.

Význam frekvence v nejběžnějších souvislostech je celkem známý. U periodických zvuků, které je zvykem nazývat tóny, souvisí s výškou tónu - čím vyšší frekvence, tím vyšší tón. Vlnová délka nás zajímá spíše v souvislosti s konstrukcí elektroakustických měničů, poněvadž umožňuje obecné posouzení jejich chování vůči prostoru, do kterého měniče vyzařují.

Jestliže jsou rozměry měniče malé ve srovnání s vlnovou délkou (malé rozumí se zpravidla menší než čtvrtina), pak charakter jejich vyzařování směrem k nějakému poslechovému místu zpravidla nijak výrazně nezávisí na jejich prostorové orientaci vůči tomuto místu - vyzařování má nesměrový charakter. Rozměry přitom rozumíme rozměry celého měniče (popř. soustavy měničů), takže jedná-li se o reproduktor vestavěný do ozvučnice, musíme brát v úvahu rozměry celé ozvučnice.

Pokud rozměry měniče nejsou malé, vyzařování začíná být směrové a prostorovou orientaci je nutné brát v úvahu.

Při poslechu v domácích podmínkách je zpravidla výhodné, aby vyzařování bylo pokud možno nesměrové. Pokud by tato podmínka měla být splněna pro celé pásmo akustických kmitočtů, nesměly by rozměry měniče přesáhnout několik milimetrů. Takový měnič je sice možné zkonstruovat, jeho vlastnosti však nejsou použitelné v celém akustickém pásmu, nýbrž jen u skutečně nejvyšších kmitočtů. V praxi se zpravidla spokojujeme s jistou směrovostí vyzařování, i tak je ale zapotřebí, aby rozměry měniče nepřesáhly několik desítek milimetrů, pokud má být oblast nejvyšších akustických kmitočtů vyzařena v uspokojivé kvalitě. A jak již bylo mnohokrát ukázáno, měniče takových rozměrů nemohou vyhovět pro vyzařování nízkých kmitočtů. Nejlépe je to patrné ze výrazu pro akustický výkon P vyzařovaný měničem realizovaným jako kmitající píst (membrána) kruhového tvaru:

$$P = k \cdot y_{\text{max}}^2 \cdot r^4 \cdot \omega^4, \quad (10)$$

kde k je jistá konstanta daná vlastnostmi vzduchu, y_{max} je maximální výchylka membrány, r je poloměr membrány a ω je kruhová frekvence.

Z výrazu (10) je patrné, že pokud při změně frekvence chceme zachovat akustický výkon, musíme buďto změnit poloměr membrány nepřímo úměrně frekvenci, anebo změnit maximální výchylku nepřímo úměrně druhé mocnině frekvence.

V praxi se při konstrukci měničů uplatňuje oboje - měniče určené pro nižší frekvence mají větší průměr membrány a větší maximální výchylku oproti měničům pro vyšší frekvence. V každém případě to ale znamená nutnost rozdělit rozsah akustických kmitočtů do alespoň dvou pásem - měniče s větším průměrem membrány a větší maximální výchylkou nejsou schopny kvalitně zpracovat vyšší frekvence. Obvyklá hranice je v rozmezí 2 až 4 kHz. Nad touto hranicí již mohou být všechny signály zpracovány s přijatelnou kvalitou jedním měničem o průměru membrány zpravidla 15 až 25 mm. Pod touto hranicí je možné vystačit i s jedním měničem o průměru maximálně 200 mm, uplatňuje se však již výraznější směrování poblíže této hranice.

Pokud má být na nízkých frekvencích vyzařován větší akustický výkon, rozděluje se dolní pásmo dále na dvě (třípásmová soustava) nebo i na tři (čtyřpásmová soustava) dílčí pásma.

Existují i další varianty, o kterých se zmíníme později. A existují také další omezení, plynoucí z konstrukčních a výrobních možností. Těmi se podrobněji zabývat nebudeme, spokojíme se s konstatováním, že každý samostatný elektroakustický měnič má optimální vlastnosti v jistém omezeném kmitočtovém rozsahu, který je vždy užší nežli šířka pásma odpovídající slyšitelným signálům.

2. Přenos signálu

Pro popis obecného akustického signálu jsme použili vzorec (2). Ponecháme-li stranou případné prostorové závislosti, můžeme časový průběh libovolného signálu popsat poněkud pozmeněným vzorcem:

$$A(t) = A_{\text{max}} f(t). \quad (11)$$

Tento vzorec můžeme použít pro libovolnou veličinu přenášející informaci prostřednictvím své časové závislosti, takže $A(t)$ může být v čase proměnné napětí, proud, při přenosu frekvenční modulaci je to okamžitá frekvence, samozřejmě také akustický tlak atd.

Jestliže signál projde nějakým přenosovým zařízením, jako je např. zesilovač, jeho časový průběh se změní, což se v nejobecnější podobě dá popsat výrazem:

$$B(t) = T(A(t)). \quad (12)$$

Písmeno T zde symbolizuje tzv. operátor přenosu, čili matematický návod na to, co se musí udělat se vstupním signálem $A(t)$, aby z něj vznikl výstupní signál $B(t)$. Vypadá to možná nesmírně abstraktně, ale kupříkladu pro zesílení nebo zeslabení signálu operátor přenosu znamená prostě vynásobení reálným číslem (analogicky popisu funkce, uvedenému mezi vzorci (2) a (3)), je možné popsat operátor jako transformaci nebo předpis, který jistě funkci přiřazuje jinou funkci).

Pro zkoumání přenosu signálu je velmi důležité, že kromě vzorce (11) existuje ještě jedna možnost vyjádření signálu, a to popis nebo vyjádření v tzv. kmitočtové doméně (výrazu (11) se někdy říká vyjádření v časové doméně).

Vyjádření v kmitočtové doméně je definováno matematickou operací zvanou Fourierova transformace, kterou můžeme symbolicky zapsat v podobě:

$$A(\omega) = F(A(t)). \quad (13)$$

Písmeno F také symbolizuje operátor (též možno říci zobrazení), který však v tomto případě popisuje souvislost mezi funkcí času $A(t)$ a jí přiřazenou funkcí frekvence (resp. kruhové frekvence) $A(\omega)$. Matematickou definicí operátoru F (Fourierova operátoru) se zabývat nebudeme, řekněme si jen, že je lineární, což znamená, že součtu výchozích funkcí odpovídá součet výsledných funkcí a vynásobíme-li výchozí funkci nějakým číslem, vynásobí se tímto číslem i výsledná funkce, což se dá vyjádřit výrazem:

$$F(a \cdot A(t) + b \cdot B(t)) = a \cdot F(A(t)) + b \cdot F(B(t)). \quad (14)$$

Matematická definice Fourierovy transformace je někdy chápána tak, jako by se funkce s obecným časovým průběhem nahrazovala součtem nekonečně mnoha funkcí s harmonickým průběhem a různými frekvencemi. Je to jen formální zdání; pokud bychom se totiž na definiční vzorec podívali blíže, zjistili bychom např., že každá dílčí funkce má nekonečně malou amplitudu, a našly by se i jiné podivnosti. Navíc funkce $A(\omega)$ nemá reálnou, nýbrž komplexní (imaginární) hodnotu, což také napovídá, že k tomu, co popisuje, asi nebude tak triviální najít protějšek v reálném světě. To však nebrání tomu, abychom mohli hovořit o spektru (rozuměj vyjádření poměrných amplitud jednotlivých složek v závislosti na frekvenci - v duchu vzorce (13) by mu odpovídala funkce kruhové frekvence daná jako absolutní hodnota funkce $A(\omega)$), dále můžeme používat termíny jako nízkofrekvenční (nf) a vysokofrekvenční (vf) složky signálu apod. Vyjadřování pomocí těchto termínů se stalo neodmyslitelnou součástí elektronické hantýrky a jeho principiální nepřesnost

je zdrojem mnoha nedorozumění. Na řešení takových problémů však zde není místo, takže se nadále budeme těmto zvyklostem bez velkých odmluv (snad jen s občasnou vysvětlivkou) podřizovat.

Vratme se nyní k popisu v časové doméně. Při popisu chování elektronických přenosových systémů je účelné omezit se na systémy lineární, tj. takové, o kterých platí, že součtu vstupních signálů odpovídá součet výstupních signálů a násobku vstupního signálu. Vlastně takto požadujeme, aby obecný přenosový operátor T ze vzorce (12) vykazoval podobné vlastnosti, jaké jsou definovány pro Fourierův operátor ve výrazu (14).

Dále se omezíme na systémy se soustředěnými parametry, tj. takové, které se dají složit z diskrétních součástek (rezistory, kondenzátory apod.) a nemusejí se přitom brát v úvahu rozměry těchto součástek ve vztahu k vlnové délce elektromagnetického vlnění. Pro ilustraci si uvedme, že u akustických signálů, kde pracujeme s frekvencemi do 20 kHz, je nejmenší délka příslušné elektromagnetické vlny ve vzduchu přibližně 15 km, a co je menší alespoň stokrát, je už z hlediska elektromagnetického pole zanedbatelně („nekonečně“) malé. Při dnes běžných rozměrech součástek jsou systémy z nich sestavené malé ještě pro signály s frekvencemi až o tři řády vyššími a snad jen kabely o délce řádu metrů a větší musíme posuzovat poněkud obezřetněji.

Pro popis chování lineárních obvodů se soustředěnými parametry je důležité, že výraz (12) můžeme přepsat do podoby:

$$P(B(t)) = Q(A(t)), \quad (15)$$

ve kterém symboly P a Q označují transformace funkcí (tj. přiřazení nějaké funkce nějaké jiné funkci) provedené s pomocí sčítání, násobení reálným číslem a derivování podle času.

Tyto transformace jsou tzv. lineární diferenciální operátory, což je vlastně jen jiný název pro transformaci podle uvedených pravidel. Například operátor na levé straně výrazu (15) můžeme podle běžných matematických zvyklostí zapsat v této podobě:

$$P(B(t)) = p_0 + p_1 \cdot d(B(t))/dt + p_2 \cdot d^2(B(t))/dt^2 + \dots + p_n \cdot d^n(B(t))/dt^n, \quad (15a)$$

kde zápis $d^n(B(t))/dt^n$ označuje derivaci n -tého řádu funkce $B(t)$ podle času.

Stojí za zmínku, že dnes již téměř zapomenuté analogové počítače pracovaly na principu simulace takových operátorů pomocí analogových obvodů

a dnes již zcela běžný operační zesilovač byl vytvořen právě pro tento účel - ostatně proto se mu říká operační - vytvářely se s ním operátory!

Je ovšem nutné přiznat, že pro běžnou práci se popis funkce elektronických obvodů pomocí diferenciálních operátorů příliš nehodí. A jelikož čert se nejlépe vyhání ďáblem, používá se pro zjednodušení další operátor, tzv. Laplaceův. Symbolicky jej označíme písmenem L (matematickou definici opět vynecháme) a když hodíme trochu matematické korektnosti za hlavu, můžeme výraz (15) s jeho pomocí přepsat do tvaru:

$$L(P(B(t))) = L(Q(A(t))). \quad (16a)$$

Na první pohled jsme si příliš nepomohli, místo jednoduchých operátorů máme složené a kromě formální změny jsme toho moc nezískali. Ale to podstatné teprve přijde. Laplaceův operátor čili Laplaceova transformace totiž výchozí funkci času převádí na jistou funkci tzv. komplexní frekvence a aplikaci lineárního diferenciálního operátoru na funkci času převádí na násobení této výsledné funkce komplexní frekvence mnohočlenem, který jako proměnnou obsahuje opět onu komplexní frekvenci.

Komplexní frekvenci budeme značit písmenem s (to je obvyklé v anglofonní literatuře - v české literatuře je běžnější písmeno p , to by se však mohlo plést s akustickým tlakem). Výraz (16a) pak můžeme s další trochou matematické drzosti přepsat do tvaru:

$$L(A(t)) = a(s), \quad L(B(t)) = b(s), \quad (16b)$$

přičemž vztah mezi $a(s)$ a $b(s)$ bude popsán výrazem:

$$Q(s) \cdot a(s) = P(s) \cdot b(s)$$

$$\text{nebo } b(s) = a(s) \cdot Q(s)/P(s), \quad (17a)$$

což sice nevypadá o mnoho přívětivěji, ale pozor, $Q(s)$ a $P(s)$ už neobsahují derivace a jsou to mnohočleny tvaru:

$$Q(s) = q_0 + q_1 \cdot s + q_2 \cdot s^2 + q_3 \cdot s^3 \dots + q_m \cdot s^m$$

$$P(s) = p_0 + p_1 \cdot s + p_2 \cdot s^2 + p_3 \cdot s^3 \dots + p_n \cdot s^n. \quad (18a, b)$$

Jejich podíl na pravé straně rovnice ve výrazu (17a) je tzv. lomená racionální funkce, pro kterou platí, že je-li vše, co jsme zatím probrali, popisem reálného přenosového systému (např. elektrického obvodu), pak $m \leq n$.

O funkci $Q(s)/P(s)$ můžeme říci, že je to přenosová funkce n -tého stupně (někdy také řádu), která popisuje obvod, jehož chování je dáno operátorem rovnicí (15).

Jedná-li se o stabilní obvod, pak platí, že žádný z koeficientů p_i mnohočlenu $P(s)$ není nulový. Taková funkce má ještě mnohé další zajímavé vlastnosti,

jimiž se zde nebudeme zabývat, a pokud je skutečně má, nazývá se obecně Bodeho funkce (pokud jste náhodou někdy narazili na pojem Bodeho diagram, pak jistě přinejmenším tušíte, že zde je nějaká souvislost, kromě toho, že obě vymyslel týž pán).

Ted' už jsme se velice přiblížili obzoru takřka radiotechnickému a další skok k němu učiníme, když ve výrazu (17a) místo s budeme psát $j\omega$, kde j je imaginární jednotka a ω nám již dobře známá kruhová frekvence.

Zlomek na pravé straně rovnice (17a) se tak rázem promění na to, čemu je zvykem říkat frekvenční charakteristika (v komplexní podobě, takže obsahuje informaci o amplitudové i fázové charakteristice) a na levé straně bude poměr spektrální charakteristiky výstupního signálu studovaného přenosového zařízení k spektrální charakteristice vstupního signálu.

Tento poměr při zápisu s použitím komplexní frekvence obvykle označujeme $T(s)$ a nazýváme jej přenosová funkce:

$$T(s) = Q(s)/P(s). \quad (17b)$$

Jestliže za s dosadíme $j\omega$, dostáváme $T(\omega)$, což je funkce kruhové frekvence, která se obvykle nazývá frekvenční charakteristika.

Takto se od rovnice s diferenciálními operátory dostáváme k frekvenční závislosti přenosu - např. přenosu elektrického obvodu:

$$T(\omega) = Q(j\omega)/P(j\omega). \quad (17c)$$

Hodnota $T(s)$ popř. $T(\omega)$ je komplexní číslo a pokud chceme znát poměr amplitudy výstupního signálu k amplitudě vstupního signálu, musíme určit absolutní hodnotu zlomku $Q(j\omega)/P(j\omega)$.

Pokud chceme znát fázový posuv mezi výstupním a vstupním signálem (pozor, je definován pouze v případě, že se jedná o signál harmonický), je vhodné rozložit čitatele a jmenovatele zlomku $Q(j\omega)/P(j\omega)$ na reálnou (Re) a imaginární (Im) část.

Můžeme psát (s použitím písmena j jako symbolu pro imaginární jednotku):

$$T(\omega) = \frac{(\text{Re}(Q(j\omega)) + j \cdot \text{Im}(Q(j\omega)))}{(\text{Re}(P(j\omega)) + j \cdot \text{Im}(P(j\omega)))}. \quad (19)$$

Amplitudová charakteristika, která je absolutní hodnotou (modulem) přenosové funkce, což symbolicky zapisujeme ve tvaru:

$$A(\omega) = |T(\omega)|, \quad (20a)$$

je dána vzorcem:

$$A(\omega) = \frac{\sqrt{(\text{Re}^2(Q(j\omega)) + \text{Im}^2(Q(j\omega)))}}{\sqrt{(\text{Re}^2(P(j\omega)) + \text{Im}^2(P(j\omega)))}}. \quad (20b)$$

a fázový posuv mezi výstupním a vstupním signálem v závislosti na kmitočtu pak bude dán výrazem:

$$\varphi(\omega) = \arctg[\text{Im}(Q(j\omega))/\text{Re}(Q(j\omega))] - \arctg[\text{Im}(P(j\omega))/\text{Re}(P(j\omega))]. \quad (21)$$

Tak to bylo malé seznámení s vyjadřovacími prostředky, se kterými dále budeme pracovat. Jednodušeji to bohužel nejde, pokud má být zápis alespoň trochu přesný a výstižný.

3. Filtr a dělicí filtr - dvoucestná výhybka

Začali jsme akustikou, problematika aktivních výhybek se však týká především elektrických obvodů a jimi se budeme zabývat dále.

Jako filtr se běžně označuje zařízení, které přednostně a pokud možno bez velkého ovlivnění přenáší signály z jistého pásma frekvencí, zatímco signály mimo toto pásmo více či méně potlačuje. Míra tohoto potlačení či ovlivnění pro harmonické signály se vyjadřuje poměrem mezi amplitudami signálů různých frekvencí na výstupu filtru k amplitudám těchto signálů na vstupu filtru. Hovoříme o přenosovém činitele, který je určen amplitudovou charakteristikou (viz vzorec (20)).

Můžeme také vztáhnout přenosové činitele pro různé frekvence k přenosovému činitele signálu, který je přenášen s nejmenší změnou amplitudy, a pracovat tak s poměrnými činiteli přenosu. Pro zjednodušení budeme dále předpokládat, že zcela neovlivněný signál je přenášen beze změny amplitudy a fáze, tedy s jednotkovým přenosem. Činitel přenosu se obvykle vyjadřuje v logaritmickém měřítku, většinou v decibelech (dB) jako dvacetinásobek dekadického logaritmu poměru amplitudy

výstupního signálu k amplitudě vstupního signálu.

Vlastnosti filtru jsou beze zbytku popsány jeho přenosovou funkcí $T(s)$.

Pro ilustraci se podíváme na nejednodušší filtry prvního stupně, a to nejprve na filtr typu dolní propust, tj. takový filtr, který omezuje přenos signálů od jisté frekvence výše. Jeho přenosová funkce je popsána vzorcem:

$$T(s) = 1/(1 + s/\omega_0). \quad (22)$$

Jeho amplitudová charakteristika je pak dána vzorcem:

$$A(\omega) = 1/\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2} \quad (23)$$

a fázová charakteristika je dána jako:

$$\varphi(\omega) = -\arctg(\omega/\omega_0). \quad (24)$$

Veličina ω_0 je nazývána mezní kruhová frekvence; jí v souladu se vztahem (5) odpovídá mezní frekvence f_0 .

Na obr. 1 jsou graficky znázorněny amplitudová a fázová charakteristika dolní propusti s mezní frekvencí 1 kHz.

Nejednodušší horní propust prvního stupně má přenosovou funkci tvaru:

$$T(s) = (s/\omega_0)/(1 + s/\omega_0). \quad (25)$$

Tomu odpovídá amplitudová charakteristika:

$$A(\omega) = (\omega/\omega_0)/\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^2}. \quad (26)$$

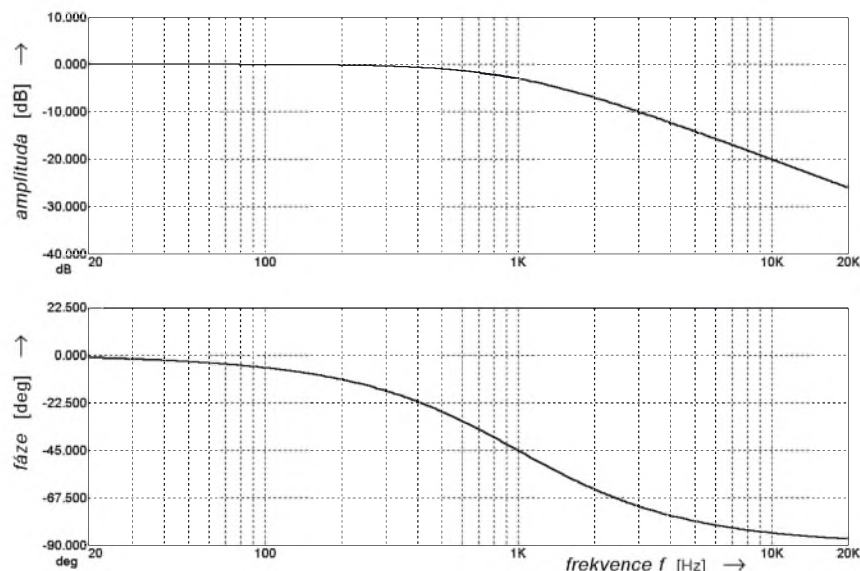
Fázová charakteristika pak je dána jako:

$$\varphi(\omega) = \pi/2 - \arctg(\omega/\omega_0). \quad (27)$$

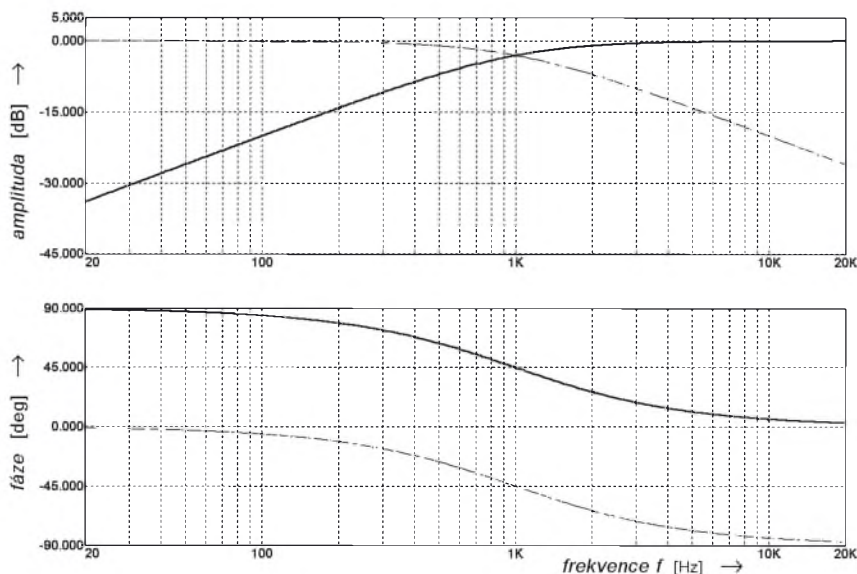
Graficky jsou obě tyto charakteristiky znázorněny pro $f_0 = 1$ kHz na obr. 2, na kterém jsou přerušovanými čarami znázorněny také odpovídající charakteristiky dolní propusti z předchozího příkladu.

Oba filtry mají některé společné nebo obdobné vlastnosti.

Jejich přenos na mezní frekvenci f_0 je $1/\sqrt{2}$, což v logaritmickém měřítku



Obr. 1. Amplitudová a fázová charakteristika dolní propusti prvního stupně



Obr. 2. Amplitudová a fázová charakteristika horní propusti prvního stupně

činí -3 dB. U dolní propusti je dostatečně vysoko nad mezní frekvenci přenos nepřímo úměrný první mocnině frekvence, u horní propusti je dostatečně nízko pod dělicí frekvenci přenos přímo úměrný první mocnině frekvence.

Průběh fázových charakteristik je u obou filtrů kvalitativně shodný, pouze u horní propusti je posunut o 90° nahoru oproti dolní propusti.

Přímá (resp. nepřímá) úměrnost přenosu frekvencí znamená změnu o 6 dB (resp. o -6 dB) při zdvojnásobení frekvence, proto se tyto filtry označují jako filtry se strmostí 6 dB na oktavu (při zesateronásobení frekvence se jedná o změnu 20 dB, proto se také hovoří o strmosti 20 dB na dekádu).

Amplitudové charakteristiky jsou v logaritmickém znázornění zrcadlově sdružené podle mezní frekvence, můžeme proto hovořit o sdružených filtrech. Na kmitočtech, které jeden filtr z popisované dvojice signál propouští bez podstatné změny, vykazuje druhý filtr útlum a naopak. Dvojice těchto filtrů tedy vlastně jakoby rozděluje signál do dvou frekvenčních pásem, můžeme tedy takovouto dvojici nazvat dělicím filtrem. Takovými soustavami filtrů se budeme zabývat dále.

Důležitá poznámka: Dělení signálu je vždycky jen „jakoby“ - není totiž možné zkonstruovat filtr, který by v nějakém frekvenčním pásmu signál utlumoval dokonale, a tudíž není možné ani zkonstruovat dokonalý dělicí filtr, který by signál ideálně rozděloval do několika pásem s tím, že v každé větvi by procházel pouze signál jistého pásma a vše ostatní by bylo zcela utlumeno. I v nepropustném pásmu filtru nějaký ten signál prochází, zpravidla s útlumem, který je tím větší, čím větší je vzdálenost frekvence příslušného signálu od propustného pásma filtru (u filtru prvního stupně z uvedeného příkladu je to popsáno přibližnou přímou nebo nepřímou úměrností útlumu k poměru frekvence utlumovaného signálu k mezní frekvenci filtru).

4. Základní požadavky na vlastnosti dělicích filtrů

Účelem funkce dělicího filtru konstruovaného pro potřeby řešení reproduktorových soustav je rozdělit výchozí signál do dvou či více frekvenčních pásem tak, aby tato pásma bylo možné optimálně zpracovat reproduktory (tedy elektroakustickými měniči), které máme k dispozici.

To ovšem ještě nestačí. Potřebujeme mít také možnost akustické signály, které vzniknou vyzářením rozděleného signálu jednotlivými měniči, složit zase dohromady tak, aby z toho vzniklo něco použitelného.

V prvním přiblížení budeme pracovat s pojmem ideálního reproduktoru. To je reproduktor, který elektrický signál o libovolném časovém průběhu přemění na akustický signál stejného časového průběhu. Prozatím nám postačí, když se tak stane v alespoň jednom bodě poslechového prostoru. (Ponechávám stranou ten drobný detail, že při použití ideálního reproduktoru bychom žádný dělicí filtr nepotřebovali.)

Ideální dělicí filtr bude takový, který zajistí, aby se dílčí signály po vyzáření ideálními reproduktory v jednotlivých pásmech v poslechovém bodě složily tak, aby časový průběh výsledku přesně odpovídal časovému průběhu signálu na výstupu filtru. Přípustné je pouze časové zpoždění, které je nevyhnutelné, poněvadž mezi reproduktory a poslechovým místem je konečná vzdálenost. Dále může a musí nastat vynásobení konstantou - přinejmenším takovou, která popíše elektroakustickou konverzi, tedy funkci elektroakustického měniče spočívající v tom, že do něj

vstupuje napětí a z něj vystupuje akustický tlak (nebo rychlost).

Ideálním dělicím filtrem by tedy byl takový filtr, pro který by platilo, že součtem všech jeho dílčích přenosových funkcí by byla jednička.

Jeden takový filtr už vlastně známe - je jím před chvílí popsáný prvního stupně. Sečteme-li přenosové funkce ze vztahů (22) a (25), dostaneme přenosovou funkci:

$$T(s) = (1 + s/\omega_0) / (1 + s/\omega_0),$$

což je skutečně jednička.

Dále se prozatím budeme zabývat dvoucestnými filtry. Pro přehlednost můžeme přenosovou funkci dolnoproputné větve označovat $L(s)$ a hornoproputné $H(s)$. Podmínku popisující ideální filtr pak můžeme psát v podobě:

$$L(s) + H(s) = 1. \quad (28)$$

Nejbližší vyšší filtr následující po filtru prvního stupně je filtr stupně druhého. Přenosová funkce, která jej popisuje, má ve jmenovateli mnohočlen druhého stupně (viz vzorec 17b):

$$P(s) = p_0 + p_1 \cdot s + p_2 \cdot s^2. \quad (29a)$$

Použijeme-li drobnou matematickou úpravu, můžeme vzorec pro $P(s)$ přepsat do tvaru:

$$P(s/\omega_0) = 1 + s/(Q \cdot \omega_0) + s^2/\omega_0^2. \quad (29b)$$

S použitím vzorce (29b) pak můžeme vytvořit dolní propust druhého stupně, která bude mít přenosovou funkci tvaru:

$$L(s) = 1/(1 + s/(Q \cdot \omega_0) + s^2/\omega_0^2). \quad (30)$$

Tady už jsme zase celkem spolehlivě na půdě radiotechniky, stačí vzít na vědomí, že ω_0 je mezní frekvence a Q činitel jakosti.

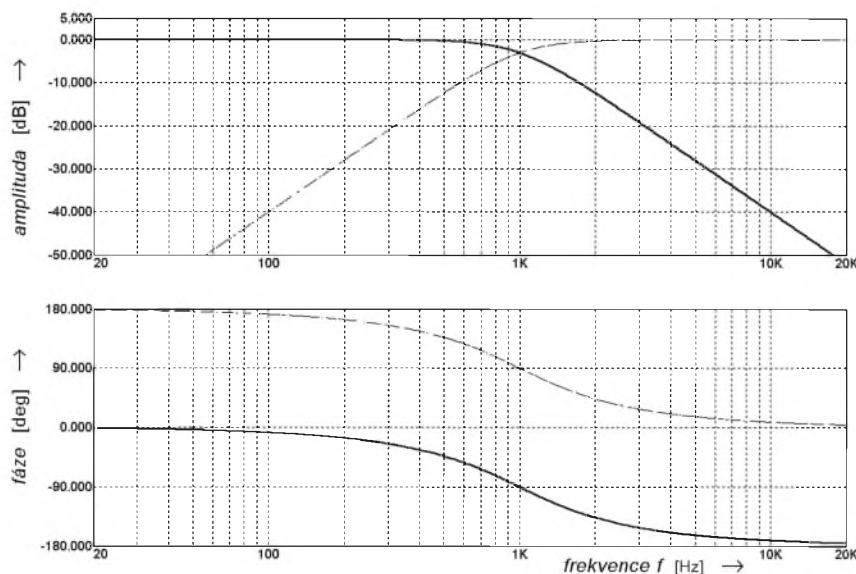
Amplitudová a fázová charakteristika dolní propusti s přenosovou funkcí podle (30), mezní frekvenci 1 kHz a činitelem jakosti $Q = 1/\sqrt{2}$ ($Q \approx 0,71$, tj. stav tzv. kritického tlumení) je znázorněna plnou čarou na obr. 3.

Na téměř obrázku je přerušovanou čarou znázorněna také charakteristika sdružené horní propusti s přenosovou funkcí:

$$H(s) = (s^2/\omega_0^2) / (1 + s/(Q \cdot \omega_0) + s^2/\omega_0^2). \quad (31)$$

Útlum na mezní frekvenci je v obou případech 3 dB, strmost poklesu v dostatečně vzdálenosti od mezní frekvence činí 12 dB na oktavu, resp. 40 dB na dekádu.

Přenosové funkce podle (30), resp. (31), pro které je charakteristické, že mají činitel jakosti Q rovný $1/\sqrt{2}$ a v čitateli mají pouze člen nejnižšího možného (dolní propust) nebo nejvyššího



Obr. 3. Charakteristiky dolní propusti druhého stupně Butterworthova typu

možného (horní propust) stupně, popisují tzv. Butterworthovy filtry druhého stupně s maximálně plochou amplitudovou charakteristikou (amplitudová charakteristika se v přenášeném pásmu nejtěsnějším možným způsobem přimyká k vodorovné přímce a má monotónní, tj. pouze klesající nebo pouze stoupající charakter).

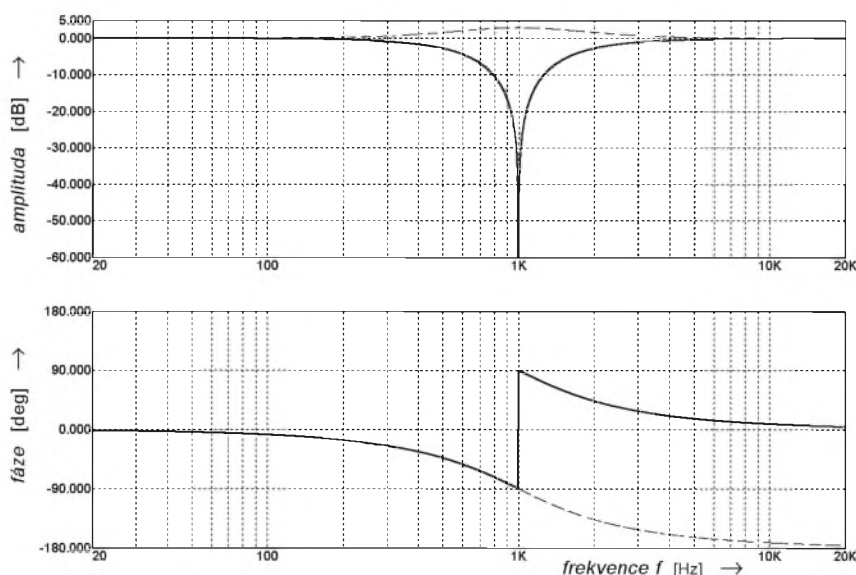
Přenosové funkce (30) a (31) definují dvojici filtrů, které je možné použít jako dělicí filtr. Můžeme se však snadno přesvědčit, že takový filtr nesplňuje podmínku (28). Pokud by tato podmínka měla být splněna, musel by součet přenosových funkcí představovat zlomek, u kterého je čítel shodný se jmenovatelem. Avšak když sečteme přenosové funkce z pravých stran výrazů (30) a (31), dostaneme funkci, u níž v čitateli oproti jmenovateli chybí člen $s/(Q \cdot \omega_0)$. A je tady ještě jeden problém.

Blíže pohledem na obr. 3 zjistíme, že fázové charakteristiky obou větvi filtru realizovaného s pomocí popsá-

ných přenosových funkcí se liší o 180° , jsou tedy v protifázi. Tzn., že na kmitočtu, na kterém jsou amplitudové přenosy shodné (v tomto konkrétním případě je to 1 kHz), se výstupní napětí přesně odečtou a výsledkem je nula, jak to ukazují silné čáry obr. 4.

Od vytvoření „díry“ na mezní (popř. dělicí) frekvenci si můžeme pomoci tím, že u jedné větve filtru (např. hornopropustně) obrátíme polaritu. To by se elektronicky dalo zařídit vložením invertoru, transformátorem nebo při použití v reproduktorové soustavě prostě přepólováním jednoho z reproduktorů. Ani pak ovšem výsledek nebude bez problémů – výsledné charakteristiky ukazují přerušované čáry na obr. 4. Fázová charakteristika sice nevykazuje skok, má však stále kmitočtově závislý průběh shodný s průběhem u dolní propusti (viz obr. 3) a amplitudová charakteristika má v okolí dělicí frekvence převýšení až +3 dB.

Toto převýšení můžeme odstranit, jestliže zvolíme činitel jakosti $Q = 0,5$.



Obr. 4. Součtové (a rozdílové) charakteristiky dělicího filtru podle obr. 3

Výsledkem je dělicí filtr, jehož charakteristiky jsou přehledně znázorněny na obr. 5.

Silné plné čáry ukazují výslednou součtovou amplitudovou a fázovou charakteristiku, slabě přerušované čáry pak dílčí amplitudové charakteristiky. Ty se protínají na dělicí frekvenci (1 kHz) a mají tam pokles -6 dB.

Dvojice právě popsaných přenosových funkcí tvoří dělicí filtr druhého stupně Linkwitz-Rileyova typu (zkráceně L-R – snad se to nebude plést s označením kanálů stereofonní reprodukce). Součtová přenosová funkce sice není jednotková, má ale konstantní (jednotkovou) součtovou amplitudu. Fázová charakteristika probíhá od nuly přes -90° na dělicí frekvenci až k -180° pro „nekonečně vysokou“ frekvenci, ovšem pokud dělicí filtr takového typu použijeme pro konstrukci reproduktorové soustavy, nebude nám nerovnost fázové charakteristiky pravděpodobně vůbec vadit, poněvadž ucho je na fázové zkreslení velmi málo citlivé.

Ted' se na chvíli zastavíme. Začali jsme s dělicími filtry prvního stupně. Jejich výhodou je, že po sečtení dávají signál shodný s výchozím (jednotkový součet přenosových funkcí). Jejich nevýhodou je poměrně malá strmost amplitudové charakteristiky, čili malá selektivnost dělení signálu do pásem.

Je sice možné realizovat i jiné filtry, které splňují podmínku jednotkového součtu přenosových funkcí a poskytují lepší selektivitu dělení (strmější průběh amplitudové charakteristiky v nepropustném pásmu), mají ale některé podstatné nevýhody. O nich si něco povíme později.

Filtr druhého stupně typu Linkwitz-Riley, který jsme si právě popsali, má oproti filtru prvního stupně větší strmost a lepší selektivitu dělení, přičemž jeho součtová charakteristika má konstantní amplitudu. Vykazuje sice kmitočtově závislý posuv fáze čili fázové zkreslení, to však nemusí být na závadu.

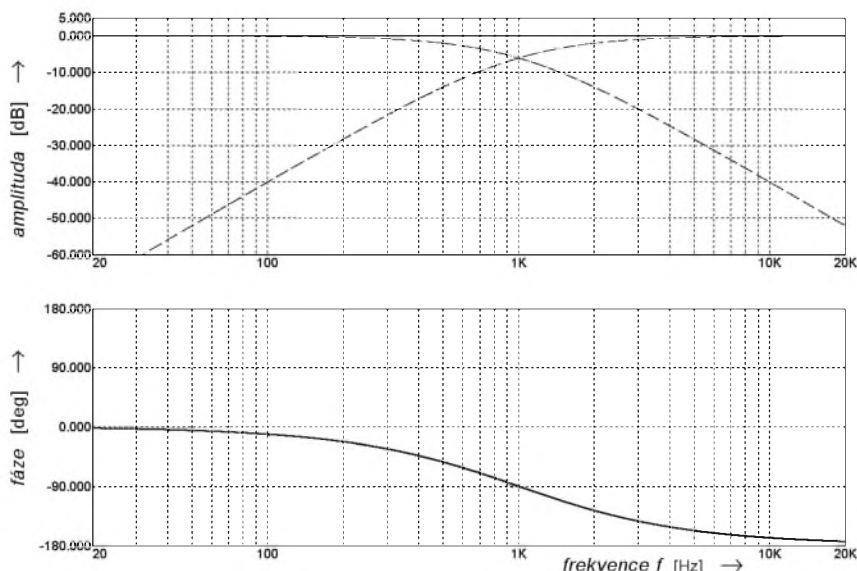
Bude tedy užitečné stanovit jinou podmínku pro přenosové funkce, která je slabší než podmínka konstantního součtu, a to **podmínku konstantní amplitudy součtu**. U ní se už musíme omezit na frekvenci v běžném slova smyslu, takže za s dosadíme $j\omega$.

Tuto podmínku můžeme s použitím zavedené symboliky psát ve tvaru

$$|L(j\omega) + H(j\omega)| = 1. \quad (32)$$

Dělicí filtr druhého stupně typu Linkwitz-Riley, jak jsme si již ukázali, tuto podmínku splňuje. Filtr druhého stupně Butterworthova typu sice tuto podmínku nesplňuje, bude se nám ale přesto později hodit.

Ještě se trochu blíže podíváme na přenosovou funkci Linkwitz-Rileyova typu.



Obr. 5. Charakteristiky dělicího filtru druhého stupně typu L-R

Pro dolní propust ji můžeme napsat ve tvaru:

$$L(s) = 1/(1 + 2 \cdot s/\omega_0 + s^2/\omega_0^2), \quad (33a)$$

což se dá přepsat do tvaru:

$$L(s) = 1/(1 + s/\omega_0)^2 \quad (33b)$$

Výraz na pravé straně (33a) resp. (33b) je tedy vlastně druhou mocninou výrazu na pravé straně (22), který popisuje přenosovou funkci dolní propusti prvního stupně. Všechny přenosové funkce prvního stupně jsou přenosové funkce Butterworthova typu. Podle jistých přesných pravidel, která nebudeme rozebírat, je možné zkonstruovat přenosové funkce Butterworthova typu libovolně vysokého stupně (tj. funkce s maximálně plochou amplitudovou charakteristikou a útlumem 3 dB na mezní frekvenci).

A ukazuje se, že je účelné zavést definici přenosové funkce Linkwitz-Rileyova typu, která je dána jako druhá mocnina přenosové funkce Butterworthova typu (popisující tedy vlastně jako by dva filtry Butterworthova typu stejného stupně zapojené do kaskády), takže sama je pak sudého stupně a na mezní frekvenci má útlum 6 dB. Tu nejjednodušší, druhého stupně, jsme si právě popsali výrazem (33b) v podobě dolní propusti.

Horní propust by měla přenosovou funkci ve tvaru:

$$H(s) = (s/\omega_0)^2/(1 + s/\omega_0)^2. \quad (34)$$

K čemu je to všechno dobré? Dá se dokázat, že filtry typu Linkwitz-Riley při správném pólování vždy splňují podmínku (32), tedy podmínku konstantní amplitudy součtu. A dále platí, že tuto podmínku splňují také filtry Butterworthova typu lichého stupně. Ten nejjednodušší, prvního stupně, jsme si již probrali dostatečně důkladně.

Podíváme se ještě na nejbližší vyšší, totiž třetího stupně. Jeho přenosová funkce je pro dolní propust dána výrazem:

$$L(s) = 1/[1 + 2 \cdot (s/\omega_0) + 2 \cdot (s/\omega_0)^2 + (s/\omega_0)^3]. \quad (35)$$

Obdobně je definována přenosová funkce horní propusti:

$$H(s) = (s/\omega_0)^3/[1 + 2 \cdot (s/\omega_0) + 2 \cdot (s/\omega_0)^2 + (s/\omega_0)^3]. \quad (36)$$

Grafy popisující chování výsledného dělicího filtru jsou na obr. 6.

Tady se opět na chvíli zastavíme. V horní části obrázku je plnou čarou vynesena součtová amplitudová charakteristika (rovná jako když střelí) a přerušovanými čarami dílčí charakteristiky dolní a horní propusti. Křivky se protínají na mezní frekvenci při útlumu 3 dB a mají mezní strmost 18 dB na oktávu resp. 60 dB na dekádu. Ale pozor - pro dělicí filtr Butterworthova typu lichého

stupně je charakteristické, že podmínka konstantní amplitudy je splněna i pro rozdíl přenosových funkcí dolní a horní propusti, nezáleží tedy na jejich vzájemném pólování. Odlišnost je pouze ve výsledné fázové charakteristice, což ukazuje dolní část obrázku. Zde je plnou čarou vynesena fázová charakteristika pro rozdílovou funkci (fázový úhel se mění v rozmezí 0 až -180°), přerušovaná čára pak ukazuje fázovou charakteristiku pro součtovou funkci (fázový úhel se mění od 0 do -360°).

Mimochodem, doufám, že je už dostatečně zřejmé, jaké výhody při popisu filtrů poskytuje technika jejich popisu, vycházející z Laplaceovy transformace.

Na závěr této části se podíváme ještě na jedno provedení dělicího filtru, na filtr čtvrtého stupně Linkwitz-Rileyova typu. Tento filtr se často používá v profesionální technice a přídomek „Linkwitz-Riley“ je prezentován jako něco bezmála magického. My ovšem již víme, že se jedná o filtr, jehož přenosové funkce jsou dány jako druhé mocniny přenosových funkcí filtru druhého stupně Butterworthova typu. Útlum na dělicí frekvenci bude 6 dB a mezní strmost 24 dB na oktávu resp. 80 dB na dekádu.

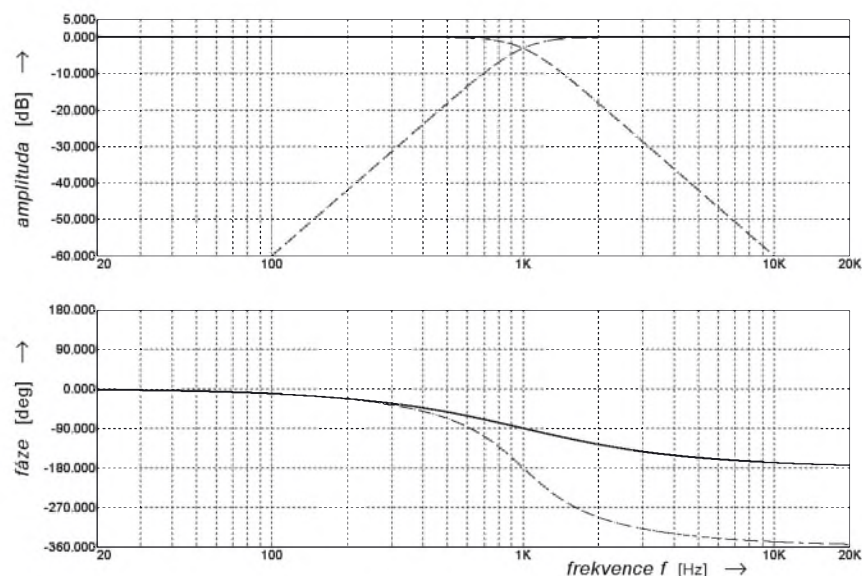
Přenosové funkce dolní a horní propusti mají tvar:

$$L(s) = 1/[1 + 2 \cdot \sqrt{2} \cdot (s/\omega_0) + 4 \cdot (s/\omega_0)^2 + 2 \cdot \sqrt{2} \cdot (s/\omega_0)^3 + (s/\omega_0)^4] \quad (37a)$$

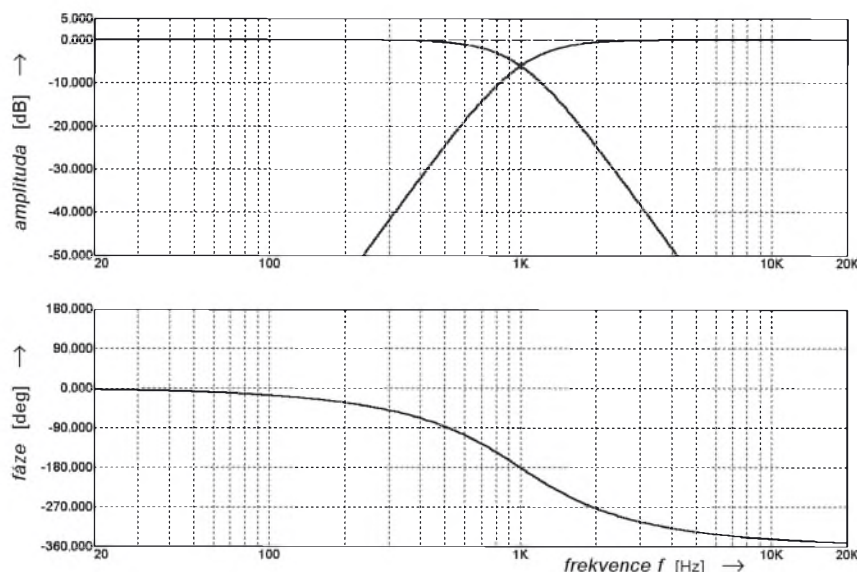
a

$$H(s) = (s/\omega_0)^4/[1 + 2 \cdot \sqrt{2} \cdot (s/\omega_0) + 4 \cdot (s/\omega_0)^2 + 2 \cdot \sqrt{2} \cdot (s/\omega_0)^3 + (s/\omega_0)^4]. \quad (37b)$$

Příslušné charakteristiky jsou na obr. 7. Silnou plnou čarou jsou tentokrát vytaženy dílčí amplitudové charakteristiky a fázová charakteristika součtové funkce, přerušovaná čára je amplitudová charakteristika součtu (nezajímavá - rovná, jako když střelí).



Obr. 6. Amplitudové a fázové charakteristiky dělicího filtru třetího stupně



Obr. 7. Charakteristiky dělicího filtru 4. stupně typu Linkwitz-Riley

5. Dělicí filtry a výkon

Nežli se pustíme do dalšího výkladu, řekněme si jednu podstatnou věc.

Vlastnosti dělicího filtru z hlediska přenosu signálu jsou kompletně popsány jeho přenosovými funkcemi nezávisle na tom, jak tyto přenosové funkce realizujeme. Všechno, co bylo doposud řečeno na toto téma, stejně jako vše, co bude řečeno dále, tedy platí pro aktivní výhybky stejně jako pro výhybky pasivní.

Zásadní problém při realizaci pasivních výhybek spočívá v tom, že do obvodu, který tvoří výhybku a který je zapojen na výstup výkonového zesilovače, je nutné zahrnout i reproduktory, které jsou přes výhybku napájeny. Tím se návrh výhybky značně komplikuje a konkrétní realizace přenosové funkce výhybky platí vždy jen pro ty konkrétní elektroakustické měniče, pro které bylo navržena.

Pokud dělení signálu přeneseme před výkonové zesílení, tedy jaksí „na nevykonovou úroveň“, je sice nutné respektovat výstupní impedanci obvodu, který výhybku napájí, stejně jako vstupní impedanci obvodu, do kterého výhybka pracuje (zpravidla vstup výkonového zesilovače), není však obtížné příslušné impedanční poměry volit tak, aby funkce výhybky nebyla nijak významně ovlivněna.

Označení „aktivní výhybka“ vlastně není tak docela přesné - vychází totiž z toho, že výhybky na nevykonové úrovni bývají prakticky vždy realizovány s použitím aktivních filtrů, i když by v principu bylo možné použít i filtry pasivní.

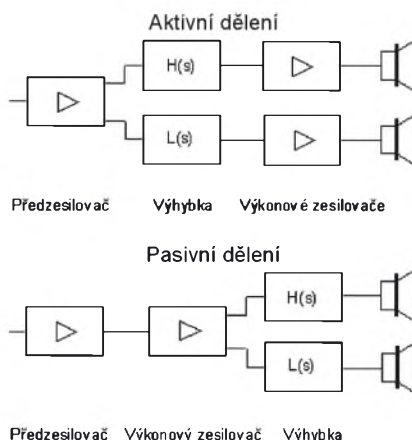
Bude užitečné (i když pro znalce problematiky možná zbytečné) znázornit si situaci blokovým schématem, které je na obr. 8 a ukazuje uspořádání dvoucestného zpracování signálu pro nevykonové a výkonové uspořádání výhybky.

Zabýváme-li se přenosovými funkcemi dělicího filtru a studujeme-li jejich

vlastnosti z hlediska toho, co vznikne po sloučení výstupních signálů, platí závěry takových úvah vlastně jen pro elektrické výstupy výhybky. Ve skutečnosti je ale podstatné to, co v konečném výsledku vznikne akusticky. Akustický efekt je ekvivalentní elektrickému v případě, že samotné reproduktory již přenosové funkce nijak neovlivní (předpoklad „ideální funkce“ reproduktorů), a dále za předpokladu, že výsledný akustický signál (akustický tlak) vzniká jednoduchým sečtením dílčích akustických signálů.

U předpokladu „ideální funkce“ (tj. kmitočtové nezávislosti přenosu) reproduktorů prozatím zůstaneme.

Předpoklad sčítání akustických tlaků je splněn pouze v tom případě, že bod, ve kterém se akustické tlaky sčítají, má od obou (resp. všech) zúčastněných elektroakustických měničů stejnou vzdálenost, anebo že případné rozdíly vzdáleností jsou zanedbatelné oproti vlnové délce (prakticky menší než jedna desetina vlnové délky). Tento předpoklad je možné bez obtíží splnit pouze tehdy, je-li vzdálenost zúčastněných elektroakustických měničů také „dostatečně malá“. V takovém případě má smysl požadovat, aby přenosové funk-



Obr. 8. Blokové schéma aktivního a pasivního dělení nf signálu

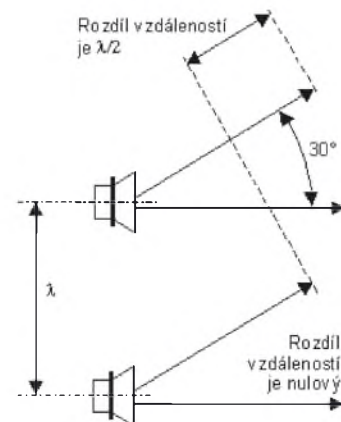
ce dělicího filtru splňovaly podmínku konstantního součtu, anebo slevíme-li poněkud, pak alespoň podmínku konstantní amplitudy součtu.

Pokud vzdálenost reproduktorů není dostatečně malá, může nastat situace popsaná na obr. 9. Zde předpokládáme, že vzdálenost reproduktorů je rovna vlnové délce. Jak je patrné, je možné najít bod (a ne jeden), který je od obou reproduktorů stejně vzdálen a ve kterém se tedy akustické tlaky sčítají. Snadno však lze nalézt i takové body, ve kterých je rozdíl vzdáleností od obou reproduktorů roven polovině vlnové délky. V takovém případě je signál jednoho reproduktoru opožděn o jednu polovinu periody oproti signálu z druhého reproduktoru, což pro sinusový signál znamená obrácení polarity. Pokud je výhybka nastavena na jednotkový součet elektrických signálů a její výstupní napětí mají shodnou fázi a amplitudu (tak je tomu např. u výhybky typu Linkwitz-Riley na dělicí frekvenci), pak v bodech s půlvlnným rozdílem vzdáleností se akustické tlaky přesně odečítají. V jiných bodech bude situace „někde mezi“ a akustické tlaky se nebudou ani přesně sčítat, ani přesně odečítat.

Jak tedy v takovém případě mají vypadat přenosové funkce výhybky, aby výsledek byl akusticky přijatelný?

Z fyziologické akustiky je známo, že sluchový vjem není určen jen signálem přicházejícím přímo od zdroje, ale v běžných poslechových podmínkách, ve kterých existují odrazy od stěn poslechového prostoru a vytváří se tak prostorové pole odražených vln, podílí se na výsledném sluchovém vjemu významnou měrou i signál pocházející z tohoto pole. Způsob, jakým se výsledný vjem vytváří, je velmi komplikovaný a dosud ne zcela prozkoumaný, je však známo, že pokud jde o barvu zvuku, může být spektrální složení signálu z pole odražených vln důležitější než spektrální složení přímého signálu.

O složení signálu pole odražených vln rozhoduje celkový akustický výkon vyzářený do prostoru. Proto je logické stanovit pro přenosové funkce dělicího filtru nějakou podmínku, která by zajišťovala, že pole odražených vln bude



Obr. 9. Sčítání akustických signálů ze dvou reproduktorů

buzeno signálem o výkonovém spektrálním složení, odpovídajícím výchozímu signálu.

Tyto podmínky můžeme označit jako podmínku konstantního výkonu a pro dvoucestné provedení dělicího filtru ji můžeme zapsat ve tvaru:

$$|L(j\omega)|^2 + |H(j\omega)|^2 = 1. \quad (38)$$

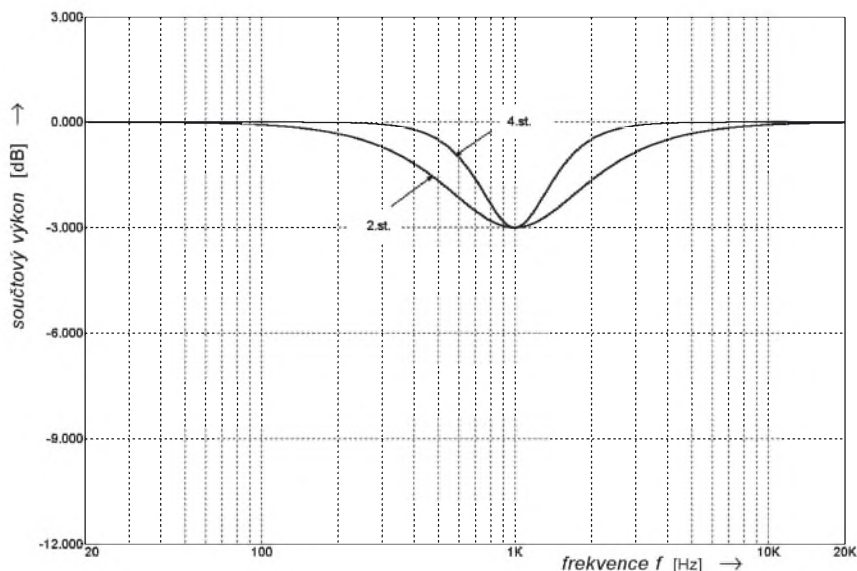
Zde předpokládáme, že reproduktory v obou větvích mají stejné napěťově-výkonové přenosové činitele, a pozor, výraz (38) udává druhou mocninu součtového výkonu, což samozřejmě z hlediska posuzování konstantnosti není na závadu.

Je možné dokázat, že tuto podmínku splňují dělicí filtry se sdruženými přenosovými funkcemi Butterworthova typu lichého stupně, a to nezávisle na pólování výstupů (je tedy jedno, zdali výstupní signály sčítáme nebo odečítáme). Tyto filtry, jak jsme si již řekli, splňují také podmínku konstantní amplitudy součtu a v případě filtru prvního stupně dokonce i podmínku konstantního součtu. Mají tedy mezi dělicími filtry jisté „výsadní“ postavení. Bohužel mají i některé závažné nevýhody, o kterých si povíme později.

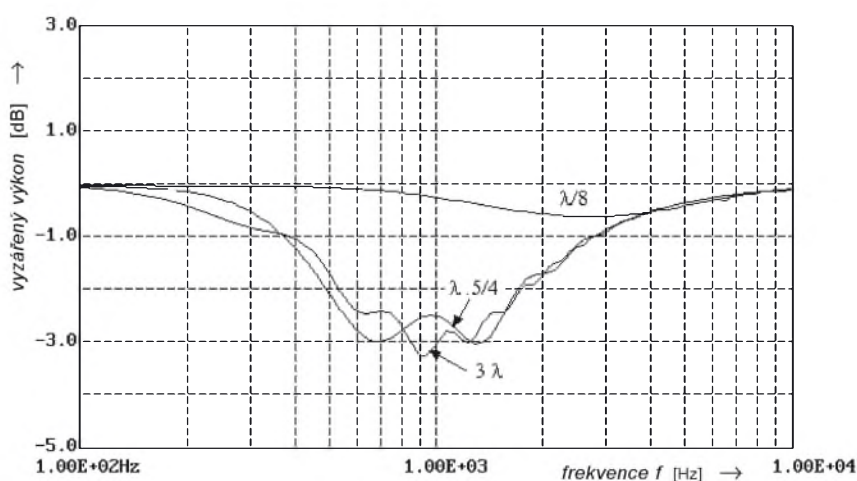
Filtry Linkwitz-Rileyova typu podmínku konstantního výkonu nesplňují a na dělicím kmitočtu mají pokles součtového výkonu (levá strana výrazu (38)) o 3 dB oproti limitní hodnotě (tedy hodnotě pro nulový a nekonečný kmitočet). To ukazuje obr. 10, na kterém je plnou čarou vynesena kmitočtová závislost součtového výkonu filtru typu L-R druhého a čtvrtého stupně s dělicí frekvencí 1 kHz.

Avšak pozor! Není-li splněna podmínka konstantního výkonu, nemusí to ještě nutně znamenat, že konkrétní uspořádání reproduktorů s danou výhybkou typu L-R bude mít kmitočtově závislý vyzářený výkon podle součtu na levé straně (38). To platí pouze za předpokladu, že reproduktory jsou od sebe „značně“ vzdáleny, prakticky alespoň trojnásobek vlnové délky na dělicím kmitočtu. Pokud jsou reproduktory blízko sebe, tedy méně než čtvrtinu vlnové délky, rozhoduje o výsledném vyzářeném výkonu spíše součtový akustický tlak, takže rozhodující je pak splnění či nesplnění podmínky konstantní amplitudy součtu (32). Někde mezi uvedenými hranicemi jsou možné různé přechodné případy. To ukazuje obr. 11, na kterém jsou uvedeny kmitočtové charakteristiky vyzářeného výkonu pro případ, že výhybka je typu Linkwitz-Riley druhého stupně s dělicí frekvencí 1 kHz a reproduktory jsou od sebe vzdáleny $\lambda/8$, $\lambda/4$ a 3λ (zde λ odpovídá frekvenci 1 kHz).

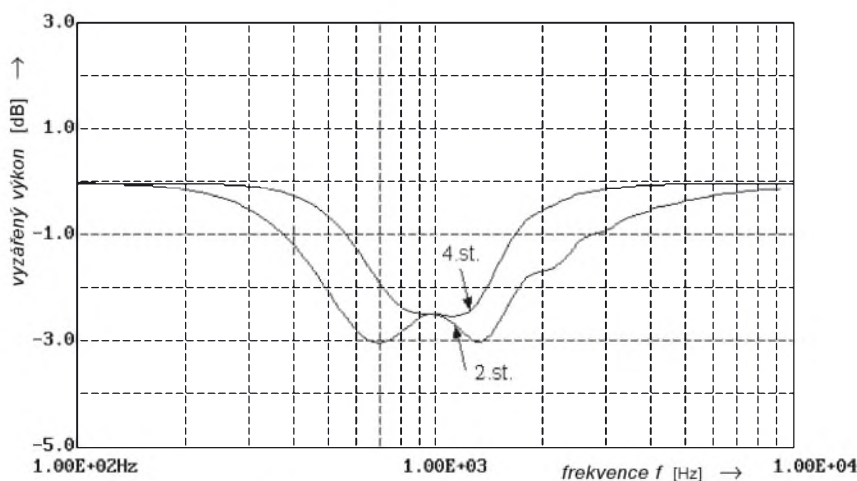
Kdybychom se na celou věc podívali podrobněji, zjistili bychom, že podmínka (38) je vlastně podmínkou konstantního příkonu. Stojí také za povšimnutí, že u výhybek lichého stupně Butterworthova typu, které podmín-



Obr. 10. Součtový výkon výhybky typu L-R druhého a čtvrtého stupně



Obr. 11. Vyzářené výkony pro výhybku L-R druhého stupně a různé vzdálenosti reproduktorů



Obr. 12. Porovnání vyzářeného výkonu výhybek L-R druhého a čtvrtého stupně

ku (38) splňují, je výsledný vyzářený výkon konstantní nezávisle na prostorovém uspořádání reproduktorů - samozřejmě stále za předpokladu, že vlastnosti reproduktorů jsou kmitočtově nezávislé a shodné co do napěťově-výkonového přenosového činitele.

Vrátme se ještě na okamžik k výhybkám typu L-R. Na obr. 12 je porov-

nání vyzářeného výkonu výhybky druhého a čtvrtého stupně pro případ, že reproduktory jsou vzdáleny pět čtvrtin vlnové délky na dělicí frekvenci (tato volba není náhodná, výsledné průběhy jsou totiž v takovém případě přibližně symetrické kolem dělicí frekvence a téměř nejplošší možné ze všech blízkých variant).

Je dobře patrné, že maximální odchylka od konstantního součtu (ten odpovídá horizontální linii na hladině 0 dB) je u výhybky čtvrtého stupně menší než u výhybky druhého stupně a „postižené“ kmitočtové pásmo je užší (což je patrné i z obr. 10). To je základní výhoda výhybek vyššího stupně oproti výhybkám nižšího stupně, daná jejich vyšší limitní strmostí. Díky tomu je užší oblast, ve které se funkce reproduktorů překrývají a je tak menší příležitost ke vzniku rušivých efektů způsobených nedokonalostmi jejich „spolupráce“.

6. Dělicí filtry a fáze

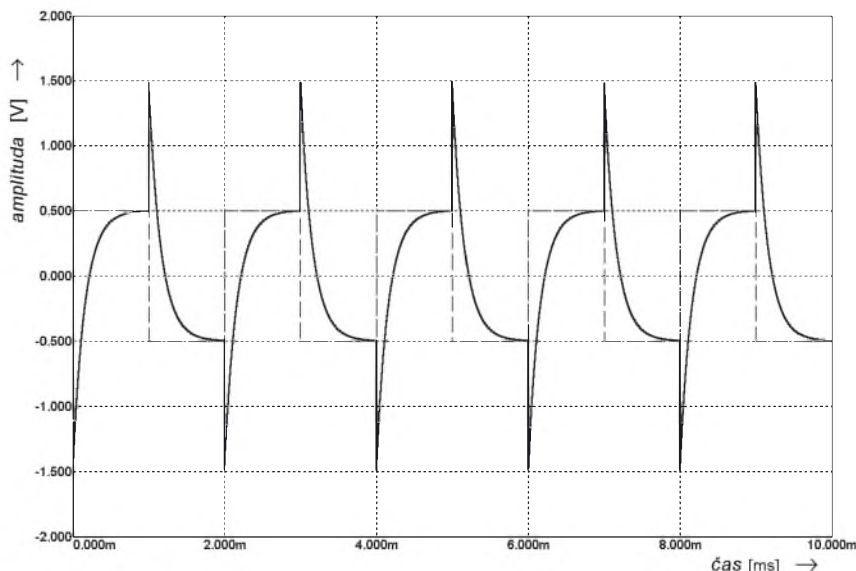
Vztah mezi fází výstupního a vstupního signálu popisuje fázová charakteristika. Je ji možné odvodit z přenosové funkce, což ukazuje vzorec (21).

U dělicích filtrů jsme si zatím ukazovali fázovou charakteristiku součtového přenosu. Pokud by byla splněna podmínka konstantního součtu (28), byl by fázový rozdíl mezi součtovým výstupním signálem a vstupním signálem také konstantní, totiž nulový. V jakémkoli jiném případě je tento fázový rozdíl kmitočtově závislý.

V populární a firemní literatuře se často píše o výhybkách s konstantní fází, to je ale velmi zavádějící. Je totiž možné dokázat, že jediný případ, kdy fázový rozdíl mezi výstupním a vstupním signálem jakéhokoliv reálného přenosového systému je konstantní, je právě případ nulového rozdílu. Na fázové charakteristiky se často klade velký důraz ve slovním popisu různých více či méně „záračných“ konstrukcí výhybek, tyto informace jsou však téměř vždy matoucí a často zcela nesmyslné – autoři takových textů se buďto spoléhají na to, že čtenář věci nerozumí, anebo jí nerozumějí ani oni sami.

Fázová charakteristika výhybky (chápána jako fázová charakteristika součtového přenosu) je samozřejmě pro chování výhybky důležitá a něco o něm vypovídá. Její význam pro výsledný sluchový vjem je však sporný, jak ukazuje množství poslechových experimentů, které mají velmi nejednoznačné výsledky. Něco jiného je samozřejmě potřeba shody fázových charakteristik u reproduktorových soustav ve stereofonním páru, ani tam však samotný průběh fázové charakteristiky není příliš podstatný, důležitá je ona shoda.

Jak už jsme si naznačili, fázovému zkreslení se u prakticky použitelných konstrukcí takřka nemůžeme vyhnout, pokud nepracujeme s výhybkami prvního stupně. Existují sice konstrukce s konstantním součtem vyššího stupně, jejich vlastnosti jsou však povšechně velmi nevýhodné (jeden odstrašující případ za všechny si uvedeme později).



Obr. 13. Součtový přenos obdélníků 500 Hz výhybkou L-R druhého stupně

Nevýhodou výhybek prvního stupně je malá selektivita, která vede k tomu, že pásmo, v němž reproduktory obou větví pracují víceméně společně, je značně široké. To vede především ke značně problematickým směrovým vlastnostem takové kombinace; podrobněji se této problematice budeme věnovat později. V prakticky zajímavých konstrukcích se tedy vždy setkáváme s výhybkami vyššího než prvního stupně, které nesplňují podmínku konstantního součtu, a musíme se proto smířit s fázovým zkreslením součtového signálu.

6.1. Fázové zkreslení součtového sinálu

Podíváme-li se na charakteristiky dělicích filtrů, splňujících podmínku konstantní amplitudy, které jsou uvedeny na obr. 5, obr. 6 a obr. 7, vidíme, že fázový posuv součtového signálu (vztaheno ke vstupnímu signálu) se mění od nuly na nejnižších kmitočtech až po 180° (popř. 360°) na nejvyšších kmitočtech. Na dělicím kmitočtu je fázový posuv rovný polovině maximální hodnoty. Příslušné dělicí filtry přitom splňují podmínku konstantní amplitudy součtu.

Chování obvodů (resp. přenosových systémů), které vykazují takovéto vlastnosti, odpovídá chování obvodů, které se označují jako fázovací články, anglicky allpass filter. Jako allpass (stručný český výraz bohužel nemáme, anglické označení znamená zhruba „všechno projde“) se obecně označují obvody, které mají konstantní amplitudovou charakteristiku a kmitočtově závislou fázovou charakteristiku s tím, že při přechodu od nulové frekvence k nekonečné frekvenci se fázový posuv mezi výstupním a vstupním signálem mění o celistvý násobek π (tedy o celistvý násobek úhlu 180°).

Kmitočtová závislost fázové charakteristiky vede k tomu, že tyto obvody zkreslují impulsní signály, přestože – alespoň teoreticky – harmonické

signály všech frekvencí přenášejí se stejnou amplitudou. To ilustruje obr. 13, na kterém je znázorněn časový průběh součtového signálu výhybky podle obr. 5 při buzení obdélníkovým signálem o frekvenci 500 Hz.

Stejnou fázovou charakteristiku součtového přenosu jako výhybka L-R druhého stupně má i výhybka s filtry Butterworthova typu třetího stupně při přepólování jednoho z výstupů, tedy zapojená „na rozdíl“ (podmínka konstantní amplitudy zůstává v platnosti) a také přepólovaná výhybka prvního stupně (naskytá se otázka, jaký význam vlastně má starat se o pólování reproduktorů u výhybek Butterworthova typu lichého stupně, ale k tomu se ještě dostaneme). Tento typ fázové charakteristiky je nejméně deformovaný ze všech možných, kterých u výhybek typu allpass můžeme dosáhnout. Nejbližší další vyšší otáčejí fází o 0 až 360°, jak je tomu např. u výhybek Butterworthova typu třetího stupně zapojených ve fázi a výhybek L-R typu čtvrtého stupně. Fázové charakteristiky součtového přenosu u uvedených výhybek vyšších stupňů již nejsou shodné, jsou si však velmi podobné (viz spodní část obr. 6 a obr. 7).

Součtová přenosová funkce popisovaných výhybek s nejmenší možnou fázovou chybou odpovídá přenosové funkci tzv. fázovacího článku prvního druhu:

$$L(s) + H(s) = (1 - s/\omega_0)/(1 + s/\omega_0). \quad (39)$$

U součtového přenosu výhybek, které otáčejí fází o 360°, se jedná o fázovací článek druhého druhu s přenosovou funkcí:

$$L(s) + H(s) = [1 - s/(Q \cdot \omega_0) + (s/\omega_0)^2] / [1 + s/(Q \cdot \omega_0) + (s/\omega_0)^2]. \quad (40)$$

U výhybky Butterworthova typu 3. stupně zapojené „na součet“ je hodnota Q rovna jedné, u výhybky typu L-R čtvrtého stupně je $Q = 1/\sqrt{2}$.

Z teorie vyplývá, že u jakékoli výhybky typu allpass dostaneme fázovou charakteristiku součtového přenosu jako součin přenosových funkcí patřících volených fázovacích článků prvního a druhého druhu. To ostatně platí i pro obecnější typy výhybek.

Než pokročíme dále, uděláme si malou rekapitulaci toho, jakým způsobem popisujeme přenos harmonického signálu. Nejobecnější zápis časového průběhu harmonického signálu, z něhož mimo jiné vyplývá i vzorec (7), vypadá takto:

$$A(t) = A_0 \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_0). \quad (41)$$

V tomto výrazu A_0 je amplituda, ω je nám dobře známá kruhová frekvence a φ_0 je počáteční fázový úhel. Počáteční proto, že celý výraz v závorkách (argument funkce sinus) se nazývá fáze (popř. okamžitá fáze) a úhel φ_0 udává její hodnotu pro $t = 0$, tedy v počátku souřadnic.

Projde-li signál nějakým lineárním přenosovým systémem, jeho amplituda a fáze se změní. To můžeme s použitím zápisu podle (13) zapsat ve tvaru:

$$T(A(t)) = A_0 \cdot A(\omega) \cdot \sin[\omega \cdot t + \varphi_0 + \varphi(\omega)]. \quad (42)$$

Funkce $A(\omega)$ popisuje závislost poměru amplitudy přeneseného (tedy výstupního) signálu k amplitudě vstupního signálu na frekvenci čili amplitudovou charakteristiku, funkce $\varphi(\omega)$ udává rozdíl mezi fázemi výstupního signálu a vstupního signálu, tedy fázovou charakteristiku.

6.2. Fázový rozdíl mezi výstupy výhybky

Už jsme si řekli, že případný kmitočtově závislý posun fáze signálu na výstupu výhybky, ať již se jedná o dílčí signály nebo součtový signál, není příliš důležitý, poněvadž sluchový orgán je na tento druh změny (vlastně zkreslení) velmi málo citlivý. Fázové zkreslení má sice za následek zkreslení průběhu impulsů, která na první pohled vypadá velice děsivě (obr. 13), uchu je však takové zkreslení celkem lhostejné. Z hlediska funkce reálné reproduktorové soustavy a, jak se zdá podle poslecho- vých experimentů, i z hlediska sluchového vjemu, však významnou roli hraje rozdíl fáze mezi výstupními signály jednotlivých větví výhybek. Jak tento rozdíl v praxi vypadá?

Na obr. 2 jsou uvedeny amplitudové a fázové charakteristiky přenosových funkcí příslušejících dělicímu filtru prvního stupně. Pozorný pohled na spodní část obrázku v nás může vzbudit podezření, že zde zobrazené fázové charakteristiky jsou vlastně shodné co do charakteru průběhu, jsou jen jedna proti druhé posunuty o 90° (čili o $\pi/2$). Vskutku je to tak (dá se to samozřejmě dokázat výpočtem, kterého vás ušetřím)

- výstupní napětí výhybky prvního stupně (rozumí se pro případ, že se jedná o napětí harmonického průběhu) jsou proti sobě posunuty o 90° (čili o $\pi/2$). Stejně je tomu u výhybky 3. stupně Butterworthova typu.

U výhybek L-R typu 2. stupně (zapojení „na rozdíl“) a 4. stupně (zapojení „na součet“) jsou výstupní napětí obou větví výhybky ve fázi - mají nulový fázový rozdíl (proto se tyto výhybky někdy označují jako „in-phase crossovers“ neboli soufázové výhybky).

Tyto skutečnosti jsou velice podstatné v případě, že vzdálenost měničů pro signály v okolí dělicí frekvence není zanedbatelně malá proti vlnové délce, poněvadž fázový rozdíl mezi signály obou větví velmi podstatným způsobem ovlivňuje směrovou charakteristiku v této frekvenční oblasti.

Předpokládejme, že dva bodové měniče jsou umístěny na svislé přímce (tedy přesně „nad sebou“), pracují s výhybkou o dělicí frekvenci 1 kHz a jejich vzdálenost je na této frekvenci rovna vlnové délce (přibližně 0,34 m). Vertikální směrové charakteristiky (tj. směrové charakteristiky ve vertikální rovině proložené spojnici reproduktorů) pro frekvence, jimž odpovídá vzdálenost reproduktorů po řadě $\lambda/8$ (tj. 125 Hz), $5 \cdot \lambda/4$ (tj. 1250 Hz) a $3 \cdot \lambda$ (3 kHz) pro soufázovou výhybku (typ L-R druhého stupně) jsou na obr. 14a až obr. 14c a směrové charakteristiky pro výhybku s fázovým rozdílem $\pi/2$ (výhybky této kategorie se někdy označují jako kvadraturní, poněvadž úhel $\pi/2$ odpovídá čtvrtině kruhu - zde je to konkrétně výhybka typu Butterworth 3. stupně) jsou na obr. 15a až obr. 15c.

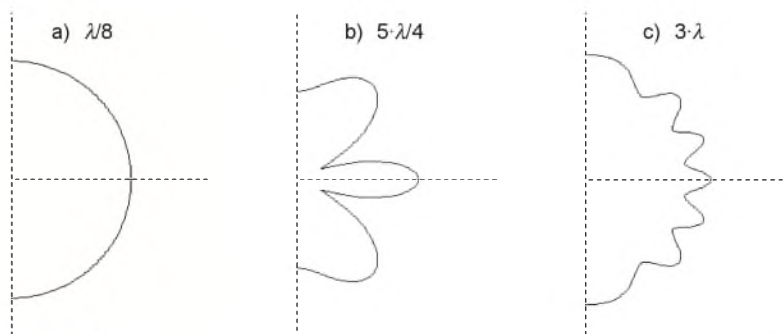
Z obrázků je dobře patrné, že pro frekvence dostatečně vzdálené od dělicí frekvence jsou vyzařovací charakteristiky poměrně málo směrové a odpovídají tak dosti dobře směrovým charakteristikám jednotlivých zářičů (bodový zářič je zcela nesměrový - má vyzařovací charakteristiku kulovou). Je to dáno tím, že na takových frekvencích v důsledku dělicí funkce výhybky pracuje vždy prakticky jen jeden ze zářičů a výsledek je tedy určen převážně jeho vlastnostmi.

V blízkosti dělicí frekvence se však směrová charakteristika rozpadá na laloky, což je způsobeno tím, že rozdíl vzdáleností od měničů v různých směrech je různý a dají se najít směry, ve kterých se následkem přídavného fázového posuvu signály od sebe odečítají, ačkoli na ose (horizontální přímka) je splněna podmínka konstantní amplitudy součtu.

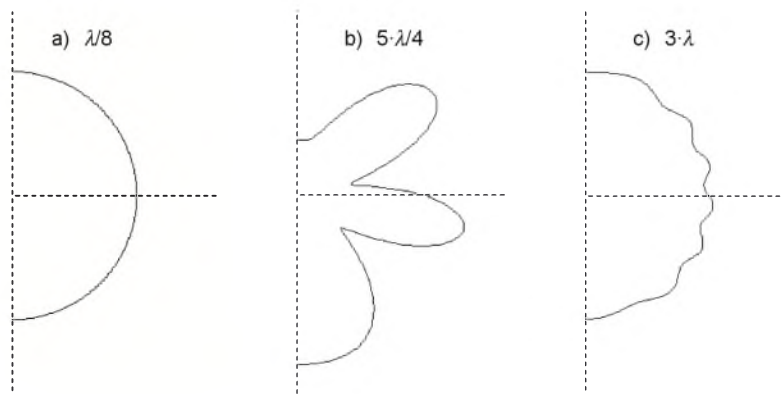
Podstatné je, že u soufázové výhybky je směrová charakteristika vertikálně symetrická a maximum výsledné amplitudy leží na horizontální ose, zatímco u výhybky s fázovým rozdílem $\pi/2$ je charakteristika vertikálně nesymetrická a maximální amplituda je vyzařována mimo horizontální osu.

Praxe ukazuje, že odchýlení polohy maxima amplitudy na směrové charakteristice vůči horizontální ose může mít vliv na prostorový dojem při poslechu, což je významné především při stereofonní reprodukci.

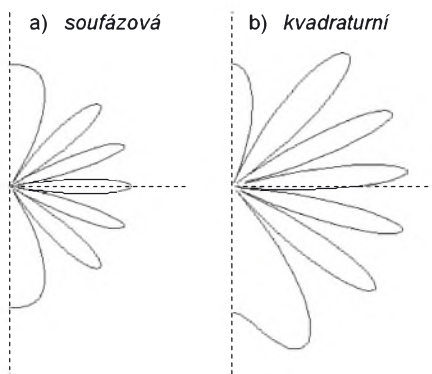
Zajímavý je pohled na směrové charakteristiky soustav s výhybkami popsaných typů v případě, že vzdálenost měničů na dělicí frekvenci je významně větší než vlnová délka. Pro případ trojnásobku vlnové délky (při vzdálenosti



Obr. 14. Směrové charakteristiky soustavy se soufázovou výhybkou 2. stupně



Obr. 15. Směrové charakteristiky soustavy s kvadraturní výhybkou 3. stupně



Obr. 16. Směrové charakteristiky dvojice bodových zářičů se soufázovou a kvadrurní výhybkou pro případ, že vzdálenost zářičů na dělicí frekvenci je rovna trojnásobku vlnové délky

měníčů 0,34 m by tento případ nastal, kdyby dělicí frekvence byla 3 kHz) je to ukázáno na obr. 16a pro soufázovou výhybku a na obr. 16b pro kvadrurní výhybku.

Opět platí, že u soufázové výhybky je charakteristika symetrická a u kvadrurní nesymetrická, u kvadrurní leží sice lalok maxima amplitudy mimo horizontální osu, odchylka ale není velká a obě charakteristiky jsou prostorově silně „roztříštěné“ – každá sice jinak, ale v podstatě obě stejnou měrou. Z toho se dá usoudit, že pokud je vlnová délka na dělicí frekvenci malá ve srovnání se vzdáleností reproduktorů, patrně už nebude příliš záležet na konkrétní podobě směrové charakteristiky, která nejspíše nebude mít ani příliš podstatný vliv na prostorový dojem. Nejpodstatnější v takovém případě bude míra dodržení podmínky konstantního výkonu, která bude rozhodovat o tom, jak dalece bude výsledný poslechový dojem ovlivněn případnou změnou spektrálního složení vyzářeného signálu co do celkového vyzářeného výkonu.

A ještě jedna zajímavost – charakteristika soustavy s kvadrurní výhybkou je jakoby „rozsáhlejší“ – maxima mimoosových laloků totiž odpovídají amplitudě větší než jedna na rozdíl od soufázové výhybky, kde maximální hodnota v kterémkoli laloku je rovna jedné. To souvisí s tím, že vyzářený výkon u kvadrurní soustavy je vyšší než u soufázové – ta, jak již víme od dřívějška, nesplňuje podmínku konstantního výkonu a na dělicí frekvenci má propad vyzářeného výkonu o přibližně 3 dB, tedy pokles na jednu polovinu oproti soustavě s výhybkou kvadrurní.

Kvantitativně se vztah mezi vyzářeným akustickým výkonem a součtovým akustickým tlakem na horizontální ose soustavy (v našich grafech tuto osu znázorňuje vodorovná přerušovaná úsečka) dá vyjádřit tzv. indexem směrovosti. Jestliže vypočítáme teoretický vyzářený výkon nesměrového zářiče, jehož vyzářovaná amplituda by odpovídala osové amplitudě sledované soustavy, dostaneme jistou hodnotu, kterou můžeme nazvat ekvivalentní výkon izotropního (tj. na směru nezávislého)

zářiče. Můžeme také na základě znalosti směrové charakteristiky vypočítat skutečný celkový vyzářený výkon soustavy. Jestliže skutečný výkon vydělíme ekvivalentním výkonem izotropního zářiče a výsledek vyjádříme jako desetinásobek dekadického logaritmu zjištěného podílu (tedy ve „výkonových decibelech“), dostaneme index směrovosti. Index směrovosti tedy vlastně udává, jak celkový vyzářený výkon koresponduje s osovou amplitudou.

Jestliže se soustava chová tak, že vyzářený výkon odpovídá součtové amplitudě (součtovému akustickému tlaku na ose), je index směrovosti 0 dB. Tak je tomu u výhybek Butterworthova typu lichého stupně (což jsou kvadrurní výhybky typu allpass), které současně splňují podmínku konstantní amplitudy součtu a konstantního výkonu. Záludnost tohoto údaje spočívá v tom, že nulová hodnota indexu směrovosti naprosto neznamená, že vyzářování by bylo směrově nezávislé – to dobře ilustruje obr. 16b. Index směrovosti vystihuje jen a jen vztah mezi osovou charakteristikou a výkonovou charakteristikou.

Pro praktickou představu poslouží obr. 17. Zde je uvedena kmitočtová závislost indexu směrovosti soustavy složené ze dvou bodových měničů vzdálených od sebe 17 cm, s dělicí frekvencí 2500 Hz (docela vhodná volba pro dvoupásmovou soustavu), a to pro výhybku typu L-R druhého a čtvrtého stupně. Vzdálenost měničů na dělicí frekvenci odpovídá přibližně $5 \cdot \lambda/4$. Porovnáte-li obrázky 17 a 12, jistě vám neujde, že mají něco společného. Křivky na obr. 17 jsou vlastně „vzhůru nohama“ obrácené a kmitočtově posunuté křivky z obr. 12. Je to pochopitelné – na obr. 12 je průběh vyzářeného výkonu, součtový tlak je konstantní, index směrovosti je tedy prostě převrácenou hodnotou poměrného vyzářeného výkonu a to se v logaritmickém měřítku projevuje jako zrcadlení podle vodorovné osy.

Kmitočtová závislost indexu směrovosti má jednu zajímavou vlastnost. Jestliže přenosové funkce dolní a horní

propusti mají stejný jmenovatel (tak je tomu u sdružených propustí), pak tato závislost je určena pouze čitatelem součtového přenosu a vzdáleností měničů vztahenou k vlnové délce na dělicí frekvenci. Uvedme si příklad. Celkový přenos dělicího filtru druhého stupně je, jak to vyplývá z vzorců (30) a (31), dán vzorcem:

$$L(s) - H(s) = [1 - (s^2/\omega_0^2)] / [1 + s/(Q \cdot \omega_0) + s^2/\omega_0^2] \quad (43)$$

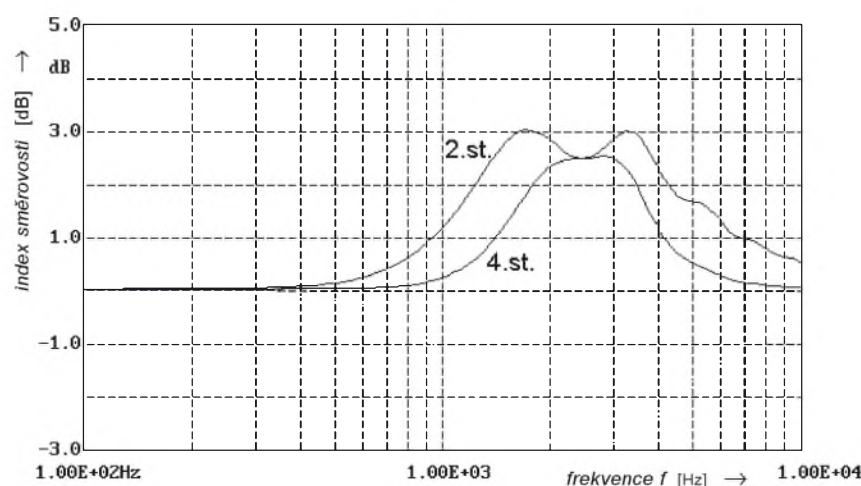
Ve výsledné přenosové funkci můžeme volit konkrétní podobu amplitudových charakteristik volbou činitele jakosti Q (typ L-R má $Q = 0,5$ a Butterworthův typ má $Q = 1/\sqrt{2}$). Hodnota ω_0 udává dělicí frekvenci. Průběh indexu směrovosti bude záviset pouze na vzdálenosti měničů ve vztahu k vlnové délce na dělicí frekvenci a nebude záviset na činiteli jakosti. Změna činitele jakosti ovlivňuje výsledný součtový výkon i součtovou amplitudu tak, že jejich poměr pro dané geometrické uspořádání zůstává stejný. Jinými slovy, můžeme měnit dílčí amplitudové charakteristiky, s indexem směrovosti toho však při daném čitateli součtového přenosu a dané geometrii mnoho nenaděláme.

6.3. Fázová korekce součtového signálu

V našem povídání o fázových poměrech ve výhybce jsme vyšli z definice fázové charakteristiky, řekli jsme si, že fázové zkreslení má vliv na přenos impulsů, a aspoň trochu jsme si ujasnili, jaký vliv má fázový rozdíl mezi přenosy jednotlivých větví výhybky na výkonové a směrové charakteristiky.

Vraťme se teď skoro na začátek a položíme si otázku – jak by měla vypadat fázová charakteristika součtového přenosu, aby přenos impulsů nebyl tak zkreslený, a dále, jak by se toho dalo dosáhnout?

Ideální průběh fázové charakteristiky je takový, kdy fázový posun mezi výstupem (součtovým signálem) a vstupem je nulový. Tak je tomu např.



Obr. 17. Index směrovosti pro výhybku L-R druhého a čtvrtého stupně

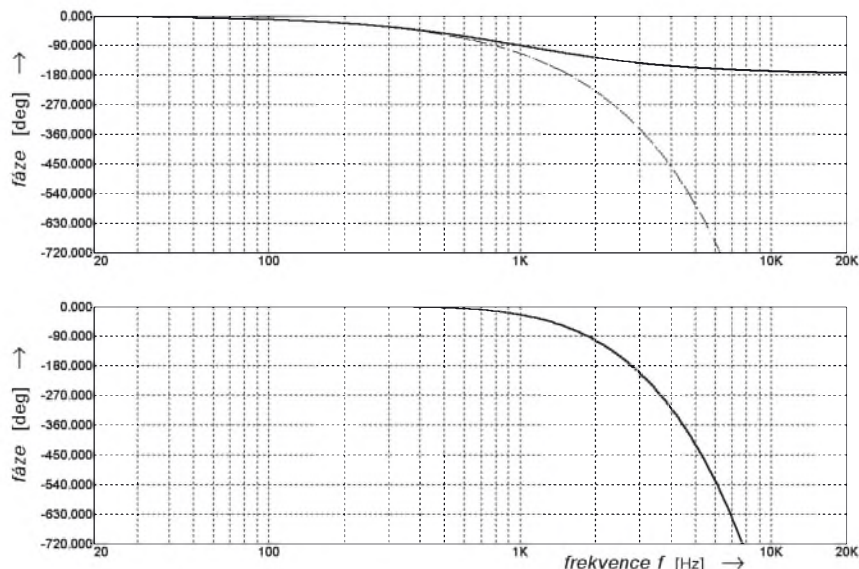
u výhybky prvního stupně. Není to však nutná podmínka. Je možné dokázat, že nezkresleného přenosu impulsů dosáhneme také tehdy, je-li fázový rozdíl mezi výstupem a vstupem přímo úměrný frekvenci (samozřejmě za předpokladu, že součtová amplituda bude kmitočtově nezávislá, jinými slovy bude-li splněna podmínka konstantní amplitudy součtu). V takovém případě dojde pouze k časovému posuvu mezi výstupním a vstupním signálem - výstupní signál bude oproti vstupnímu signálu opožděn.

Fázovou charakteristiku splňující takový požadavek (viz vzorec (42)) můžeme psát ve tvaru:

$$\varphi(\omega) = -\tau \cdot \omega \quad (44)$$

Písmeno τ ve vzorci označuje časový posuv mezi výstupním a vstupním signálem, záporné znaménko znamená, že výstup je oproti vstupu opožděn (to je celkem logické, těžko by se mohlo stát, že by se na výstupu objevil signál dříve než na vstupu). Při bližším pohledu na výraz (44) zjistíme jednu důležitou věc - má-li být rovnice splněna, musí pro rostoucí frekvenci fázový úhel stále narůstat přímo úměrně frekvenci. U elektrických obvodů se soustředěnými parametry (zjednodušeně řečeno složených z diskretních součástek s tím, že jejich rozměry jsou malé proti vlnové délce zpracovávaného elektrického signálu) však vždy platí, že fázový posuv mezi výstupním a vstupním signálem nepřesáhne určitou mezní hodnotu, která je obecně vždy rovna celistvému násobku -90° , čili $-\pi/2$. Podmínku (44) tedy není možné v takových obvodech splnit v libovolně širokém pásmu kmitočtů. Vhodnou konstrukcí nicméně můžeme dosáhnout toho, že tato podmínka bude splněna s dostatečnou přesností alespoň pro to pásmo kmitočtů, ve kterém se vyskytují signály pro nás zajímavé.

Pokusíme se situaci ilustrovat obrázkem. Na obr. 18 je v horní části silnou plnou čarou vynesena fázová charakteristika součtového přenosu výhybky typu L-R s dělicí frekvencí 1 kHz (odpovídá průběhu z dolní části obr. 5, avšak v odlišném měřítku na svislé ose). Tenkou přerušovanou čarou je vynesena fázová charakteristika odpovídající zpoždění zvolenému tak, aby u nízkých frekvencí co nejlépe odpovídala fázové charakteristice součtového přenosu výhybky (v daném případě je to přibližně 318 μ s). Vidíme, že až k dělicí frekvenci se průběhy příliš neliší, nad ní však fázový posuv odpovídající pevnému zpoždění začíná velmi rychle narůstat. Pokud bychom chtěli u výhybky dosáhnout fázové charakteristiky odpovídající pevnému zpoždění, museli bychom její vlastní fázový posuv doplnit o posuv, který je dán jako rozdíl mezi hodnotami podle křivek v horní části obrázku. Jeho kmitočtová závislost je vynesena silnou čarou v dolní části obr. 18. Jedná se o fázovou charakteristiku



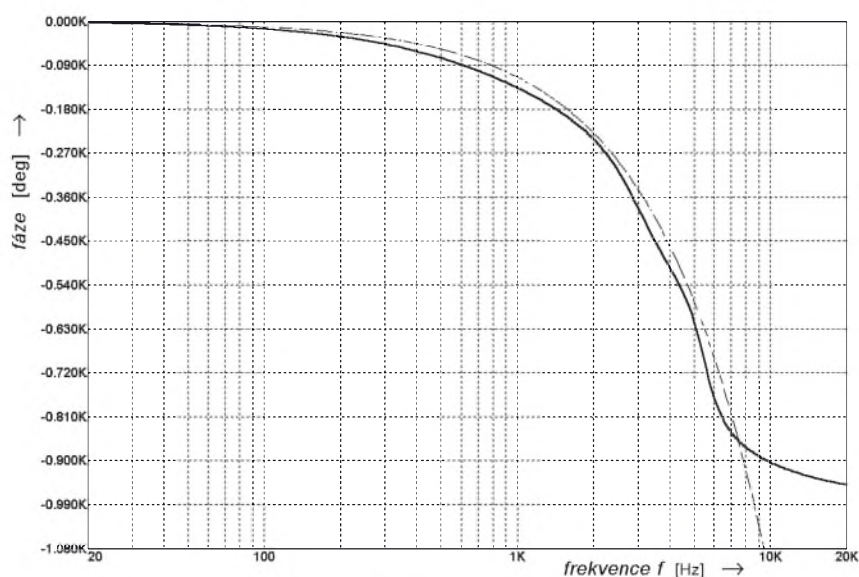
Obr. 18. Fázová charakteristika součtového přenosu výhybky typu L-R 2. stupně (nahore) a příslušného fázového korektoru (dole)

fázového korektoru, kterým bychom fázovou charakteristiku danou výhybkou doplnili na průběh podle (44). Takový korektor je možné realizovat na základě digitálního zpracování signálu, ovšem při použití digitálního zpracování signálu je možné realizovat výhybku jako jeden funkční celek tak, aby byla podmínka (44) splněna. Při analogovém zpracování signálu by takové řešení výhybky jako celku sice bylo teoreticky možné rovněž, příslušné obvody by však byly mimořádně složité. Proto má smysl zabývat se řešením fázového korektoru jako samostatným problémem.

Problematika fázové korekce je velmi komplikovaná a vyžaduje značně obsáhlý matematický aparát. Optimalizace se neobejde bez výpočetní techniky, naštěstí v jednodušších případech, mezi které výhybky nepříliš vysokých stupňů rozhodně patří, je možné postupovat i metodou zkoušky

a omylu, pokud máme k dispozici alespoň nejjednodušší prostředky, s jejichž pomocí můžeme vykreslit fázové charakteristiky realizovaných přenosových funkcí.

Ke korigování fázové charakteristiky součtového přenosu se zpravidla používají fázovací články druhého druhu, i když v některých případech jsou potřebné i články prvního druhu. Nebudeme zabíhat do podrobností, ukážeme si jen, jak lze alespoň přibližně korigovat fázovou charakteristiku součtového přenosu výhybky typu L-R druhého stupně. Předpokládáme stále dělicí frekvenci 1 kHz, i když v praxi by patrně přicházela v úvahu hodnota spíše vyšší, např. dělení středy-výšky v trojpásmové soustavě nebo středy+basy/výšky v dvoupásmové soustavě - typické hodnoty dělicí frekvence v tomto případě jsou obvykle v rozmezí 2,5 až 4 kHz. Na obr. 19 je přerušovanou čarou vykreslena požadovaná fázová charakte-



Obr. 19. Ukázka výsledku přibližné fázové korekce charakteristiky součtového přenosu výhybky typu L-R 2. stupně s dělicí frekvencí 1 kHz

ristika s korekcí (odpovídá přerušované čáře v horní části obr. 18) a plnou čarou je vynesena výsledná fázová charakteristika při použití korekce dvěma patřičně dimenzovanými fázovacími články druhého druhu. Z grafů je patrné, že poměrně dobrého přiblížení požadované křivce, která odpovídá zpoždění 318 μs , je dosaženo až do osminásobku dělicí frekvence. Další pokračování by již bylo velmi náročné, není však ani nutné. Při dělicí frekvenci 3 kHz by hranice dostatečné přesnosti ležela kolem 24 kHz, tedy již mimo slyšitelné pásmo.

Fázovací články se při konstrukci výhybek uplatňují i pro jiné účely, vlastně by se možná dalo říci častěji pro jiné účely, o kterých si ještě povíme. Uvedený příklad je ale dobrou ukázkou toho, čeho se s nimi dá dosáhnout při korekci těch nejhrubších chyb, tj. odchylek fáze součtového signálu od lineárního průběhu (44), který lze považovat za optimální.

7. Alternativní řešení dvoucestných výhybek

Na závěr této části se podíváme na dvě alternativní realizace výhybky. Jednou bude tolikrát již zmiňovaná výhybka vyššího než prvního stupně s jednotkovým součtem. A v druhém případě půjde o modifikaci výhybky sudého stupně s tzv. kompromisním nastavením průběhu součtové amplitudy a součtového výkonu.

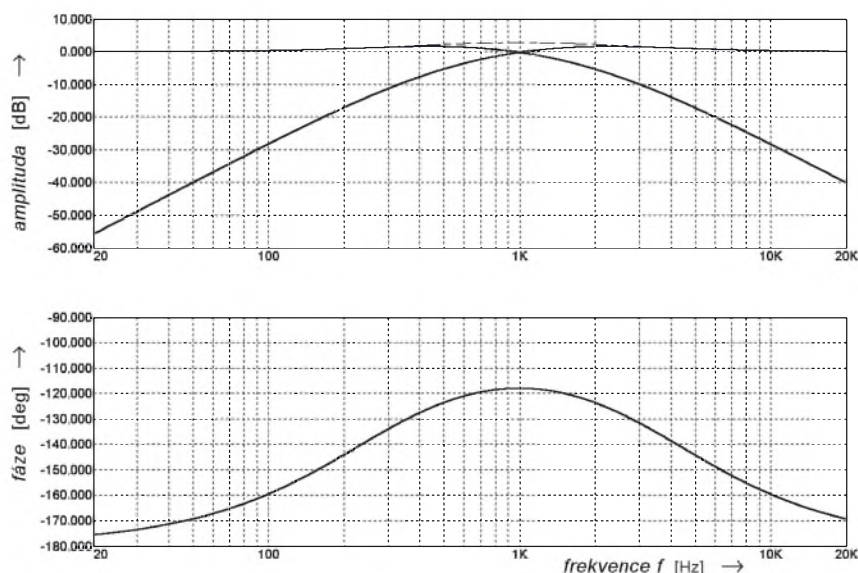
Při návrhu výhybky se strmostí větší než prvního stupně a jednotkovým přenosem vyjdeme z toho, že přenosová funkce, jejíž čítec je totožný se jmenovatelem, dává jednotkový přenos. Jestliže takovou funkci rozdělíme na dvě části, které budou mít shodný jmenovatel a jejichž čítec budou dohromady dávat mnohočlen totožný s mnohočlenem ve jmenovateli, dostaneme při vhodném způsobu rozdělení dvě přenosové funkce, popisující dělicí filtr s jednotkovým součtovým přenosem.

Pro příklad vyjdeme z přenosové funkce Butterworthova typu třetího stupně (35) resp. (36). Jestliže jmenovatel vhodně rozdělíme na dvě části, které použijeme jako čítele dílčích funkcí, dostaneme přenosové funkce:

$$L(s) = [1 + 2 \cdot (s/\omega_0)] / [1 + 2 \cdot (s/\omega_0) + 2 \cdot (s/\omega_0)^2 + (s/\omega_0)^3] \quad (45a)$$

$$a \quad H(s) = [2 \cdot (s/\omega_0)^2 + (s/\omega_0)^3] / [1 + 2 \cdot (s/\omega_0) + 2 \cdot (s/\omega_0)^2 + (s/\omega_0)^3] \quad (45b)$$

Bližší rozbor ukazuje, že je vhodné volit hodnoty koeficientů u členů prvního a druhého stupně ve jmenovateli (a tu-

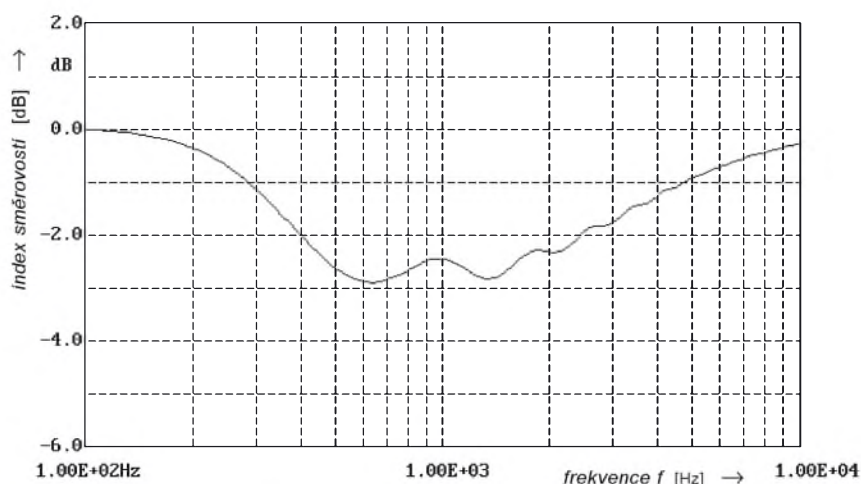


Obr. 20. Charakteristiky výhybky 3. stupně s konstantním součtem

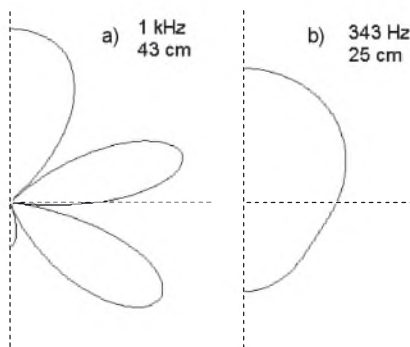
díží i v čítecích) větší než 2. Pro naši demonstraci zvolíme hodnoty 4, dělicí frekvence bude 1 kHz. Amplitudové charakteristiky (silnou čarou) a charakteristiku součtového výkonu (slabou přerušovanou čarou) vidíme v horní části obr. 20. Součtový přenos je z principu realizace jednotkový, součtový výkon má mírné převýšení (dosahující necelých 3 dB) v okolí dělicí frekvence. To by bylo vcelku přijatelné. Ve spodní části obr. 20 vidíme charakteristiku rozdílu fáze obou větví. Tady už je to poněkud horší - v okolí dělicí frekvence je fázový rozdíl přibližně 120 ° a dál od ní se ještě zvětšuje. To signalizuje, že výsledná soustava bude mít značně roztočivou směrovou charakteristiku a s tím související kmitočtovou závislost indexu směrovosti na kmitočtu. To potvrzuje obr. 21, kde je kmitočtová závislost indexu směrovosti pro vzdálenost měničů 5 · $\lambda/4$. Vidíme, že jeho hodnota v dosti širokém pásmu dosahuje významně velkých záporných hodnot, což prakticky znamená, že soustava vyzařuje převážně mimo osu a celkový vyzařovaný výkon je tedy významně větší,

než by vyplývalo z osové charakteristiky. To je dobře patrné i ze směrové charakteristiky soustavy na dělicí frekvenci, kterou ukazuje obr. 22a. Tyto problémy by se omezily, pokud by vzdálenost měničů na dělicí frekvenci byla dostatečně malá (obr. 22b - vzdálenost měničů je $\lambda/4$). Nicméně ani pak by taková výhybka nepřinášela mnoho výhod, poněvadž např. výhybka typu L-R 2. stupně má stejnou limitní strmost (12 dB na oktávu), má konstantní amplitudu součtu a při dostatečně malé vzdálenosti měničů dává navíc přibližně konstantní součtový výkon. Jedinou významnou výhodou výhybky realizované podle (45a, b) resp. s ještě upravenými koeficienty by byl lepší přenos impulsů díky tomu, že součtový přenos (přinejmenším na ose) je konstantní (mimo osu tato výhoda rychle mizí).

Výhybky konstruované na konstantní součtový přenos se v praxi používají zcela výjimečně, zajímavá je především samotná možnost jejich realizace a zajímavá by snad mohla být jejich aplikace např. při některých způsobech zpracování signálů elektrickou cestou.



Obr. 21. Index směrovosti výhybky 3. stupně s konstantním součtem pro dělicí frekvenci 1 kHz a při vzdálenosti měničů 43 cm



Obr. 22. Směrová charakteristika výhybky s konstantním součtem pro dvě varianty dělicí frekvence a vzdálenosti měničů

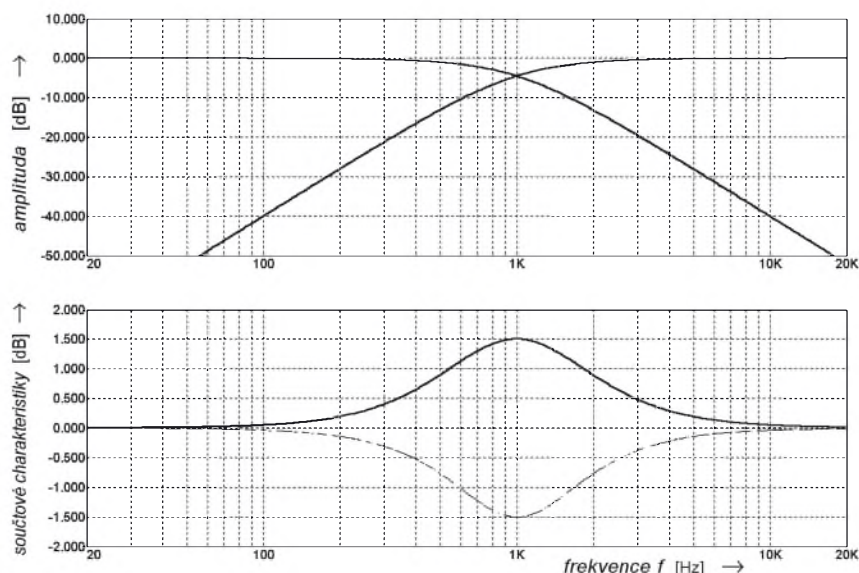
Druhým, tentokrát již prakticky zajištěným alternativním řešením výhybky je jistá modifikace výhybky typu all-pass sudého stupně. Jak jsme si již řekli, nevýhodou těchto výhybek (typu Linkwitz-Riley) je to, že nesplňují podmínku konstantního součtu výkonů, přičemž splňují podmínku konstantní amplitudy součtu. Dále nesplňují podmínku lineární fáze, to však lze - alespoň teoreticky - napravit fázovou korekcí. Discrepanci mezi výkonovou a tlakovou charakteristikou, která je vyjádřena kmitočtovou závislostí indexu směrovosti, odstranit nedokážeme. Můžeme však jistou úpravou přenosových funkcí zavést kmitočtovou závislost součtového tlaku tak, že dosáhneme kompromisu mezi nerovnostmi kmitočtových závislostí součtového akustického tlaku a součtového akustického výkonu (rozumí se v případě, že měniče nejsou „blízko sebe“ - pokud by byly, vyplýval by z konstantního součtu tlaků na ose konstantní akustický výkon).

Jedním takovým možným kompromisem u výhybky druhého stupně je volba činitele jakosti $Q = 1/4 \cdot \sqrt{8}$ (přibližně 0,595). V takovém případě bude součtový akustický tlak na dělicí frekvenci vykazovat převýšení 1,5 dB a součtový akustický výkon (resp. příkon) pokles rovněž 1,5 dB. Příslušné kmitočtové charakteristiky dílčích přenosů pro dělicí frekvenci 1 kHz jsou ukázány v horní části obr. 23. Součtový akustický tlak je plnou čarou vynesena v dolní části tohoto obrázku a součtový akustický výkon je v dolní části téhož obrázku vynesena přerušovanou čarou.

Kmitočtová závislost indexu směrovosti je pro danou geometrickou konfiguraci určena jen čitatelem součtového přenosu, který je též jako u výhybky Linkwitz-Riley, a pro vzdálenost měničů $5 \cdot \lambda/4$ na dělicí frekvenci jej vidíme na obr. 17.

Obdobně můžeme upravit i výhybku L-R 4. stupně. Bude to poněkud složitější, poněvadž je nutné pozměnit více koeficientů. Výsledná přenosová funkce dolní propusti bude mít tvar:

$$L(s) = \frac{1}{[1 + 2,7165 \cdot (s/\omega_0) + 3,6818 \cdot (s/\omega_0)^2 + 2,7165 \cdot (s/\omega_0)^3 + (s/\omega_0)^4]} \quad (46a)$$



Obr. 23. Dílčí amplitudové charakteristiky (nahore), dole je součtová amplitudová charakteristika (plná čára) a součtová výkonová charakteristika (čárkovaná čára) modifikované výhybky 2. stupně

a samozřejmě:

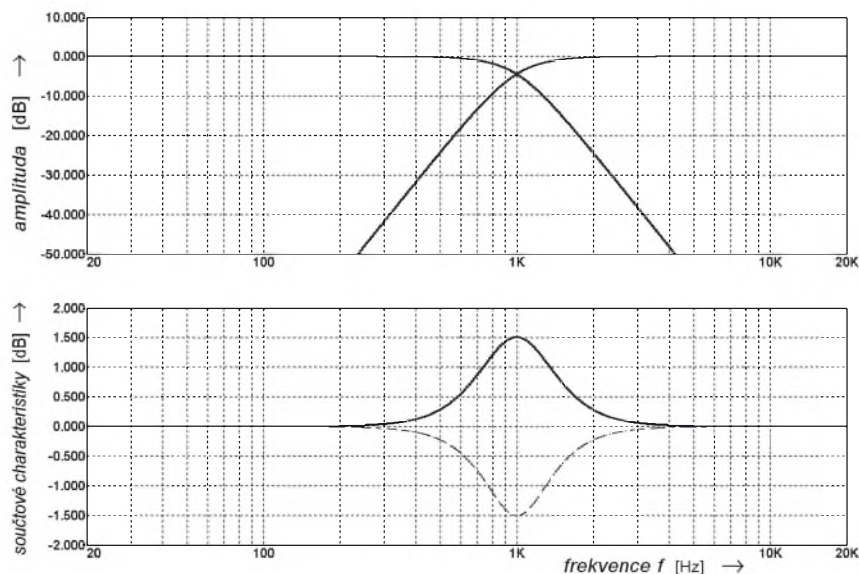
$$H(s) = L(s) \cdot (s/\omega_0)^4. \quad (46b)$$

Příslušné křivky (uspořádané analogicky k obr. 23) jsou na obr. 24.

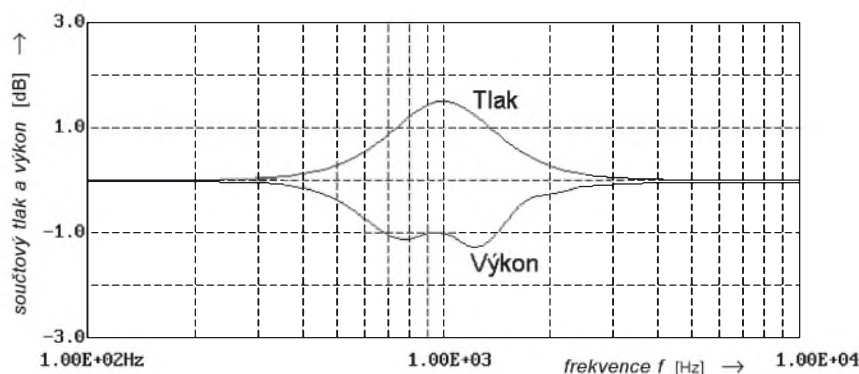
Charakteristiky součtového výkonu a osového tlaku pro dělicí frekvenci 1 kHz a vzdálenost měničů $5 \cdot \lambda/4$ jsou

na obr. 25. Směrové charakteristiky pro dané uspořádání na třetině dělicí frekvence, na dělicí frekvenci a na trojnásobku dělicí frekvence jsou na obr. 26.

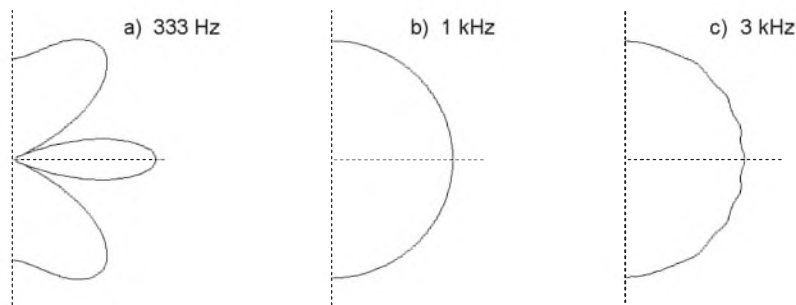
Kmitočtová závislost indexu směrovosti odpovídá průběhům na obr. 17 (jen dělicí frekvence je jiná).



Obr. 24. Charakteristiky modifikované výhybky 4. stupně



Obr. 25. Součtový tlak a součtový výkon modifikované výhybky 4. stupně



Obr. 26. Směrové charakteristiky modifikované výhybky 4. stupně

Autor přiznává, že modifikovaná výhybka čtvrtého stupně patří k jeho favoritům. Zde by se patřilo říci, proč tomu tak je a jaké vůbec výhody a nevýhody mají různé typy výhybek. Něco již bylo řečeno. Stručně si to zopakujeme, mějme však na paměti, že vše, co souvisí se směrovými charakteristikami, indexy směrovosti atd., platí pouze v případě, že vzdálenost měničů není malá oproti vlnové délce na dělicí frekvenci (tj. není menší aspoň než čtvrtina).

Víme, že soustavy s výhybkami typu allpass lichého stupně mají konstantní (jednotkovou) amplitudu součtu a konstantní součtový výkon, mají však vertikálně nesymetrickou směrovou charakteristiku a maximum akustického tlaku leží mimo horizontální osu. Pro výhybky sudého stupně je splněna podmínka konstantní amplitudy součtu, nikoli však konstantního výkonu. U výhybky čtvrtého stupně je odchylka od konstantnosti výkonu omezena na poměrně úzké kmitočtové pásmu a je možno ji omezit modifikováním přenosové funkce, čímž se sice naruší podmínka konstantní amplitudy součtu, narušení ale není příliš dramatické (odchylka 1,5 dB u uváděného příkladu je srovnatelná s obvyklými tolerancemi charakteristik reálných měničů).

Nevýhodou všech výhybek typu allpass je fázové zkreslení, které má za následek zkreslení přenosu impulsů. Výjimkou je pouze výhybka prvního stupně, ta má ovšem malou strmost a tudíž široké pásmo, v němž měniče obou pásem pracují víceméně společně a mohou se tak významně uplatnit nepříznivé jevy na směrové charakteristice.

Výhodnost „korektnějších“ směrových vlastností výhybek sudého stupně je samozřejmě relativní - vede k ostřejší lokalizaci ve stereofonním panoramatu, „bodovějšímu“ charakteru výsledného zvukového zdroje a tím ke konkrétnější prezentaci jednotlivých složek stereofonního obrazu, což může být hodnoceno kladně i záporně (autor se přiklání spíše k té konkrétnosti a ostrosti, proto jeho volba).

Pokud jde o výhybky s konstantním (jednotkovým) součtem vyššího stupně, mohou se efekty související s mimoosovostí vyzařování projevit opět na stereofonním zobrazení, značná odchylka od konstantnosti součtového výkonu však může způsobit i nežádoucí

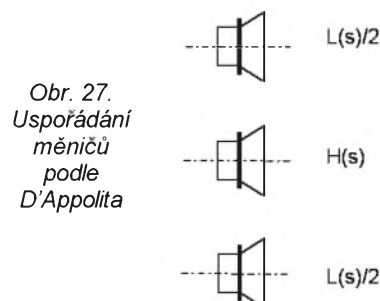
zabarvení zvuku. Teoreticky dokonalý přenos impulsů tuto nevýhodu patrně nepřeváží.

Zajímavým způsobem, jak obejít problém nesymetrie směrových charakteristik u výhybek lichého stupně, je tzv. D'Appolitovo uspořádání. U něj se vychází z toho, že nepříznivé směrové jevy se neuplatní, pokud jsou měniče dostatečně blízko sebe - v ideálním případě bodové měniče v nulové vzdálenosti. To samozřejmě není v praxi proveditelné, což se u uvedeného uspořádání obchází tím, že jeden z dvojice měničů (prakticky vždy ten, který vyzařuje spodní pásmo), se „rozdělí na dva“, čili použijí se dva shodné měniče, které se umístí symetricky vůči měniči zbývajícího (horního) pásma. Dvojice měničů se napájí tak, že na každý se přivádí polovina napětí odpovídajícího příslušnému pásmu. Dvojice se pak chová jako jeden virtuální měnič, jehož střed může být totožný se středem měniče druhého pásma. Uspořádání je naznačeno na obr. 27.

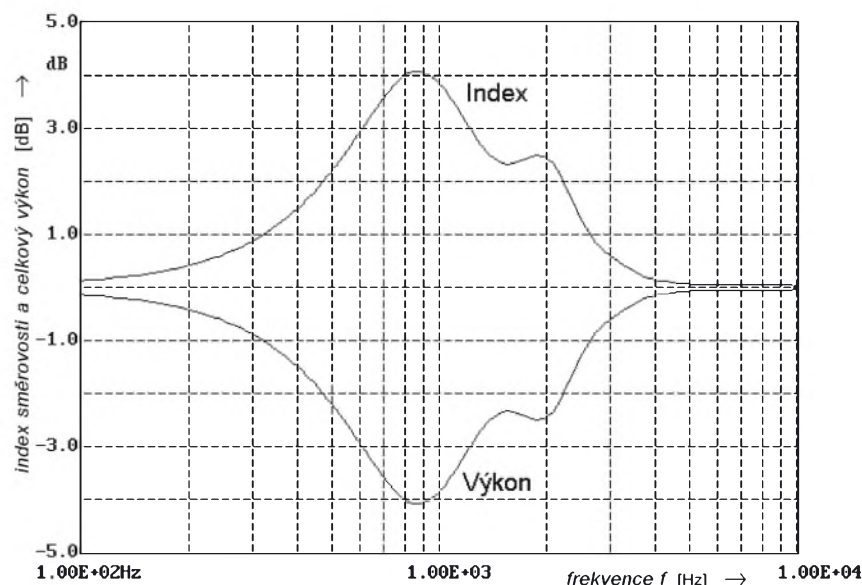
Na první pohled by všechno mělo být v pořádku, je zde však jeden problém. Dvojice měničů zpracovávajících týž signál tvoří soustavu (v ideálním případě dvou bodových zářičů), která má vlastní směrové vlastnosti. Ty samozřejmě závisejí na jejich vzdálenosti v poměru k vlnové délce a výsledná směrová charakteristika se uplatňuje

v celém frekvenčním pásmu, kde tyto měniče pracují, tedy nejen v blízkosti dělicí frekvence. Následkem toho nebude mít výsledná soustava vlastnosti odpovídající soustavě dvou zářičů umístěných v témže bodě (soumístných, koincidentních). To dokumentuje obr. 28, na kterém je vyneseno index směrovosti a vyzářený výkon soustavy podle D'Appolita, uspořádané tak, že vzdálenosti sousedních měničů jsou 0,14 m a je použito výhybky třetího stupně Butterworthova typu o dělicí frekvenci 2,5 kHz (takové nebo podobné uspořádání by se mohlo uplatnit u soustavy s jedním vysokotónovým měničem a dvěma středobasovými měniči o průměru 17 cm).

Porovnáním s obr. 17 zjistíme, že výsledný index směrovosti je pro popsanou soustavu výrazně větší než pro soustavu dvou zářičů s výhybkou typu L-R při optimální geometrii, přičemž maxima není dosaženo v blízkosti dělicí frekvence, nýbrž u frekvencí podstatně nižších. To nemusí být nutně nevýhoda - vyšší index směrovosti je v některých případech dokonce vítán (nevýhodná nicméně může být jeho značná frekvenční závislost). Soustavy v tomto uspořádání se doporučují tam, kde je účelné potlačit vliv prostorového zvuku na celkový sluchový dojem, případně kde je zapotřebí dosáhnout ostřejší lokalizace. Tak je tomu např. u zařízení, která mají splňovat standard THX pro domácí kina.



Obr. 27. Uspořádání měničů podle D'Appolita



Obr. 28. Index směrovosti a celkový výkon soustavy D'Appolita podle textu

8. Odvození vícecestné výhybky

Dosud jsme se zabývali vlastnostmi a uspořádáním dvoucestných výhybek, tedy takových, které jsou tvořeny jedním dolnopropustným a jedním hornopropustným filtrem. Ve všech probíraných příkladech jsme se přitom omezili na případ, kdy přenosové funkce dolní i horní propusti mají shodný jmenovatel. S výjimkou výhybky s konstantním součtem třetího stupně (vzorce 45a, b) pro všechny přenosové funkce platilo, že dávají maximální možnou strmost, což v jazyce výrazů pro přenosové funkce znamená, že dolní propusti mají v čitateli jedničku, zatímco horní propusti pouze člen maximálního možného stupně, shodný (popř. až na znaménko - viz výhybky L-R druhého stupně) s členem nejvyššího stupně ve jmenovateli.

Dělicí frekvenci jsme prozatím označovali ω_0 , takže obecný výraz pro přenosovou funkci dolní propusti výhybky n -tého stupně by se dal psát ve tvaru:

$$L(s) = 1/[1 + p_1 s/\omega_0 + p_2 (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n] \quad (47a)$$

a pro sdruženou horní propust:

$$H(s) = (s/\omega_0)^n [1 + p_1 s/\omega_0 + p_2 (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^2] = (s/\omega_0)^2 L(s) \quad (47b)$$

s tím, že u čitatele horní propusti se někdy může objevit záporné znaménko.

S dvoucestnými výhybkami však obecně nevystačíme. Jsou použitelné buďto pro méně náročné aplikace, zejména dvoupásmové reproduktorové soustavy menších rozměrů, anebo pro některé konstrukce reproduktorových soustav pro vysoké výkony, využívající tzv. středovýškových měničů v tlakovém provedení, a konečně pro puristicky koncipované soustavy - zde je někdy snahou konstruktérů vyhnout se vůbec použití jakékoli výhybky, ale tím se zde nebudeme zabývat.

Pro vyšší nároky obecně potřebujeme výhybky vícecestné a dále se budeme zabývat tím, jak jejich konstrukci odvodit na základě toho, co již víme o výhybkách dvoucestných.

Východiskem pro popis vícecestných výhybek budou opět přenosové funkce sdružené dolní a horní propusti podle výrazů (47a, b). Budeme samozřejmě pracovat s více dělicími frekvencemi, které budeme rozlišovat indexy přidělováními tak, že menší index bude odpovídat nižší dělicí frekvenci.

Pro začátek budeme odvozovat třícestnou výhybku, která je popsána dvěma dělicími frekvencemi $\omega_1 < \omega_2$. Pokud se taková dělicí frekvence objeví ve

výrazu pro přenosovou funkci typu (47a, b) na místě ω_0 , budeme odpovídajícím indexem označovat také příslušnou přenosovou funkci, takže např. přenosová funkce horní propusti výhybky Linkwitz-Rileyova typu druhého stupně s dělicí frekvencí ω_1 bude mít v celé kráse podobu

$$H_1(s) = -(s/\omega_1)^2 [1 + 2s/\omega_1 + (s/\omega_1)^2] \quad (47c)$$

(Připomínám, že záporné znaménko značí zapojení „na rozdíl“ výstupních napětí resp. přepólování příslušné větve).

Vícecestnou výhybku můžeme vytvořit s použitím dvoucestných výhybek dvěma základními způsoby, které pro naši potřebu označíme jako **hvězdicový** a **kaskádní**.

8.1. Hvězdicová vícecestná výhybka

Blokové uspořádání n -cestné hvězdicové výhybky je schématicky znázorněno na obr. 29. Signálová cesta se hvězdicově dělí do příslušného počtu dílčích cest, ve kterých jsou zapojeny filtry, složené z dolních a horních propustí. Nejnižší pásmo je vytvořeno pouze dolní propustí, nejvyšší pouze horní propustí. Indexování naznačuje, že ve zbývajících pásmech je vždy použita dolní propust kombinovaná s horní propustí odpovídající pásmu nejbližší nižšímu. Příklad: v případě třícestné výhybky s dělicími frekvencemi ω_1 a ω_2 bude spodní pásmo tvořeno dolní propustí s mezní frekvencí ω_1 , střední pásmo horní propustí s mezní frekvencí ω_1 a dolní propustí s mezní frekvencí ω_2 , a konečné horní pásmo bude tvořit horní propust s mezní frekvencí ω_2 .

Horní a dolní propusti příslušející té které dělicí frekvenci mohou být v praxi zcela obecného typu, tj. nemusí mít shodné jmenovatele (tak by tomu ostatně mohlo být i u dvoucestné výhybky). Pro zjednodušení však budeme pracovat pouze se sdruženými dolními a horními propustmi. A v prvním přiblížení budeme vícecestnou výhybku sestavovat z dílčích filtrů stejného stupně.

V praxi se z vícecestných výhybek nejčastěji vyskytují výhybky třícestné (třípásmové reproduktorové soustavy). Čtyřcestné uspořádání je spíše výjimkou, kterou najdeme především u soustav pro vyšší výkony (popř. u ozvučo-

vacích systémů složených z velkého počtu dílčích reproduktorových soustav). S pětípásmovým řešením reproduktorové soustavy se autor setkal zatím pouze u jediného typu soustavy a větší počet cest snad nebyl dosud v historii elektroakustiky použit.

Pro vícecestné výhybky by měly být splněny alespoň některé základní podmínky, jako např. podmínka konstantní amplitudy nebo konstantního výkonu. Brzy ale uvidíme, že s jejich splnitelností to není nikterak snadné.

Pro začátek se podíváme na hvězdicovou třícestnou výhybku prvního stupně - jednoduššího nic nenajdeme.

Je popsána třemi přenosovými funkcemi, které sestavíme z přenosových funkcí sdružených dolních a horních propustí prvního stupně. Můžeme je zapsat ve tvaru:

$$L(s) = L_1(s) \quad (48a)$$

$$M(s) = H_1(s) \cdot L_2(s) \quad (48b)$$

$$H(s) = H_2(s) \quad (48c)$$

Dělicí frekvence budou ω_1 a ω_2 . Dílčí přenosové funkce výhybky jsou formálně odvoditelné ze vztahů (22) a (15). Průběhy amplitudových charakteristik pro jednotlivé větve výhybky jsou při dělicích frekvencích (nikoli kruhových) 400 Hz a 2,8 kHz v horní části obr. 30. V dolní části obrázku je plnou čarou vynesena amplituda součtového výkonu, přerušovaně pak součtový tlak (resp. příkon). Vidíme, že výhybky nesplňuje žádnou z uvedených základních podmínek.

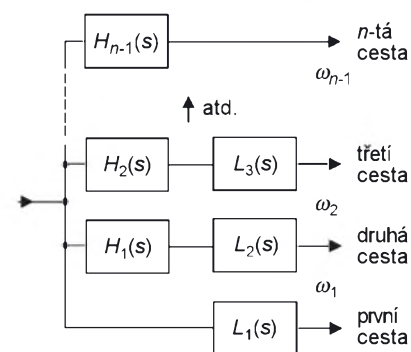
Splnění podmínky konstantní amplitudy součtu můžeme dosáhnout, jestliže přenosovou funkci středního pásma $M(s)$ vynásobíme korekčním faktorem $k = 1 - \omega_2/\omega_1$ (v daném případě 6/7).

Ani potom nebude splněna podmínka konstantního výkonu (ten bude v daném případě vykazovat v oblasti středních frekvencí propad s minimem asi -0,9 dB, což signalizuje směrový efekt), zato však bude splněna podmínka konstantní fáze.

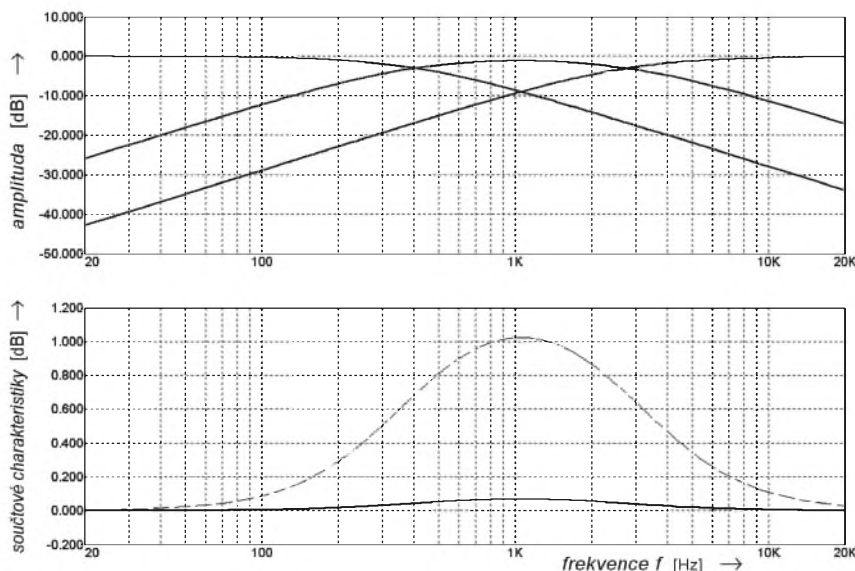
Můžeme se také podívat, jak bude vypadat index směrovosti pro nějakou typickou geometrickou konfiguraci. Zvolíme vzdálenost mezi hlubokotónovým a středotónovým měničem 20 cm a mezi středotónovým a vysokotónovým 15 cm. Zavedeme-li korekci středního pásma na konstantní amplitudu součtu, bude frekvenční závislost indexu směrovosti popsána křivkou podle obr. 31.

Směrový efekt se uplatňuje opět u středních kmitočtů, což se dalo tušit už z výsledků pro samotné přenosové funkce (tedy bez geometrických efektů), maximum indexu směrovosti je v dané konfiguraci poněkud vyšší, než by odpovídalo součtovému příkonu.

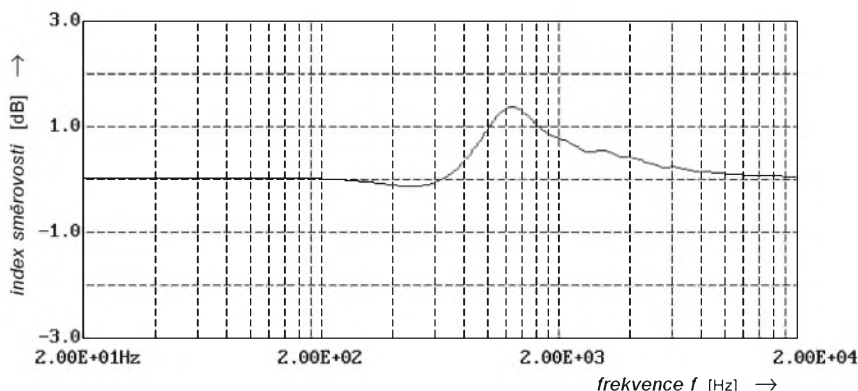
Z uvedených výsledků je patrné, že vlastnosti vícecestné výhybky pokud jde o splnění „základních podmínek“ v žádném případě jednoduše nevyplý-



Obr. 29. Hvězdicová n -cestná výhybka



Obr. 30. Charakteristiky hvězdicové třicečné výhybky prvního stupně



Obr. 31. Index směrovosti hvězdicové třicečné výhybky prvního stupně

vají z vlastností dvoucestné výhybky, která byla východiskem pro vícecestné uspořádání.

U výhybek vyšších stupňů již není obecně možné dosáhnout splnění základních podmínek žádným jednoduchým způsobem.

Pokud bychom za hlavní cíl považovali splnění podmínky konstantní amplitudy součtu nebo konstantního součtového výkonu, bylo by toho možno dosáhnout vhodnou korekcí frekvenční charakteristiky zařazenou ještě před vstupem výhybky. Takové zásahy však mají význam pouze při optimalizaci konkrétní reproduktorové soustavy, poněvadž geometrické efekty vylučují jednoduché odvození takové korekce pouze z přenosových funkcí.

Má ale význam zajímat se o to, jak dosáhnout pokud možno co nejplyššího průběhu amplitudy součtu nebo součtového výkonu tou nejjednodušší metodou, kterou máme k dispozici, totiž korekčním faktorem ve středním pásmu, tj. kmitočtově nezávislou korekcí přenosu v tomto pásmu (jsme stále u třicečných výhybek).

Podívejme se nejprve, jak se bude chovat třicečná výhybka složená z filtrů typu Linkwitz-Riley druhého stupně. Na obr. 32 jsou dílčí amplitudo-

vé charakteristiky, součtový tlak a součtový výkon pro stejnou kombinaci dělicích frekvencí jako v předchozím případě. Přenos ve středním pásmu je již korigován na maximálně plochý průběh amplitudy součtu, v daném případě je hodnota korekčního činitele -1,054. Záporné znaménko znamená, že polarita ve středním pásmu je opačná opro-

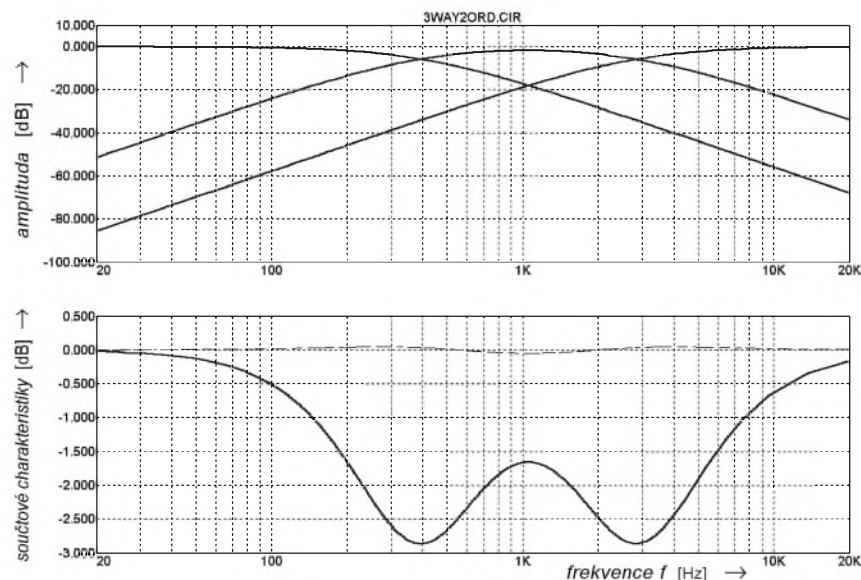
ti okrajovým pásmům (nic překvapivého, uvážíme-li, jak je nutno zapojovat výhybku druhého stupně v dvoupásmovém provedení). Maximální hodnota odchylky amplitudy součtového tlaku (přerušovaná čára v dolní části obrázku) od konstanty (jedničky) nepřesahuje 0,05 dB. Potřebná hodnota korekčního faktoru se pohybuje v závislosti na poměru dělicích frekvencí v rozmezí od 1,027 do 1,106, leží-li poměr dělicích frekvencí v rozmezí od 10 do 5 (většímu poměru odpovídá menší hodnota korekčního faktoru). Součtový výkon je značně kmitočtově závislý, což opět není nic překvapivého - obdobně tomu je již u dvoucestné výhybky druhého stupně.

Dalším prakticky zajímavým typem třicečné výhybky je výhybka vytvořená z Butterworthových filtrů třetího stupně. Její charakteristiky bez použití korekce středního pásma pro stále tytéž dělicí frekvence jsou na obr. 33.

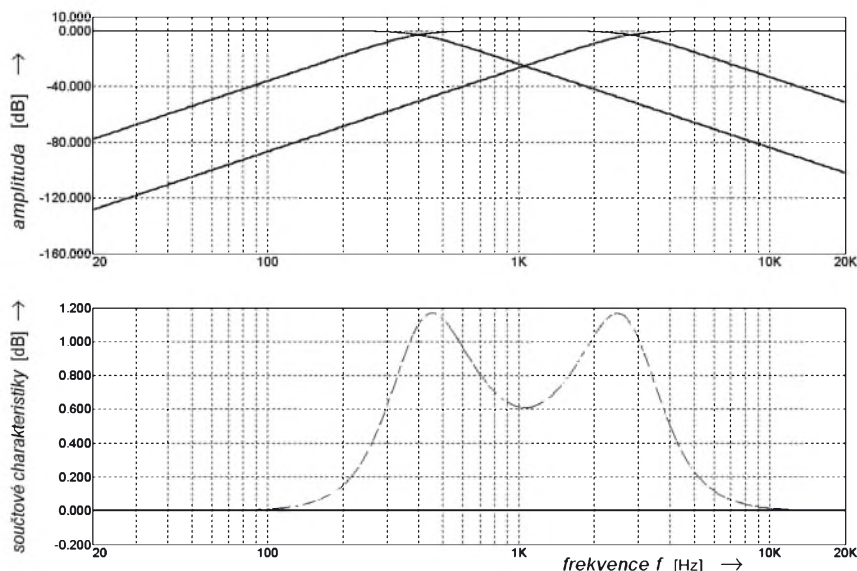
U této výhybky je pozoruhodné, že vykazuje konstantní průběh součtového výkonu (silná plná čára ve spodní části obr. 33). Amplituda součtu má poměrně značnou kmitočtovou závislost. Bylo by možné korigovat ji změnou přenosu ve středním pásmu (v daném případě má korekční faktor hodnotu -1, což značí přepólování středního pásma oproti krajním), bylo by to však na úkor průběhu součtového výkonu. Minimální dosažitelné odchylky při kompromisní volbě korekčního faktoru by činily několik desetin decibelu.

Toto provedení výhybky se zjevně hodí především tam, kde záleží na průběhu výsledného výkonu, i když je jasné, že geometrie uspořádání měničů konečný výsledek ještě ovlivní. To ukazuje obr. 34, na kterém je průběh indexu směrovosti pro obdobné uspořádání, pro jaké byl vykreslen obr. 31.

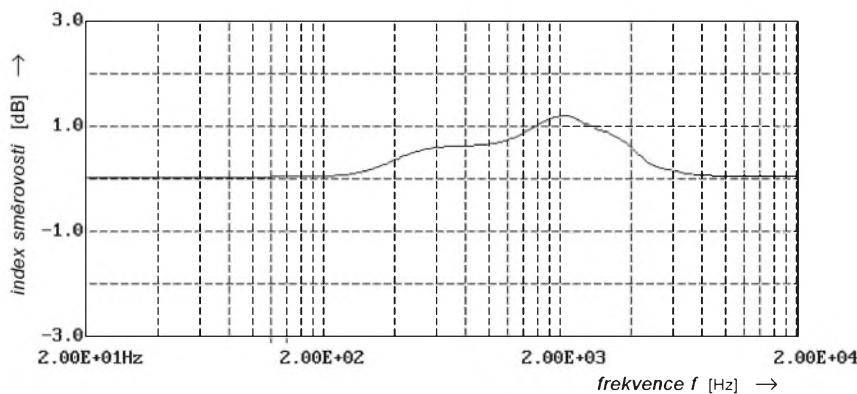
Na obr. 35 pak najdeme charakteristiky hvězdicové třicečné výhybky s filtry typu Linkwitz-Riley čtvrtého stupně a dělicími frekvencemi opět 400 Hz



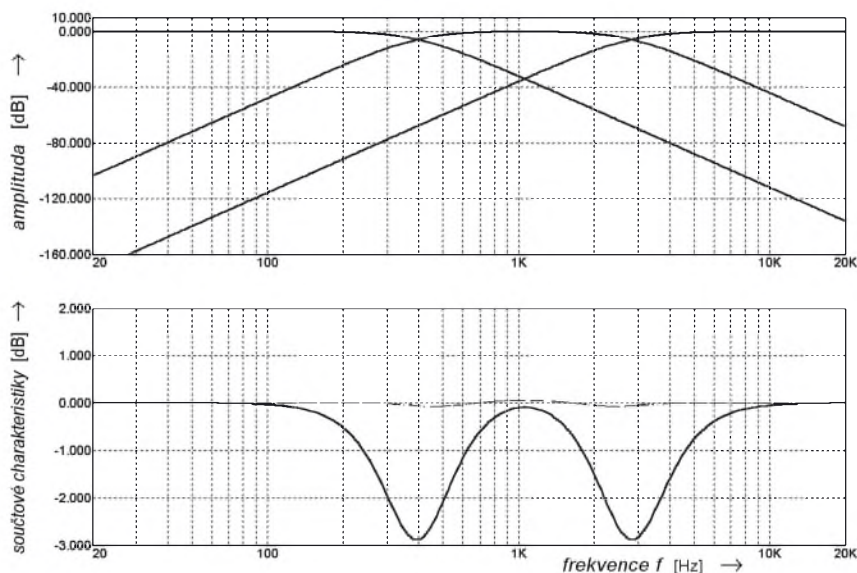
Obr. 32. Charakteristiky hvězdicové třicečné výhybky druhého stupně



Obr. 33. Charakteristiky hvězdicové třicestné výhybky 3. stupně



Obr. 34. Index směrovosti hvězdicové třicestné výhybky 3. stupně



Obr. 35. Charakteristiky hvězdicové třicestné výhybky s filtry typu L-R čtvrtého stupně

a 2,8 kHz. Přenos středního pásma je korigován na maximálně plochou součtovou amplitudou koeficientem 1,03. Maximální odchylka součtové amplitudy od jedničky nepřesahuje 0,07 dB a charakteristika součtového výkonu (plná čára ve spodní části obrázku) vykazuje zjevnou spřízněnost s obdobnou výhybkou druhého stupně.

8.2. Kaskádní vícecestná výhybka

Tento způsob vytvoření vícecestné výhybky s použitím dvoucestných dělicích filtrů by se dal zhruba popsat takto: Vezmeme dvoucestnou výhybku s dělicí frekvencí odpovídající jedné z těch, které potřebujeme. Na jeden

z jejich výstupů zařadíme další dvoucestnou výhybku s další dělicí frekvencí. Pokud tato dělicí frekvence bude vyšší než ta první, musíme použít hornopropustný výstup prvního dělicího filtru nebo opačně. Případné další cesty tvoříme analogicky. Možných kombinací s přibývajícím počtem cest přibývá - třicestnou výhybku můžeme vytvořit dvěma způsoby, čtyřcestnou již pěti způsoby. Jedno možné třicestné uspořádání, kterým se budeme zabývat dále, je blokově znázorněno na obr. 36.

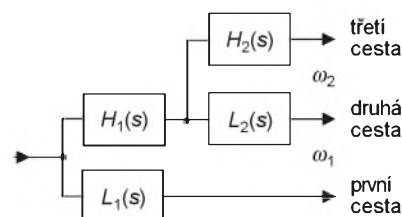
Podívejme se nejprve, jak toto uspořádání bude fungovat v případě použití filtrů prvního stupně.

Dělicí filtr prvního stupně má konstantní součet, takže součet signálů na výstupech filtrů $L_2(s)$ a $H_2(s)$ bude stejný jako vstupní signál, tedy to, co je na výstupu $H_1(s)$. Když k tomu přičteme $L_1(s)$, dostaneme jedničku, takže celá trojcestná kombinace splňuje podmínku konstantního součtu (a tím také fáze). Obdobnou úvahou bychom dospěli k tomu, že je splněna i podmínka konstantního výkonu. Výpočet to potvrzuje a příslušné dílčí amplitudové charakteristiky na obr. 37 (se starými známými dělicími frekvencemi) to ilustrují. Hlavní rozdíl v průběhu dílčích amplitudových charakteristik oproti filtru hvězdicovému spočívá v tom, že limitní strmost hornopropustné větve (třetí cesta na obr. 36) dosahuje 12 dB na oktávu. To je celkem pochopitelné, jelikož signál do výstupu třetí cesty prochází přes dva hornopropustné filtry, jejichž strmosti se pro dostatečně nízkou frekvenci sčítají.

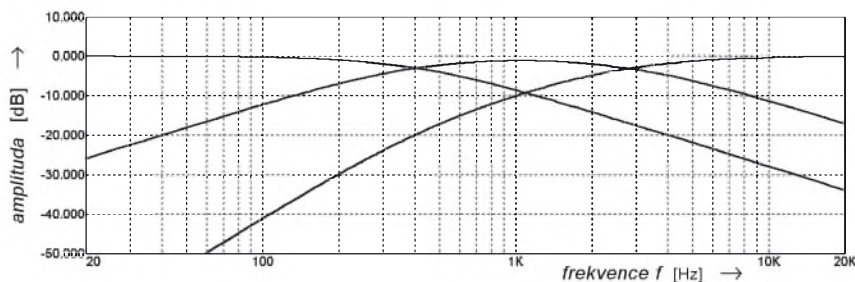
Vyšší strmost v hornopropustné větvi není na závadu, naopak je spíše výhodná, poněvadž zlepšuje ochranu vysokotónového reproduktoru před přetížením signály nízkých kmitočtů. Zdá se tedy po všech stránkách, že toto provedení výhybky je výhodnější nežli provedení hvězdicové.

Použijeme-li pro výchozí dělení kmitočtů filtry druhého stupně splňující podmínku konstantní amplitudy součtu, tedy filtry typu Linkwitz-Riley, bude situace poněkud složitější.

Signály v horní a střední cestě se již nesečtou na jedničku (vlastně neodečtou, poněvadž u výstupního signálu jednoho z filtrů musíme obrátit polaritu), nýbrž dostaneme součtový přenos s konstantní amplitudou, avšak kmitočtové závislou fází - tedy to, co jsme nazvali allpass. Součet signálů druhé a



Obr. 36. Kaskádní třicestná výhybka s druhým dělením v hornopropustné cestě prvního dělicího filtru



Obr. 37. Amplitudové charakteristiky kaskádní třícestné výhybky 1. stupně

třetí cesty bude dán jako tento přenos allpass vynásobený přenosem $H_1(s)$. Kdyby allpassového fázového zkreslení nebylo, dostali bychom po následném přičtení (resp. odečtení) $L_1(s)$ jako výsledný přenos základní allpass tvořený filtry $L_1(s)$ a $H_1(s)$, splňující podmínku konstantní amplitudy součtu. Bohužel přídatný fázový posuv pocházející z druhého stupně dělení nás o tuto idyly připraví.

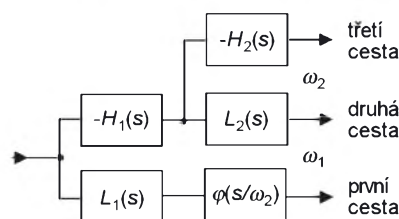
Můžeme si však pomoci tím, že do výstupu první cesty za filtr $L_1(s)$ zařadíme fázovací článek, který bude kopírovat fázovou charakteristiku součtového přenosu $L_2(s) + H_2(s)$. Tím dosáhneme splnění podmínky konstantní amplitudy součtu u celého třípásmového filtru. Blokově je to znázorněno na obr. 38. Na tomto obrázku je také znaménky u přenosových funkcí naznačeno, kde se musí obrátit polarita v případě, že používáme filtry typu Linkwitz-Riley druhého stupně.

Přenosová funkce fázovacího článku z obr. 38 bude mít tvar:

$$\varphi(s/\omega_2) = (s/\omega_2 - 1)/(s/\omega_2 + 1) \quad (49)$$

a půjde o nejjednodušší možný fázovací článek 1. druhu.

Základní charakteristiky výhybky druhého stupně podle obr. 38 jsou na obr. 39. V horní části jsou amplitudové charakteristiky jednotlivých větví, ve spodní pak charakteristika součtového přenosu a součtového výkonu. Součtový přenos má charakteristiku rovnou (přerušovaná čára), součtový výkon (plná čára) je kmitočtově závislý. To samozřejmě není žádné překvapení, poněvadž kmitočtově závislý součtový výkon má již výchozí dvoucestný filtr. Fázový úhel součtového přenosu se mění od 0° do 360° stejně jako u obdobné výhybky v hvězdicovém provedení. Minima součtového výkonu jsou oproti hvězdicovému provedení (obr. 32) poněkud hlubší. Celkově se zdá, že



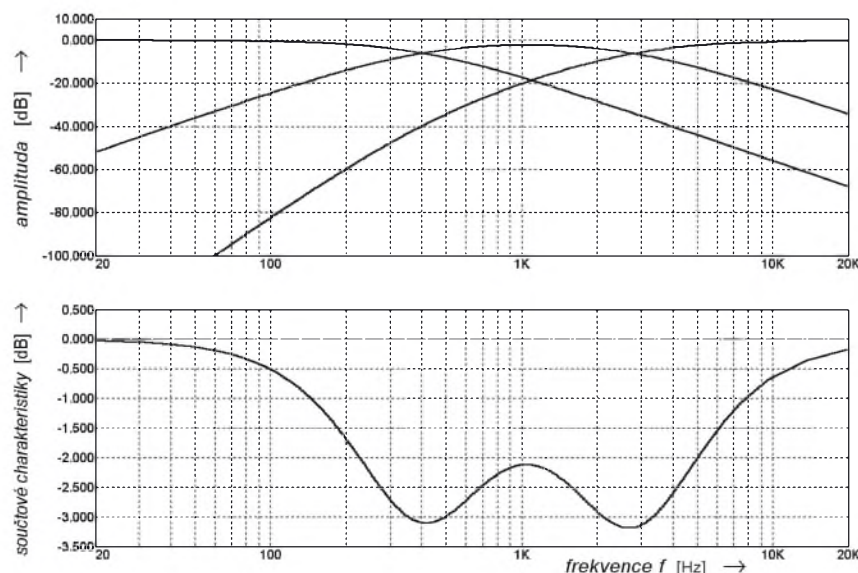
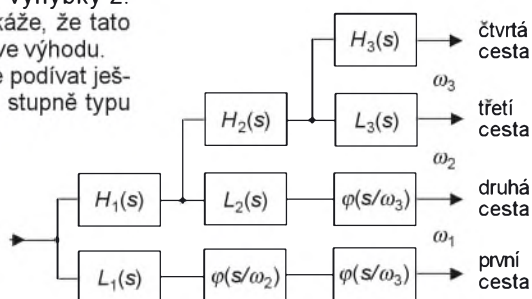
Obr. 38. Třícestná kaskádní výhybka s přídatným fázovacím článkem

díky nutnosti použití přídatného fázovacího článku a větší kmitočtové závislosti součtového výkonu je tato výhybka méně výhodná než výhybka v hvězdicovém uspořádání. Ta sice nemá přesně rovný průběh součtové amplitudy, odchylky jsou však vcelku zanedbatelné. Časem však uvidíme, že kaskádní uspořádání může právě v souvislosti s fázovými vlastnostmi přinášet jistě ne právě zanedbatelné výhody.

Naprosto stejný postup, jaký jsme použili u výhybky 2. stupně, můžeme použít pro kaskádní výhybku 3. stupně. Blokové uspořádání bude stejné (obr. 38), stejná budou znaménka u dílčích přenosových funkcí a stejný bude i korekční fázovací článek. Amplituda součtového přenosu bude konstantní, rovněž tak součtový výkon. Fázový úhel se bude měnit od 0° do 360° . Tato výhybka má tedy jednoznačně lepší vlastnosti než výhybka 3. stupně v hvězdicovém uspořádání, nepříjemná je jen nutnost použít korekční fázovací článek. Avšak stejně jako u výhybky 2. stupně i zde se časem ukáže, že tato nevýhoda se může obrátit ve výhodu.

Pro úplnost se můžeme podívat ještě na kaskádní výhybku 4. stupně typu

Obr. 40. →
Příklad čtyřcestné kaskádní výhybky



Obr. 39. Charakteristiky třícestné kaskádní výhybky druhého stupně

Linkwitz-Riley. Také ta by se realizovala podle blokového schématu na obr. 38, pouze by odpadla záporná znaménka. Potřebný korekční fázovací článek by však měl přenosovou funkci ve tvaru:

$$\varphi(s/\omega_2) = [(s/\omega_2)^2 - \sqrt{2} \cdot (s/\omega_2) + 1] / [(s/\omega_2)^2 + \sqrt{2} \cdot (s/\omega_2) + 1]. \quad (50)$$

Amplitudová charakteristika součtového přenosu by byla plochá, součtový výkon by vykazoval dvě minima velmi podobně, jak je tomu na obr. 35, fázový posun součtového výstupního signálu oproti vstupnímu by se měnil v rozmezí 0° až 720° stejně jako u hvězdicové výhybky.

Jak už bylo řečeno, čtyřcestné kaskádní uspořádání lze realizovat více způsoby. Jeden z nich, který má jisté praktické výhody, je blokově znázorněn na obr. 40 i s příslušnými fázovacími články.

Teď si dovolím trochu předběhnout. Výhodnost uspořádání podle obr. 40 a obr. 38 spočívá v tom, že funkce fázovacích článků může být přinejmenším zčásti nahrazena vlastním akustickým zpožděním samotných reproduktorů v nižších cestách oproti reproduktorům ve vyšších cestách. Pak může být některý z fázovacích článků vypuštěn anebo může být struktura výhybky přinejmenším zjednodušena. K tomu se však ještě dostaneme.

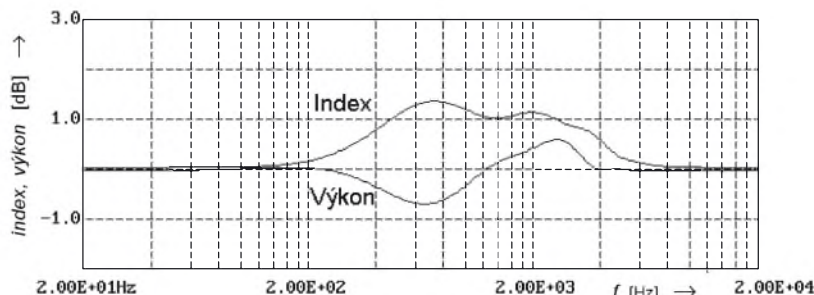
Prozatím jsme ve všech probíraných variantách výhybek počítali s tím,

že stupeň všech použitých filtrů je stejný. Dosti často se však používají výhybky, které tuto podmínku nesplňují.

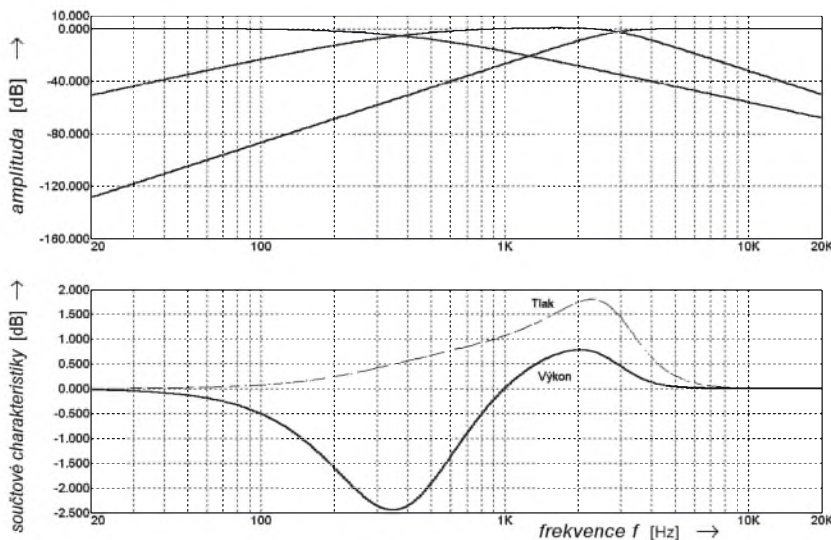
Asi prakticky nejzajímavější je provedení třicestné výhybky, u kterého spodní dělicí filtr je druhého stupně (Linkwitz-Riley) a horní třetího stupně (Butterworth). Pro oddělení vysokotónového reproduktoru je totiž účelné použít filtr s vyšší strmostí, poněvadž tak se více omezí riziko přetížení měniče složkami signálu s nízkými kmitočty. U filtru druhého stupně se navíc při nižším dělicím kmitočtu dá počítat s tím, že nedodržení podmínky konstantního výkonu pro přenosové funkce se tolik neuplatní, poněvadž při relativně malé vzdálenosti měničů se bude s dostatečnou přesností sčítat akustický tlak v celém prostoru. To ilustruje obr. 41. Na tomto obrázku je uvedena charakteristika indexu směrovosti pro soustavu s uvedenou třicestnou výhybkou ve hvězdicovém uspořádání s dělicími frekvencemi 400 Hz a 2,8 kHz, vzdáleností mezi hlubkovým a středovým měničem 20 cm a mezi středovým a výškovým 15 cm. Na obr. 42 jsou dílčí amplitudové charakteristiky, průběh součtového tlaku a součtového příkonu. Přenos ve středním pásmu je korigován koeficientem 1,15, kterým je přibližně optimalizován průběh skutečného vyzářeného výkonu na co možná nejmenší zvlnění charakteristiky. Polarity horní a dolní větve je shodná, střední větev je oproti horní a dolní větvi přepólována. Je zřejmé, že teoretický průběh vyzářeného výkonu je plošší než průběh křivky součtového výkonu (resp. příkonu). To je dáno poměrně malou vzdáleností mezi hlubkotónovým a středotónovým měničem (v daném případě přibližně $0,23 \cdot \lambda$ na dělicí frekvenci).

Na dalších dvou obrázcích (obr. 43 a obr. 44) jsou obdobné průběhy pro kaskádní řešení výhybky 2. + 3. stupně, tentokrát s vynechaným fázovacím článkem (čili přesně podle obr. 36) a přenosem střední větve korigovaným koeficientem 1,12 na pokud možno plochý průběh vyzářeného výkonu (tím se také vyrovnává chyba součtového tlaku, vzniklá vynecháním fázovacího článku - vlastně již nastává mírné překompenzování).

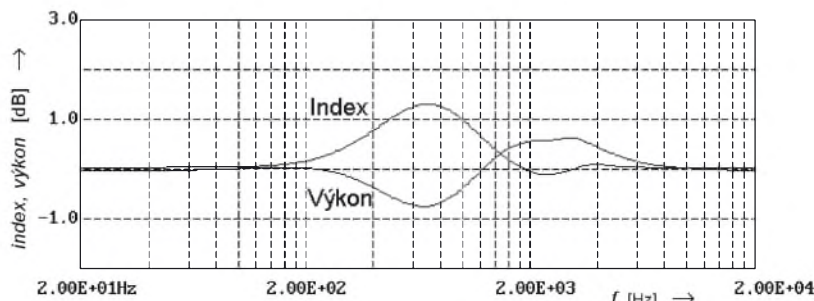
Z porovnání obou dvojic obrázků je patrné, že rozdíly nejsou nijak propastné. Kaskádní varianta má při zhruba stejném zvlnění vyzářeného výkonu plošší průběh amplitudy součtového tlaku. Maximální hodnota indexu směrovosti je opět u obou variant přibližně stejná, u kaskádního uspořádání je však zvlnění průběhu indexu směrovosti omezeno na méně rozsáhlou frekvenční oblast. Pokud jsou naším cílem co nejmenší odchylky vyzářeného výkonu, indexu směrovosti a amplitudy součtového tlaku od konstantního průběhu, pak by kaskádní uspořádání patrně zasloužilo vyšší preferenci oproti hvězdicovému, a to jak v právě popsa-



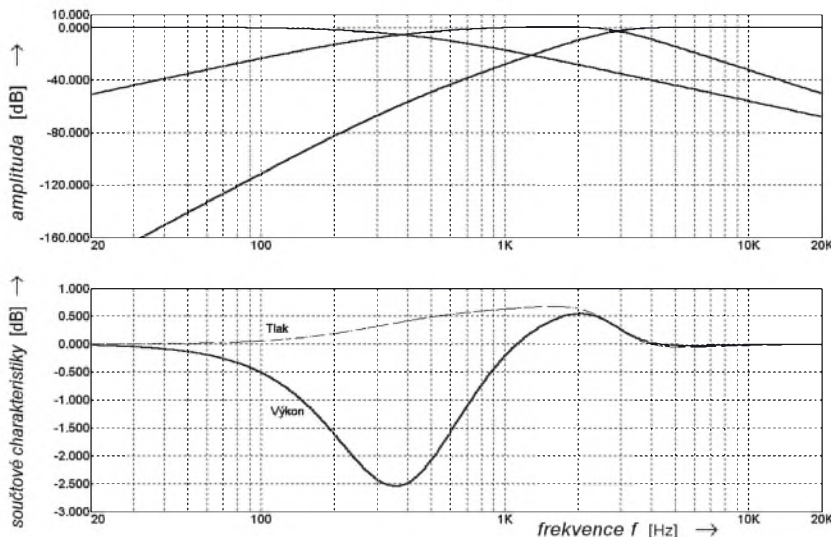
Obr. 41. Charakteristika indexu směrovosti a vyzářeného výkonu třípásmové soustavy s hvězdicovou výhybkou 2. + 3. stupně



Obr. 42. Amplitudové charakteristiky a charakteristika součtového výkonu (resp. příkonu) hvězdicové třicestné výhybky 2. + 3. stupně



Obr. 43. Průběh vyzářeného výkonu a indexu směrovosti u třicestné výhybky 2. + 3. stupně v kaskádním uspořádání



Obr. 44. Amplitudové charakteristiky a průběh součtového výkonu (resp. příkonu) u třicestné výhybky 2. + 3. stupně v kaskádním uspořádání

ném případě, tak i ve všech předchozích variantách třicestné výhybky.

Zcela obdobně je tomu i u čtyřcestné výhybky, tu však již nebudeme podrobně probírat.

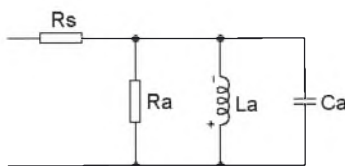
Řešení třicestné výhybky s kombinací filtrů druhého a třetího stupně je dosti časté u reproduktorových soustav s pasivním dělením, pro aktivní řešení je méně zajímavé.

Jak je (alespoň doufám) patrné z předchozího výkladu, je kaskádní řešení vícecestných výhybek poněkud výhodnější nežli hvězdicové, pokud výsledek posuzujeme z hlediska vyrovnání amplitudové charakteristiky součtového přenosu. Pokud jde o součtový výkon, přejímají kaskádní výhybky vlastnosti výchozích dvoucestných filtrů a po stránce konečného efektu je skóre mezi hvězdicovým a kaskádním uspořádáním celkem vyrovnané. Nevýhodou kaskádního řešení je nutnost používat přídatné fázovací články, má-li být řešení korektní. Jejich vynechání však způsobuje jen nevelké chyby, které je možno vyrovnat úpravou zesílení v jednotlivých větvích výhybky, a jak již bylo naznačeno, vlastní zpoždění reproduktorů může při vhodném uspořádání výhybky zařazení fázovacích článků přinejmenším do jisté míry nahradit. I při vynechání fázovacích článků je však u výhybky s kaskádním uspořádáním větší fázové zkreslení součtového signálu oproti výhybce v uspořádání hvězdicovém; to mimo jiné souvisí s nárůstem strmosti výhybky v pásmu, která procházejí přes více filtrů v kaskádě. Jak už bylo naznačeno, nemusí to být nutně nevýhoda.

9. Korekce vlastností reproduktorů

Veškeré dosavadní úvahy ve vztahu k přenosovým funkcím se týkaly výstupního akustického tlaku. Pokud by jejich výsledky měly být přímo použitelné na elektrické obvody realizující výhybku, nesměly by přenosové cesty obsahovat žádné další kmitočtové závislé prvky. Při použití těchto výsledků pro odvození vlastností reproduktorové soustavy bychom vlastně museli předpokládat, že výhybka spolupracuje s ideálními elektroakustickými měniči, přičemž tato ideálnost by spočívala v nulových rozměrech a kmitočtové nezávislém přenosu.

Skutečné elektroakustické měniče se však ideálně nechovají. Proto se nyní podíváme, jak se jejich reálné vlastnosti projevují na chování reproduktorové soustavy a co se dá udělat s případnými chybami, způsobenými tím, že se pohybujeme ve světě reálných měničů. Omezíme se přitom na elektrodynamické měniče, tedy to, co se běžně v jazyce českém označuje



Obr. 45. Zjednodušené náhradní schéma elektrodynamického reproduktoru

jako dynamický reproduktor. (V anglofonní literatuře slovo loudspeaker označuje celou reproduktorovou soustavu stejně jako v německé Lautsprecher).

Chování dynamického reproduktoru můžeme v prvním přiblížení popsat zjednodušeným elektrickým náhradním schématem podle obr. 45.

V tomto schématu R_s představuje stejnosměrný odpor kmitací cívky, R_a reprezentuje mechanické a aerodynamické ztráty v kmitacím systému reproduktoru, L_a zastupuje poddajnost závěsu reproduktoru a C_a odpovídá hmotnosti kmitacího systému. Proud tekoucí kondenzátorem C_a je úměrný objemové rychlosti vzduchu, uváděného do pohybu membránou a tím také akustickému tlaku v jisté vzdálenosti od měniče. Přenosová funkce popisující vztah mezi výstupním akustickým tlakem a vstupním napětím na měniči má tvar horní propusti druhého stupně ve tvaru:

$$P(s) = k \cdot (s/\omega_r)^2 / [1 + (s/Q \cdot \omega_r) + (s/\omega_r)^2] \quad (51)$$

Konstanta k je určena elektromechanickými parametry měniče a vlastnostmi vzduchu a odpovídá přenosové konstantě měniče v oblasti, kde se neuplatňuje kmitočtová závislost (tj. pro „nekonečnou frekvenci“), frekvence ω_r je rezonanční frekvence obvodu tvořeného prvky L_a a C_a , která je totožná s rezonanční frekvencí reproduktoru. Paralelní rezonanční obvod je při připojení zdroje napětí na vstupní svorky tlumen paralelní kombinací odporů R_s a R_a a činitele jakosti takto tlumeného obvodu je Q ze vzorce (51). Tento činitel jakosti je pro samotný reproduktor totožný s činitelem jakosti Q_{TS} , který bývá udáván mezi technickými parametry reproduktorů jako jeden z tzv. Thiele-Smallových parametrů. Pokud je ovšem reproduktor vestavěn v ozvučnici, je konkrétní hodnota činitele jakosti ovlivněna její konstrukcí, neodpovídá již tabulkovým hodnotám a je nutné stanovit ji na základě měření, nejsnáze s pomocí měření impedanční charakteristiky reproduktoru.

Při připojení měniče na výstup výhybky je výstupní akustický tlak dán součinem budicího napětí, přenosové funkce ze vzorce (51) a přenosové funkce příslušné větve výhybky. Oproti původní, krásně teoreticky vymyšlené frekvenční charakteristice výhybky se tedy ve výsledném přenosu objeví další frekvenční závislost, která je jaksi na-

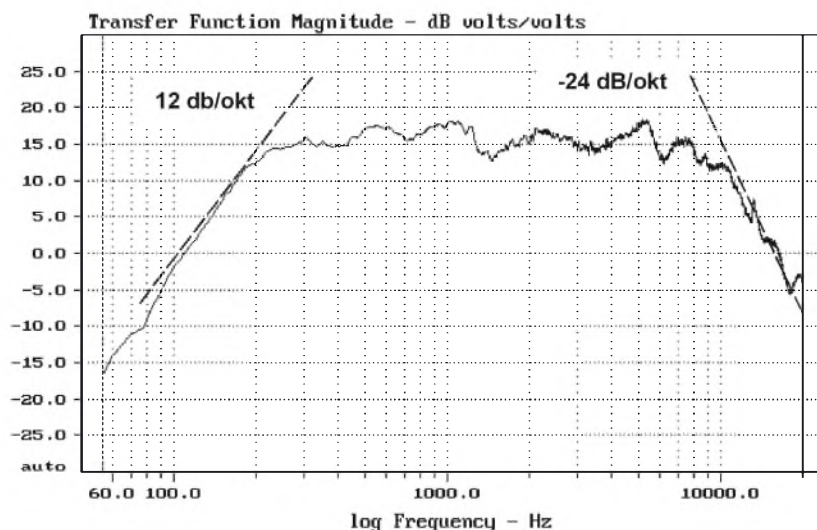
víc. Účelem korekce vlastností reproduktoru je tedy tuto přídatnou frekvenční závislost zcela vyloučit nebo alespoň potlačit její vliv na výsledné chování celé reproduktorové soustavy.

Přenosová funkce ze vzorce (51) není jediná frekvenční závislost, která ovlivňuje chování reproduktoru. Pokud by se jednalo pouze o ni, způsobovala by omezení přenosu signálů o nízkých frekvencích pod rezonanční frekvencí s limitní strmostí 12 dB na oktávu. Takto jednoduše se (alespoň přibližně a jen pokud jde o akustické pásmo) chovají pouze velmi kvalitní vysokotónové reproduktory. Jejich rezonanční frekvence leží zpravidla v rozmezí 500 Hz až 2 kHz.

U středotónových a hlubokotónových reproduktorů se uplatňuje další významný jev, totiž omezení přenosu vysokých kmitočtů v důsledku nedokonalé mechanické vazby mezi kmitací cívkou a membránou. Spojovací člen mezi kmitací cívkou má jistou poddajnost a membrána má jistou hmotnost. To dohromady tvoří mechanický filtr, který by v nejjednodušším případě omezoval přenos vysokých kmitočtů se strmostí opět 12 dB na oktávu. Ve skutečnosti je ale přenos kmitů z kmitací cívky na membránu podstatně složitějším jevem, takže výsledná strmost omezení vysokých kmitočtů je větší a v oblasti, ve které omezení nastává, již k popisu chování reproduktoru nestačí jednoduchý elektromechanický model. Typicky je strmost poklesu amplitudové charakteristiky nad horní mezní frekvencí reproduktoru 24 dB na oktávu i více. Ilustruje to amplitudová charakteristika naměřená na konkrétním středotónovém reproduktoru, která je uvedena na obr. 46 (čísla vlevo na svislé ose značí decibely vztažené k interní referenci měřicího systému, nejedná se tedy o údaj citlivosti reproduktoru).

Pokud bychom ponechali stranou zvlnění amplitudové charakteristiky, která jsou způsobena převážně vlnovými jevy různého druhu (difrakce na ozvučnici, difrakce na okraji membrány, vlastní kmity membrány apod.), mohli bychom přenosovou charakteristiku podle obr. 46 dosti dobře aproximovat kombinací horní propusti Butterworthova typu s mezní frekvencí přibližně 240 Hz a dolní propusti typu Linkwitz-Riley s mezní frekvencí přibližně 9 kHz. Přesnější stanovení aproximací je velmi náročný úkol, který se neobejde bez měření fázových charakteristik, přičemž samo měření fázových charakteristik reproduktorů by bylo téma na samostatný obsáhlý článek.

Předpokládejme nyní, že víme, jakými přenosovými funkcemi popsat kmitočtovou charakteristiku reproduktoru jako elektroakustického měniče. Při konstrukci výhybky pro reproduktorovou soustavu musíme však vzít v úvahu ještě jednu okolnost. Přenosová charakteristika vlastního měniče popisuje jeho chování bez uvážení geometric-



Obr. 46. Amplitudová charakteristika středotónového reproduktoru

kých efektů, speciálně bez vlivu zpoždění, které vzniká při šíření zvukových vln od reproduktoru k bodu měření resp. poslechu, tedy jaksí v „nulové vzdálenosti“ od měniče.

Problém spočívá v tom, že není tak docela zřejmé, odkud by vzdálenost měla být stanovena. Tady se musíme podívat na to, jak je konkrétní reproduktor vyroben. Pohyb membrány je působen silou, která se na ni přenáší z kmitací cívky. O kmitací cívce můžeme celkem bez obav předpokládat, že vůči budicímu napětí se pohybuje bez zpoždění, způsobeného geometrickými efekty, její pohyb vykazuje nanejvýš fázový posuv podmíněný kmitočtovými závislostmi, které jsme si právě popsali. Pohyb kmitací cívky se přes spojovací část přenáší na membránu, ve které budí ohybovou vlnu. Ta se konečnou rychlostí šíří po membráně a způsobuje její výchylku. Různé části membrány se pohybují s různým zpožděním a vyzařují zvukové vlny, které se posléze sčítají a vytvářejí zvukovou vlnu vyzařovanou membránou jako celkem. Východiskem pohybu je s poměrně dobrou přesností přechod z nosiče kmitací cívky na membránu.

Vzhledem k tomu, že při různých konstrukcích a velikostech reproduktoru je poloha tohoto východiska (geometricky je to kružnice někde na přechodu z kmitací cívky na membránu) různá vůči montážní ploše reproduktoru (rovině příruby), pak např. v případě, že všechny reproduktory jsou montovány na jedné rovině desce, vykazují jimi vyzařované akustické signály různé počáteční zpoždění. To je ilustrováno na obr. 47, kde při měření na ose soustavy tvořené naznačenou dvojicí „vysokotónového“ (horního) a „hlubokotónového“ (dolního) reproduktoru bude signál dolního reproduktoru oproti signálu horního reproduktoru opožděn o čas $\Delta l/c_0$, kde c_0 je rychlost zvuku.

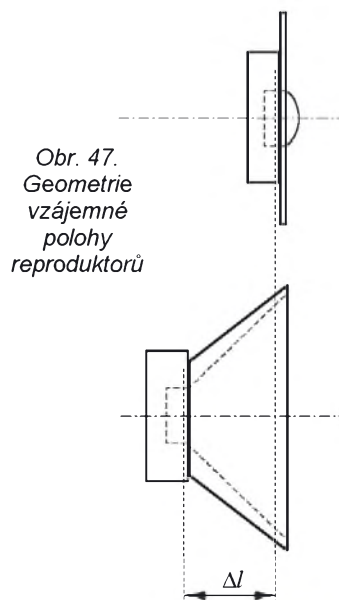
Relativní zpoždění způsobuje fázové rozdíly mezi dílčími signály, které se pak nesčítají tak, jak by se podle teorie dalo očekávat.

Jedním ze způsobů, jak tento problém řešit, je vhodné tvarování přední stěny ozvučnice, umožňující umístit reproduktory tak, aby jejich referenční roviny (tj. roviny kolmé k ose reproduktoru a procházející východiskovou kružnicí) byly shodné. Druhou možností je elektrická korekce ve výhybce.

Při korigování přenosové funkce dělicího filtru na vlastnosti reproduktoru je zapotřebí vykompenzovat pokud možno veškerý vliv přenosové funkce samotného reproduktoru, tedy jak amplitudovou, tak fázovou charakteristiku.

Při chybné amplitudové charakteristice se při sčítání signálů z jednotlivých větvi výhybky bude někde signálu nedostávat, jinde zase může přebývat. Tím vznikne přídavné zvlnění výsledné amplitudové popř. výkonové charakteristiky.

Totéž v ještě větší míře platí o charakteristikách fázových - pokud se v důsledku neideálnosti přenosových vlastností reproduktorů do celkové přenosové funkce té které větve výhybky vnese fázová chyba, pak se dílčí přenosové charakteristiky „nesejdou“ ve správné fázi a to má za následek opět přídavné zvlnění výsledných charakteristik. Dalším důsledkem je např. to, že



Obr. 47. Geometrie vzájemné polohy reproduktorů

u výhybek Butterworthova typu lichého stupně, u kterých by teoreticky nemělo mít pólování vliv na amplitudovou charakteristiku, ve skutečnosti takový vliv pozorujeme. Chyby vzniklé fázovými odchylkami jsou často významnější než chyby vzniklé amplitudovými odchylkami.

Z teorie obvodů vyplývá, že jakákoli frekvenční závislost amplitudy s sebou přináší také frekvenční závislost fáze. Můžeme ale snadno nahlédnout, že existují takové chyby přenosu, které vedou k frekvenčně závislému posunu fáze, aniž by způsobovaly změnu amplitudy přenosu - příkladem je třeba časový posuv, vyplývající z geometrického uspořádání měničů, jak bylo naznačeno v předchozím odstavci. Jiným případem jsou přenosové funkce fázovacích článků (allpass filtry). A dále, přenosové funkce běžných filtrů vyššího stupně mohou vykazovat významný fázový posuv na frekvencích, na kterých ještě nedošlo k významné odchylce amplitudové charakteristiky od plochého průběhu. To ukazuje např. obr. 7, na kterém je fázová charakteristika a amplitudové charakteristiky dělicích filtrů 4. stupně typu L-R. Je dobře patrné, že na frekvenci, na které je fázová odchylka 90°, u dolní propusti útlum nedosahuje ani celého 1 dB. Velmi podobná situace pak nastává u reproduktoru v oblasti jeho horní mezní frekvence, takže k fázovému zpoždění způsobenému geometrií se přidává zpoždění související s omezením vyšších frekvencí.

9.1. Technika korekce vlastností reproduktorů v jazyce přenosových funkcí

Jestliže chceme vykompenzovat frekvenční závislost vlastností reproduktoru popsanou vztahem (51), nabízí se nám zdánlivě jednoduchá možnost - můžeme cílovou přenosovou funkci příslušné větve výhybky vynásobit převrácenou hodnotou výrazu na pravé straně vztahu (51) s vynecháním činitele k . Tím se přenosová funkce výhybky „předem“ změní takovým způsobem, že frekvenční závislost přenosu reproduktoru tuto změnu vyruší a výsledek vrátí do podoby cílové přenosové funkce. Pak už zbývá jen změněnou přenosovou funkci realizovat.

Potíž je však v tom, že jako výsledek takové úpravy, případně dalších úprav, dostáváme obecnou lomenou racionální funkci ve tvaru:

$$F(s) = \frac{(q_0 + q_1 s + q_2 s^2 + q_3 s^3 + \dots + q_m s^m)}{(p_0 + p_1 s + p_2 s^2 + p_3 s^3 + \dots + p_n s^n)} \quad (52)$$

a ne ke každému výrazu tohoto typu je možné zkonstruovat elektrický obvod, který by takovouto funkci měl za svou přenosovou funkci (viz text za výrazy (18a, b)).

Nebudeme zabíhat do teoretických podrobností, řekneme si jen některá pro nás zajímavá základní fakta. Především, korekci přenosové funkce reproduktoru podle (51) můžeme provést pouze tehdy, je-li cílová přenosová funkce typu horní propust n -tého stupně. Obecněji, je-li chybová přenosová funkce typu horní propust n -tého stupně, můžeme její vliv na cílovou přenosovou funkci beze zbytku korigovat pouze tehdy, je-li cílová přenosová funkce typu horní propust n -tého nebo vyššího stupně. Analogicky to platí i pro dolní propusti.

Proto např. frekvenční závislost přenosu typu dolní propust čtvrtého stupně, která je naznačena na obr. 46, můžeme plně korigovat pouze tehdy, bude-li příslušný měnič zapojen v přenosové cestě, u které má být dosaženo frekvenční závislosti přenosu typu dolní propust čtvrtého stupně.

Ukažme si to na jednoduchém případě. Budeme realizovat filtr pro elektroakustický přenos typu horní propust Linkwitz-Rileyova typu s dělicí frekvencí ω_0 . Takový filtr může být např. součástí dvoucestné výhybky se strmostí 12 dB na oktavu.

Předpokládejme, že v příslušné větvi výhybky bude použit vysokotónový měnič s rezonanční frekvencí ω_r a činitelem jakosti Q . Vyjdeme ze vzorce (51) a jelikož se nám jedná pouze o kvalitativní popis, vynecháme činitel k (zbytek vzorce (51) pak popisuje poměrnou přenosovou charakteristiku reproduktoru vztahenou k přenosu na nekonečné frekvenci). Korigovaný přenos potřebného filtru bude mít tvar:

$$H_K(s) = (s/\omega_0)^2 \cdot [1 + (s/Q_r \cdot \omega_r) + (s/\omega_r)^2] / [(s/\omega_r)^2 \cdot (1 + 2 \cdot s/\omega_0 + (s/\omega_0)^2)] \quad (52)$$

Na první pohled to možná vypadá složité, ale jedná se vlastně o součet tří přenosových funkcí:

$$H_K(s) = H_{K1}(s) + H_{K2}(s) + H_{K3}(s) \quad (53a)$$

$$H_{K1}(s) = (s/\omega_0)^2 / [1 + 2 \cdot s/\omega_0 + (s/\omega_0)^2] \quad (53b)$$

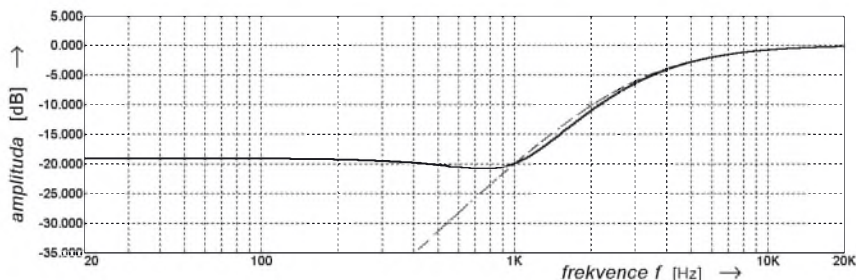
$$H_{K2}(s) = [\omega_r / (Q_r \cdot \omega_0)] \cdot (s/\omega_0) / [1 + 2 \cdot s/\omega_0 + (s/\omega_0)^2] \quad (53c)$$

$$H_{K3}(s) = (\omega_r/\omega_0)^2 / [1 + 2 \cdot s/\omega_0 + (s/\omega_0)^2] \quad (53d)$$

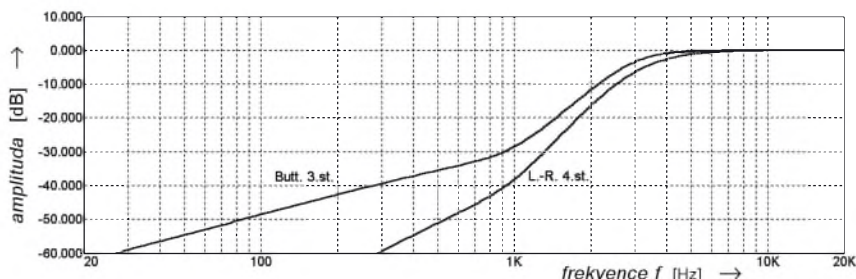
Dílčí přenosová funkce podle (53b) je vlastní přenosová funkce typu Linkwitz-Riley 2. stupně, která má být realizována jako cílová funkce celého elektroakustického přenosu.

Dílčí funkce podle (53c) je první korekční člen, který má charakter pásmové propusti s činitelem jakosti 0,5 (odpovídá činiteli jakosti L-R funkce) a maximálním přenosem $\omega_r/(Q_r \cdot \omega_0)$.

Ve výrazu (53c) pak nacházíme dolní propust se stejným jmenovatelem jako předchozí dvě funkce a maximálním přenosem $(\omega_r/\omega_0)^2$.



Obr. 48. Amplitudová charakteristika korigované přenosové funkce 2. stupně L-R



Obr. 48. Amplitudové charakteristiky korigovaných přenosových funkcí 3. a 4. stupně

Ukázka korigované amplitudové charakteristiky pro $Q = 1$, rezonanční frekvenci 1 kHz a dělicí frekvenci 3 kHz je na obr. 48 plnou čarou, přerušovanou čarou je vynesena amplitudová charakteristika cílového elektroakustického přenosu.

Z obrázku je patrné, jakou nevýhodu přináší korigování přenosové funkce v popsaném případě - v oblasti pod rezonanční frekvencí měniče (1 kHz) již amplitudová charakteristika neklesá, výhybka zde vlastně dosahuje nulové strmosti. Akusticky bude vše v pořádku, poněvadž další pokles přenosu bude zajištěn vlastním útlumem měniče, do měniče se však budou bez užitku a spíše ke škodě přivádět signály nízkých frekvencí, které nebudou akusticky využity a budou pouze zvyšovat namáhání měniče.

U popisovaného typu cílové přenosové funkce je možné tento problém řešit pouze tak, že korekce se omezí na jisté kmitočtové pásmo, v daném případě od nejvyšších frekvencí až po jistou hraniční frekvenci (nižší než je rezonanční frekvence měniče), pod kterou se přestane uplatňovat. Akustického efektu bude dosaženo pouze zčásti, může však být vyhovující, poněvadž většinou je korekce důležitá pouze v oblasti dělicí frekvence (aby se dílčí charakteristiky „sešly“ ve správné amplitudě a fázi). Z hlediska realizace se tím ovšem poněkud zkomplikuje situace - bude zapotřebí složitějších elektrických obvodů.

Proto je účelné uvážit, zdali by nebylo vhodnější použít cílovou přenosovou funkci vyššího stupně. Pak bude efekt korekce spočívat ve snížení strmosti přenosové funkce pod rezonanční frekvenci měniče, pokles amplitudové charakteristiky však zůstane zachován, jak pro přenosovou funkci 3. a 4. stupně ukazují obr. 49.

Také v těchto případech je možné psát výslednou přenosovou funkci jako součet tří dílčích přenosových funkcí.

Obecně pro cílovou přenosovou funkci ve tvaru:

$$H(s) = (s/\omega_0)^n / [1 + p_1 \cdot s/\omega_0 + p_2 \cdot (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n] \quad (54a)$$

bude mít korigovaná přenosová funkce tvar:

$$H_K(s) = (s/\omega_0)^n \cdot [1 + (s/Q_r \cdot \omega_r) + (s/\omega_r)^2] / [(s/\omega_r)^2 \cdot [1 + p_1 \cdot s/\omega_0 + p_2 \cdot (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n]] \quad (54b)$$

a bude dána jako součet tří dílčích přenosových funkcí tvaru:

$$H_{K1}(s) = (s/\omega_0)^n / [1 + p_1 \cdot s/\omega_0 + p_2 \cdot (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n] \quad (55b)$$

$$H_{K2}(s) = (s/\omega_0)^{n-1} \cdot [\omega_r / (Q_r \cdot \omega_0)] / [1 + p_1 \cdot s/\omega_0 + p_2 \cdot (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n] \quad (55c)$$

$$H_{K3}(s) = (s/\omega_0)^{n-2} \cdot (\omega_r/\omega_0)^2 / [1 + p_1 \cdot s/\omega_0 + p_2 \cdot (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n] \quad (55d)$$

Zcela analogická situace, pokud jde o strmosti amplitudových charakteristik, platí pro dolnopropustné filtry a jejich korigování na pokles přenosu reproduktoru nad jistou frekvencí, takže z dosud řečeného se dá odvodit jeden významný závěr.

Pokud budeme předpokládat, že amplitudová charakteristika reproduktoru nad jeho horní mezní frekvencí klesá se strmostí 24 dB na oktavu, znamená to, že úplnou korekci tohoto poklesu můžeme provést pouze v případě, že měnič bude pracovat s filtrem typu dolní propust, s nímž má být dosaženo alespoň této strmosti. Půjde-li o výhybku se

strmostí 24 dB na oktávu, bude korekce proveditelná pouze s tím, že nad jistou hraniční frekvencí se strmost amplitudové charakteristiky příslušného elektrického obvodu bude blížit nule. Pokud by výhybka měla menší cílovou elektroakustickou strmost, nebude již korekce proveditelná anebo bude proveditelná pouze v omezeném kmitočtovém pásmu.

Praxe je taková, že o úplnou korekci v takových případech není usilováno - provádí se pouze částečná korekce nižšího stupně, než jaký by byl potřebný pro korekci úplnou. Postup je pak obdobný jako v případě korekce na přenosovou charakteristiku reproduktoru v oblasti nízkých kmitočtů, pouze s tím rozdílem, že korigujeme přenosovou funkci dělicího filtru typu dolní propust a to, co je zapotřebí „odkorigovat“, je chybová přenosová funkce typu dolní propust nejspíše druhého stupně.

Cílová přenosová funkce dělicího filtru má tvar (ω_0 je stále dělicí frekvence):

$$L(s) = 1/[1 + p_1 \cdot s/\omega_0 + p_2 \cdot (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n]. \quad (56)$$

Chybovou funkci (poměr mezi přenosem reálného měniče a přenosem ideálního měniče) můžeme vyjádřit obdobně jako v (51):

$$P'(s) = 1/[1 + (s/Q_h \cdot \omega_h) + (s/\omega_h)^2]. \quad (57)$$

Korigovaná přenosová funkce bude mít tvar:

$$L_K(s) = [1 + (s/Q_h \cdot \omega_h) + (s/\omega_h)^2]/[1 + p_1 \cdot s/\omega_0 + p_2 \cdot (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n] \quad (58a)$$

a bude ji opět možné psát jako součet tří dílčích přenosových funkcí:

$$L_{K1}(s) = 1/[1 + p_1 \cdot s/\omega_0 + p_2 \cdot (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n] \quad (58b)$$

$$L_{K2}(s) = (s/\omega_0) \cdot [\omega_0/(Q_h \cdot \omega_h)]/[1 + p_1 \cdot s/\omega_0 + p_2 \cdot (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n] \quad (58c)$$

$$L_{K3}(s) = (s/\omega_0)^2 \cdot (\omega_0/\omega_h)^2/[1 + p_1 \cdot s/\omega_0 + p_2 \cdot (s/\omega_0)^2 + \dots + (s/\omega_0)^n]. \quad (58d)$$

Vyjádření dílčích přenosových funkcí podle (58c, d) může při bližší prohlídce vypadat zbytečně složité. Je opodstatněné tím, že zde - stejně jako v předchozích vztazích počínaje (52) - se komplexní frekvence s objevuje vždy jako součást zlomku s/ω_0 , což znamená, že všechny přenosové funkce jsou vlastně vztaženy k dělicí frekvenci (jsou funkcemi „poměrné komplexní frekvence“ s/ω_0). To se později ukáže být velice výhodným.

9.2. Kompenzace zpoždění reproduktorů

Dříve nežli se začneme zabývat problémem kompenzace zpoždění reproduktorů, musíme si nejprve ujasnit,

oč se jedná, když hovoříme o zpoždění reproduktorů. Nemusí to totiž být tak docela jednoduché.

Jednoduchá situace nastává, když jde o zpoždění, vznikající rozdíly v geometrickém uspořádání reproduktorů (viz obr. 47). Sledujme situaci z hlediska polohy zdrojů zvuku promítnuté do osy poslechu (tj. kolmice k čelní stěně ozvučnice vedená referenčním bodem, který leží na této stěně a jehož poloha je udána výrobcem - obvykle leží na ose vysokotónového reproduktoru nebo uprostřed spojnice středů vysokotónového reproduktoru a reproduktoru nejbližší nižšího pásma). Potom vzdálenost spodního reproduktoru (resp. vzdálenost jemu příslušejícího bodu, z něhož jakoby vycházel signál) od místa poslechu je o Δl větší než vzdálenost horního reproduktoru (předpokládáme, že poslechová vzdálenost je podstatně větší než rozteč reproduktorů, jinak bychom museli při stanovení rozdílu vzdálenosti počítat s tím, že paprsky spojující středy reproduktorů s poslechovým bodem nejsou rovnoběžné a vzdálenosti by bylo nutné počítat s použitím Pythagorovy věty).

Signál spodního reproduktoru bude opožděn o $\Delta t = \Delta l/c_0$ oproti signálu horního reproduktoru a fáze signálu spodního reproduktoru se posune o úhel $\Delta\varphi = -\Delta t \cdot \omega$.

Pokud budeme chtít dát fázové poměry na poslechové ose do pořádku, aniž bychom měnili polohy reproduktorů, budeme muset do cesty horního reproduktoru zavést stejné přidavné fázové zpoždění elektrickou cestou. Poznamenejme jen, že tento postup není ekvivalentní úpravě geometrického uspořádání reproduktorů, z důvodů přehlednosti však případně promyšlení, v čem je rozdíl, ponecháváme na čtenáři.

Fázové zpoždění způsobené geometrií uspořádání měničů není jediná chyba ve fázových charakteristikách, kterou je potřebné kompenzovat. Už jsme si řekli, že reproduktory mají vlastní přenosovou charakteristiku vykazující frekvenční závislost. Z této frekvenční závislosti vyplývá jednak frekvenční závislost amplitudy přenosu, jednak frekvenční závislost fáze přenosu.

Pokud by se podařilo při konstrukci výhybky zavést korekce, které by frekvenční závislost přenosu reproduktorů plně kompenzovaly, nebylo by nutné žádné další korekce provádět (samozřejmě kromě korekce na geometrii). To se nám ale zpravidla nepodaří, a to přinejmenším proto, že v oblasti horní mezní frekvence reproduktoru je pokles amplitudy přenosu příliš strmý, než aby bylo možné jej kompenzovat v plném rozsahu. S tím související frekvenční závislost fáze pak vede k tomu, že signál vyzářený měničem vykazuje změnu, mající přinejmenším do jisté míry charakter časového zpoždění.

K podrobnějšímu popisu takového chování (které je samozřejmě možné opět popsat patřičnou přenosovou funkcí) se v teorii obvodů zabývá veliči-

na zvaná skupinové zpoždění. To je definováno jako záporně vzatá hodnota první derivace fázového posuvu podle (kruhové) frekvence. Fázový posuv je z přenosové funkce ve tvaru (17b) odvozen ve vztahu (21). Skupinové zpoždění pak je definováno vztahem:

$$\tau(\omega) = -d(\varphi(\omega))/d\omega. \quad (59)$$

Nebudeme se zabývat výkladem podrobností souvisejících s definicí a chováním skupinového zpoždění, uvedeme si jen jeden elementární případ. Je-li fázový posuv způsoben prostým časovým zpožděním $\Delta t = \Delta l/c_0$ na vzdálenosti Δl při rychlosti šíření zvuku c_0 , pak odpovídající fázová charakteristika bude mít tvar:

$$\varphi(\omega) = -\omega \cdot \Delta l/c_0. \quad (60)$$

Dosazením $\varphi(\omega)$ z (60) do (59) a provedením příslušných matematických operací dostaneme, že v tomto konkrétním případě:

$$\tau(\omega) = \Delta l/c_0 = \Delta t, \quad (61)$$

takže skupinové zpoždění je frekvenčně nezávislé a rovné skutečnému časovému zpoždění signálu.

Skupinové zpoždění je vlastností přenosového systému a stojí za zmínku, že pro přenosový systém se soustředěnými parametry a rozměry malými oproti elektromagnetické vlnové délce zpracovávaných signálů nad jistou frekvencí vždy klesá k nule (takže signál „nekonečné frekvence“ je vždy přenášen bez zpoždění).

Skupinové zpoždění se zavádí proto, že z jeho frekvenční závislosti je do jisté míry možné vyčíst, jak se bude přenosový systém chovat z hlediska přenosu neharmonických popř. neperiodických signálů, tedy takových, u kterých by se na základě jejich Fourierova obrazu dalo soudit, že jsou dány jako součet většího (popř. až nekonečného) počtu harmonických složek.

Frekvenční nezávislost skupinového zpoždění znamená, že časové vztahy mezi složkami různých frekvencí zůstávají zachovány nezávisle na frekvenci (všechny složky jsou zpožděny stejně) a žádné zkreslení časového průběhu signálu kromě posuvu v čase nevznikne. Frekvenční závislost skupinového zpoždění však naruší časové vztahy mezi složkami signálu, takže výsledný signál bude mít jiný časový průběh nežli signál výchozí.

U systémů se soustředěnými parametry a malými rozměry je skupinové zpoždění frekvenčně závislé vždy, když je jejich amplituda přenosu jakýmkoli způsobem závislá na frekvenci. Z frekvenční závislosti přenosu totiž vyplývá frekvenční závislost a tím nekonstantnost fáze. První derivace nekonstantní funkce je nenulová, skupinové zpoždění odvozené z derivace fáze podle frekvence je tedy rovněž nenulové, směrem k vysokým frekvencím se však

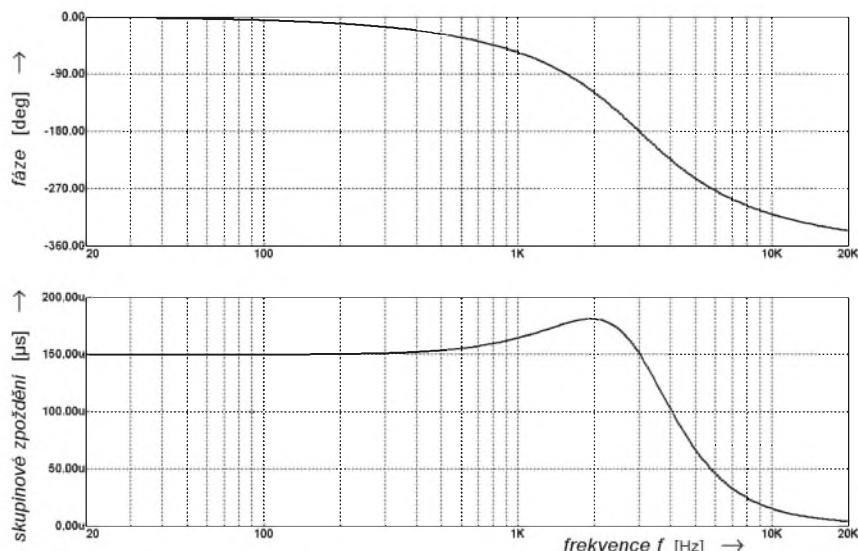
k nule blíží a tudíž nemůže být konstantní - je tedy frekvenčně závislé. Je nicméně možné vytvořit přenosové funkce (a zkonstruovat jim příslušné elektrické obvody), které dávají alespoň v jistém omezeném frekvenčním pásmu průběh skupinového zpoždění blízký konstantě.

Takto vznikají tzv. zpožďovací články. Kupříkladu v akustickém pásmu pracujeme s frekvencemi nejvýše 20 kHz, takže pokud dokážeme zkonstruovat obvod, který bude mít skupinové zpoždění dostatečně blízké konstantě v tomto pásmu, budeme moci takový obvod použít jako zpožďovací článek pro akustické pásmo. A při konstrukci výhybek můžeme jít ještě dále - zde pracujeme s několika omezenými frekvenčními pásmy, takže pokud potřebujeme v daném pásmu zavést zpoždění, můžeme k tomu použít zpožďovací článek s přibližně konstantním skupinovým zpožděním v daném pásmu a nemusíme se příliš starat, co se děje mimo toto pásmo. Dále, je možné vytvořit obvod s takovou frekvenční závislostí skupinového zpoždění, která kompenzuje u jiného obvodu odchylnost jeho průběhu skupinového zpoždění od konstanty, jak jsme si již dříve ukazovali v souvislosti s korekcí fázové charakteristiky směrem k lineárnímu průběhu, což je ekvivalentní problém (obr. 18, 19 a přilehlý text). Kromě toho můžeme k přenosovým funkcím některých dolnoproputných či hornoproputných filtrů zkonstruovat obvody typu all-pass, jejichž charakteristika skupinového zpoždění (resp. fázová charakteristika) se shoduje s charakteristikou skupinového zpoždění či fázovou charakteristikou příslušného filtru a přitom má amplitudu přenosu frekvenčně nezávislou (takové „některé“ filtry jsou vždy sudého stupně).

Na obr. 50 nahoře je fázová charakteristika a dole charakteristika skupinového zpoždění dolní propusti 4. stupně typu Linkwitz-Riley s mezní frekvencí 3 kHz.

Stejnou fázi a skupinové zpoždění by dal obvod all-pass s přenosovou funkcí tvaru podle vztahu (50), do kterého za ω_2 dosadíme mezní kruhovou frekvenci filtru, v tomto konkrétním případě tedy číslo $2 \cdot \pi \cdot 3000$. Rozdíl mezi tím, co se signálem udělá dolnoproputný filtr a tím, co udělá obvod all-pass se stejnou fázovou charakteristikou, je dán rozdílností amplitudových charakteristik - dolní propust omezuje vysoké frekvence, all-pass je přenáší beze změny amplitudy. Prakticky se to velmi významně projeví na časovém průběhu přenášeného neharmonického signálu. To dobře ilustruje obr. 51, kde v horní části je časový průběh obdélníkového signálu o frekvenci 500 Hz (slabou přerušovanou čarou) a tentýž signál po průchodu dolní propusti podle uvedeného příkladu, zatímco v dolní části obrázku je tentýž signál po průchodu obvodem all-pass se shodnou fázovou charakteristikou.

Je dobře vidět, že signál na výstupu dolní propusti je deformován přibližně

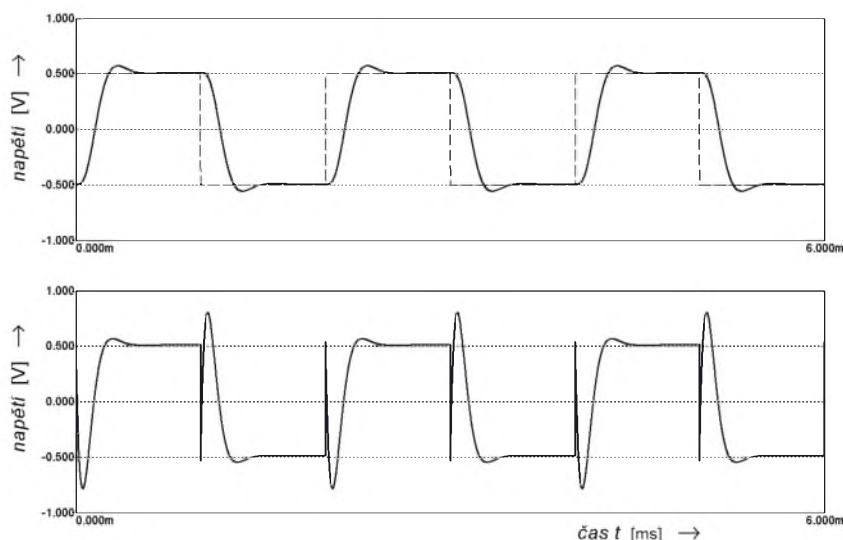


Obr. 50. Fáze a skupinové zpoždění filtru L-R 4. stupně

do tvaru lichoběžníka, který je proti výchozímu signálu „opožděn“. Ve skutečnosti nejde o zpoždění v pravém slova smyslu, pokud však nevadí deformace signálu, můžeme dolní propust podle příkladu považovat za zpožďovací člen se zpožděním odpovídajícím skupinovému zpoždění podle obr. 51 (přibližně 150 μ s), který můžeme použít pro signály s frekvencí menší než zhruba jedna polovina mezní frekvence (u vyšších frekvencí již dochází k významnému útlumu). Pokud bychom chtěli zpracovávat vyšší frekvence, museli bychom filtr navrhnout na vyšší mezní frekvenci. Pro daný typ přenosové funkce je skupinové zpoždění nepřímo úměrné mezní frekvenci filtru, takže výsledné zpoždění můžeme volbou této frekvence nastavit na potřebnou hodnotu. Pokud pro potřebné zpoždění vyjde mezní frekvence příliš nízká, je nutné použít filtry vyššího stupně. Návrh takových filtrů je obecně řešen v teorii obvodů, pro návrh jsou k dispozici tabulky a výpočetní algoritmy, jedná se však o dosti složitou problematiku, kterou se zde nemůžeme dopodrobna zabývat. Problém útlumu na vyšších kmitočtech od-

padá u obvodů all-pass, ovšem signály vyšších kmitočtů jsou přenášeny se zpožděním klesajícím s rostoucí frekvencí k nule. Neutlumený přenos těchto signálů se projeví při přenosu neharmonických signálů, konkrétně v našem případě s obdélníkovým signálem se na časovém průběhu objeví podivný „zákmit“. V klasické obvodářské „technologii“ se klade důraz na co možná „nejčistší“ přenos impulsů, proto se zpožďovací články většinou konstruují na základě dolních propustí. Při zpracování akustických signálů by to znamenalo, že mezní frekvence příslušných filtrů by musela ležet nad 20 kHz. Pokud nás nezajímá, co se děje se signály nad určitou frekvenční hranicí, můžeme samozřejmě stejně dobře používat obvody all-pass s charakteristikou skupinového zpoždění plochou v potřebném frekvenčním pásmu.

Jak to všechno využijeme pro korekci zpoždění reproduktorů při konstrukci výhybek? Především si připomeňme, že zpoždění reproduktorů má dvě složky.



Obr. 51. Přenos obdélníků dolní propustí 4. stupně L-R a obvodem all-pass

První je dána geometrií měniče popř. uspořádáním měničů na ozvučnici a má charakter časového zpoždění nezávislého na kmitočtu. Druhá je dána deformací fázové charakteristiky měniče (odchýlením průběhu od lineárního) od jisté frekvence výše a je frekvenčně závislá, takže může být účelné zajímat se o její příslušející skupinové zpoždění.

Druhou složku teoreticky můžeme vyloučit, pokud dokážeme vykompenzovat kmitočtovou závislost přenosu měniče (útlum signálových složek o vyšších frekvencích) vhodnou úpravou jemu příslušné větve výhybky. To se však, jak již bylo řečeno dříve, většinou dá provést jen zčásti (předpokládáme, že kompenzace frekvenční závislosti přenosu měniče na nízkých kmitočtech související s rezonančním chováním se dá provést vždy když je to potřebné). Proto musíme se zpožděním tohoto typu prakticky vždy počítat.

Pokud je přenos reproduktoru zatížen jakýmkoli zpožděním, není podstatné, jaká je jeho absolutní velikost, nýbrž pouze to, jaké jsou rozdíly mezi zpožděními reproduktorů v soustavě. To je dobrá zpráva vzhledem k tomu, že není možné zpoždění odstranit přidáním „záporného zpoždění“. Kompenzace vlivu zpoždění v měničích se provádí tak, že do jednotlivých větví výhybky zavádíme přidavná zpoždění, závislá případně na kmitočtu, a to tak, aby součet zpoždění měniče a korekčního zpožďovacího členu byl ve všech větvích výhybky stejný. Při použití přímovyzářujících reproduktorů je největším vlastním zpožděním zatížen zpravidla basový reproduktor, takže lze očekávat, že v jeho větvi nebude přidavné zpoždění nutné a všechny ostatní větve se k němu budou „dorovnávat“. U více než dvoucestných výhybek je přitom určitá odlišnost mezi postupem u hvězdicové uspořádané výhybky a kaskádní výhybky.

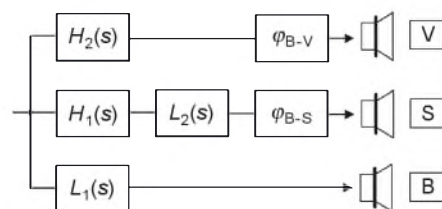
Postup u vícecestné hvězdicové výhybky je celkem jednoduchý. Nejprve zjistíme, jaké je zpoždění u jednotlivých měničů. K tomu je zapotřebí provést měření fázových charakteristik, což je bohužel dosti náročný úkol, kterým se na tomto místě nebudeme zabývat. Fázová charakteristika zahrnuje jak fázový posuv způsobený geometrickým zpožděním, tak posuv související s frekvenční závislostí přenosové charakteristiky. Moderní měřicí metody využívající počítačového zpracování signálu většinou umožňují tyto dvě složky od sebe odlišit. Pak už zbývá jen porovnat charakteristiky jednotlivých měničů a na základě výsledků stanovit, jaký přidavný fázový posuv zavést v jednotlivých větvích výhybky, aby se dosáhlo shody fázových charakteristik těchto větví včetně reproduktorů. Pokud se u reproduktoru provádí korekce amplitudové charakteristiky, je nutné jí odpovídající fázový posuv přičíst k naměřenému průběhu samotného měniče. Někdy se provádí pouze zjednodušená korekce spočívající v tom, že se zjistí rozdíl fází

jednotlivých měničů na předpokládaných dělicích frekvencích a fázovacími články se fázový posuv jednotlivých měničů (zpravidla s výjimkou měniče pro nejnižší pásmo, tedy basového měniče) doplní tak, aby alespoň na dělicích frekvencích fázová odchylka mezi měniči na sebe navazujících pásmech byla nulová. Nedokonalý souběh fázových charakteristik mimo dělicí frekvenci vede k jistému zvlnění součtové amplitudové nebo výkonové charakteristiky oproti teoretickému ideálnímu výsledku, zpravidla však nejde o příliš dramatické chyby.

Schematicky je uspořádání korekce fáze naznačeno na obr. 52 pro třicestnou výhybku. Jednotlivé cesty jsou zde označeny písmeny V (výšky), S (střední) a B (basy). Blok φ_{B-V} symbolizuje přidavné zpoždění resp. fázovou korekci odpovídající rozdílu fáze basového a výškového měniče a φ_{B-S} značí totéž pro rozdíl fáze basového a středového měniče.

U vícecestné výhybky v kaskádním uspořádání je situace poněkud méně přehledná, poněvadž u této výhybky jsou její součástí fázovací články potřebné pro správnou funkci výhybky samotné. Podívejme se na výhybku podle obr. 40. Předpokládáme, že je konstruována tak, aby jako celek tvořila systém all-pass, k čemuž je nutné, aby všechny dílčí dvojcestné filtry byly tohoto typu a odpovídá tomu i vložení fázovacích článků vyvažujících zpoždění součtových přenosů. V zásadě by bylo možné postupovat stejným způsobem, jaký byl naznačen pro hvězdicovou výhybku a do každé výstupní cesty s výjimkou první vložit zpožďovací resp. fázovací článek, který by doplnil zpoždění té které cesty na hodnotu resp. průběh cesty první, u které předpokládáme, že má zpoždění největší. Dostali bychom tak uspořádání podle obr. 53 (φ_2 je posuv vyvažovacího článku značený v obr. 40 jako $\varphi(s/\omega_2)$ atd., φ_{1-2} je rozdíl mezi fázovým posunem měniče první cesty a druhé cesty atd.).

Je však možný i jiný postup, který je naznačen na obr. 54. Fázové korekce

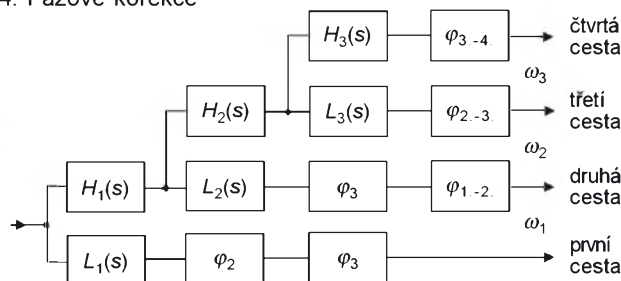


Obr. 52. Uspořádání fázových korekcí v třicestné hvězdicové výhybce

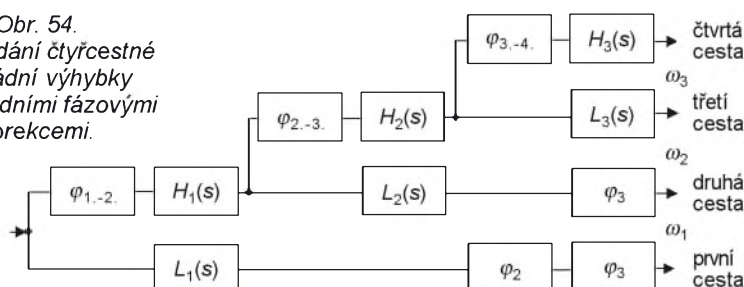
se v tomto případě z hlediska jednotlivých větví jeví jako řazené „kaskádně“. Výhodou oproti variantě z obr. 53 je menší zpoždění potřebné v jednotlivých člancích. A je zde ještě jedna výhoda. Jestliže např. fázový posuv φ_{2-3} je menší než φ_3 , můžeme příslušný článek vynechat a o odpovídající hodnoty zmenšit posuv zaváděný oběma články pro posuv φ_3 (v případě, že by bylo $\varphi_{2-3} > \varphi_3$, vynechaly by se naopak oba články pro posuv φ_3 a o jeho hodnoty by se snížil posuv článku pro φ_{2-3}). Obdobně by bylo možné postupovat s články pro φ_{1-2} a φ_2 , případně by bylo možné oba postupy zkombinovat. Tím by se zmenšil počet potřebných fázovacích článků.

Takto se dostáváme k tomu, o čemž jsme se již dříve zmiňovali - totiž k možnosti využít zpoždění součtových přenosů dílčích dvoucestných filtrů v kaskádní výhybce pro korekci fázové chyby reproduktorů. Zkušenost ukazuje, že dokonce i tehdy, když příslušné fázové posuvy nekorigujeme přesně nebo - v krajním případě - prostě vynecháme všechny fázovací články, nastane alespoň přibližná kompenzace fázového posunu měničů a může být dosaženo přijatelného výsledku. Pozor, platí pouze pro soustavy s přímovyzářujícími měniči. Pokud jsou použity měniče se zvukovody, je situace podstatně méně příznivá a bez správně navržených korekcí se reproduktorová soustava jako celek může chovat velmi problematicky. V praxi se pak experimentuje alespoň s pólováním reproduktorů, které

Obr. 53. Uspořádání čtyřcestné kaskádní výhybky s jednoduchými fázovými korekcemi



Obr. 54. Uspořádání čtyřcestné kaskádní výhybky s kaskádními fázovými korekcemi



pro přijatelný průběh amplitudové charakteristiky často vyjde opačné, než by vyplývalo z teorie (což se může stát i při použití přímovyzářujících reproduktorů bez fázové korekce, zejména při hvězdicovém uspořádání výhybky).

10. Obvodová realizace dělicích filtrů

Cílem obvodové realizace je nalézt obvody, jejichž přenosová funkce by odpovídala matematickému vyjádření vyplývajícímu z teorie. Technika obvodové realizace přenosových funkcí je velmi rozsáhlý obor elektroniky, jehož vývoj byl v počátcích stimulován hlavně požadavky telekomunikace, především bezdrátové sdělovací techniky a tzv. telefonie s kmitočtovým multiplexem.

Původně se jednalo především o konstrukci filtrů s maximální selektivitou, tedy takových, u nichž je dosaženo co nejdokonalejšího oddělení užitečného signálu, zaujímajícího jisté frekvenční pásmo, od rušivých složek, ležících mimo toto pásmo. Teorie filtrů má zpracován velmi dokonale matematický aparát jak pro „konstruování“ přenosových funkcí s co možná největší strmostí přechodu amplitudové charakteristiky z propustné do nepropustné oblasti, tak pro jejich realizaci filtry, původně konstruovanými především jako filtry LC. Při řešení výhybek nám zpravidla nejde o extrémní strmosti, matematický aparát je však stále těžší a vlastnostmi přenosových funkcí vhodných pro tento účel jsme se s jeho využitím zabývali v předchozím textu. Nyní se budeme snažit provést druhý krok, tj. realizovat přenosové funkce elektrickými obvody s použitím aktivních filtrů RC.

Možností realizace předem daných přenosových funkcí s použitím aktivních obvodů je velké množství a my se zaměříme pouze na ty, které jsou v praxi nejvíce používány. Pomůže nám přitom jeden významný fakt vyplývající z teorie vývodů. **Každou přenosovou funkci realizovatelného obvodu se soustředěnými parametry lze zapsat jako součin konečného počtu přenosových funkcí nejvýše druhého stupně.** Každou přenosovou funkci lze tudíž realizovat kaskádním zapojením konečného počtu obvodů, jejichž přenosová funkce je nejvýše druhého stupně, tj. jejichž jmenovatel je mnohočlenem nejvýše druhého stupně. Hledání těchto funkcí můžeme označit jako rozklad přenosové funkce na základní články a jejich realizace je realizací těchto základních článků. Největší část vlastní techniky aktivních filtrů RC spočívá v realizování základních článků, poněvadž matematický aparát pro stanovení výchozích přenosových funkcí je k dispozici z obecné teorie obvodů

resp. filtrů. My jsme při předchozím výkladu tento postup vlastně již použili u filtrů typu Linkwitz-Riley, jejichž přenosové funkce máme vyjádřeny jako druhé mocniny (tedy součiny dvou shodných výrazů) přenosových funkcí Butterworthova typu prvního nebo druhého stupně.

Poměrně snadno lze nalézt rozklad Butterworthovy funkce třetího stupně.

Pro filtr typu dolní propust je dán rovností:

$$L_{BUT3}(s) = 1/[1 + 2s/\omega_0 + 2(s/\omega_0)^2 + (s/\omega_0)^3] = 1/[(1 + s/\omega_0) \cdot (1 + s/\omega_0 + (s/\omega_0)^2)] \quad (62a)$$

a pro horní propust:

$$H_{BUT3}(s) = [(s/\omega_0)/(1 + s/\omega_0)] \cdot \{(s/\omega_0)^2 / [(1 + s/\omega_0) \cdot (1 + s/\omega_0 + (s/\omega_0)^2)]\} \quad (62b)$$

S použitím těchto rozkladů můžeme snadno zkonstruovat přenosové funkce typu Linkwitz-Riley šestého stupně, které jsou dány druhými mocninami výrazů na pravých stranách rovností (62a,b). S pátým stupněm by to bylo poněkud horší stejně jako s dalšími filtry vyššího stupně, ale jimi se nebudeme zabývat.

Při konstrukci aktivních výhybek se nejčastěji používají dvě varianty obvodové realizace příslušných přenosových funkcí, a to metoda filtrů se zesilovači o konečném kladném zesílení (výsledné filtry jsou známy jako typ Sallen-Key) a metoda obvodů state-variable (český překlad neexistuje; jedná se vlastně o zobecněné filtry podle Kervina, Huelsmana a Newcomba, takže se někdy označují jako KHN-filtry).

Při konstrukci aktivních filtrů RC se v podstatě vždy požaduje, aby signál byl do nich přiveden ze zdroje o nulové vnitřní impedanci, tedy z ideálního zdroje napětí. Jak už bylo naznačeno, filtry se mohou skládat z více funkčních bloků spojených v kaskádě. Jelikož výstup každého bloku je zpravidla tvořen výstupním uzlem zesilovače napětí, u něhož se předpokládá minimální (popř. nulový) výstupní odpor, nečiní řazení filtrů do kaskády žádné obtíže na rozdíl od filtrů pasivních, u kterých je přizpůsobení výstup-vstup jednotlivých bloků dosti zásadním problémem.

10.1. Filtry se zesilovači napětí o konečném kladném zesílení

Než se do tohoto tématu pustíme, řekněme si rovnou, že ve všech případech, které jsou pro nás zajímavé, můžeme pracovat se zesilovači o jednotkovém zesílení, tedy vlastně s tím, co se běžně nazývá sledovač (pozor, existuje také pojem sledovač signálu, což je velmi užitečný opravářský přístroj).

Nejprve se podíváme na realizaci dolní a horní propusti 1. stupně. Ta je velmi jednoduchá, spočívá vlastně ve spo-

jení pasivního článku RC se sledovačem, jak to ukazují obr. 55a a obr. 55b.

Přenosové funkce udávají vzorce (22) a (25), amplitudové a fázové charakteristiky jsou na obr. 1 a 2.

Mezní (kruhová) frekvence je dána v obou variantách jako:

$$\omega_0 = 1/RC \text{ popř. } f_0 = 1/(2\pi \cdot RC) \quad (63)$$

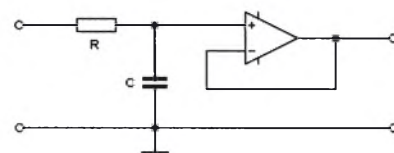
Realizace dolní a horní propusti 2. stupně je na obr. 56a a obr. 56b.

Přenosové funkce odpovídají vzorcům (30) a (31) a jejich amplitudové a fázové charakteristiky jsou naznačeny na obr. 3. Pozor však na polaritu signálu! Pro správnou funkci výhybky s těmito přenosovými funkcemi je nutné, aby přenos hornopropustné větve v jejím propustném pásmu měl opačnou polaritu oproti přenosu dolnopropustné větve. Proto v praktickém zapojení bude nutné do jedné větve doplnit invertor anebo obrácení polarity řešit někde jinde v signálové cestě jedné z větví (patrně hornopropustné). Totéž platí o filtrech třetího stupně, o kterých bude řeč později.

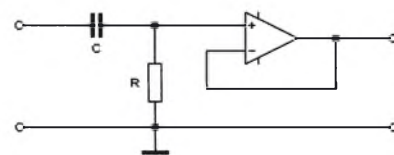
Parametry přenosových funkcí obvodů podle obr. 56a a obr. 56b jsou dány následujícími vzorci.

Mezní frekvence:

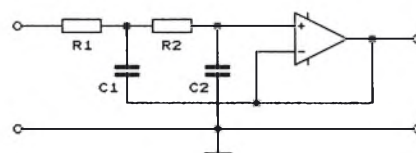
$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \text{ popř. } f_0 = 1/(2\pi \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}) \quad (64)$$



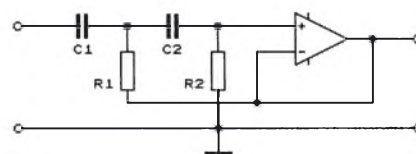
Obr. 55a. Dolní propust 1. stupně se sledovačem



Obr. 55b. Horní propust 1. stupně se sledovačem



Obr. 56a. Dolní propust 2. stupně typu L-R se sledovačem



Obr. 56b. Horní propust 2. stupně typu L-R se sledovačem

Činitel jakosti pro dolní propust:

$$Q = \sqrt{(C_1/C_2)[\sqrt{(R_1/R_2)} + \sqrt{(R_1/R_2)}]} \quad (65a)$$

nebo pro horní propust:

$$Q = \sqrt{(R_2/R_1)[\sqrt{(C_1/C_2)} + \sqrt{(C_2/C_1)}]} \quad (65b)$$

S ohledem na dosažitelnost vyšších hodnot činitele jakosti se zpravidla volí $R_1 = R_2$ pro dolní propust resp. $C_1 = C_2$ pro horní propust. Výrazy na pravých stranách vztahů (64) a (65a,b) se pak zjednoduší do následujících tvarů.

Pro dolní propust:

$$\omega_0 = 1/[R \cdot \sqrt{(C_1 \cdot C_2)}] \quad (64aa)$$

$$Q = \sqrt{(C_1/C_2)}/2 \quad (65aa)$$

resp. pro horní propust:

$$\omega_0 = 1/[C \cdot \sqrt{(R_1 \cdot R_2)}] \quad (64ab)$$

$$Q = \sqrt{(R_2/R_1)}/2 \quad (65bb)$$

Pro konstrukci aktivních filtrů těchto typů, které jsme si dosud popsali, přicházejí v úvahu tři varianty hodnoty činitele jakosti, a to $Q = 1/2$ pro typ Linkwitz-Riley druhého stupně, $Q = 1/\sqrt{2}$ pro typ Butterworth druhého stupně a také Linkwitz-Riley 4. stupně, který dosta-

neme kaskádním zapojením dvou filtrů Butterworthova typu 2. stupně se shodnými mezními frekvencemi a činiteli jakosti, a konečně $Q = 1$ pro typ Butterworth třetího stupně, který získáme kaskádním zapojením filtru 1. stupně a 2. stupně o stejných mezních frekvencích.

Při konkrétním návrhu obvodu vycházíme ze zadaného ω_0 resp. f_0 . Pro daný typ přenosové funkce zjistíme potřebnou hodnotu (nebo hodnoty) Q a pro každý aktivní blok zvolíme jednu z hodnot součástek, ke které se pak ostatní hodnoty dopočítají. Může být účelné zvolit výchozí hodnotu pro všechny bloky stejnou, poněvadž se tak zmenší počet různých hodnot, které budeme k realizaci potřebovat.

Skoro nejjednodušší je situace u obvodu typu Linkwitz-Riley 2. stupně (jednodušší je už jenom filtr 1. stupně). Zde můžeme vyjít přímo z obr. 56 s tím, že zvolíme $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$. Hodnota Q pak činí 0,5 a mezní frekvenci nastavíme patřičnou volbou kombinace hodnot R a C (platí samozřejmě $\omega_0 = 1/(R \cdot C)$).

Přívětivě jednoduchá je i realizace obvodu 3. stupně (obr. 57a a obr. 57b). Také zde je mezní kruhová frekvence

dána jako $\omega_0 = 1/(R \cdot C)$. A opět, pozor na polaritu! (V tomto případě by nebylo obtížné realizovat hornopropustný filtr prvního stupně jako invertující.)

Obdobným postupem můžeme vytvořit filtry typu L-R 4. stupně (obr. 58a a obr. 58b). I zde je mezní frekvence $\omega_0 = 1/(R \cdot C)$. Koeficienty u rezistorů jsou zaokrouhlené hodnoty $\sqrt{2}$ a $1/\sqrt{2}$.

Filtry 3. stupně je možné realizovat ještě jedním způsobem tak, že na jeden celý filtr spotřebujeme pouze jeden sledovač. Vztahy mezi jednotlivými parametry a hodnotami součástek jsou však značně složité. Na obr. 59a a obr. 59b je ukázána realizace filtrů Butterworthova typu (hodnoty součástek jsou zaokrouhlené a opět platí $\omega_0 = 1/(R \cdot C)$).

10.2. Filtry typu state-variable

Filtr typu state-variable (zobecněné KHN-filtry) vznikl na základě zapojení používaného v analogových počítačích blahé paměti jako elektronické realizace lineárního diferenciálního operátoru (viz vzorec (15a)), kteréžto zapojení bylo někdy označováno jako diferenciální analyzátor. Jeho obecné schéma je na obr. 60. Skládá se z operačního zesilovače v invertujícím zapojení (neinvertující vstup je uzemněn), zpětnovazební sítě odporů a řetězu tzv. integrátorů.

Integrátor je funkční blok charakterizovaný přenosovou funkcí tvaru:

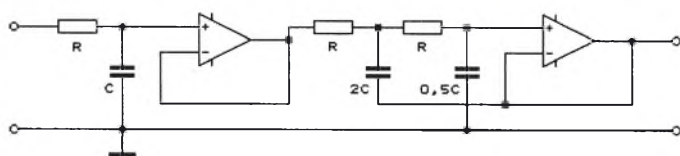
$$\text{Int}(s) = 1/(\tau \cdot s) \quad (66a)$$

Veličina τ je tzv. integrační (časová) konstanta, které lze přiřadit jistou kruhovou frekvenci podle vztahu $\omega_0 = 1/\tau$, takže vztah (66a) můžeme přepsat do tvaru:

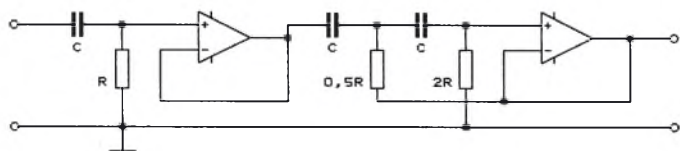
$$\text{Int}(s) = 1/(s/\omega_0) \quad (66b)$$

Přenosová funkce podle vztahů (66a,b) nesplňuje základní podmínku realizovatelnosti, poněvadž ve jmenovateli nejsou obsaženy členy všech stupňů od nulového do nejvyššího - je zde pouze lineární člen a nulový člen chybí. Z hlediska chování elektrického obvodu, který by takovou přenosovou funkci měl realizovat, by to znamenalo, že jeho zesílení na nulové frekvenci (tedy pro stejnosměrný signál) by muselo být nekonečně velké. To z hlediska funkce systému na obr. 60 není na závadu, poněvadž odporová síť, kterou se zavádí záporná zpětná vazba, zajistí konečnost zesílení a tudíž stabilitu výsledného obvodu. Předpokládáme pro zjednodušení, že integrační konstanty všech integrátorů v řetězu jsou shodné. Pak lze dokázat, že přenos ze vstupu na výstup celého řetězu (tento výstup je označen jak výstup LP) je popsán přenosovou funkcí ve tvaru:

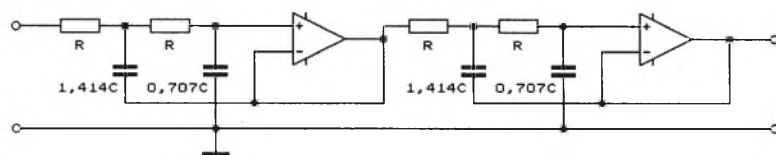
$$L(s) = -1/[R_f/R_0 + s \cdot R_f/(\omega_0 \cdot R_1) + \dots + s^n \cdot R_f/(\omega_0^n \cdot R_n)] \quad (67a)$$



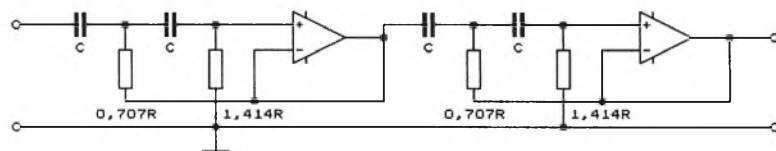
Obr. 57a. Dolní propust Butterworthova typu 3. stupně



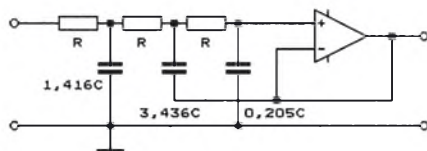
Obr. 57b. Horní propust Butterworthova typu 3. stupně



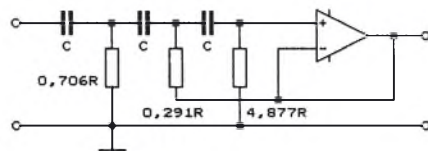
Obr. 58a. Dolní propust typu R-L 4. stupně



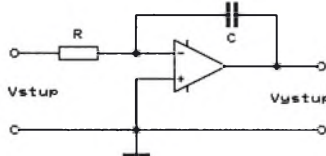
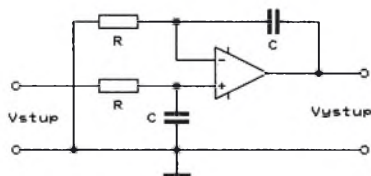
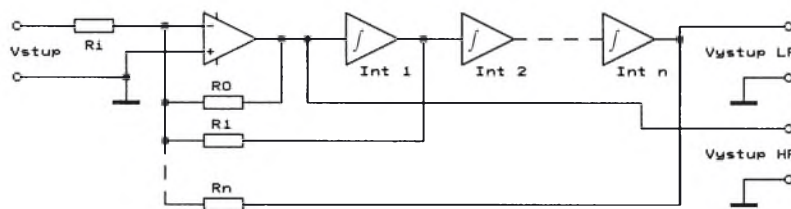
Obr. 58b. Horní propust typu R-L 4. stupně



Obr. 59a. Úsporné provedení dolní propusti 3. stupně Butterworthova typu



Obr. 59b. Úsporné provedení horní propusti 3. stupně Butterworthova typu



Přenos na výstup vstupního operačního zesilovače (výstup HP) bude dán přenosovou funkcí se stejným jmenovatelem ve tvaru:

$$H(s) = -(s^n/\omega_0^n)/[R_i/R_1 + s \cdot R_i/(\omega_0 \cdot R_2) + \dots + s^n \cdot R_i/(\omega_0^n \cdot R_n)]. \quad (67b)$$

Takto se dostáváme k realizaci obecné horní a propusti stupně n . Potřebujeme ovšem ještě znát realizaci integrátoru. Tu je možné provést s použitím operačního zesilovače podle obr. 61 (připomeňme si, že ideální operační zesilovač má nekonečně velké zesílení a reálné elektrické obvody jeho funkci aproximují tak, že pro stejnosměrné napětí mají zesílení velmi velké – řádu desítek tisíc až milionů – a směrem k vyšším frekvencím jejich zesílení klesá).

Z praktického hlediska by bylo výhodné použít invertující integrátor, který má přenosovou funkci ve tvaru $-1/(s\omega_0)$, poněvadž by bylo zapotřebí polovičního počtu kondenzátorů oproti integrátoru neinvertujícímu (na obr. 60 jsou neinvertující integrátory). To je možné provést, jestliže zapojení na obr. 60 doplníme o invertující sčítací člen (sčítací inverter). Výsledný obvod s rozkreslenými integrátory je na obr. 62.

Pro dodržení správné polarity zpětnovazebního signálu jsou zpětné vazby z výstupů sudých integrátorů (počítáno zleva) vedeny na invertující vstup vstupního zesilovače, z výstupů z lichých integrátorů pak na vstup pomoc-

ného sčítacího invertoru. Sčítací invertor je možné ušetřit, jestliže pro zavedení zpětné vazby využijeme i neinvertující vstup vstupního zesilovače. Pak je možné realizovat také neinvertující zapojení filtru, tj. takové, které neotáčí polaritu výstupního napětí hornopropustného výstupu oproti vstupu.

S polaritou u filtrů state-variable je to vůbec trochu zašmodrchané. Základní zapojení (obr. 60 a obr. 62) je z hlediska hornopropustného výstupu (výstup HP) v propustném pásmu oproti vstupu invertující, polarita příslušného signálu je oproti vstupnímu signálu obrácená (záporné znaménko u přenosové funkce (67b)). Integrátory v řetězu podle obr. 62 invertují, takže polarita na dolnopropropustném výstupu bude shodná jako na hornopropustném výstupu v případě, že integrátorů bude sudý počet (přenosové funkce budou sudého stupně). Při lichém počtu integrátorů (lichém stupni přenosových

funkcí) bude polarita dolnoprospustného výstupu opačná oproti hornoprospustnému výstupu. Pokud - jak je to obvyklé - požadujeme, aby polarita signálu dolnoprospustného výstupu byla shodná s polaritou vstupu, musíme konkrétní uspořádání volit podle stupně filtru. Rozhodujeme samozřejmě pouze podle polarity v propustném pásmu - v okolí mezní frekvence a v nepropustném pásmu nelze o polaritě hovořit, poněvadž fáze signálu se mění v závislosti na kmitočtu. Jak to tedy je v jednotlivých případech?

U filtru druhého stupně potřebujeme použít zapojení s neinvertujícím uspořádáním vstupu, přičemž signál hornopropustného výstupu budeme muset dodatečně invertovat (výstupy dolní a horní propusti jsou na výstupech vlastního filtru ve fázi). U filtru třetího stupně je výhodné použít invertující zapojení (výstupy budou navzájem v protifázi, dolnoproústný výstup bude ve fázi se vstupem). U filtru čtvrtého stupně je vhodné použít neinvertující zapojení, dodatečná změna polaritý nebude pro výstupní signály potřebná.

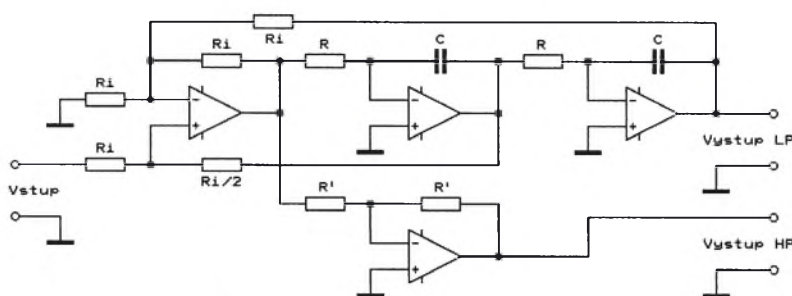
Dále uvedeme zapojení pro dělicí filtry typu all-pass druhého až čtvrtého stupně. Na obr. 63 je úplné zapojení filtru druhého stupně typu Linkwitz-Riley s neinvertujícím vstupem včetně přídavného invertoru.

V obvodu na obr. 63 můžeme volit nezávisle hodnoty R , R_i , R' a C . Hodnoty R a C určují mezní resp. dělicí frekvenci podle vzorce:

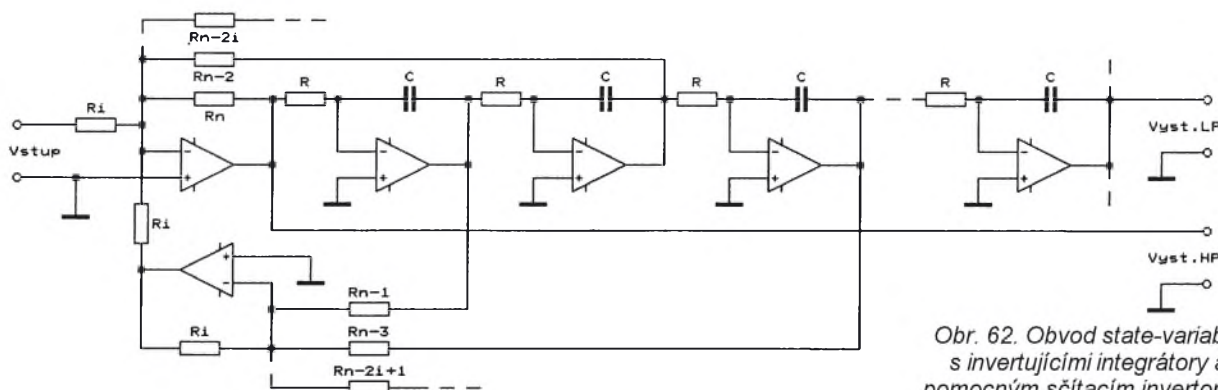
$$\omega_n = 1/(R \cdot C)$$

resp. $f_0 = 1/(2 \cdot \pi \cdot R \cdot C)$. (68)

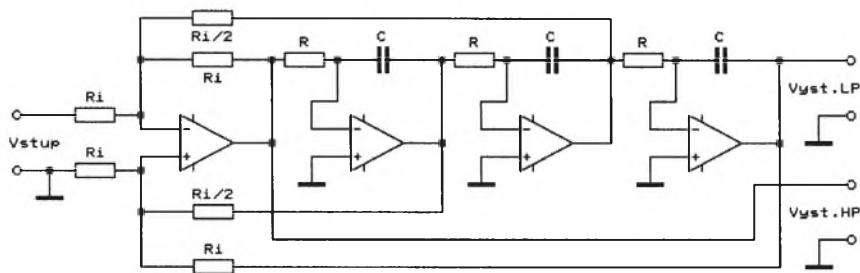
Při návrhu se zpravidla postupuje tak, že pro požadovanou frekvenci se hodnota C zvolí z normalizované řady



Obr. 63. Dělicí filtr 2. stupně L-R v provedení state-variable



Obr. 62. Obvod state-variable s invertujícími integrátory a pomocným sčítacím invertorem



Obr. 64. Dělicí filtr 3. stupně Butterworthova typu v provedení state-variable

kapacit tak, aby hodnota R , která definitivně určí dělicí frekvenci, ležela v rozmezí jednotek až desítek $k\Omega$. Hodnota R_i je v podstatě libovolná, s ohledem na šum, rozptylové kapacity a případné vstupní proudy operačních zesilovačů se obvykle volí v rozmezí 5 až 20 $k\Omega$. Totéž platí o hodnotě R' .

Na obr. 64 je dělicí filtr 3. stupně Butterworthova typu s invertujícím vstupem. Pro volbu součástek platí stejné zásady, jaké byly uvedeny pro filtr 2. stupně. Vztah (68) zde rovněž platí.

Konečně na obr. 65 je dělicí filtr 4. stupně typu L-R s neinvertujícím vstupem. Některé koeficienty u odporů jsou zaokrouhlené, odchylka od teoretického průběhu je řádu setin decibelu.

Při porovnání filtrů state-variable s filtry se sledovací se vnučuje otázka - proč to dělat tak složitě? Odpovědí je povícero. Především s touto složitostí to není tak hrozné, uvážíme-li, že obvod state-variable realizuje celý dělicí filtr, tedy dolní i horní propust, jejichž přenosové funkce navíc mají zaručeně shodné jmenovatele, takže dobrá spolupráce obou větví je takřka zaručena.

Počet součástek v obou variantách není zas tak moc rozdílný, zejména u filtrů vyššího stupně. Např. pro realizaci filtru L-R čtvrtého stupně se sledovací potřebujeme čtyři operační zesilovače, osm rezistorů a osm kondenzátorů, zatímco pro realizaci téhož filtru obvodem state-variable potřebujeme pět operačních zesilovačů, dvanáct rezistorů a čtyři kondenzátory. Další výhodou obvodů state-variable je poměrně nízká citlivost přenosové funkce na tolerance součástek. A konečně, tyto obvody jsou jako stvořené pro kompenzování kmitočtové závislosti přenosu reproduktorů.

Podívejme se nejprve na obvod state-variable v neinvertujícím provedení

se shodnými invertujícími integrátory, fungující jako horní propust (příkladem je obvod 4. stupně na obr. 65). Přenos ze vstupu na výstup vstupního operačního zesilovače je popsán v obecném případě přenosovou funkcí:

$$H(s) = (s/\omega_0)^n / P_n(s/\omega_0), \quad (69a)$$

kde $P_n(s/\omega_0)$ je polynom n -tého stupně splňující podmínky realizovatelnosti, jehož koeficienty jsou určeny na základě hodnot v odporové síti a ω_0 je převrácená hodnota integrační časové konstanty.

Přenos na výstup prvního integrátoru je dán jako součin funkce $H(s)$ z výrazu (69) a záporně vzaté funkce z pravé strany výrazu (66b), tedy $-1/(s/\omega_0)$. Výsledek bude:

$$H_{n-1}(s) = -(s/\omega_0)^{n-1} / P_n(s/\omega_0). \quad (69b)$$

Výstupu dalšího integrátoru odpovídá funkce:

$$H_{n-2}(s) = (s/\omega_0)^{n-2} / P_n(s/\omega_0) \quad (69c)$$

atd. až po poslední integrátor, pro jehož výstup bude platit funkce:

$$L(s) = (-1)^n / P_n(s/\omega_0), \quad (69d)$$

což je analogické přenosové funkce z výrazu (67a).

Porovnejme výrazy (69a, b, c) a výrazy (55b, c, d). Zjistíme, že pokud jde o frekvenční závislost přenosu, tyto výrazy si až na koeficienty odpovídají. Pokud tedy budeme chtít provést korekci podle popisu v odstavcích okolo vzorců (55b, c, d), máme na výstupech obvodu state-variable připraveny potřebné dílčí přenosové funkce s patřičnými frekvenčními závislostmi a zbývá jen sečíst je s patřičnými koeficienty. Určitou komplikaci představují znaménka,

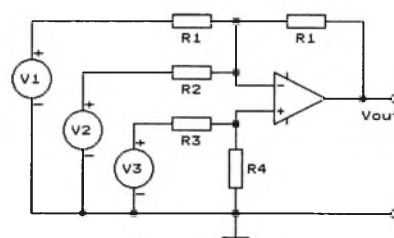
není však obtížné zkonstruovat sčítací obvod s operačním zesilovačem využívající invertujícího i neinvertujícího vstupu tak, aby vše bylo v pořádku. Odpovídající zapojení takového obvodu pro tři dílčí vstupní napětí je na obr. 66.

Výstupní napětí V_{out} bude dáno jako váhovaný součet vstupních napětí V_1 , V_2 a V_3 podle vzorce:

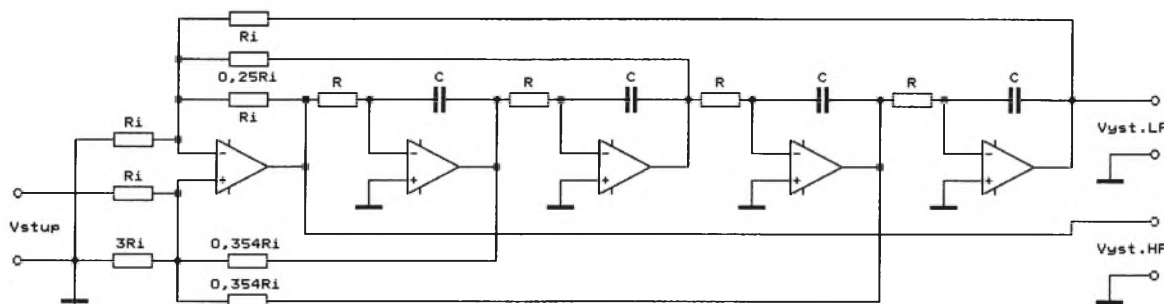
$$V_{out} = -V_1 - V_2 \cdot (R_1/R_2) + V_3 \cdot [(2 + R_1/R_2) \cdot (R_4/(R_3 + R_4))]. \quad (70)$$

Jako vstupní napětí V_1 použijeme výstupní napětí vstupního operačního zesilovače obvodu state-variable, jako napětí V_2 použijeme napětí z výstupu druhého integrátoru a jako V_3 výstupní napětí prvního integrátoru. Je zřejmé, že se přitom obrátí polarita výstupního napětí vstupního zesilovače, takže pokud budeme chtít zachovat polaritu výstupů, budeme muset použít případný invertor anebo celý obvod state-variable realizovat s opačnou polaritou vstupu - pak si ale budeme muset dát pozor na polaritu výstupu dolní propusti. Ta se při opačné polaritě vstupu samozřejmě také obrátí, takže bez dalšího bychom tento výstup museli invertovat. Je však pravděpodobné, že pro tento výstup budeme rovněž provádět kompenzaci frekvenční závislosti přenosu reproduktorů; v takovém případě pak výstupní napětí dolní propusti půjde rovněž přes obvod takového typu jako je na obr. 66 a polarita se dají do pořádku.

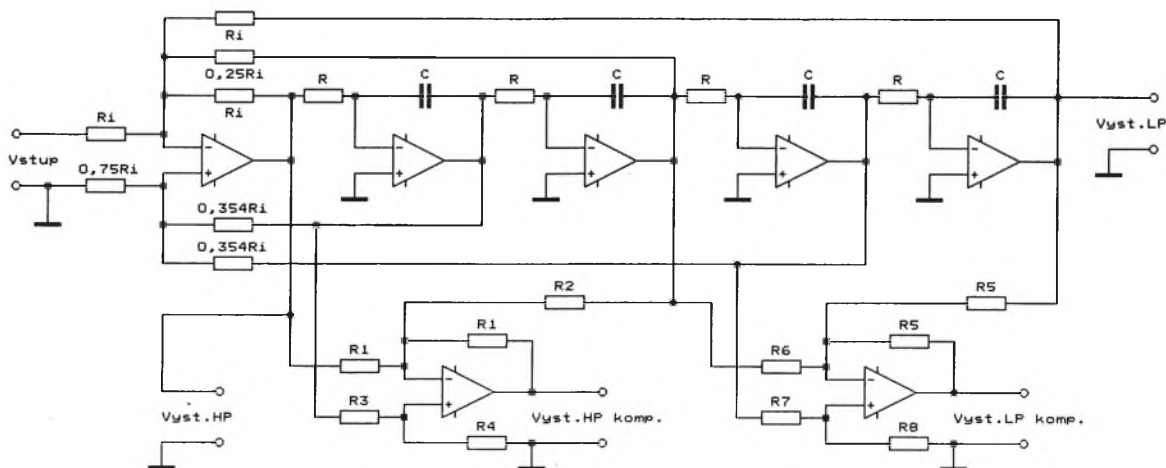
Jako příklad je na obr. 67 uveden dělicí filtr 4. stupně typu L-R s případnými obvody pro kompenzaci frekvenčních závislostí. Tento obvod a typ přenosové funkce nejspíše přicházejí v úvahu pro realizaci výhybky s kompenzacemi. Je zde již použit obvod state-variable s invertujícím vstupem, jehož odporová síť se samozřejmě poněkud liší od obvodu na obr. 65.



Obr. 66. Sčítací obvod



Obr. 65. Dělicí filtr 4. stupně typu L-R v provedení state-variable



Obr. 67. Dělicí filtr state-variable typu L-R 4. stupně s kompenzačními obvody

Pro návrh celého obvodu podle obr. 67 kromě hodnot odporů a kapacit ve vlastním filtru (hodnota R_1 se zvolí, hodnoty R a C se stanoví podle požadované dělicí frekvence - to vše podle již uvedených zásad) potřebujeme znát ještě odpory R_1 až R_8 .

Odpory R_1 a R_5 můžeme zvolit libovolně, při tom budeme nicméně postupovat podle zásad uvedených pro filtrovou část (typický odpor je 10 kΩ).

Ostatní odpory dopočítáme podle vzorců (55c,d), (58c,d) a vzorce (70). Při použití symboliky vzorců (55a,b,c) a (58a,b,c) bude:

$$R_1/R_2 = (\omega_r/\omega_0)^2 \quad (71a)$$

$$R_5/R_6 = (\omega_0/\omega_h)^2 \quad (71b)$$

$$R_3/R_4 = Q_r \cdot (2 \cdot \omega_0/\omega_r + \omega_r/\omega_0) - 1 \quad (72a)$$

$$R_7/R_8 = Q_h \cdot (2 \cdot \omega_h/\omega_0 + \omega_0/\omega_h) - 1 \quad (72b)$$

Z tvaru vzorců (72a,b) je patrné, že z parametrů přenosových funkcí vyplývá pouze poměr odporů na levých stranách rovností. Je tedy možné vždy jeden z odporů zvolit (opět podle již doporučených zásad) a druhý dopočítat.

Pro návrh obvodu včetně kompenzací potřebujeme znát hodnoty ω_r , ω_h , Q_r a Q_h . Hodnoty ω_r a Q_r jsou elektro-mechanické parametry reproduktoru - jsou to ty, které se uvádějí mezi Thiele-Smallovými parametry. Stanovení ω_h a Q_h je poněkud obtížnější. Je zapotřebí nalézt obvod typu dolní propust druhého stupně s těmito parametry nastavenými tak, aby obvod co nejlépe aproximoval především fázovou, pokud možno však i amplitudovou charakteristiku reproduktoru v okolí jeho horní mezní frekvence. Vcelku přijatelným přiblížením může být volba ω_h odpovídající polovině horní mezní frekvence reproduktoru (tj. frekvence, na níž jeho citlivost poklesne o 3 dB oproti průměru v přenášeném pásmu) a volba $Q_h = 1/\sqrt{2}$.

Konstruktora jistě bude zajímat, jaké požadavky jsou kladeny na součástky. Obecně se dá říci, že tyto požadavky nevybočují z rámce obvyklého

v oblasti konstrukce obvodů pro zvukovou techniku.

Tolerance pasivních součástek by neměly být větší než 1 % (u kondenzátorů v obvodech state-variable lze připsat toleranci 2 %). Rezistory jsou nejlepší s kovovou vrstvou, kondenzátory polypropylenové nebo polykarbonátové. Polyesterové fungují také, mohou však být nelineární, keramické se nehodí vůbec.

Operační zesilovače vybíráme z těch, které jsou vhodné pro zvukovou techniku, přičemž základními parametry je rychlost přeběhu (minimum asi 10 V/μs), šířka pásma (pokud možno alespoň 10 MHz) a šumové vlastnosti (šumové napětí v akustickém pásmu pokud možno ne více než 1 μV).

Dobrou volbou je např. typ OPA134 a jeho vícenásobné varianty (OPA2134, OPA4134), použít lze také typ NE5532 resp. NE5534 (ten je ovšem nutné doplnit kondenzátorem o kapacitě 33 pF pro frekvenční kompenzaci).

Na pozici vstupního zesilovače je účelné použít některý z tzv. ultranízkošumových typů (AD797, LT1115). Vhodné nejsou některé starší typy, které jsou někdy také doporučovány pro audio aplikace, např. OP27, popř. jeho modernější varianty.

Určitou nevýhodou výhybek s kompenzacemi frekvenčních závislostí přenosu reproduktorů je to, že návrh kompenzací je nutné provést „na míru“ použitých reproduktorů.

Není dost dobře možné navrhnout univerzální řešení případně zkonstruovat výhybku s proměnnými dělicími frekvencemi. Proto se tyto výhybky používají pouze jako součást elektronické části aktivních reproduktorových soustav.

Použití výhybku, navrženou pro jistou konkrétní sestavu reproduktorů, s jinými reproduktory je vhodné pouze v případě, že tyto reproduktory alespoň přibližně odpovídají původnímu návrhu. Jedná se především o shodu charakteristických frekvencí, činitelů jakosti a také mechanických rozměrů.

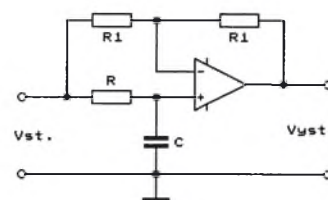
10.3. Fázovací (zpožďovací) články

V této části se budeme zabývat realizací fázovacích článků typu all-pass. Tyto obvody je možné použít např. k sestavování zpožďovacích článků nebo korekci nelinearity fázové charakteristiky existujícího obvodu tak, aby výsledná fázová charakteristika byla lineární, tj. aby fázový úhel byl přímo úměrný frekvenci a charakteristika skupinového zpoždění byla plochá v požadovaném frekvenčním pásmu. Jak již bylo řečeno, pro vytvoření zpožďovacího článku se v klasické obvodové technologii používají speciální filtry typu lowpass (dolní propusti), ty však mají frekvenčně závislou amplitudu přenosu a to je pro aplikace ve výhybkách nevhodné. Jak dále uvidíme, obvody pro realizaci fázovacích článků nejsou příliš složité. Hodnoty jednotlivých součástek v obvodu jsou však svázány někdy i dosti složitými vztahy, které je nutné co nejpřesněji dodržet, kde-li být zachována frekvenční nezávislost amplitudy přenosu. Maximální přijatelná tolerance hodnot je nejvýše 1%.

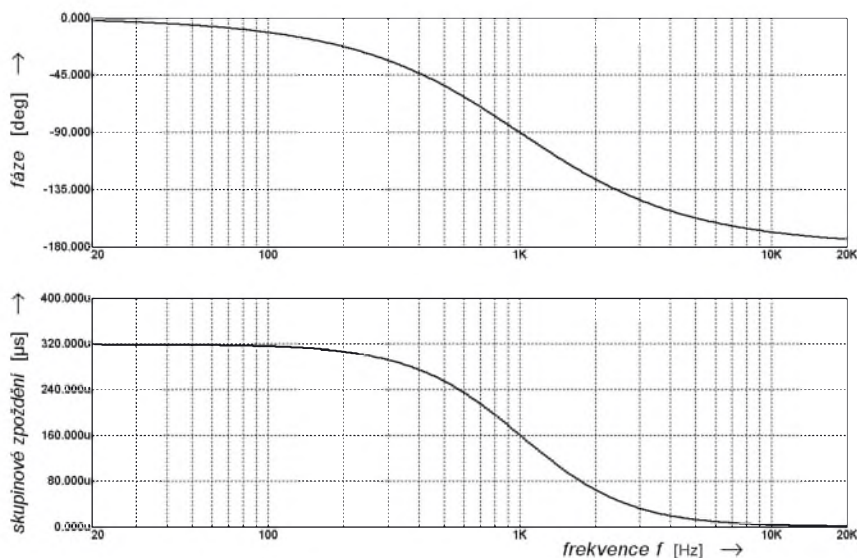
Nejjednodušeji se realizuje fázovací článek prvního druhu. Na jeho přenosovou funkci jsme narazili již ve vzorci (39). Zde si ji přepíšeme ve „standardním“ tvaru:

$$T_{1F}(s) = (1 - s/\omega_0)/(1 + s/\omega_0) \quad (73)$$

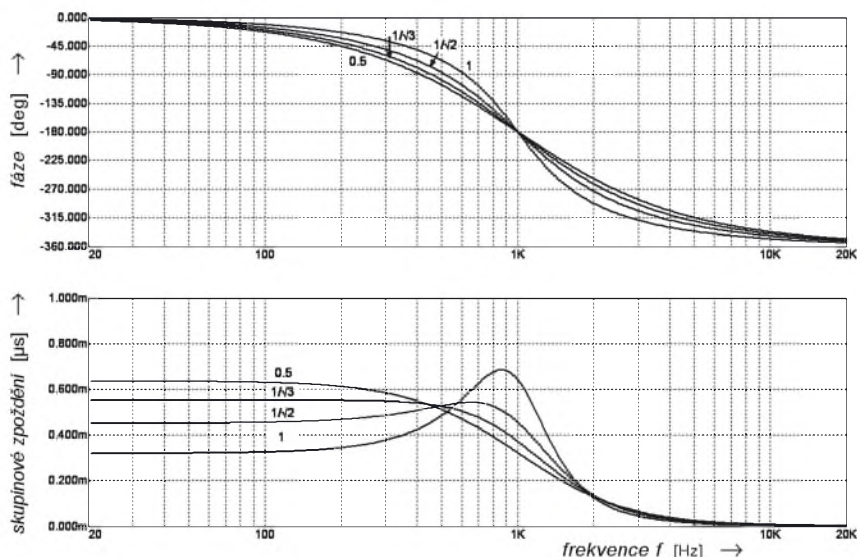
Její realizace je vcelku snadná. Jedno možné řešení ukazuje obr. 68. Jeho mezní frekvence je dána - jako již mnohokrát - vztahem $\omega_0 = 1/(R \cdot C)$. Na obr. 69 je fázová charakteristika (nahore) a charakteristika skupinového zpoždění



Obr. 68. Fázovací článek 1. druhu



Obr. 69. Fázová charakteristika a charakteristika skupinového zpoždění článku all-pass (fázovacího článku) 1. druhu



Obr. 70. Příklady fázové charakteristiky a charakteristik skupinového zpoždění fázovacího článku 2. druhu

(dole) článku all-pass prvního druhu s mezní frekvencí 1 kHz.

Z obrázku je patrné, že charakteristika skupinového zpoždění je přijatelně plochá (odchylka maximálně -10 %) přibližně do 0,3 násobku mezní frekvence. Velikost skupinového zpoždění na nízkých frekvencích se blíží $2/\omega_0$, v případě podle obr. 69 přibližně 318 μs. Pokud bychom s použitím článku 1. druhu chtěli realizovat pokud možno konstantní zpoždění v celém akustickém pásmu, museli bychom vyjít z článku s mezní frekvencí přibližně 60 kHz. Takový článek by v tomto pásmu měl zpoždění přibližně 5,3 μs (s chybou -10 % na 20 kHz). Větší zpoždění by bylo možné realizovat zařazením většího počtu článků do kaskády. Problém je v tom, že např. pro vyrovnání zpoždění reproduktoru potřebujeme zpoždění řádu několika desítek až stovek μs. Konkrétně třeba zpoždění 100 μs odpovídá geometrickému posunu reproduktoru 3,43 cm. Potřebovali bychom tedy desítky až stovky

článků v kaskádě, což je dosti nepraktické. Proto se články prvního druhu používají zpravidla pouze tam, kde je zapotřebí fázové korekce přesně jimi realizovatelné, např. ve vyvažovacích členech vícecestné výhybky s kaskádním uspořádáním.

Větší možnosti pokud jde o dosažitelné hodnoty zpoždění a případné tvarování charakteristik skupinového zpoždění dávají zpožďovací články 2. druhu. Jejich přenosová funkce má obecný tvar:

$$T_{2F}(s) = \frac{[1 - s/(Q\omega_0) + (s\omega_0)^2]}{[1 + s/(Q\omega_0) + (s\omega_0)^2]} \quad (74)$$

Na obr. 70 jsou příklady fázových charakteristik a charakteristik skupinového zpoždění fázovacího článku 2. druhu s mezní frekvencí 1 kHz pro čtyři hodnoty Q.

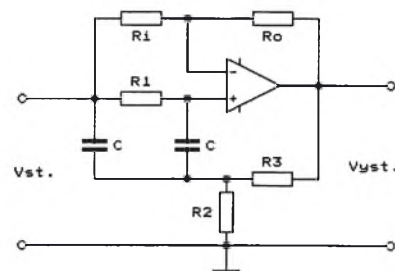
Nejplošší průběh skupinového zpoždění je pro $Q = \sqrt{3}$. V tomto případě je

charakteristika plochá s tolerancí -10 % do přibližně 0,6 násobku mezní frekvence a skupinové zpoždění pro nízké frekvence je $2\sqrt{3}/\omega_0$. Pokud bychom za těchto podmínek chtěli realizovat zpoždění pro celé akustické pásmo, dosáhli bychom s jedním článkem hodnoty zpoždění přibližně 16,5 μs (mezní frekvence článku by musela být přibližně 33 kHz). To je přibližně trojnásobek hodnoty dosahované s článkem prvního druhu. Stále je to však poměrně malá hodnota a pro použití ve výhybkách by bylo nutné řadit více článků do kaskády. V takovém případě je výhodné kombinovat články s různou mezní frekvencí a Q tak, aby výsledná charakteristika skupinového zpoždění byla mírně zvlněná. Řešení takového zpožďovacího systému je bohužel značně výpočetně náročná záležitost a ani v odborné literatuře jí není věnováno mnoho pozornosti. Proto se dosti často postupuje metodou zkoušky a omylu, což ovšem předpokládá mít k dispozici softwarové vybavení, umožňující zobrazovat příslušné charakteristiky, abychom při návrhu měli představu, kam jsme se vlastně dostali.

Při konstrukci výhybek si naštěstí můžeme pomoci s využitím toho, že zpravidla nepotřebujeme zpoždění realizovat přes celé akustické pásmo, většinou stačí dodržet plochý průběh jen do přibližně dvojnásobku nejvyšší dělicí frekvence ve výhybce. Pak můžeme fázovací články navrhovat s podstatně nižší mezní frekvencí a tudíž podstatně větším dílčím skupinovým zpožděním. Existují i konstrukce, u kterých se fázovou korekcí nastavuje potřebný fázový vztah mezi větvemi pouze v okolí dělicí frekvence a mimo tuto oblast se ponechává to, co jaksi vyjde. Takový postup může docela dobře fungovat, většinou - alespoň pokud se výsledné amplitudové charakteristiky týká - totiž záleží na fázových vztazích jen tam, kde reproduktory sousedních větví pracují „společně“.

Jedna z možných realizací fázovacího článku 2. druhu je na obr. 71.

Hodnoty součástek v obvodu jsou odvozeny z hodnot ω_0 a Q, přičemž však nejsou dány absolutně, jsou definovány pouze vztahy mezi hodnotami, z nichž některé můžeme volit a ostatní se dopočítají. Definiční vztahy navíc obsahují jeden skrytý parametr, který by



Obr. 71. Realizace fázovacího článku 2. druhu

rovněž bylo možné volit, ale tím by se výpočet dosti zkomplikoval. Dále uvedené vztahy jsou odvozeny pro jednu výhodně předvolenou hodnotu tohoto skrytého parametru.

Platí především:

$$\omega_0 = 1/(R_1 \cdot C). \quad (75a)$$

Pro danou frekvenci můžeme zvolit jednu z hodnot - buď R_1 , nebo C . Pro volbu odporu zde i dále opět platí zásady uváděné u filtrů state-variable. Další dvě hodnoty jsou určeny ve vztahu k R_1 :

$$R_2 = R_1 \cdot [(3 \cdot Q + 1)/2] \quad (75b)$$

$$R_3 = R_1 \cdot [(3 \cdot Q + 1)/(3 \cdot Q - 1)]. \quad (75c)$$

Zbývající dvě hodnoty jsou opět pouze vázány vztahem nezávislým na hodnotách předchozích:

$$R_0 = R_1 \cdot (2 + 1/Q). \quad (75d)$$

Zde můžeme volit jednu z obou hodnot a druhá se dopočítá. Případná nepřesnost hodnot se nejvíce projeví tím, že se objeví frekvenční závislost amplitudy přenosu. Přípustná tolerance je nejvýše $\pm 1\%$. Již pro mezní frekvence ω_0 řádu kHz se také uplatňuje frekvenční závislost zesílení operačního zesilovače. Je nutné, aby jeho mezní (tranzitní) frekvence byla alespoň 10 MHz nebo více.

11. Půlpásmová výhybka

V literatuře zejména firemní lze občas narazit na zmínku o dvouapůl či třípůlpásmovém řešení reproduktorové soustavy. Oč se vlastně jedná?

V podstatě jde o normální dvou či třípásmové řešení, které je doplněno o reproduktor, pokrývající spodní část nejnižšího pásma (častější případ) nebo horní část nejvyššího pásma (méně častý případ).

Touto cestou se řeší problémy související s obecně nedostatečnou citlivostí reproduktorů v okrajových oblastech akustického pásma.

To - jedná-li se o basové „půlpásmo“ - může způsobovat také jev zvaný „baffle-step“. Jím se rozumí pokles citlivosti reproduktoru v oblasti nejnižších frekvencí způsobený tím, že v této oblasti reproduktor vyzařuje do celého prostoru a má energetickou účinnost poloviční (nižší o 3 dB) oproti oblasti, kde je vlnová délka srovnatelná nebo menší než rozměry čelní plochy ozvučnice a reproduktor vyzařuje převážně

pouze do předního poloprostoru (vyzařovací impedance membrány je zde dvojnásobná oproti vyzařování do celého prostoru).

Dále se budeme zabývat pouze basovým půlpásmem. Výhybku pro tento účel tvoří samostatný dolnoproustný filtr, jehož mezní frekvence je nižší než nejnižší použitá dělicí frekvence. Reprodukory určené pro nejnižší pásmo a přídatné „půlpásmo“ na nejnižších frekvencích pracují společně a jimi vyzážené akustické tlaky se sčítají za předpokladu, že reproduktory jsou ve fázi.

Problém může nastat v oblasti mezní frekvence filtru pomocného pásma („půlpásma“). V oblasti mezní frekvence vzniká fázový rozdíl, který může být významný i v oblasti, ve které reproduktor pomocného pásma není utlumen a akustické tlaky spolupracujících reproduktorů se v této oblasti mohou odečítat.

Tento problém lze bezchybně řešit pouze tak, že signál pro reproduktor základního pásma se fázově upraví tak, aby se co do fáze shodoval se signálem pro reproduktor pomocného pásma. A poněvadž se tak vlastně signál pro celé nejnižší pásmo fázově zkreslí, pak, má-li být zachována správná funkce výhybek pro ostatní pásma, je nutné patřičnou úpravu fáze provést i pro ostatní pásma. Nejsnáze je to proveditelné pro výhybku v kaskádním uspořádání. Pro třípůlpásmové uspořádání to naznačuje blokové schéma na obr. 72.

Je nutné upozornit, že fázovací článek vytvářející fázovou úpravu $\phi(s/\omega_{1/2})$ je možné realizovat pouze tehdy, je-li přenosová funkce $L_{1/2}(s)$ sudého stupně typu Linkwitz-Riley, přičemž bude-li druhého stupně, bude pak příslušný fázovací článek článkem prvního druhu s mezní frekvencí rovnou mezní frekvenci filtru pomocného pásma.

12. Závěr

O výhybkách všeobecně a aktivních výhybkách zvláště toho bylo napsáno velice mnoho.

V současné době by se možná dalo říci, že zlatý věk aktivních výhybek s analogovými filtry končí. Komerčně jsou již dostupné tzv. univerzální výhybky řešené s digitálními filtry, jejichž cena je v důsledku masového rozšíření

DSP procesorů docela přijatelná. I tyto výhybky by ovšem měly splňovat základní požadavky, o kterých jsme hovořili - podmínku konstantního součtu, konstantního příkonu a podobně.

Výhodou digitálních řešení je poměrně snadná splnitelnost podmínky lineární fáze - některé architektury digitálních filtrů splnění této podmínky zaručují automaticky. Není také nijak obtížné doplnit digitální realizaci výhybky o vyrovnání geometrického zpoždění reproduktorů. Pokud jde o kompenzaci kmitočtových závislostí reproduktorů, i tu je možné provést s použitím digitálních filtrů, tím ovšem takové řešení do jisté míry ztrácí na univerzálnosti.

Zatím je ještě dosti nákladné a pro domácí konstrukci prakticky nedostupné řešit kompletní digitální výhybku „na míru“ nějaké konkrétní sestavy reproduktorů. Zde mají analogové obvody stále své místo.

Autor se přiznává k jisté míře „staromilnosti“ - s digitálními obvody to prostě neumí a práci s analogovými obvody považuje za docela příjemný způsob trávení volného času.

Snad tento text pomůže „analogovým soukmenovcům“ proniknout trochu hlouběji do problematiky řešení aktivních výhybek, o které by se samozřejmě dala napsat dosti tlustá kniha.

13. Literatura

(JAES = Journal of the Audio Engineering Society, RTT = Rozhlasová a televizní technika, AR = Amatérské Radio)

Bullock, R. M. III: Satisfying Loudspeaker Crossover Constraints. JAES 31 (1983), s. 489-499 (No. 7).

Leach, F. M. Jr.: Loudspeaker Driver Phase Response. JAES 28 (1980), s. 410-421 (No. 6).

Linkwitz, S. H.: Active Crossover Networks. JAES 24 (1976), s. 2-8 (No. 1/2).

Small, R. H.: Constant-Voltage Crossovers Network Design. JAES 19 (1971), s. 12-19 (No. 1/2).

Sýkora, B.: Základní kritéria pro návrh výhybek. RTT 29 (1984), s. 1-4 (No. 1).

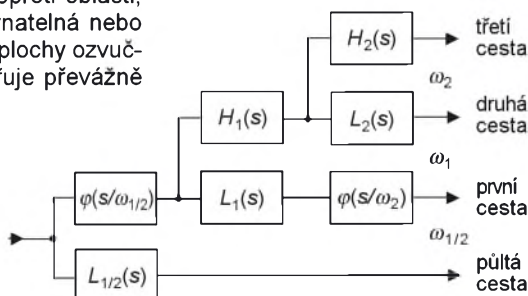
Sýkora, B.: Vícecestná výhybka s konstantním příkonem. RTT 30 (1985), s. 92-96 (No. 4).

Sýkora, B.: Moderní koncepce reproduktorových výhybek RTT 34 (1989), s. 93-96 (No. 3), s. 104-110 (No. 4).

Sýkora, B.: Reprodukory a reproduktorové soustavy. AR pro konstruktéry 5/1993.

... a hodně zajímavého lze najít na internetu na <http://www.linkwitzlab.com> anebo třeba vyhledávačem Google při zadání klíčových slov „active crossovers“ (případně ještě přidat některé z jmen: Hawkford, Linkwitz, Thiele, Small nebo Vanderkooy).

Obr. 72. →
Příklad výhybky
pro třípůlpásmové
řešení reproduktorové
soustavy



ZAJÍMAVÁ A PRAKTICKÁ ZAPOJENÍ

V této kapitole jsou uvedena zapojení z oblasti měřicí a nf techniky. Popsané konstrukce je vhodné brát především jako podnět a inspiraci k další tvůrčí činnosti a je možné s nimi dále laborovat.

Měřicí technika

Tester krystalů

Testerem lze ověřit funkčnost krystalů nebo keramických rezonátorů a připojeným vnějším čítačem můžeme přesně změřit jejich kmitočet (v použitém oscilátoru).

Tester se vyznačuje širokým kmitočtovým rozsahem - kmitají v něm krystaly se základním kmitočtem od 32 kHz do 24 MHz.

Použití testeru je všestranné - lze jím určit kmitočet krystalů, které jsou označeny nesrozumitelným kódem, můžeme jím vybrat krystaly se shodným kmitočtem do filtrů, můžeme jím identifikovat harmonické krystaly (v testeru kmitají na základním kmitočtu), popř. můžeme přímo v testeru vyzkou-

šet, v jakém rozmezí lze krystaly nebo keramické rezonátory přeladovat sériovým kondenzátorem nebo cívkou.

Popis funkce

Schéma testeru je na obr. 1. Tester obsahuje dva oscilátory integrované v obvodech IO1 a IO2, ve kterých kmitají testované krystaly. Všechny signály z obou oscilátorů se vedou přes oddělovací hradla IO3A a IO3D na společný výstupní konektor K5, k němuž můžeme připojit čítač a měřit kmitočet krystalů. Všechny signály z oscilátorů se také vedou přes děličky obsažené v IO1 a IO2 a přes další oddělovací hradla IO3B a IO3C a usměrňovače s diodami D1 až D4 do žluté indikační LED D6, která svítí, když kterýkoliv z oscilátorů kmi-

tá. LED D6 tudíž indikuje dobrý stav testovaného krystalu.

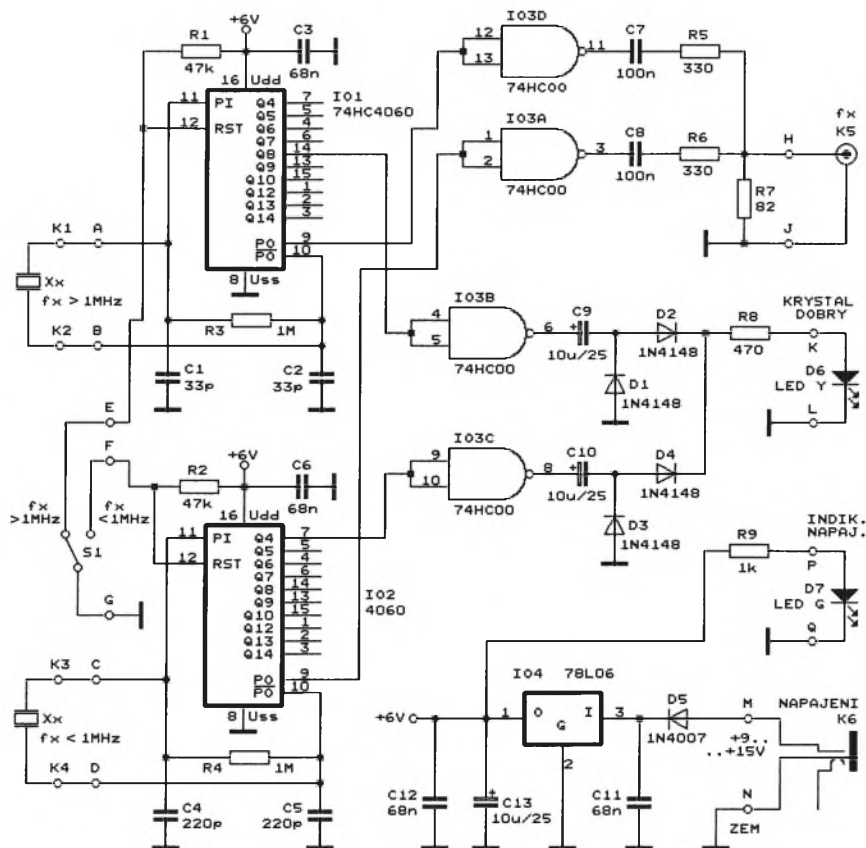
V testeru jsou použity dva oscilátory, protože se během vývoje ukázalo, že jediným oscilátorem nelze rozkmitat krystaly v dostatečně širokém kmitočtovém rozsahu (alespoň od 32 kHz do 24 MHz).

Pro kmitočty od 32 kHz do 1 MHz slouží oscilátor obsažený v IO2 typu 4060. Kapacity kondenzátorů C4 a C5 byly vybrány zkusmo tak, aby oscilátor spolehlivě kmital se všemi krystaly a keramickými rezonátory (s kmitočty v daném rozsahu), které jsem měl k dispozici. Krystal se k oscilátoru připojuje prostřednictvím zdířek K3 a K4.

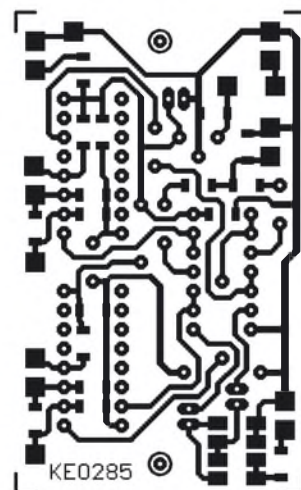
Pro kmitočty od 1 MHz do 24 MHz slouží oscilátor obsažený v IO1 typu 74HC4060. Krystal se připojuje zdířkami K1 a K2.

Protože oscilátory mohou kmitat i samovolně bez připojeného krystalu, je oscilátor, který není právě využíván, vyřazen z činnosti vynulováním logickým signálem z přepínače S1.

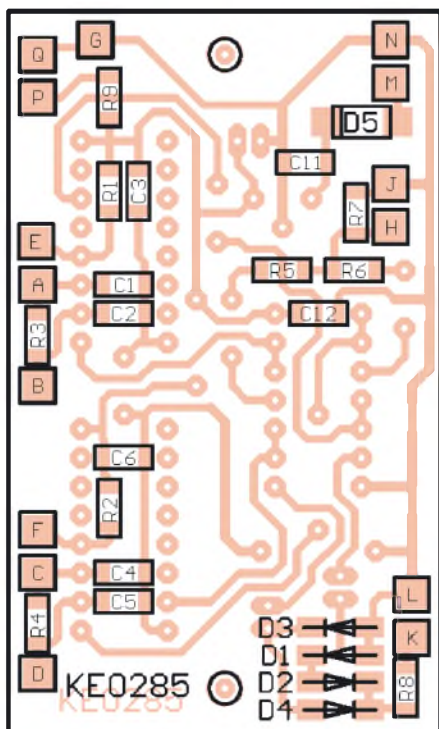
Všechny signály jsou přímo z výstupů PO oscilátorů vedeny přes oddělovací hradla IO3A a IO3D typu 74HC00 a slučovací odporový členek s rezistory R5 až R7 na výstupní konektor K5 - panelovou zásuvku BNC. Odporový členek R5 až R7 jsou navrženy tak, aby výstupní odpor zdroje signálu na konektoru K5 byl 50 Ω. Všechny signály na konektoru K5 mají obdélníkový průběh s nulovou



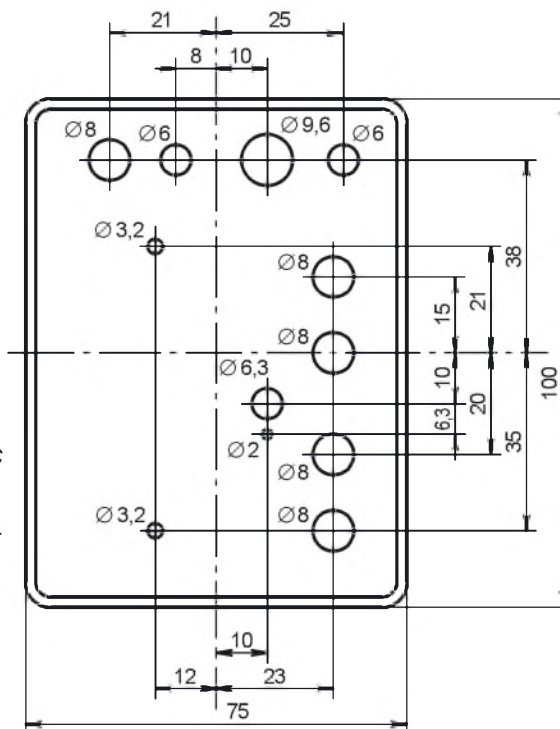
Obr. 1. Tester krystalů



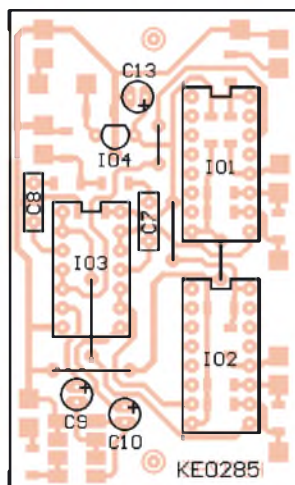
Obr. 2. Obrazec plošných spojů testeru krystalů (měř.: 1 : 1)



Obr. 3.
Rozmístění
součástek SMD
na straně pájení
na desce
testeru krystalů



Obr. 5.
Vrtání horní stěny
krabičky U-03-114C
testeru krystalů.
Průměry, tvar a
popř. rozmístění děr
je nutné upravit
podle rozměrů
skutečně použitých
součástek



Obr. 4. Rozmístění součástek
na straně součástek
na desce testeru krystalů

ss složkou, se střídou 1 : 1 a na vnější zátěži 50 Ω má mezivrcholový rozměr 0,4 V. Vf signál na konektoru K5 slouží pro měření kmitočtu testovaného krystalu čítačem.

Dobrý stavu testovaného krystalu, tj. kmitání oscilátoru s připojeným krystalem, je indikováno rozsvícením žluté LED D6. LED D6 je buzena ss napětím z usměrňovačů s diodami D1 až D4, do kterých se přes oddělovací hradla IO3C a IO3B typu 74HC00 vedou vf signály odebrané z výstupů Q4 a Q8 binárních děliček obsažených v IO2 a IO1 (použití děliček je asi zbytečné, ale proč je nevyužít, když už existují?). Usměrňovače pracují jako zdvojeňovače a jejich zapojení bylo navrženo tak, aby usměrňovač, který je právě neaktivní (na jehož vazební kondenzátor je trvale přiváděna nízká nebo vysoká úroveň z neemitujícího oscilátoru) nenarušoval činnost druhého usměrňovače.

Tester je napájen hrubě stabilizovaným napětím 12 V z vnějšího zdroje (např. ze síťového adaptéru nebo akumulátoru). Napájecí proud je maximálně 25 mA. Napájecí napětí se zavádí do napájecí zásuvky K6 s průměrem vnitřního kolíčku 2,1 mm (na vnitřním kolíčku je kladný pól). Dioda D5 chrání tester při přepólování napájecího napětí. Vnější napájecí napětí je zmenšováno na 6 V a stabilizováno monolitickým stabilizátorem IO4 typu 78L06. Přítomnost napájecího napětí je indikována zelenou LED D7 umístěnou vedle napájecího konektoru. Vnitřní napájecí napětí +6 V je důkladně blokováno kondenzátory C3, C6, C12 a C13.

Konstrukce a oživení

Aby se dosáhlo malých rozměrů, je tester zkonstruován smíšenou technologií s částečným použitím součástek SMD. Většina součástek je umístěna na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 2, rozmístění součástek SMD na desce na straně pájení je na obr. 3, rozmístění vývodových součástek na straně součástek je na obr. 4.

Na desku napřed připájíme součástky SMD a teprve pak vývodové. Nezapomeneme zapojit pět drátových propojek. Pro IO použijeme precizní objímky (nejdou nezbytně nutné, ale jsou užitečné).

Zapojenou desku oživíme. Provizorně připájíme mezi vývody K a L LED D6 a mezi vývody H a J vnější rezistor o odporu 51 Ω . Přivedeme napájecí napětí 12 V a zkontrolujeme velikost vnitřního napájecího napětí (6 V) za stabilizátorem IO4. Propojíme vývody E a G a na vývody A a B připájíme dobrý krystal o kmitočtu např. 10 MHz. LED D6 musí svítit a na rezistoru mezi vývody H a J musíme osciloskopem naměřit

obdélníkový signál s mezivrcholovým rozměrem 0,4 V. Pak propojíme vývody F a G a na vývody C a D připájíme dobrý keramický rezonátor o kmitočtu např. 455 kHz. Opět musí LED D6 svítit a na rezistoru mezi vývody H a J musí být obdélníkový signál.

Tester je natolik jednoduchý a nezávadný, že vše bude pravděpodobně fungovat na první zapojení.

Oživenou desku vestavíme do plastové krabičky U-03-114C (z GM Electronic). Deska je upevněna dvěma distančními sloupky DI5M3x20.

Všechny ovládací a indikační prvky i konektory jsou umístěny na horní stěně krabičky. Výkres vrtání krabičky je na obr. 5, pohled na horní stěnu krabičky a na vnitřní uspořádání součástek a spojů je na fotografiích na obálce. Spoje od vývodů A až D ke zdílkám musí být co nejkratší, všechny ostatní spoje musí být tak dlouhé, aby bylo možné desku pohodlně vykoplit z krabičky. Spoje jsou provedeny lankem o průřezu 0,15 mm² s izolací PVC.

Pro připojování testovaných krystalů si ještě zhotovíme dvě svorky tím způsobem, že přímo na drátky vhodných banánků připájíme krokodýlky. Krokodýlky ohneme tak, aby jejich podélná osa svírala s osou banánků úhel asi 120°.

Při používání testeru musíme brát v úvahu, že vzhledem ke značným geometrickým rozměrům obvodu oscilátoru a z toho vyplývající přítomnosti relativně značných parazitních kapacit a indukčností se kmitočet krystalu v testeru liší o několik jednotek až desítek Hz (v závislosti na velikosti kmitočtu) od kmitočtu téhož krystalu zapojeného v oscilátoru realizovaném přímo na desce s plošnými spoji, ve kterém jsou spoje dlouhé jen několik mm. Pokud bychom chtěli tento rozdíl kmitočtů minimalizovat, museli bychom pro připojení krystalu k testeru použít místo

zdířek nějakou miniaturní objímku umístěnou co nejbližší k vývodům z desky testeru.

Seznam součástek

R1, R2	47 k Ω , SMD 1206
R3, R4	1 M Ω , SMD 1206
R5, R6	330 Ω , SMD 1206
R7	82 Ω , SMD 1206
R8	470 Ω , SMD 1206
R9	1 k Ω , SMD 1206
C1, C2	33 pF, NPO, SMD 1206
C3, C6,	
C11, C12	68 nF, SMD 1206
C4, C5	220 pF, NPO, SMD 1206
C7, C8	100 nF/63 V, fóliový

C9, C10,	
C13	10 μ F/25 V, radiální, subminiaturní
D1, D2,	
D3, D4	1N4148, SMD
D5	1N4007, SMD
D6	LED žlutá, 3 mm, 2 mA, v kovové objímce (L-R732Y)
D7	LED zelená, 3 mm, 2 mA, v kovové objímce (L-R732G)
IO1	74HC4060 (DIL16)
IO2	4060 (DIL16)
IO3	74HC00 (DIL14)
IO4	78L06 (TO92)

objímka precizní DIL16	(2 kusy)
objímka precizní DIL14	(1 kus)
S1	páčkový přepínač, jednopólový
K1, K2,	
K3, K4	zdířka 4 mm, izolovaná
K5	zásuvka BNC 50 Ω , panelová
K6	zásuvka napájecí 2,1 mm, panelová
deska s plošnými spoji č. KE0285	
krabíčka U-03-114C (GM Electronic)	
distanční sloupek DI5M3x20	(2 kusy)
šroubky, propojovací vodiče atd.	

Zbyněk Munzar

Nf technika

Zesilovač 12 W do automobilu

Zesilovač je můstkový a představuje základní aplikaci obvodu TDA2003.

Při napájecím napětí 14,4 V dodává do zátěže 4 Ω výkon nejméně 12 W při zkreslení okolo 0,1 %. Pro plné vybuzení je nutné efektivní vstupní napětí asi 140 mV. Kmitočtová charakteristika zesilovače je vyrovnaná s poklesem -1 (resp. -3) dB na kmitočtu 50 (resp. 25) Hz. V oblasti vysokých kmitočtů poskytuje zesilovač plný výkon do kmitočtu asi 25 kHz.

Popis funkce

Schéma zesilovače je na obr. 7 a odpovídá doporučenému zapojení obvodu TDA2003 z katalogových listů.

U rezistorů R1 až R4 jsou bez závorek uvedeny hodnoty odporů podle katalogu a v závorkách hodnoty od-

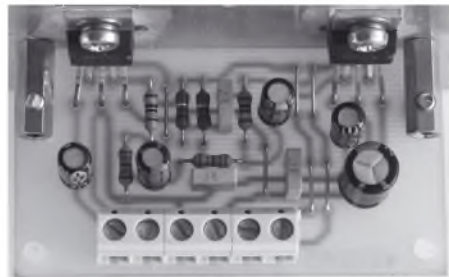
porů z běžné řady E12, které byly bez újmy na funkci použity v realizovaném vzorku.

Konstrukce a oživení

Zesilovač je zkonstruován z klasických vývodových součástek, které jsou umístěny na desce s jednostrannými plošnými spoji. Obrazec spojů je na obr. 8, rozmístění součástek na desce je na obr. 9.

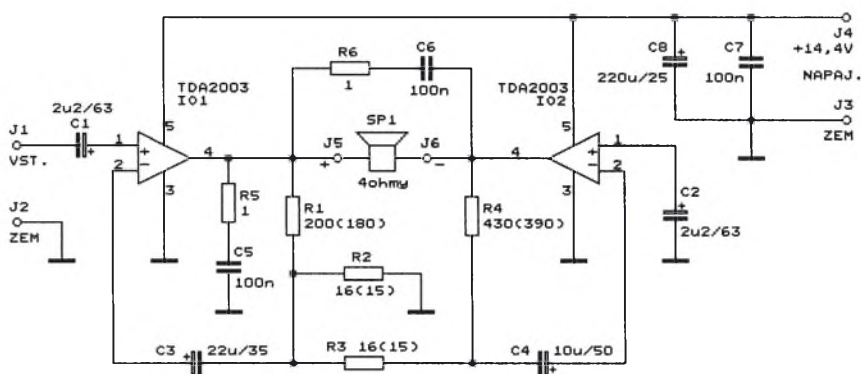
Na desce je šest propojek, které jsou zhotoveny z odštířených vývodů použitých rezistorů.

Výkonové integrované obvody IO1 a IO2 jsou přišroubovány na dostatečně velký chladič (v realizovaném vzorku byl použit hliníkový žebrovaný chladič o rozměrech 110x80x20 mm s roztečí žebér 10 mm). Pro zlepšení přenosu tepla jsou dosedací plochy IO jemně potřeny tepelně vodivou pastou. Aby nebyly namáhány vývody IO, je k chladiči připevněna i deska s plošnými

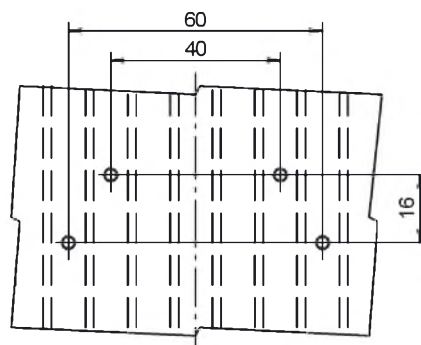


Obr. 6. Zesilovač 12 W do automobilu

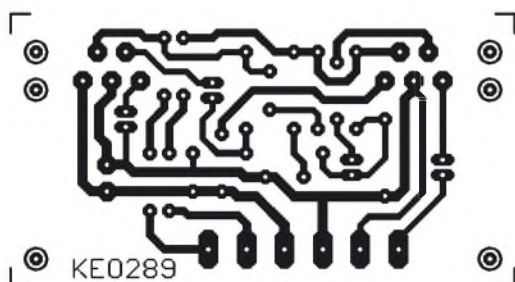
spoji zesilovače. K připevnění desky jsou použity dva distanční sloupky DI5M3x15, do kterých jsou ve vzdálenosti 5 mm od kraje vyvrtány kolmo k podélné ose díry se závitem M3 (viz fotografie zesilovače na obálce tohoto časopisu). Rozmístění potřebných děr na chladiči je na obr. 10. Při montáži nejprve připevníme desku k chladiči, pak k chladiči přišroubujeme IO s vhodně vytvarovanými vývody, aby je bylo možné snadno prostrčit děrami v desce, pak utáhneme všechny šrouby a nakonec teprve zapájíme vývody IO do



Obr. 7. Zesilovač 12 W do automobilu

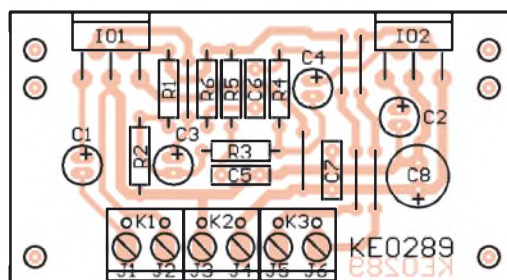


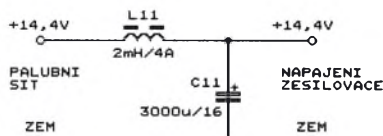
Obr. 10. Výkres vrtání děr do chladiče pro zesilovač 12 W (bez měřítka). Všechny čtyři díry mají průměr 3,2 mm



Obr. 8. Obrazec plošných spojů zesilovače 12 W (měř.: 1 : 1)

Obr. 9. Rozmístění součástek na desce zesilovače 12 W





Obr. 11. Filtr napájecího napětí zesilovače

desky. IO nemusíme od chladiče izolovat, protože jejich chladičové křídélka jsou spojena se zemním napájecím vývodem IO.

Propojovací vodiče zesilovače můžeme buď přímo připojit k pájecím ploškám vývodů J1 až J6, nebo můžeme k pájecím ploškám připojit šroubovací svorkovnice K1 až K3 a propojovací vodiče pak k zesilovači připojit prostřednictvím těchto svorkovnic.

Pohled na zapojenou desku s plošnými spoji je na obr. 6, fotografie celého zesilovače je na zadní straně obálky tohoto časopisu.

Při použití zesilovače v automobilu je nutné přivádět napájecí napětí do zesilovače přes filtr podle obr. 11, který potlačuje nebezpečné napěťové špičky z palubní sítě vozidla.

Seznam součástek

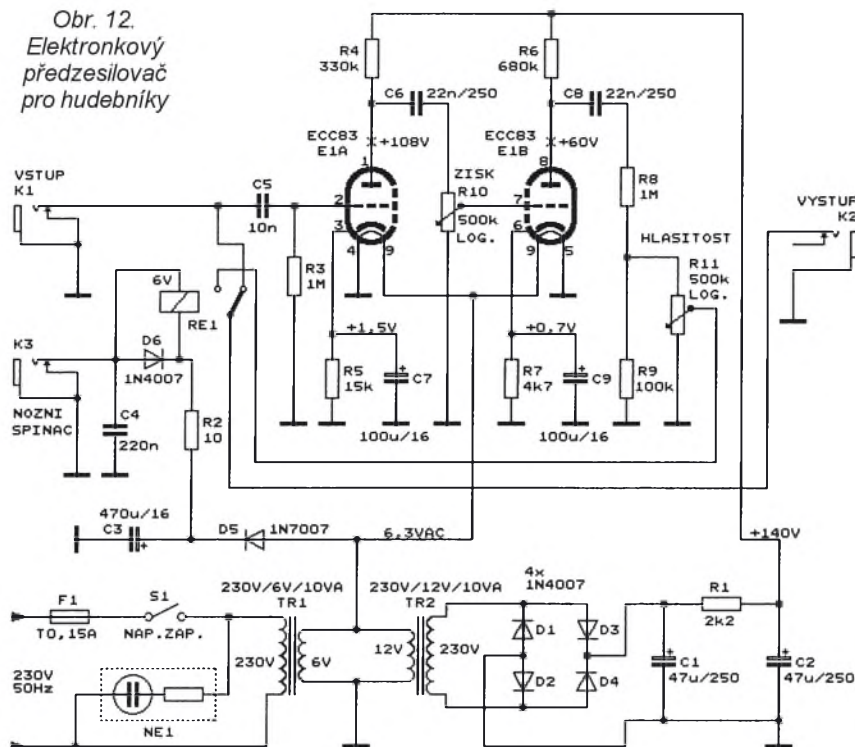
Všechny rezistory jsou miniaturní (rozměr 0207) metalizované s tolerancí 1 %, hodnoty v závorkách viz text

R1	200 (180) Ω
R2, R3	16 (15) Ω
R4	430 (390) Ω
R5, R6	1 Ω
C1, C2	2,2 μF/63 V, radiální
C3	22 μF/35 V, radiální
C4	10 μF/50 V, radiální
C5, C6, C7	100 nF/63 V, fóliový (CF1)
C8	220 μF/25 V, radiální

IO1, IO2 TDA2003
K1, K2, K3 svorkovnice ARK500/2
deska s plošnými spoji č. KE0289
distanční sloupek DI5M3x15 (2 kusy)
chladič pro IO1 a IO2
šroubky, propojovací vodiče atd.

Katalogové listy obvodu TDA2003,
SGS-THOMSON, duben 1995

Obr. 12.
Elektronkový
předzesilovač
pro hudebníky



Elektronkový předzesilovač pro hudebníky

Na obr. 12 je schéma předzesilovače, který dodává elektrické kytáře nebo nějakému jinému hudebnímu nástroji tolik žádanou „elektronkovou“ zvuk.

Předzesilovač obsahuje dva stupně s triodami ECC83 v zapojení se společnou katodou. Potenciometrem R10 se ovládá buzení druhého stupně a tím i jeho zkreslení, které určuje celkový charakter zvuku. Úroveň signálu z výstupu předzesilovače se ovládá potenciometrem R11.

Předzesilovač se zařazuje do cesty nf signálu kontaktem relé RE1, které je ovládáno nožním spínačem. Je-li napájení zesilovače vypnuto, je kontakt relé v klidové poloze, ve které vede nf signál mimo předzesilovač přímo ze vstupního konektoru na výstup.

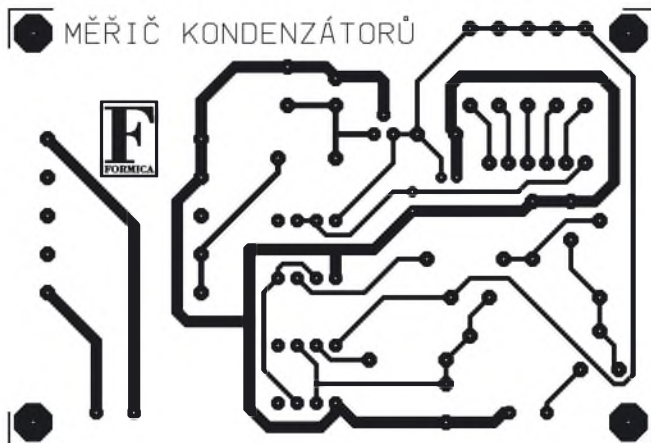
Zesilovač je napájen ze sítě přes transformátory TR1 a TR2. Do vinutí 12 V transformátoru TR2 se zavádí střídavé napětí 6 V z TR1, takže na vinutí 230 V transformátoru TR2 je napětí pouze 115 V!

Electronics Now, únor 1999

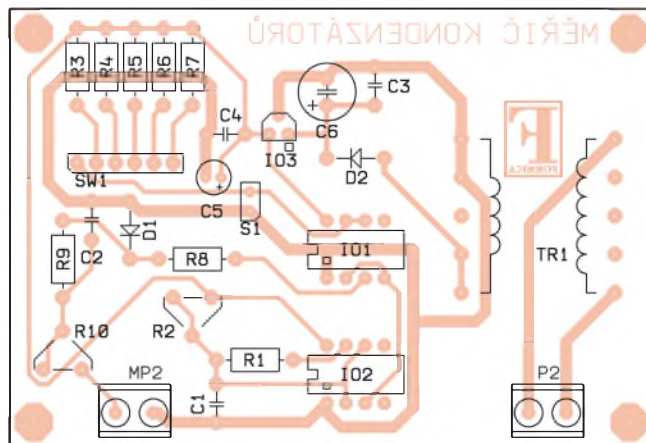
Oprava k článku Měřič kapacity v KE 6/2004

V článku Měřič kapacity v KE 6/2004 na straně 17 byly nedopatřením uveřejněny chybné obrázky desky s plošnými spoji (obr. 41 a obr. 42).

Čtenářům se omlouváme a uvádíme správnou verzi obou obrázků (měřený kondenzátor Cx se připojuje k vývodům S1 na obr. 42).



Obr. 41. Obrázek spoju měřiče kapacity (měř.: 1 : 1)



Obr. 42. Rozmístění součástek na desce měřiče kapacity