

# AKUSTICKÉ LISTY

České akustické společnosti  
www.czakustika.cz

ročník 11, číslo 4

prosinec 2005

Obsah	
Pozvánka na Valnou hromadu	3
Jaroslav Kyncl sedmdesátiletý	3
In memoriam – Ing. Michael Antek	4
71. akustický seminář	4
Ukončení testu porovnání výpočetních programů pro dopravní hluk <i>Jan Stěnička</i>	4
Měření velkých akustických tlaků a výchylek laserovým interferometrem The Measurement of High Acoustic Pressure and Displacements by Laser Interferometer <i>Rudolf Bálek, Zuzana Bartáková a Jaroslav Plocek</i>	5
Návrh reproduktorových výhybek s uvažováním komplexní zátěže Design of Crossover Filters with Respect to a Complex Load <i>Lukáš Dolívka a Jiří Hospodka</i>	9
Kmitání hlasivky znázorněné 3D grafem 3D-graph Imaging of Vocal Fold Vibration <i>Petr Jindra, Josef Pešák a Milan Květoň</i>	16
Integrální vyjádření difrakce transientní sférické zvukové vlny na kruhovém difraktorů Integral Expression of Diffraction of Transient Spherical Wave by Circular Diffractor <i>Zdeněk Kyncl a Ilona Ali Bláhová</i>	20
Obsah Acta Acustica 91(6)	25



Rada České akustické společnosti svolává ve smyslu stanov

**VALNOU HROMADU,**

která se bude konat ve čtvrtek 26. ledna 2006 na fakultě elektrotechnické ČVUT, Technická 2, Praha 6 – Dejvice.

**Rámcový program:**

10:00 – 11:45 Jednání v odborných skupinách. Rozpis místností pro jednání v odborných skupinách bude vyvěšen ve vstupním prostoru fakulty a na dveřích sekretariátu společnosti, dveře č. 429

12:00 – 13:00 Prezentace

13:15 – 16:00 Plenární zasedání, místnost č. 337

**Důležité upozornění:** Člen společnosti, který se nebude moci Valné hromady osobně zúčastnit, pověří jiného člena, aby jej zastupoval. Jeden člen společnosti může zastupovat nejvýše tři členy. Formulář pověření je součástí tohoto čísla Akustických listů.

---

## Jaroslav Kyncl sedmdesátiletý



Po více než čtyřicetileté práci v oboru akustiky se letos kolega Jaroslav Kyncl po svých sedmdesátých narozeninách rozhodl odejít do důchodu.

Jaroslav Kyncl absolvoval obor geofyzika na matematicko-fyzikální fakultě Univerzity Karlovy. Po několikaletém působení ve výzkumu příbramských uranových nalezišť se začal ve Výzkumném ústavu zvukové, obrazové a reprodukční techniky v Praze zabývat otázkami prostorové akustiky. Díky svému teoretickému zázemí a zevrubnému přístupu, který mu byl vždy vlastní při řešení jakéhokoliv problému, se záhy stal uznávaným odborníkem v oblasti navrhování akustických obkladů. Po několikaletém výzkumu šíření zvuku v průmyslových prostorech se v osmdesátých letech věnoval po řadu let otázkám subjektivního posuzování kvality poslechu hudby v koncertních sálech a souvislosti s objektivním měřením akustických vlastností sálů. V této problematice se stal jednou z vůdčích osobností v rámci mezinárodní spolupráce s kolegy z celé řady evropských akustických laboratoří.

Po rozpadu Výzkumného ústavu zvukové, obrazové a reprodukční techniky se stal Jaroslav Kyncl jedním ze zakladatelů společnosti Akustika Praha. Zde dokázal během svého více než desetiletého působení plně využít svých bohatých znalostí a zkušeností při návrzích akustických úprav řady sálů a divadel v celé České republice. Neopomenutelnou kapitolou v jeho odborné praxi je problematika návrhu speciálních měřicích prostorů, bezdrazových a dozvukových místností, jak o tom svědčí četné úspěšné realizace.

Během své dlouholeté práce v oboru akustiky Jaroslav Kyncl nikdy neodmítal předávat své bohaté znalosti a zkušenosti svým spolupracovníkům a kolegům na pracovišti, u příležitosti akustických seminářů a konferencí a v rámci své pedagogické činnosti i studentům ČVUT Praha či Technické univerzity v Liberci. Vzhledem k nadhledu, s nímž se příliš nevěnoval širší publikaci výsledků své práce, byly tyto příležitosti mnohdy jedinou možností využít a docenit obdivuhodnou komplexnost a systematickosti jeho znalostí oboru. Tyto přednosti spolu s až pedantickou snahou o přesnost dokázal úspěšně využít při tvorbě a překladech technických norem i při práci na knize Prostorová akustika, kterou vydal spolu s profesorem Kolmerem v roce 1977.

Přejeme kolegovi Jaroslavu Kynclovi, aby ještě dlouhá léta prožil v té duševní a fyzické svěžesti, s jakou u příležitosti životního jubilea opustil svoje pracovní místo. Zároveň doufáme, že stejně jako splnil svoje předsevzetí a odešel v sedmdesátí letech do důchodu, bude ještě léta plnit slib, že se čas od času bude ke své práci v oboru prostorové akustiky vracet.

Josef Novák

## In memoriam – Ing. Michael Antek



Ing. Michael Antek zemřel neočekávaně po krátké těžké nemoci 5. listopadu 2005 ve věku 58 let.

Narodil se 23. července 1947 v Praze. Po maturitě nastoupil v roce 1967 na elektrotechnickou fakultu ČVUT v Praze, kde úspěšně ukončil svá studia v roce 1971 jako elektrotechnický inženýr.

Jeho celoživotní odbornou náplní i zálibou se stala elektroakustika a prostorová akustika. V roce 1971 nastoupil do úseku pro výzkum elektroakustiky Tesla-VÚST A. S. Popova a tam pracoval na výzkumu struktury signálů a slyšení pod vedením Ing. Aloise Melky do roku 1976. Velkou měrou se zasloužil o instalaci a zprovoznění studiového zařízení v nově zřizovaných prostorech psychoakustické laboratoře VÚST na Balabence. Byl spoluřešitelem státního výzkumného úkolu „Výzkum metodiky subjektivního hodnocení přirozených akustických signálů“, jehož výsledkem byla experimentálně ověřená metodika subjektivního posuzování zvukové kvality reproduktorových soustav bytového typu.

V září 1976 nastoupil do VÚZORTu, kde se formovala skupina pro řešení elektroakustiky projektovaného Paláce kultury. Po ukončení této etapy pokračoval v rámci skupiny elektroakustiky jednak v řešení výzkumných úkolů, jednak pracoval na složitějších případech ozvučování uzavřených prostor (např. rekonstrukce Národního divadla, rekonstrukce Stavovského divadla, ozvučení Křižíkovy fontány na Výstavišti v Praze a mnoha dalších).

Málokdo ví, že se také, a to velmi aktivně, podílel na listopadových událostech 1989. Spolu s dalšími členy skupiny elektroakustiky spoluzajišťoval ozvučení Václavského náměstí i Letenské pláně.

Po rozpadu VÚZORTu v roce 1992 si založil vlastní firmu – Akustika Antek, ve které dále pokračoval ve své odborné činnosti.

Neopomenutelná je jeho účast na rekonstrukci pražského Kongresového centra v rámci příprav na zasedání MMF v roce 2000 a o rok později pak i na nové akustické úpravě velkého sálu Kongresového centra. Tam také mají počátek jeho dále rozvíjené kontakty s významnými zahraničními odborníky jako např. s prof. W. Ahnertem z Berlína a T. Hidakou z Tokia. Dokázal si nejen osvojit nové poznatky z oblasti hodnocení akustických vlastností uzavřených prostorů, ale i vybudovat materiální základnu pro jejich měření. To se významně uplatnilo při nastavování systému VRAS v již zmíněném Kongresovém centru Praha a v pokračující spolupráci s dodavatelem tohoto systému a jeho autory při dalších instalacích.

V Ing. Michaelu Antkovi ztrácí česká akustika odborníka, který byl v bohaté míře vybaven hlubokými teoretickými znalostmi a který je také dokázal ve své praktické činnosti úspěšně uplatňovat. Jeho odchod je pro všechny, kteří s ním měli možnost blíže spolupracovat a kteří ho důvěrněji znali, bolestnou ztrátou.

Zdeněk Kešner

## 71. akustický seminář

Ve dnech 11. až 13. října 2005 proběhl ve Třech Studních na Vysočině 71. akustický seminář. Hlavním tématem semináře byla stavební akustika, kde kromě příspěvků s odbornou tematikou byly rovněž prezentovány novinky v normalizaci a výsledky mezilaboratorních porovnání. Část semináře byla také věnována problematice měření hluku v komunálním prostředí, kde byly předneseny i příspěvky z oblasti hlukové legislativy. Zajímavým blokem byla také elektroakustika, prezentovaná hlavně mladými začínajícími akustiky.

Semináře se zúčastnilo 66 členů i nečlenů České akustické společnosti, bylo předneseno 23 příspěvků, z nichž 7 je publikováno ve sborníku semináře.

Příjemným doplněním semináře byl turistický výlet do okolí a společenský večer spojený s ochutnávkou vín.

Organizátoři semináře děkují všem sponzorům, kteří svými příspěvky umožnili bezproblémový průběh semináře.

Anna Ryndová

## Ukončení testu porovnání výpočetních programů pro dopravní hluk

V letech 2002–2005 byl proveden pokus o porovnání výpočetních programů pro dopravní hluk v české akustické praxi. Zadaných 10 jednoduchých úloh odradilo řadu přihlášených. Spolupráce ČsAS s NRL se nepříznivě odrazilo na situaci. Na schůzi Rady ČsAS dne 8. 9. 2005 byla akce ukončena s tím, že poplatek za účast bude vrácen těm, kteří zaslali výsledky výpočtů do tohoto dne a splnili podmínky účasti a zadání.

Jan Stěnička

# Měření velkých akustických tlaků a výchylek laserovým interferometrem

Rudolf Bálek, Zuzana Bartáková a Jaroslav Plocek

ČVUT–FEL, katedra fyziky, Technická 2, 166 27 Praha 6

e-mail: [balek; bartako; plocek]@fel.cvut.cz

The measurement of nonlinear acoustic waves is one of the interesting problems in acoustics. Because of difficulty to measure it with the microphone, we used a heterodyne laser interferometric system. A harmonic power acoustic wave with a frequency in the range of 20 kHz was generated, but higher harmonics appear when nonlinear propagation occurs in restricted volumes or waveguides. The most complex problem arises when processing an extremely wide-band output signal from a photo-detector, where the signal contains a huge number of high amplitude harmonics in a measured acoustic signal. We solved this problem by two ways, we designed the broad band phase detector and second, we digitalized output signal from the interferometer and processed it on a PC using the Matlab program. For simplicity we started to simulate the wide-band output signal from nonlinear wave measurement by means of similar wide-band output signals obtained by measuring known dynamic mechanical displacements.

## 1. Úvod

Laserový interferometr je v akustice běžně používán pro měření dynamických mechanických výchylek a rychlostí. V poslední době však roste jeho využití i pro měření akustických tlaků, jak ve vodě, tak i ve vzduchu či v jiných transparentních materiálech.

Běžné metody měření akustického tlaku pomocí mikrofónu v oblasti ultrazvukových frekvencí a velkých tlaků selhávají, zvláště jedná-li se o měření v uzavřeném prostoru (v rezonátorech, vlnovodech). Optické metody měření většinu problémů odstraňují – jsou bezkontaktní, neovlivňují akustické pole a mají daleko širší frekvenční rozsah. Ovšem ani optické metody nejsou bezproblémové, zejména co se týče zpracování jejich výstupního signálu.

Námi používaná optická metoda – měření heterodynním laserovým interferometrem – je založena na akusticko-optické interakci v Ramanově-Nathově oblasti [1]. Princip je vysvětlen také v našich předchozích pracích [2, 3], v nichž jsme se zabývali měřením akustického tlaku uvnitř vlnodů. Zjednodušeně lze říct, že akusticko-optickou interakci si lze za určitých podmínek představit jako fázovou modulaci světla akustickým signálem.

Naší nynější snahou je analyzovat akustické pole uvnitř rezonátoru, buzeného výkonovým ultrazvukovým generátorem. Přitom jsme narazili na problém zpracování signálu s extrémně širokým frekvenčním spektrem. Takto širokospektrální signál vzniká důsledkem interakce laserového paprsku s nelineárním vlněním uvnitř rezonátoru. Jedná se o velké akustické tlaky, které značně modifikují index lomu prostředí, a tím i fázi procházejícího paprsku. Současně v rezonátoru vzniká velké množství vyšších harmonických složek akustického tlaku.

Analogové obvody pro zpracování signálu, které jsme dosud používali, mají pro novou aplikaci příliš úzké frekvenční pásmo. Při řešení tohoto problému jsme postupovali

dvěma směry. Jednak jsme se snažili o digitalizaci signálu a jeho následné zpracování pomocí výpočetní techniky, a zároveň jsme se pokusili o sestavení vlastního širokopásmového fázového demodulátoru. Obě metody jsme testovali nejprve při měření vibrací ultrazvukového koncentrátoru se známou amplitudou výchylky. Stejně jako při měření akustického tlaku přitom dochází k fázové modulaci měřicího laserového paprsku.

## 2. Teoretický rozbor

Výhoda heterodynního interferometru spočívá v tom, že výsledek interference dvou paprsků, měřicího a referenčního, vzniká na nosné heterodynní frekvenci. V našem případě se jedná o frekvenci Braggovy cely [1] 80 MHz. Odstraní se tak závislost výstupního signálu na nízkofrekvenčních šumech.

Pokud je fáze měřicího paprsku ovlivněna – odrazem od pohyblivého se povrchu v případě měření výchylky vibrací, nebo průchodem oblastí, v níž se mění index lomu působením akustického vlnění – vzniká po interferenci s paprskem referenční fázově modulovaný signál se spektrem v oblasti Braggovy frekvence.

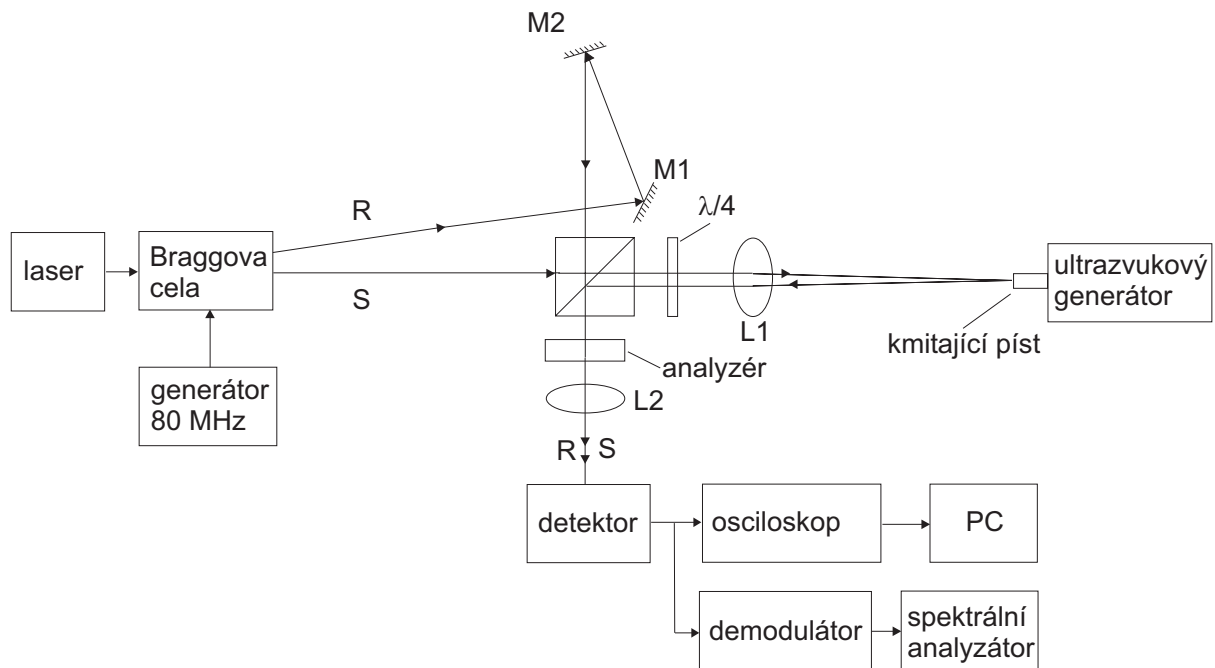
Změna fáze  $\nu$  způsobená odrazem měřicího paprsku od harmonicky se měnící výchylky povrchu  $u(t) = u_0 \sin(\omega t)$  je dána jako

$$\nu(t) = 2ku(t) \quad (1)$$

a totéž platí pro amplitudy,

$$\nu_0 = 2ku_0, \quad (2)$$

kde  $k = 2\pi/\lambda$  je vlnové číslo laserového záření a „2“ znamená, že cesta odraženého měřicího laserového paprsku se mění s dvojnásobkem výchylky povrchu.



Obrázek 1: Sestava pro měření výchylky vibrací laserovým interferometrem. Laser – He-Ne,  $\lambda = 632,8$  nm, R, S – referenční a signálový (měřicí) paprsek, M1, M2 – zrcátka, L1, L2 – čočky

Podobně vypadá vztah mezi změnou fáze laserového paprsku a harmonicky se měnícím akustickým tlakem  $p(t) = p_0 \sin(\omega t)$ , pokud uvažujeme, že akustický tlak je v místě průchodu laserového paprsku po celé dráze  $L$  konstantní (tj. jedná se o rovinnou vlnu)

$$\nu(t) = 2kL\mu p(t), \quad (3)$$

respektive

$$\nu_0 = 2kL\mu p_0. \quad (4)$$

Koeficient  $\mu$  se nazývá piezo-optickou konstantou, pro vzduch jsme její hodnotu určili jako  $1,9112 \text{ Pa}^{-1}$  [2].

Pokud chceme získat informaci o amplitudě výchylky kmitajícího povrchu, případně o amplitudě tlaku, je třeba výstupní signál z interferometru demodulovat.

Jako první jsme pro demodulaci použili fázový detektor na bázi vyváženého diodového směšovače. Analogový demodulátor, pracující na tomto principu, je schopen lineárně demodulovat signály na 80 MHz se šířkou spektra řádově jednotky MHz. Při frekvenci měřeného signálu 20,3 kHz je tedy tato metoda použitelná pro měření výchylky kmitajícího povrchu o velikosti jednotek mikrometrů. Při měření akustických tlaků záleží navíc na rozměrech oblastí, v níž je akustický tlak měřen, a na přítomnosti vyšších harmonických složek.

Pro měření větších mechanických výchylek či větších akustických tlaků je nezbytné demodulovat signály se šířkou pásma až desítky MHz. Pro tento účel jsme navrhli a zrealizovali dva způsoby demodulace, a to jednak digitálním zpracováním signálu a jednak analogově, pomocí fázového závěsu.

### 3. Popis měřicího zařízení

Detailnější popis použitého laserového heterodynního interferometru byl publikován např. v [2, 3]. Sestava pro měření výchylky vibrací je uvedena na obrázku 1.

Kmitající titanový píst má konečný průměr 16 mm. Jeho kmity jsou buzeny dvojicí piezokeramických měničů. Rezonanční frekvence soustavy měničů s pístem je 20,3 kHz. Stabilita frekvence je zajišťována zpětnou vazbou, kterou je řízen ultrazvukový generátor.

Amplituda kmitání pístu byla souběžně s laserovým měřením měřena optickým mikroskopem s 40násobným zvětšením.

Pro digitalizaci výstupního signálu z laserového interferometru byl použit osciloskop Tektronix TDS5032 se vzorkovací frekvencí 5 GHz a délkou záznamu 8 ms.

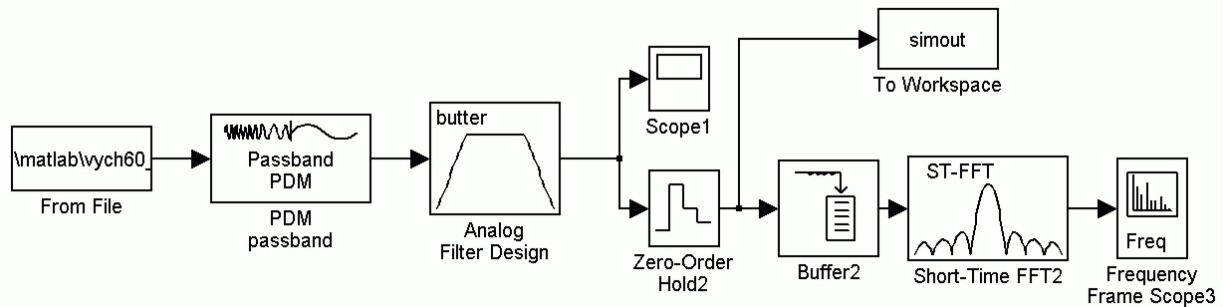
Zpracování digitalizovaného signálu probíhalo počítačově v programu Matlab-Simulink. Schéma sestavy je uvedeno na obrázku 2.

Pro analogovou fázovou demodulaci fázovým závěsem byl využit integrovaný obvod NE568A [4].

Pro otestování obou metod zpracování byl sestaven frekvenční modulátor, rovněž s využitím obvodu NE568A [5]. Nosná frekvence tohoto modulátoru byla nastavena na frekvenci 80 MHz, tj. frekvenci stejnou jako je heterodynní frekvence laserového interferometru.

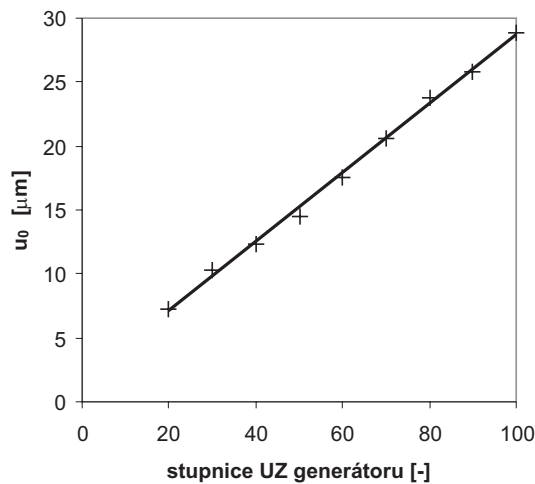
### 4. Výsledky, diskuse

Jako první je na obrázku 3 vynesena amplituda výchylky pístu, změřená optickým mikroskopem. Tímto způsobem



Obrázek 2: Schéma sestavy pro zpracování signálu v programu Matlab-Simulink

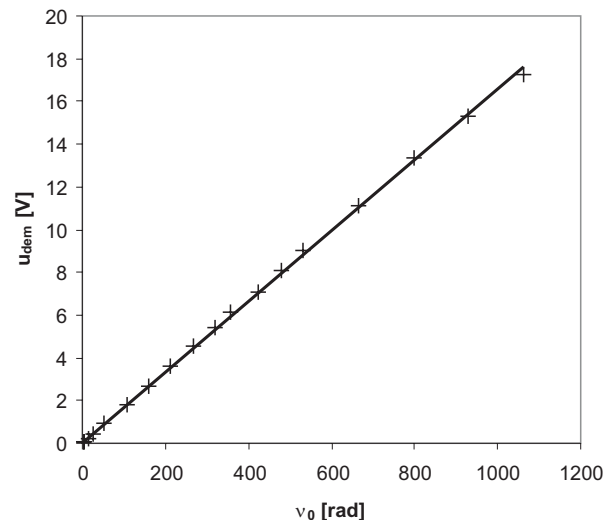
byl oceňován ukazatel budicího proudu na ultrazvukovém generátoru v rozsahu stupnice 0–100 dílků. Vzhledem k linearitě buzení byla naměřená data proložena přímkou. Tato přímka neprochází nulou, neboť generátor začíná pracovat až od vyšších hodnot buzení. Nepřesnost při odečítání hodnot byla přibližně  $\pm 1 \mu\text{m}$ , což odpovídá i rozptylu hodnot v grafu od lineárního proložení.

Obrázek 3: Amplituda výchylky pístu  $u_0$ , změřená optickým mikroskopem, v závislosti na buzení ultrazvukového generátoru

Dalším krokem bylo určit převodní konstantu realizovaného frekvenčního modulátoru s obvodem NE568A, respektive převodní vztah mezi amplitudou vstupního modulačního napětí a frekvenčním zdvihem výstupního signálu. Konstanta byla zjištěna na základě metody hledání hodnoty vstupního modulačního napětí, pro níž ve frekvenčním spektru modulovaného signálu vymizí nosná frekvence [5]. Výsledkem je převodní konstanta  $47 \text{ mV/MHz}$ , s nelinearitou menší než 1 %.

Pomocí tohoto modulátoru pak byla změřena převodní charakteristika obou metod demodulace. Na obrázku 4

je uvedena tato charakteristika pro zpracování signálu programem Matlab-Simulink, převodní konstanta tohoto zpracování je  $57 \text{ rad/V}$ .

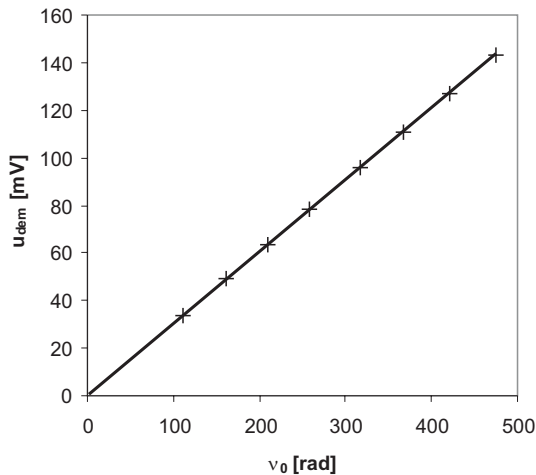
Obrázek 4: Převodní charakteristika zpracování signálu programem Matlab-Simulink – závislost amplitudy výstupního napětí  $u_{\text{dem}}$  na fázovém zdvihy  $\nu_0$  vstupního signálu

Na obrázku 5 je uvedena tato charakteristika pro fázový demodulátor s obvodem NE568A, převodní konstanta je  $3,31 \text{ rad/mV}$ . Jak je vidět, obě charakteristiky dosahují dobré linearity.

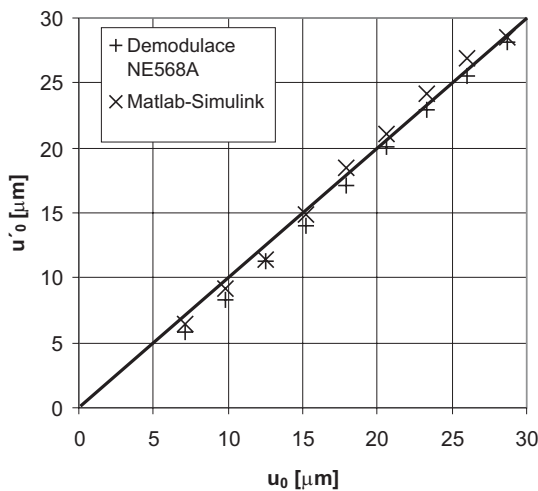
Konečně na grafu v obrázku 6 jsou uvedeny hodnoty zjištěné oběma metodami demodulace pro amplitudu výchylky kmitajícího pístu. Výpočet amplitudy výchylky kmitání byl proveden na základě vztahu (2).

## 5. Závěr

Na základě našich měření se domníváme, že námi navržené způsoby zpracování výstupního signálu z laserového interferometru jsou použitelné pro navrhované aplikace měření velkých výchylek a akustických tlaků. Meze použitel-



Obrázek 5: Převodní charakteristika fázového demodulátoru s obvodem NE568A – závislost amplitudy výstupního napětí  $u_{dem}$  na fázovém zdvihu  $\nu_0$  na vstupu



Obrázek 6: Hodnoty zjištěné oběma metodami demodulace pro amplitudu výchylky kmitajícího pístu  $u'_0$ , vynesené v závislosti na amplitudě kmitání  $u_0$ , kalibrované mikroskopem

nosti těchto metod závisí v obou případech na frekvenci – ať už vibrací anebo akustického tlaku. Oběma metodami lze zpracovávat signály se šířkou pásma min.  $\pm 10$  MHz. Tomu odpovídá měření výchylky s amplitudami desítky mikrometrů při frekvenci kmitání 20 kHz. V případě měření akustického tlaku je nutné uvážit rozměry oblasti a piezo-optický koeficient prostředí, v němž je akustický tlak měřen.

Pro praktická měření se zdá výhodnější analogový způsob zpracování signálu, neboť odpadá nutnost jeho vzorko-

vání na vysokých kmitočtech. Nicméně navržený a odzkoušený způsob digitálního zpracování se může v budoucnu dobře uplatnit v okamžiku, kdy půjde o automatizaci celého procesu měření.

## Poděkování

Popisovaný projekt vznikl v rámci výzkumného záměru MSM6840770015 „Výzkum metod a systémů pro měření fyzikálních veličin a zpracování naměřených dat“ ČVUT v Praze, financovaného Ministerstvem školství, mládeže a tělovýchovy.

## Reference

- [1] Korpel, A.: Acousto-Optics, Marcel Dekker, INC., New York and Basel, 1988, p. 43–93.
- [2] Bálek, R., Šlegrová, Z.: A Comparison of Acoustic Field Measurement by a Microphone and by an Optical Interferometric Probe, Acta Polytechnica, CTU Prague, Vol. 42, No. 4/2002, p. 13–17.
- [3] Šlegrová, Z., Bálek, R.: A Comparison Measurement of Nonlinear Ultrasonic Waves in Tubes by a Microphone and by an Optical Interferometric Probe, Ultrasonics 43 (2005) 315–319.
- [4] [http://www.semiconductors.philips.com/pip/NE\\_SA568A.html](http://www.semiconductors.philips.com/pip/NE_SA568A.html)
- [5] <http://smartdata.usbid.com/datasheets/semi/www-eu2.semiconductors%C2%B6com/acrobat/application-notes/an1882.pdf>



# Návrh reproduktorových výhybek s uvažováním komplexní zátěže

Lukáš Dolívka a Jiří Hospodka

ČVUT–FEL, Technická 2, 166 27 Praha 6

e-mail: [dolivl1, hospodka]@fel.cvut.cz

This text is concerned with a design of crossover filters with respect to a complete loudspeaker equivalent circuit. Used equivalent circuits are mentioned – both a simple one and a detailed one which expresses exactly enough loudspeaker features. A design of two-way crossover filters follows. At first they are designed with component values calculated according to common formulas, even a usual circuit that compensates the inductance of a loudspeaker is used. Then it is found out how the frequency responses of these crossover filters differs when the simple equivalent circuit and the detailed one is used. In case of both the difference is not small. Therefore, a modification of the compensating circuit for the low band is made. An optimization based on the evolutionary algorithm is used for obtaining component values. The high band circuit remains the same, only component values are changed, also by the optimization algorithm. The resulting frequency responses of the crossover filters are only a little different from the desired.

## 1. Úvod

Při obvyklém návrhu reproduktorových výhybek se uvažuje jen nejjednodušší náhradní zapojení reproduktoru – rezistor. Výpočet hodnot součástek se pak provede podle běžně uváděných jednoduchých vzorců. Někdy se v náhradním zapojení reproduktoru uvažuje i jeho indukčnost (indukčnost kmitací cívky). Průběh přenosu výhybek se pak už poněkud odchyluje od požadovaného, který byl při použití nejjednoduššího náhradního zapojení. Aby se s ním opět shodoval, nebo se mu alespoň přiblížil, výhybka se doplní obvodem kompenzujícím tuto indukčnost. Složitější náhradní zapojení reproduktoru se obvykle neuvažuje.

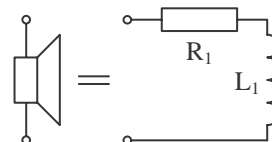
V tomto textu je pro reproduktor použito poněkud složitějšího náhradního zapojení, které lépe vyjadřuje jeho vlastnosti, a je ukázán jeho účinek na přenos výhybek navržených podle běžného postupu. Protože je zjištěn nemalý nepříznivý vliv tohoto složitějšího náhradního zapojení na jejich přenos, je navržena úprava jejich zapojení a použití jiných hodnot součástek. Hodnoty součástek jsou nalezeny pomocí optimalizačního algoritmu [4, 6, 10, 11] tak, aby bylo docíleno co nejmenší odchylky od požadovaného průběhu přenosu.

## 2. Náhradní zapojení reproduktoru

Náhradní zapojení reproduktoru popisovaná v tomto textu platí pro přímovyzářující elektrodynamický reproduktor.

Nejjednodušší náhradní zapojení reproduktoru představuje pouze rezistor s odporem rovným jmenovité impedanci reproduktoru  $Z_J$  (přesněji modulu jmenovité impedance, tj.  $|Z_J|$ , ale jmenovitá impedance bývá obvykle uvažována jako odpor). Toto náhradní zapojení je ale příliš jednoduché, bylo by vhodné, aby vyjadřovalo i hlavní

elektrickou část reproduktoru – kmitací cívku. Proto se k rezistoru připojí do série cívka a vznikne náhradní zapojení uvedené na obrázku 1. Rezistor  $R_1$  má stejný odpor, jako je stejnosměrný odpor kmitací cívky  $R_E$ , a indukčnost cívky  $L_1$  je shodná s indukčností kmitací cívky reproduktoru  $L_E$ .

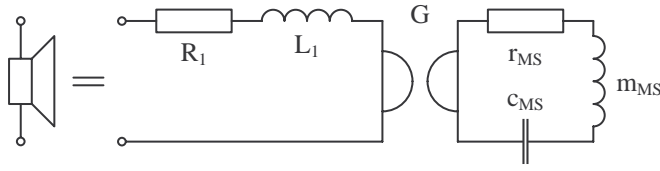


Obrázek 1: Jednoduché náhradní zapojení reproduktoru

Když se porovnají kmitočtové závislosti impedance (impedanční křivky) skutečného reproduktoru a jeho náhradního zapojení z obrázku 1, zjistí se, že se tímto zapojením vůbec nevyjádří jedna z vlastností reproduktoru, a sice rezonance. Ta se projevuje tak, že při kmitočtu shodném s rezonančním kmitočtem  $f_S$  je hodnota modulu impedance reproduktoru podstatně vyšší, než je jmenovitá impedance, a přitom v okolí tohoto kmitočtu je blízká jmenovité impedanci [1, 7, 8, 9]. Na vyšších kmitočtech hodnota modulu impedance roste, což je zapříčiněno indukčností reproduktoru. Příklad impedanční křivky reproduktoru je na obrázku 10.

Aby tedy impedanční křivka skutečného reproduktoru a křivka jeho náhradního zapojení vykazovaly co nejpodobnější průběh včetně uvedené rezonance, je nutno zapojení z obrázku 1 upravit. Úprava spočívá v zahrnutí účinku mechanické kmitací části reproduktoru do náhradního zapojení [7, 8, 9]. Výsledek je vidět na obrázku 2.

Na obrázku 2 je nalevo od gyrátoru  $G$  elektrická část zapojení, napravo mechanická. Hodnoty součástek mechanické části se uvádějí v katalogových listech reproduktorů



Obrázek 2: Náhradní zapojení reproduktoru včetně vlivu jeho mechanické kmitací části

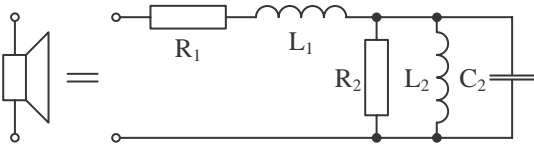
jako tzv. TS (Thiele-Small) parametry s tímto významem (pro úplnost jsou uvedeny i jejich jednotky) [9]:

$r_{MS}$  [g/s] – mechanický odpor,  
 $m_{MS}$  [g] – celková kmitající hmotnost,  
 $c_{MS}$  [m/N] – celková poddajnost kmitacího systému,  
 $Q_{MS}$  [-] – mechanický činitel jakosti,  
 $Bl$  [Tm = N/A] – silový činitel.

Silový činitel  $Bl$  se uplatňuje jako gyrační konstanta gyrátoru, mechanický činitel jakosti  $Q_{MS}$  se vztahuje k rezonančnímu obvodu  $m_{MS}c_{MS}$ , který je naladěn na zmíněný rezonanční kmitočet  $f_S$ . Na obrázku 2 jsou pro mechanické veličiny užity schematické značky vyplývající z analogie mezi mechanickými soustavami a elektrickými obvody [5, 8, 9]. Tato analogie dává tyto ekvivalence: mechanický odpor = elektrický odpor, hmotnost = indukčnost a poddajnost = kapacita.

Někdy se uvádí ještě poněkud složitější náhradní zapojení, které se od toho uvedeného na obrázku 2 liší tím, že za mechanickou částí následuje ještě část akustická. Ta je představována vyzařovací mechanickou impedancí reproduktoru a na mechanickou část je navázána přes transformátor [9]. Ve schématu na obrázku 2 je už ale tato impedance zahrnuta do součástek mechanické části, a proto akustická část není nakreslena.

Gyrátorem se transformuje paralelní rezonanční obvod na sériový, indukčnost na kapacitu a kapacita na indukčnost. Po překreslení obvodu z obrázku 2 s použitím těchto vlastností gyrátoru vznikne obvod, jehož schéma je na obrázku 3, viz [1, 7, 9].



Obrázek 3: Zapojení z obrázku 2 překreslené s použitím vlastností gyrátoru

Odpor rezistoru  $R_1$  je stejný jako stejnosměrný odpor kmitací cívky  $R_E$  a cívka  $L_1$  má indukčnost rovnu indukčnosti kmitací cívky  $L_E$ , stejně jako v případě zapojení na obrázku 1. Hodnoty prvků  $R_2$ ,  $L_2$  a  $C_2$  se určí z TS parametrů podle následujících vztahů [7, 9]:

$$R_2 = \frac{Bl^2}{r_{MS}} = Bl^2 Q_{MS} \sqrt{\frac{c_{MS}}{m_{MS}}}, \quad (1)$$

$$L_2 = \frac{Bl^2}{(2\pi f_S)^2 m_{MS}} = Bl^2 c_{MS}, \quad (2)$$

$$C_2 = \frac{1}{(2\pi f_S Bl)^2 c_{MS}} = \frac{m_{MS}}{Bl^2}. \quad (3)$$

Pro rezonanční kmitočet rezonančního obvodu  $m_{MS}c_{MS}$  platí obdobný vztah jako u elektrických obvodů [1, 5, 8, 9]:

$$f_S = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_{MS}c_{MS}}}. \quad (4)$$

Z předchozích čtyř vztahů je patrné, že pro určení hodnot součástek  $R_2$ ,  $L_2$  a  $C_2$  stačí znát z pěti parametrů  $f_S$ ,  $m_{MS}$ ,  $c_{MS}$ ,  $r_{MS}$  a  $Q_{MS}$  pouze libovolné tři, kromě případu, ve kterém by byly známy jen  $f_S$ ,  $m_{MS}$  a  $c_{MS}$  – to by byla potřeba ještě hodnota buď  $r_{MS}$ , nebo  $Q_{MS}$ .

### 3. Popis použitého optimalizačního algoritmu

Pro optimalizaci je použit jeden z evolučních algoritmů, a sice diferenciální evoluce [6, 10], použité např. v [4, 11]. Mezi další evoluční algoritmy patří genetické algoritmy, evoluční strategie, evoluční programování a genetické programování. Avšak z těchto algoritmů dosahuje právě diferenciální evoluce nejlepších výsledků.

Evoluční algoritmy pracují s tzv. účelovou funkcí, jejíž hodnotu mají minimalizovat, nebo maximalizovat. Evoluční algoritmus aplikovaný v návrhu popisovaném v tomto textu měl za cíl dosáhnout první z těchto dvou variant.

Obecný předpis účelové funkce  $F$  je

$$F(x_1, x_2, \dots, x_n) : M \rightarrow \mathbf{R}, \quad (5)$$

pro množinu  $M$  a pro každou proměnnou  $x_i$  funkce  $F$  platí

$$M = M_1 \times M_2 \times \dots \times M_n \subseteq X_1 \times X_2 \times \dots \times X_n, \quad (6)$$

$$x_i \in M_i, \quad M_i \subseteq X_i, \quad i = 1, 2, \dots, n, \quad (7)$$

kde  $X_i$  je množina čísel reálných, celých, nebo diskretních. Účelová funkce tedy zobrazuje  $n$ -rozměrný prostor do (jednorozměrné) množiny reálných čísel. Pokud jsou všechny množiny  $X_i$  množinami reálných čísel (tj. pokud  $X_i = \mathbf{R}$ , pro  $i = 1$  až  $n$ ), jak tomu často bývá a je tomu tak i u účelové funkce v algoritmu v tomto textu, přejde (6) na jednodušší zápis

$$M \subseteq \underbrace{\mathbf{R} \times \dots \times \mathbf{R}}_{n\text{-krát}} = \mathbf{R}^n \quad (8)$$

a všechny proměnné  $x_i$  jsou reálná čísla.

Účelová funkce může být např. nějaká matematická funkce nebo kombinace (součet, součin atd.) matematických funkcí. Algoritmus pak hledá hodnoty proměnných

této funkce (viz dále), pro které má tato funkce globální minimum, nebo maximum. Avšak v evolučním algoritmu použitým v tomto textu a v dalších podobných aplikacích má účelová funkce jiný tvar. V těchto případech se pracuje s funkcí  $O$ , kterou má evoluční algoritmus optimalizovat, tj. její průběh má změnit tak, aby vyhovoval požadavkům. Tato funkce má proměnné  $x_1$  až  $x_n$  stejné jako účelová funkce  $F$ , navíc má ještě proměnnou  $x_0$ , což je obvykle reálné číslo. Požadavek na výsledek optimalizace funkce  $O$  je ten, aby se její hodnoty při určitých hodnotách proměnné  $x_0$  nacházely v určitém intervalu. Ostatní proměnné  $x_1$  až  $x_n$  optimalizované funkce lze považovat za její parametry, pomocí nichž se má jejího žádaného průběhu dosáhnout. Funkce  $O$  má tedy po optimalizaci splňovat tuto podmínku

$$O(x_i, x_1, x_2, \dots, x_n) \in \langle P_D(x_i), P_H(x_i) \rangle \quad \forall x_i, \quad (9)$$

kde  $O(x_i, x_1, x_2, \dots, x_n)$  je hodnota optimalizované funkce při hodnotě proměnné  $x_0 = x_i$ ,  $P_D(x_i)$  a  $P_H(x_i)$  je dolní a horní požadovaná mez intervalu hodnot optimalizované funkce pro hodnotu proměnné  $x_0$  rovnu  $x_i$ . Obě meze  $P_D(x_i)$  a  $P_H(x_i)$  ale nemusí být stanoveny pro všechny hodnoty  $x_i$ , v některých z nich může být interval hodnot funkce  $O$  omezen jen z jedné strany. Pro tato  $x_i$  je tedy požadováno splnění jedné z těchto dvou nerovností

$$O(x_i, x_1, x_2, \dots, x_n) \leq P_H(x_i), \quad (10)$$

$$O(x_i, x_1, x_2, \dots, x_n) \geq P_D(x_i). \quad (11)$$

Také může být požadováno, aby hodnota funkce  $O$  při některých hodnotách  $x_i$  byla rovna jednomu konkrétnímu číslu. Tento požadavek je shodný s případem, ve kterém by platilo  $P_D(x_i) = P_H(x_i) = P_C(x_i)$ , podmínka (9) by se pro tato  $x_i$  změnila na

$$O(x_i, x_1, x_2, \dots, x_n) = P_C(x_i). \quad (12)$$

Účelová funkce má v popsaném případě optimalizace funkce  $O$  tento tvar

$$F(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_{i=1}^D F_{Di} + \sum_{i=1}^H F_{Hi}, \quad (13)$$

kde  $F_{Di}$  je rozdíl dolní požadované meze  $P_D(x_i)$  a hodnoty funkce  $O$  v bodě  $x_0 = x_i$ , pokud tato hodnota funkce  $O$  je menší než tato mez, a  $F_{Hi}$  je rozdíl hodnoty funkce  $O$  v bodě  $x_0 = x_i$  a horní požadované meze  $P_H(x_i)$ , pokud tato hodnota funkce  $O$  je větší než tato mez.  $D$ , resp.  $H$  je počet hodnot  $x_i$ , pro které je stanovena dolní, resp. horní požadovaná mez. Pro  $F_{Di}$  a  $F_{Hi}$  tedy platí

$$F_{Di} = \begin{cases} P_D(x_i) - O(x_i, x_1, x_2, \dots, x_n) & \text{pro } P_D(x_i) > O(x_i, x_1, x_2, \dots, x_n), \\ 0 & \text{jinak,} \end{cases} \quad (14)$$

$$F_{Hi} = \begin{cases} O(x_i, x_1, x_2, \dots, x_n) - P_H(x_i) & \text{pro } P_H(x_i) < O(x_i, x_1, x_2, \dots, x_n), \\ 0 & \text{jinak.} \end{cases} \quad (15)$$

Je zřejmé, že při dosažení průběhu funkce  $O$ , který byl požadován, má účelová funkce nulovou hodnotu, což je v tomto případě zároveň její minimum.

V návrhu popisovaném v tomto textu je optimalizovaná funkcí  $O$  modul přenosu výhybky, proměnné  $x_1$  až  $x_n$  jsou hodnoty součástí výhybky a hodnoty  $x_i$  jsou kmitočty, při kterých je požadován modul přenosu v mezích od  $P_D(x_i)$  do  $P_H(x_i)$  (označováno též jako toleranční schéma).

Evoluční algoritmy se snaží nalézt žádanou hodnotu účelové funkce tak, že určitým způsobem vytvářejí různé kombinace hodnot proměnných  $x_1$  až  $x_n$  této funkce. Tento způsob záleží na druhu algoritmu. Jedna z variant diferenciální evoluce, která byla použita, bude stručně popsána dále.

Algoritmus probíhá v cyklech, ve kterých se postupně získává lepší a lepší hodnota účelové funkce. Pro každou proměnnou bývá vymezen interval, ve kterém se mohou nacházet její hodnoty, přičemž se pracuje s  $N$  kombinacemi hodnot proměnných,  $N$  bývá zvoleno z intervalu  $2n$  až  $100n$  ( $n$  je počet proměnných účelové funkce). Dále je ještě nutno zvolit hodnoty dvou parametrů  $C$  a  $E$ , což mají být reálná čísla z těchto intervalů:  $C \in \langle 0, 1 \rangle$  a  $E \in \langle 0, 2 \rangle$ . Na začátku algoritmu jsou náhodně vygenerovány hodnoty proměnných, každá ve svém vymezeném intervalu. Poté se v každém cyklu prochází postupně všech  $N$  kombinací hodnot proměnných a pro každou se provedou tyto kroky:

- Vygenerují se tři vzájemně odlišná náhodná přirozená čísla  $R1$ ,  $R2$  a  $R3$ , která jsou odlišná i od aktuální hodnoty indexu kombinace proměnných  $J$  a která jsou ze stejného intervalu jako  $J$ , tj.  $R1$ ,  $R2$  a  $R3 \in \{1, 2, \dots, N\}$ , z tohoto vyplývá, že musí platit  $N \geq 4$ .
- Vygeneruje se náhodné přirozené číslo  $K$  z intervalu  $\langle 1, n \rangle$ .
- Pro každé z čísel  $I \in \{1, 2, \dots, n\}$  (tj. pro všechny indexy proměnných) se vygeneruje náhodné reálné číslo  $L$  z intervalu  $\langle 0, 1 \rangle$  a vytvoří se hodnota  $h_I$  podle následujícího vztahu

$$h_I = \begin{cases} x_{I,R3,G} + E(x_{I,R1,G} - x_{I,R2,G}) & \text{pokud } L \leq C \text{ nebo } I = K, \\ x_{I,J,G} & \text{jinak,} \end{cases} \quad (16)$$

kde  $x_{A,B,G}$  je hodnota  $A$ -té proměnné z  $B$ -té kombinace hodnot proměnných v  $G$ -tém cyklu algoritmu. Hodnoty  $h_I$  tvoří vektor  $\mathbf{h} = (h_1, h_2, \dots, h_n)$ .

- o Na pozici  $J$ -té kombinace hodnot proměnných v následujícím cyklu bude vektor  $\mathbf{x}_{J,G+1} = (x_{1,J,G+1}, x_{2,J,G+1}, \dots, x_{n,J,G+1})$  určený podle následující podmínky

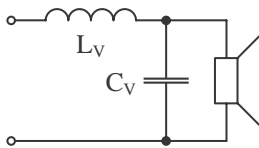
$$\mathbf{x}_{J,G+1} = \begin{cases} \mathbf{h} & \text{pro } F(\mathbf{h}) \leq F(\mathbf{x}_{J,G}), \\ \mathbf{x}_{J,G} & \text{jinak,} \end{cases} \quad (17)$$

kde  $\mathbf{x}_{J,G}$  označuje vektor, který je na pozici  $J$ -té kombinace hodnot proměnných v aktuálním cyklu. Nerovnost použitá v (17) platí pro hledání minima účelové funkce  $F$ , při hledání maxima musí být místo nerovnosti  $\leq$  nerovnost  $\geq$ .

Tímto způsobem algoritmus běží tak dlouho, dokud není dosaženo žádané hodnoty účelové funkce, nebo dokud se neprovede předepsaný počet cyklů. Lze ale nastavit i jinou podmínku ukončení.

#### 4. Dolní pásmo (hlubokotónový reproduktor)

Na obrázku 4 je zapojení reproduktorové výhybky se strmostí 40 dB na dekádu pro dolní pásmo [8, 9].



Obrázek 4: Výhybka pro dolní pásmo se strmostí 40 dB/dek

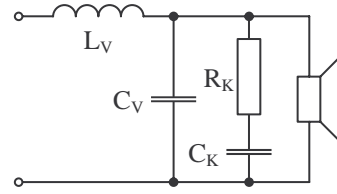
Pro výpočet hodnot součástek výhybky platí tyto vztahy [8]:

$$L_V = \frac{Z_J}{\pi f_D \sqrt{2}}, \quad (18)$$

$$C_V = \frac{1}{2\pi f_D Z_J \sqrt{2}}, \quad (19)$$

kde  $Z_J$  je jmenovitá impedance reproduktoru a  $f_D$  dělicí kmitočet výhybky.

Pro kompenzaci kmitočtové závislosti impedance reproduktoru způsobené indukčností kmitací cívky se užívá kompenzační obvod tvořený sériově zapojeným odporem



Obrázek 5: Zapojení výhybky pro dolní pásmo spolu s obvodem pro kompenzaci indukčnosti reproduktoru

a kondenzátorem, který je zapojen paralelně k reproduktoru [9], jak je vidět z obrázku 5.

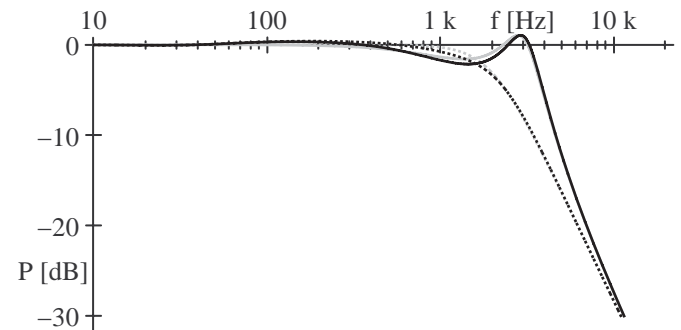
Hodnoty součástek kompenzačního obvodu lze určit podle následujících vztahů [9]:

$$R_K = Z_J, \quad (20)$$

$$C_K = \frac{L_E}{Z_J^2}, \quad (21)$$

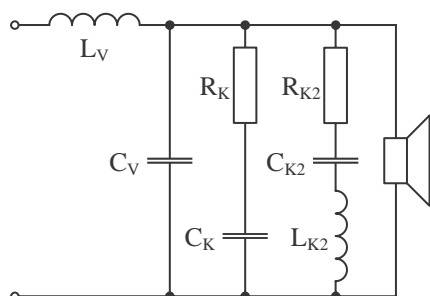
kde  $L_E$  je indukčnost kmitací cívky reproduktoru.

Pokud se jako náhradní zapojení reproduktoru použije jednodušší zapojení podle obrázku 1, odstraní se uvedeným kompenzačním obvodem zcela vliv indukčnosti reproduktoru a průběh přenosu obvodu na obrázku 5 je stejný, jako kdyby reproduktor představoval jen odpor. Tento přenos je tedy shodný s přenosem dolní propusti podle obrázku 4 s čistě odporovou zátěží. Když se použije složitější náhradní zapojení reproduktoru z obrázku 3, v přenosu se objeví překmit před dělicím kmitočtem. Při užití kompenzačního obvodu má tento překmit hodnotu 0,4 dB a je na kmitočtu 182 Hz, bez kompenzačního obvodu je tento překmit sice menší (0,3 dB na 143 Hz), ale přenos má za dělicím kmitočtem další, ještě větší překmit. Průběhy všech čtyř přenosů jsou vidět na obrázku 6. Při získávání výše uvedených hodnot přenosu a kmitočtu a pro graf přenosů byl použit reproduktor ARN5688 od výrobce TVM, s. r. o., [2] a dělicí kmitočet  $f_D = 2$  kHz.



Obrázek 6: Modul přenosů výhybky pro dolní pásmo, kde černá odpovídá složitějšímu náhradnímu zapojení reproduktoru, šedá jednoduššímu náhradnímu zapojení reproduktoru, plná zapojení bez kompenzačního obvodu a tečkovaná odpovídá zapojení s kompenzačním obvodem

Při použití složitějšího kompenzačního obvodu by bylo možné zmíněný přechod odstranit, nebo jej alespoň zmenšit. Byla tedy navržena úprava zapojení kompenzačního obvodu, která je uvedena na obrázku 7, kde byl základní kompenzační obvod rozšířen o sériový obvod RLC.



Obrázek 7: Zapojení výhybky pro dolní pásmo s upraveným kompenzačním obvodem

Toto zapojení bylo navrženo nezávisle na [9], kde je uvedeno totéž zapojení i se vztahy pro výpočet hodnot součástek:

$$R_{K2} = R_E \left( 1 + \frac{Q_{ES}}{Q_{MS}} \right), \quad (22)$$

$$C_{K2} = \frac{1}{2\pi f_S Q_{ES} R_E}, \quad (23)$$

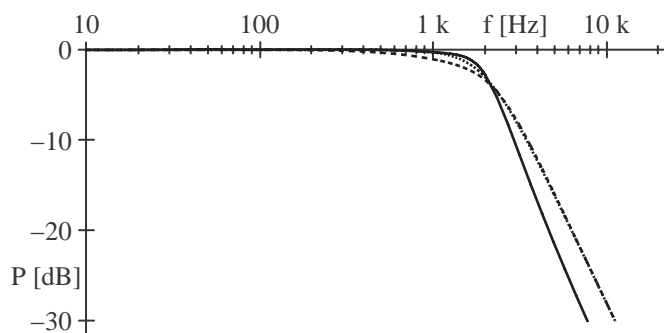
$$L_{K2} = \frac{Q_{ES} R_E}{2\pi f_S}, \quad (24)$$

kde  $Q_{ES}$  je elektrický činitel jakosti.

Ve zde představovaném způsobu návrhu výhybky s upraveným kompenzačním obvodem byla pro určení hodnot součástek použita místo vzorců optimalizace založená na evolučním algoritmu (viz kapitola 3). Touto optimalizací se mělo dosáhnout co nejmenšího zvlnění přenosu výhybky v propustném pásmu (pod dělicím kmitočtem) a zároveň stejného nebo podobného průběhu přenosu výhybky nad dělicím kmitočtem, jaký by měla dolní propust podle obrázku 4 v případě čistě odporové zátěže (tj. pokles 40 dB na dekádu). Parametry přenosu, jejichž hodnoty byly změněny pro získání žádaného průběhu přenosu, byly tvořeny hodnotami všech součástek v obvodu na obrázku 7 – přenos měl tedy celkem sedm proměnných.

Podarilo se dosáhnout hodnoty zvlnění přenosu v propustném pásmu 0,059 dB, nejvyšší hodnota přenosu v propustném pásmu je +0,053 dB a nejmenší −0,006 dB (hodnotu zvlnění by bylo možno ještě snížit). Graf tohoto přenosu je uveden na obrázku 8, pro porovnání je uveden i přenos, ke kterému se měl výsledek optimalizace co nejvíce přiblížit, a přenos s použitím hodnot součástek určených podle vztahů (18) až (24).

Z grafu na obrázku 8 je vidět, že v propustném pásmu je průběh přenosu získaného optimalizací velmi podobný požadovanému (rozdíly jsou dány uvedeným zvlněním). V nepropustném pásmu vykazuje modul přenosu



Obrázek 8: Modul přenosů výhybky pro dolní pásmo, význam čar: plná – dosaženo optimalizačním algoritmem, tečkovaná – dolní propust podle obrázku 4 s odporovou zátěží, čárkovaná – hodnoty součástek určeny ze vztahů (18) až (24)

prvek	optimaliz. alg.	vztahy (18) až (24)
$L_V$	928 $\mu\text{H}$	900 $\mu\text{H}$
$C_V$	15,3 $\mu\text{F}$	7,03 $\mu\text{F}$
$R_K$	29,6 $\Omega$	8 $\Omega$
$C_K$	5,03 $\mu\text{F}$	7,88 $\mu\text{F}$
$R_{K2}$	8,86 $\Omega$	8,52 $\Omega$
$L_{K2}$	18,6 mH	18,2 mH
$C_{K2}$	585 $\mu\text{F}$	785 $\mu\text{F}$

Tabulka 1: Hodnoty součástek výhybky a upraveného kompenzačního obvodu pro dolní pásmo získané optimalizačním algoritmem a vypočtené ze vztahů (18) až (24)

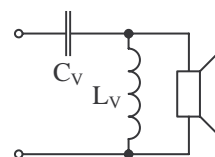
oproti požadovanému průběhu větší útlum, což může být v mnoha případech výhodnější.

Hodnoty součástek získané optimalizačním algoritmem jsou uvedeny v tabulce 1, kde jsou uvedeny i hodnoty součástek dané vztahy (18) až (24).

Z hodnot prvků v tabulce 1 je vidět, že všechny hodnoty kromě kondenzátoru  $C_{K2}$  jsou přijatelné. Tato hodnota je v obou případech značně velká, přičemž z optimalizačního algoritmu vychází menší hodnota než podle vztahu (23).

## 5. Horní pásmo (vysokotónový reproduktor)

Obrázek 9 uvádí schéma zapojení reproduktorové výhybky se strmostí 40 dB na dekádu pro horní pásmo [8, 9].

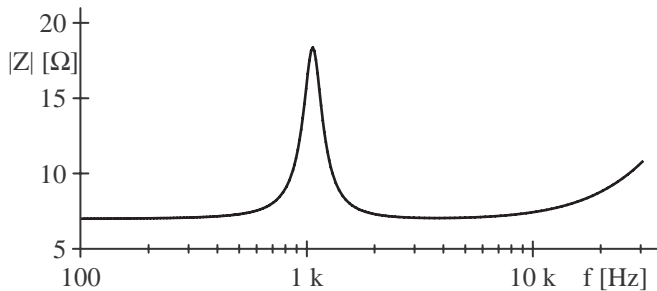


Obrázek 9: Výhybka pro horní pásmo se strmostí 40 dB/dek



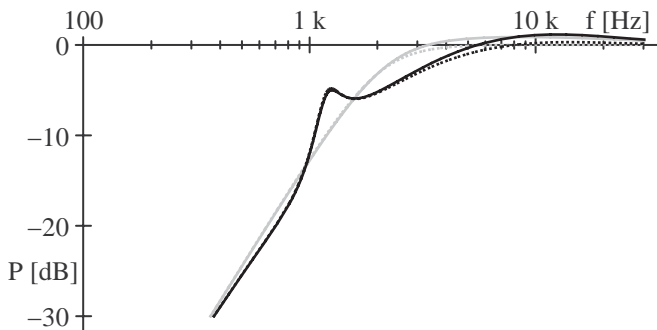
Vztahy pro výpočet hodnot součástí výhybky jsou stejné jako u dolního pásma, tj. (18) a (19).

U vysokotónových reproduktorů se méně často než u hlubokotónových uvádějí TS parametry a impedanční křivka, nebo je uvedena jen impedanční křivka bez TS parametrů. Pro zjištění průběhu přenosu výhybky pro horní pásmo s uvažováním složitějšího náhradního zapojení reproduktoru jsou ale TS parametry nezbytné. Když je uvedena jen impedanční křivka, lze z ní alespoň přibližně určit přímo hodnoty součástí složitějšího náhradního zapojení reproduktoru na obrázku 3 (bez určování TS parametrů). Obrázek 10 ukazuje impedanční křivku vysokotónového reproduktoru, který byl použit v návrhu výhybky pro horní pásmo. Jedná se o reproduktor T2010 od firmy Beyma [3]. Pro horní pásmo nebyl použit reproduktor od firmy TVM, poněvadž pro žádný z jejích vysokotónových reproduktorů nebyla k dispozici ani impedanční křivka, ani TS parametry.



Obrázek 10: Impedanční křivka vysokotónového reproduktoru použitého pro horní pásmo

Pro reproduktor s touto impedanční křivkou jsou průběhy přenosů výhybky pro horní pásmo zachycené na obrázku 11. Jeden z průběhů odpovídá použití obvodu pro kompenzaci indukčnosti reproduktoru, v druhém případě nebyl kompenzační obvod použit. Zbývající dva průběhy jsou při uvažování jednoduššího náhradního zapojení reproduktoru podle obrázku 1, opět s použitím a bez použití kompenzačního obvodu.

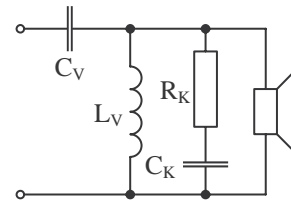


Obrázek 11: Modul přenosů výhybky pro horní pásmo, význam čar je stejný jako u obrázku 6

Z obrázku 11 je opět vidět, že použitím kompenzačního obvodu se v případě jednoduššího náhradního zapojení

reproduktoru úplně odstraní zkreslení přenosu vlivem indukčnosti kmitací cívky. U složitějšího náhradního zapojení kompenzační obvod jen zmenší překmit v propustném pásmu (z hodnoty 1,1 dB na 12,1 kHz na hodnotu 0,3 dB na 13,8 kHz), ale zůstává překmit před dělicím kmitočtem.

Zapojení obvodu kompenzujícího indukčnost reproduktoru pro horní pásmo je stejné jako pro dolní pásmo – paralelně k reproduktoru je zapojen sériový obvod RC, jak je to vidět z obrázku 12. Vztahy pro výpočet hodnot součástí kompenzačního obvodu jsou stejné jako pro dolní pásmo, viz (20) a (21).



Obrázek 12: Zapojení výhybky pro horní pásmo spolu s obvodem pro kompenzaci indukčnosti reproduktoru

Narozdíl od dolního pásma bylo pro horní pásmo zjištěno, že pro odstranění zkreslení přenosu při uvažování složitějšího náhradního zapojení reproduktoru není nutné používat upravený kompenzační obvod, ale stačí ten původní. Jen je potřeba změnit jeho hodnoty součástí. Tyto hodnoty byly stejné jako v případě dolního pásma určeny optimalizací vycházející z evolučního algoritmu (viz kapitola 3) tak, aby se dosáhlo co nejmenšího zvlnění přenosu výhybky v propustném pásmu (nad dělicím kmitočtem). Současně bylo potřeba docílit stejného nebo podobného průběhu přenosu pod dělicím kmitočtem, jaký by měla horní propust podle obrázku 9 s čistě odporovou zátěží (tzn. vzestup 40 dB na dekádu). Parametry přenosu, jejichž hodnoty byly změněny tak, aby se dospělo k požadovanému tvaru přenosu, tvořily opět hodnoty všech součástí v obvodu na obrázku 12, tj. v tomto případě měl přenos čtyři proměnné.

Optimalizační algoritmus odstranil překmit přenosu před dělicím kmitočtem a zvlnění přenosu v propustném pásmu snížil na hodnotu 0,065 dB, přičemž nejvyšší hodnota přenosu v propustném pásmu je +0,03 dB a nejmenší −0,035 dB (i zde by šlo dosáhnout ještě nižšího zvlnění). Průběh získaného přenosu je patrný z obrázku 13 spolu s přenosem, ke kterému se měl výsledek optimalizace co nejvíce přiblížit. Na obrázku 13 je uveden i přenos výhybky pro horní pásmo s upraveným kompenzačním obvodem<sup>1</sup> s hodnotami součástí vypočtenými ze vztahů (18) až (24).

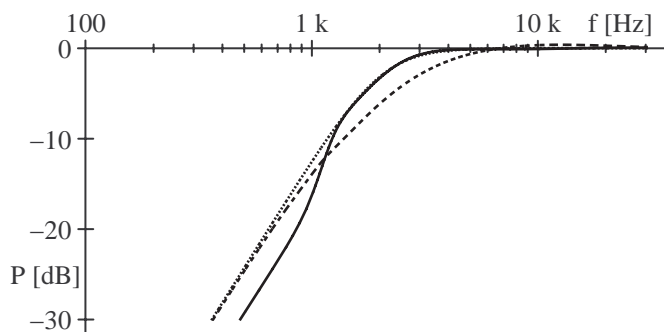
Graf na obrázku 13, stejně jako v případě dolního pásma, ukazuje, že v propustném pásmu se průběh přenosu získaného optimalizací liší jen velmi málo od žádaného (rozdíly nejsou větší než uvedené zvlnění). V nepro-

<sup>1</sup>Od zapojení na obrázku 12 se liší jen tím, že paralelně k reproduktoru je navíc zapojen sériový rezonanční obvod RLC jako na obrázku 7.

prvek	optimaliz. alg.	vztahy (18) až (24)
$L_V$	404 $\mu\text{H}$	900 $\mu\text{H}$
$C_V$	9,14 $\mu\text{F}$	7,03 $\mu\text{F}$
$R_K$	5,79 $\Omega$	8 $\Omega$
$C_K$	1,52 $\mu\text{F}$	703 nF
$R_{K2}$	–	8,77 $\Omega$
$L_{K2}$	–	2,18 mH
$C_{K2}$	–	10,6 $\mu\text{F}$

Tabulka 2: Hodnoty součástek výhybky a upraveného kompenzačního obvodu pro horní pásmo získané optimalizačním algoritmem a vypočtené ze vztahů (18) až (24)

pustném pásmu má průběh opět vyšší útlum ve srovnání s požadovaným přenosem. Dojde tedy k znatelnějšímu oddělení obou pásem, přičemž však celková charakteristika modulu přenosu (součet obou pásem) zůstane zachována a blíží se konstantní charakteristice.



Obrázek 13: Modul přenosů výhybky pro horní pásmo, význam čar: plná – dosaženo optimalizačním algoritmem, tečkovaná – horní propust podle obrázku 9 s odporovou zátěží, čárkovaná – hodnoty součástek určeny ze vztahů (18) až (24)

Tabulka 2 uvádí hodnoty součástek, které jsou výsledkem optimalizačního algoritmu, a rovněž také hodnoty součástek určené ze vztahů (18) až (24).

Z tabulky 2 je vidět, že hodnoty součástek získané oběma způsoby jsou vyhovující. Použití optimalizačního algoritmu je ale oproti druhému způsobu výhodnější, protože je díky němu potřeba menšího počtu součástek.

## 6. Závěr

V tomto článku bylo ukázáno, že pokud se pro výhybky s hodnotami součástek navrženými běžným postupem použije místo obvyklého jednoduššího náhradního zapojení reproduktoru složitější, které lépe vyjadřuje vlastnosti reproduktoru, jejich kmitočtová charakteristika se změní nemalou měrou – v případě dolního pásma méně, v případě horního více. I když je v podstatě vždy k výhybce připojen reproduktor, jemuž odpovídá zde použité složitější náhradní zapojení, a tudíž její přenos je odlišný oproti očekávanému, nebývá tato skutečnost uvažována. Někdy

se ale tato odlišnost v úvahu vzít musí, a pak tento text ukazuje příklad, jak může být minimalizována.

Při návrhu výhybek se složitějším náhradním zapojením reproduktoru lze hodnoty součástek stanovit i pomocí vzorců, ale ve srovnání s tímto způsobem poskytuje zde popisovaná metoda využívající optimalizačního algoritmu některé výhodnější vlastnosti. Navíc tuto metodu návrhu je možno použít nejen pro reproduktorové výhybky, ale i pro další filtry, které mají jinou než odporovou zátěž.

## Reference

- [1] Boleslav, A.: *Reproduktory a ozvučnice*, SNTL, Praha, 1957.
- [2] Internetové stránky firmy TVM, s. r. o. <http://www.tvm-valmez.cz>.
- [3] Internetové stránky firmy Beyma <http://www.beyma.com>.
- [4] Martinek, P., Vondraš, J.: *Multi-criterion Filter Design via Differential Evolution Method for Function Minimalization*, ICCSC'02 1st IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications – Proceedings. St. Petersburg: Saint-Petersburg State Technical University, 2002, vol. 1, s. 106–109. ISBN 5-7422-0260-1.
- [5] Merhaut, J.: *Teoretické základy elektroakustiky*, Academia, Praha, 1985.
- [6] Mařík, V., Štěpánková, O., Lažanský, J. a kol.: *Umělá inteligence*, 1., 2., 3. a 4. díl, Academia, Praha, 1993, 1997, 2001 a 2003.
- [7] Merhaut, J.: *Zvuková technika*, ČVUT, Praha, 1983.
- [8] Svoboda, L., Štefan, M.: *Reproduktory a reproduktorové soustavy*, SNTL, Praha, 1983.
- [9] Toman, K.: *Reproduktory a reprosoustavy*, 1. díl, Dexon, Karviná, 2003.
- [10] Zelinka, I.: *Umělá inteligence v problémech globální optimalizace*, BEN, Praha, 2002.
- [11] Žiška, P., Laipert, M.: *Novel Method for Identification of Digital All-pass Filter Transfer Function*, Proceedings of the Thirty-Seventh Southeastern Symposium on System Theory. Piscataway: IEEE, 2005, vol. 1, s. 196–200. ISBN 0-7803-8808-9.

# Kmitání hlasivky znázorněné 3D grafem

Petr Jindra<sup>a</sup>, Josef Pešák<sup>a</sup> a Milan Květoň<sup>b</sup>

<sup>a</sup>Ústav lékařské biofyziky, Lékařská fakulta Univerzity Palackého v Olomouci, Hněvotínská 3, 775 15 Olomouc

<sup>b</sup>Fakulta jaderná a fyzikálně inženýrská, České vysoké učení technické v Praze

e-mail: PJindra@seznam.cz

Approximately since the beginning of the latter half of the 19th century it has been possible to view the phonating larynx. We have tried to make use of the opportunity of repeating observations through the analysis of the recorded movements of the phonating vocal folds by means of the phonating vocal folds through indirect videolaryngostroboscopic technique. Presented technique has been used for assessment of frequencies 166 Hz, 393 Hz and 468 Hz. The measurements of the vocal fold images were made in pixels (minimum picture elements) using the DIPD 5.0vsd image processing software. 3D graphs representing vocal fold vibration have been constructed.

## 1. Úvod

Práce prezentuje výsledky zpracování digitalizovaného laryngostroboskopického záznamu kmitajících hlasivek pomocí 3D grafů. Grafy znázorňují rozvoj kmitání hlasivek v čase a umožňují sledovat některé fenomény, ke kterým při fonaci dochází.

Do fonujícího hrtanu bylo možno nahlédnout v 19. století metodou nepřímé laryngoskopie pomocí Čermákova zrcátka. Koschlakoff a Réthi aplikují koncem 19. století stroboskopii pro zkoumání kmitajících hlasivkových plik. Prakticky od té doby se datuje vývoj laryngostroboskopické diagnostiky.

V posledních letech dochází k dalšímu rozvoji zobrazovacích technik hlasivek při fonaci. Videokymografie [1] využívá modifikovanou kameru pracující ve dvou režimech. Jednak ve standardním režimu pro rutinní laryngostroboskopické vyšetření hrtanu. A dále ve vysokorychlostním režimu s frekvencí řádkování 8000 za sekundu, kdy je vybrána a zobrazována pouze jedna linie obrazu. Videokymografie je přínosná především pro studium patologického hlasu [2], kdy lze zobrazit nepravidelné kmitání hlasivek. Tuto metodu lze dále modifikovat, je to předmětem výzkumu [3].

Rozvojem metodiky zpracování obrazu, rozvojem kapacity a rychlosti počítačů dochází k vývoji vysokorychlostní digitální videoendoskopie [4]. Využívá se pro studium hlasivek, kmitající okraje hlasivek jsou zobrazovány řádkovací frekvencí 1000–8000 snímků za sekundu. Metoda byla dále využita pro lingvistické studie a pro studium rozdílných pěveckých technik.

Zpracování videolaryngostroboskopického záznamu 3D grafy v prezentované studii jsme použili pro studium některých fenoménů, ke kterým při kmitání hlasivek dochází. Především bylo sledováno zkracování kmitající části hlasivek.

Informace o zkracování kmitajícího dílu hlasivek při zvyšování frekvence máme z minulosti. V roce 1931 natočili Hála a Honty film, kde zachytili kmitající hlasivkové pliky, roku 1938 publikuje o principech zkracování kmitajícího dílu hlasivek Presman [5], roku 1944 Sovák. V knize

„Hlas, řeč, sluch“ publikují Hála a Sovák [6] roku 1962 obraz hlasivkové štěrbině při pohledu laryngostroboskopem za nárůstu základní hrtanové frekvence. V roce 1989 a 1990 vyslovil Pešák hypotézu o vlivu vazivové vrstvy *conus elasticus* na zkracování kmitajícího dílu hlasivek [7, 8]. Uvedený jev byl sledován i dalšími vědci [9].

## 2. Materiál a metodika

Videolaryngostroboskopie se používá pro vizualizaci kmitajících hlasivek. Principem je osvětlování hlasivkové štěrbině záblesky stroboskopu o frekvenci nepatrně vyšší vzhledem k frekvenci kmitajících hlasivek. Vzniká iluzivní kmitající obraz (frekvence se volí přibližně 1–2 Hz), který je zachycen videokamerou. Pro  $dF > 0$ , tedy pro  $F_s > F_0$  bude pozorovaný iluzivní obraz kmitat pozpátku, tj. jedna perioda kmitání obrazu bude opačně orientovaná než jedna perioda kmitání hlasivky.

Se souhlasem prof. Dr. H. K. Schutteho z nizozemského Groningen byl pro náš projekt k dispozici videostroboskopický záznam fonace v průběhu přibližně dvou oktáv (130–470 Hz) pořízený při konstantním  $dF = 25/18$  Hz. Záznam za asistence Dr. D. G. Millera prováděl Dr. Jan Švec, 26letý muž se školeným hlasem.

Obraz z videozáznamu byl analyzován pomocí programu Digital Image Processing System, DIPS 5.0vsd. Sestava vsd umožňuje snímání obrazů přímo z videosignálu v televizní normě, pomalé snímání statických obrazů a zobrazení snímaného obrazu na druhý monitor. Byl použit videorekordér Panasonic NV-HD650EE, který zobrazuje záznam „lupou snímek po snímku“.

Uvedená sestava umožňuje převedení obrazu do paměti počítače ve formě bitmapy pomocí vyhledávacího monitoru a jeho další zpracování, tj. změření vzdáleností na hlasivkové štěrbině v jednotkách obrazu pixelech. Jednotlivé snímky byly zobrazovány v režimu 680×510 pixelů pro obraz z videa (zdroj v1:) na monitoru 17". Program sám přepočítává vzdálenosti, které nejsou rovnoběžné s rastrem, pomocí Pythagorovy věty.

Pro rekonstrukci okrajů kmitajících hlasivkových plik bylo použito matematické metody kubické interpolace.



Možnost zobrazení rozvoje kmitání hlasivky v čase ve formě prostorové 3D plochy umožnil program MATLAB. Prostorová křivka byla sestrojena pomocí standardní knihovny programu, na principu kubické interpolace. V tomto případě je vždy třem po sobě následujícím bodům přiřazena kubická parabola s nejvyšším regresním koeficientem.

### 3. Vlastní měření

Uvedená metodika byla použita pro frekvence  $F_0 = 166$  Hz (modální hlas), 393 Hz (amfoterní tón, falzetový hlas) a 468 Hz (falzetový hlas).

Pro měření byl zvolen rastr, kdy osa  $x$  odpovídá ventrodorzální ose na hlasivkové štěrbině a osa  $y$  odpovídá výchylce hlasivky od střední polohy, jednotlivé vzdálenosti byly změřeny v programu DIPS (obr.1.).

Naměřené hodnoty byly použity jako vstupní soubor programu MATLAB. Grafy byly sestrojeny pomocí standardní knihovny programu, na principu kubické interpolace. To znamená, že jednotlivými po sobě jdoucími body je proložena ideální kubická parabola ve směru os  $x$ ,  $y$  a  $z$ . Bylo nutné napsat v jazyce systému MATLAB program, který danou matematickou operaci provede.

Výsledný 3D graf pro 393 Hz ukazuje obr. 2. Osa  $x$  odpovídá předozadní ose hlasivky v rozsahu 0–200 pixel, osa  $y$  výchylce v rozsahu 0–30 pixel a osa  $z$  času v rozsahu 0–18 políček záznamu.

Obr. 3 porovnává výsledné 3D grafy pro frekvence 166 Hz, 393 Hz a 468 Hz při pohledu na přední komisuru hlasivek a při pohledu na zadní komisuru.

### 4. Diskuse

Na grafech je možné sledovat tyto fenomény:

- celková délka hlasivky (nejkratší pro 166 Hz, nejdelší pro 468 Hz),
- délka kmitající části (uzlový „inflexní“ bod se objevuje pro  $F_0 = 393$  a 468 Hz),
- zkracování kmitající části hlasivek u  $F_0 = 393$  a 468 Hz,
- chování zadní komisury (pro 166 Hz vykazuje větší rozkmity do stran než pro 393 a 468 Hz),
- doba kontaktu mezi vazy (pro 166 Hz téměř polovina cyklu, pro 393 a 468 Hz pouze dotek),
- maximální rozkmit (téměř totožný pro všechny frekvence),
- fenomény vln, více ve fázi otevírání než uzavírání.

### 5. Závěr

Studováním laryngostroboskopického záznamu fonujících hlasivek metodou digitální analýzy obrazu bylo sledováno chování hlasivek při fonaci, včetně zkracování kmitající

části hlasivek při nárůstu základní hlasivkové frekvence  $F_0$  [10]. Analýza byla provedena pomocí programu DIPS, pro další zpracování byl použit program MATLAB (prostorová 3D plocha, odpovídající rozvoji kmitání hlasivky v čase).

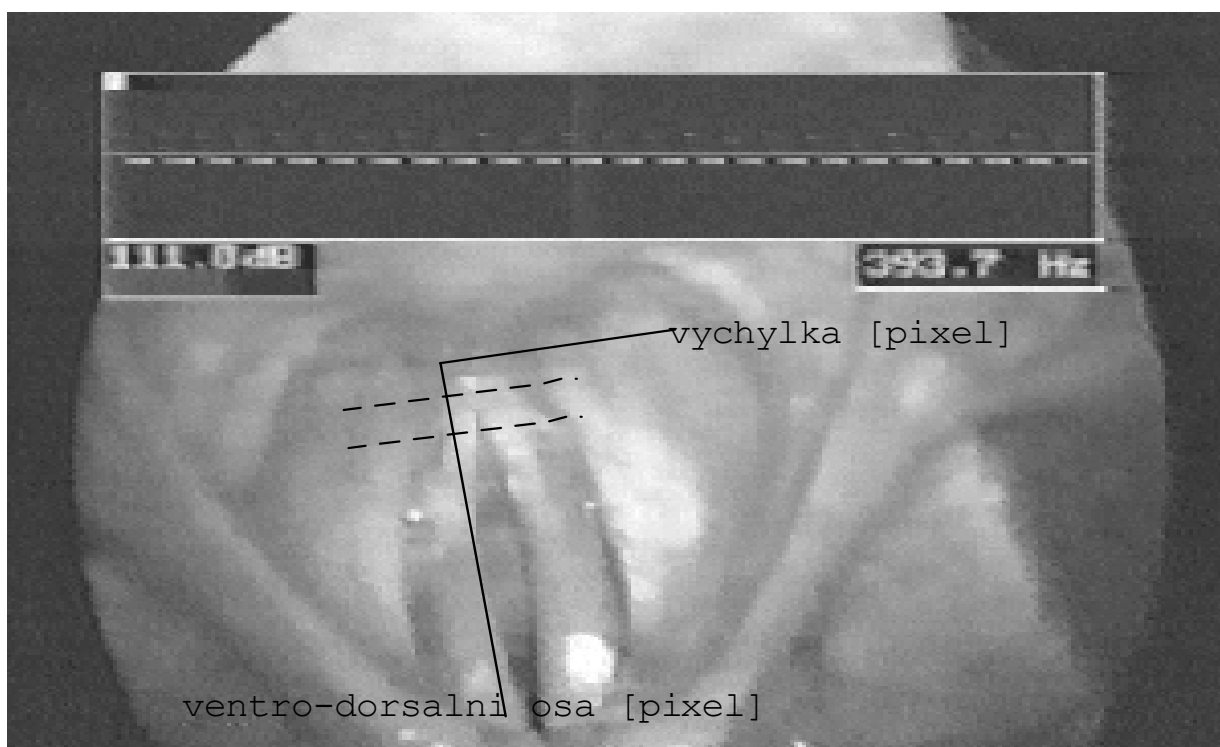
Využití se nabízí jednak pro výzkumné účely, pro detailní studium způsobu kmitání hlasivky v horizontální rovině, pro popis změn tvarů hlasových vazů při kmitání modálním a falzetovým rejstříkem, pro odhalení rozdílů v kmitání hlasivky u probandů vládnoucích školeným a neškoleným hlasem, a jednak pro rutinní analýzu záznamů laryngoskopu.

### Poděkování

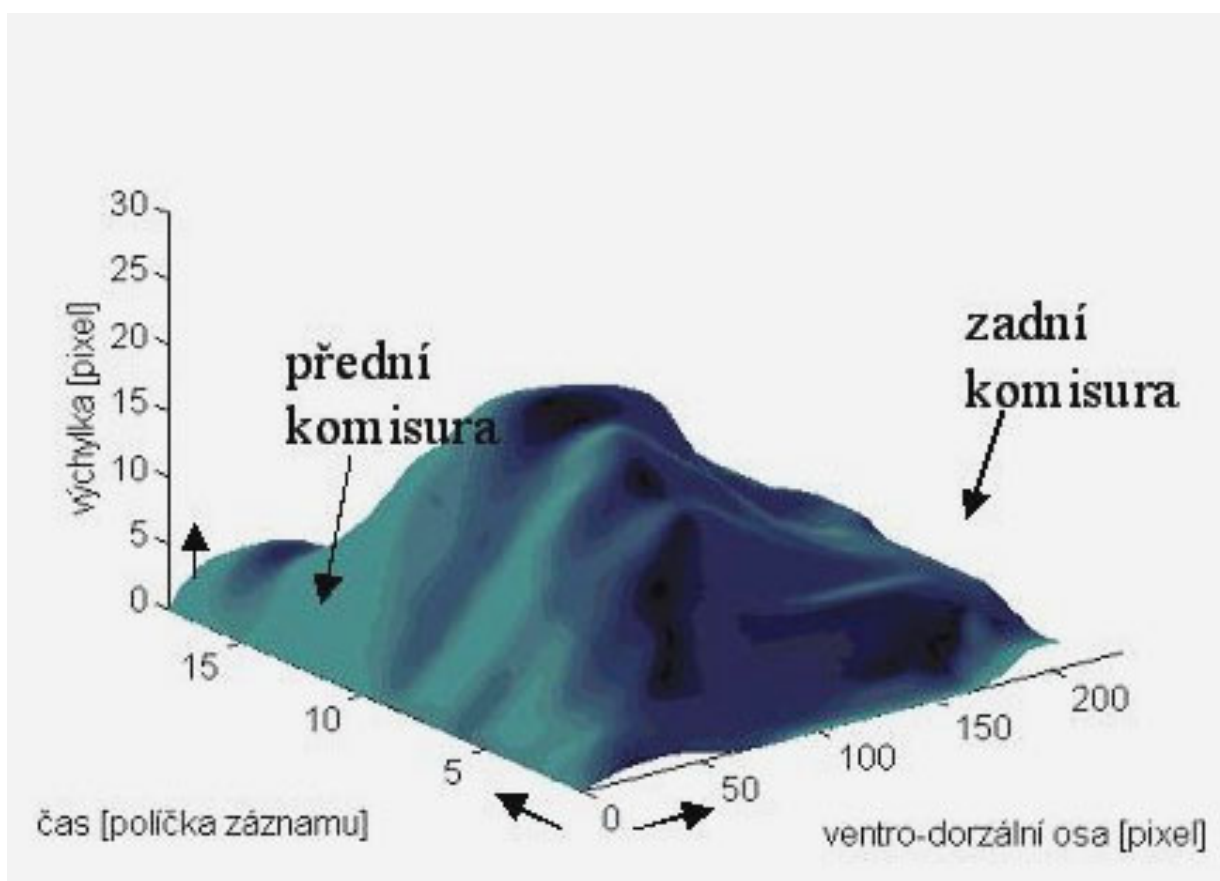
Práce vznikla s podporou výzkumného záměru CEZ: J114/98:N30000018 a MSM152100018 „Integrované studium hlasu a řeči“.

### Reference

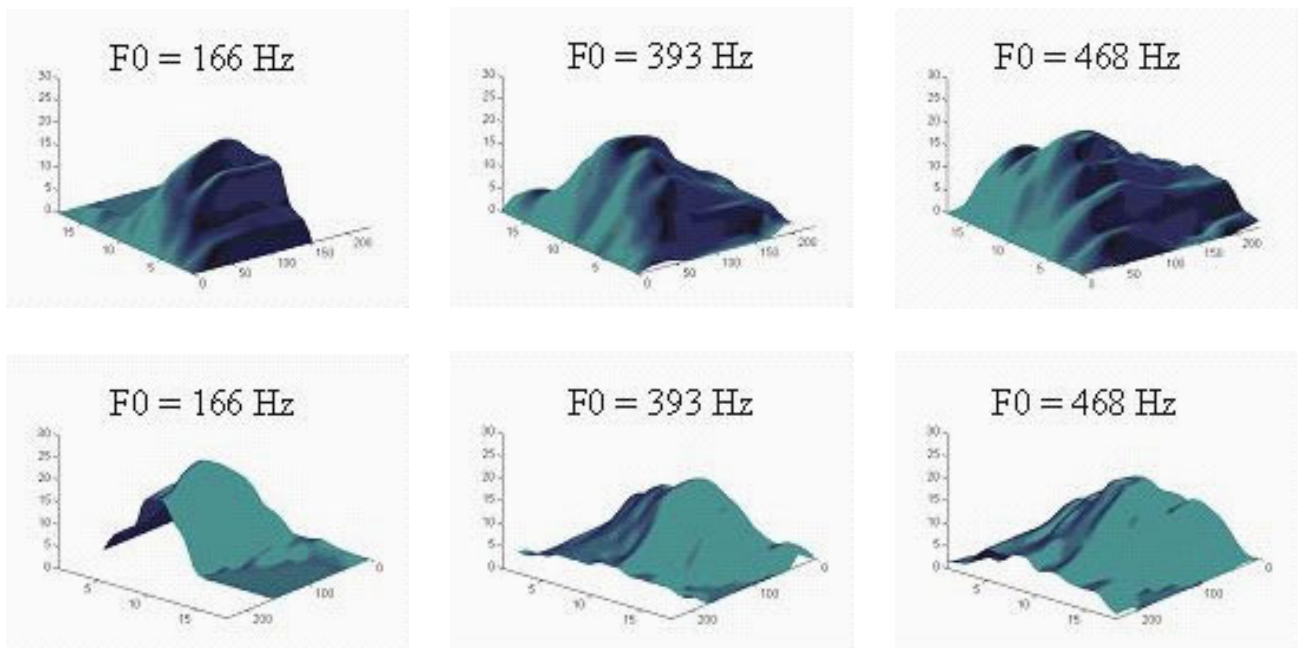
- [1] Svec, J. G., Schutte, H. K.: Videokymography: high-speed line scanning of vocal fold vibration. *J Voice*, 1996 Jun; 10(2): 201–5.
- [2] Schutte, H. K., Svec, J., Sram, F.: First results of clinical application of videokymography. *Laryngoscope* 1998; 108: 1206–1210.
- [3] Tigges, M., Wittenberg, T., Mergell, P., Eysholdt, U.: Imaging of vocal fold vibration by digital multi-plane kymography. *Comput Med Imaging Graph.* 1999 Nov–Dec; 23(6): 323–30.
- [4] Kendall, K. A., Browning, M. M., Skovlund, S. M.: Introduction to high-speed imaging of the larynx. *Curr Opin Otolaryngol Head Neck Surg.* 2005 Jun; 13(3): 135–7.
- [5] Presman, J.: The action of the larynx, *The journal of the Laryngology and Otology*, 53, 1938, p. 672–667.
- [6] Hála, B., Sovák, M.: Hlas, řeč, sluch, SPN, Praha, 1962.
- [7] Pesak, J.: Complex mechanism of laryngeal phonation. A. Description of activity, *Folia Phoniatr.*, 42, 1990, s. 201–207.
- [8] Pesak, J.: Complex mechanism of laryngeal phonation. B. Analogue Pattern of the Larynx, *Folia Phoniatr.*, 42, 1990, s. 208–211.
- [9] Nishizawa, N. et al.: Vocal Fold Length in Vocal Pitch Change, *Vocal Physiology: Voice Production Mechanisms and Functions*, Raven Press Ltd., New York, 1988.
- [10] Pesak, J., Jindra, P.: Shortening of the anterior vibrating part of the vocal folds in phonation, *Pholia Phoniatr Logop.* 2005, Jan–Feb, 57(1): 1–8.



Obrázek 1: Princip měření hlasivkové štěrbiny v rastru



Obrázek 2: 3D rozvoj kmitání hlasivky pro  $F_0 = 393$  Hz



Obrázek 3: 166 Hz, 393 Hz, 468 Hz. Pohled na přední komisuru hlasivek – horní sada, pohled na zadní komisuru – dolní sada

# Integrální vyjádření difrakce transientní sférické zvukové vlny na kruhovém difraktoru

Zdeněk Kyncl a Ilona Ali Bláhová

ČVUT–FEL, katedra fyziky, Technická 2, 166 27 Praha 6

e-mail: [kynclz;blahova]@fel.cvut.cz

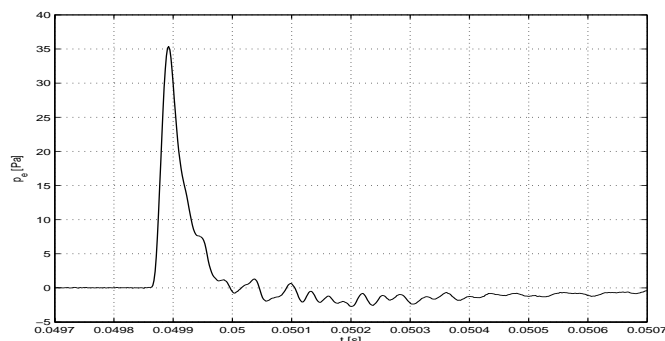
Based on the Rayleigh's integral, a transient theory of a spherical sound wave diffraction by a circular diffractor is developed. Good agreement of both theoretical and experimental diffractive curves is achieved.

## 1. Úvod

Difrakční jevy výrazně ovlivňují strukturu zvukového pole. Jako příklad uveďme difrakci transientní sférické zvukové vlny na kruhové desce [4]. Z experimentální analýzy této difrakce je zřejmé, že na emitovanou vlnu se superponují difrakční vlny, které jsou charakterizovány difrakčními křivkami  $p_r(r, t)$  a  $p_b(r, t)$ . Na rozdíl od experimentálního studia difrakce transientní sférické vlny na reálné kruhové desce konečné tloušťky 2, 3 cm ve stati [4] budeme v tomto článku prezentovat teoretické vyjádření difrakce na kruhovém difraktor, jehož tloušťka je nulová. K řešení tohoto problému použijeme Rayleighova integrálu [2] – (49).

## 2. Transientní sférická zvuková vlna

Nechť v bezdovukové místnosti [4] – (obr. 1) je jiskrovým zdrojem emitována transientní sférická zvuková vlna. Časový průběh akustického tlaku emitované vlny (obr. 1) budeme značit  $p_e(r, t)$ , jeho Fourierovu transformaci  $P_e(r, f)$ .



Obrázek 1: Časový průběh akustického tlaku části transientní sférické vlny generované jiskrovým zdrojem

Je zřejmé, že v průběhu emise transientní vlny dosahuje prostředí v okolí jiskřiště extrémně vysoké teploty, takže je zvukové pole ve výbojové oblasti silně nelineární.

Vymezíme-li rozhraní mezi nelineární a lineární oblastí poloměrem  $r_*$ , pak akustický děj v oblasti linearit  $r \geq r_*$  můžeme popsat transientní sférickou vlnovou rovnicí

$$\frac{\partial^2(rP_e(r, f))}{\partial r^2} + \left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 (rP_e(r, f)) = 0, \quad r \geq r_*, \quad (1)$$

kde

$$P_e(r, f) = \int_{t_0}^{\infty} p_e(r, t) \exp(-j2\pi ft) dt, \quad r \geq r_* \quad (2)$$

je Fourierova transformace akustického tlaku [1] – (11). Zpětnou transformaci pak vyjádříme ve tvaru

$$p_e(r, t) = \int_0^{\infty} 2 \operatorname{Re} [P_e(r, f) \exp(j2\pi ft)] df, \quad r \geq r_*. \quad (3)$$

Vzdálenost mikrofonu  $x_m$  od jiskřiště budeme vždy volit tak, aby elektrický výboj nepoškodil membránu mikrofonu, tedy  $x_m \gg r_*$ , takže můžeme psát pohybovou rovnicí (1) a její řešení pouze pro oblast  $r \geq x_m$ , tj. ve tvaru

$$\frac{\partial^2(rP_e(r, f))}{\partial r^2} + \left(\frac{2\pi f}{c}\right)^2 (rP_e(r, f)) = 0, \quad r \geq x_m, \quad (4)$$

$$P_e(r, f) = P_e(x_m, f) \frac{x_m}{r} \exp\left(-j2\pi f \frac{r - x_m}{c}\right), \quad r \geq x_m. \quad (5)$$

Tím je automaticky splněna podmínka linearit  $r \geq r_*$ , takže ji není třeba dále uvádět. Vyjádříme-li pomocí věty o translaci zpětnou transformaci řešení vlnové rovnice (5), můžeme vyjádřit šíření sférické impulsní vlny  $p_e(x_m, t)$ :

$$p_e(r, t) = \frac{x_m}{r} p_e\left(x_m, t - \frac{r - x_m}{c}\right). \quad (6)$$

Fourierův obraz radiální akustické rychlosti [1] – (12)

$$V_r(r, f) = \int_{t_0}^{\infty} v_r(r, t) \exp(-j2\pi ft) dt \quad (7)$$

vyjádříme pomocí Fourierova obrazu Eulerovy rovnice modifikované pro sférickou vlnu [1] – (13)

$$V_r(r, f) = -\frac{1}{j2\pi f \rho} \frac{\partial P_e(r, f)}{\partial r}. \quad (8)$$

Zderivujeme-li rovnici (5) podle  $r$

$$\begin{aligned} \frac{\partial P_e(r, f)}{\partial r} &= \\ &= -P_e(x_m, f) x_m \frac{j2\pi f r + c}{c r^2} \exp\left(-j2\pi f \frac{r - x_m}{c}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

a dosadíme-li (9) do (8), můžeme pro sférickou transientní vlnu vyjádřit vlnovou impedanci prostředí jako podíl

$$\frac{P_e(r, f)}{V_r(r, f)} = \frac{j2\pi f \rho c r}{j2\pi f r + c}. \quad (10)$$

### 3. Integrální vyjádření difrakce transientní sférické vlny na kruhovém difraktuře

#### 3.1. Rayleighův integrál

Při tvorbě integrálního vyjádření difrakce transientní sférické vlny na kruhovém difraktuře vyjdeme z Rayleighova integrálu [2] – (49)

$$P_a(f) = -j f \rho \iint_{(S_\infty)} V_n(\vec{r}, f) \frac{\exp(-j\omega\xi/c)}{\xi} dS, \quad (11)$$

kde  $P_a(f)$  je Fourierova transformace akustického tlaku generovaného transientním kmitnutím nekonečně velké rovinné tuhé stěny,  $V_n(\vec{r}, f)$  je Fourierova transformace normálové složky rychlosti kmitnutí a  $S_\infty$  je nekonečně velká integrační oblast. Podrobné odvození je ve stati [2] reprezentováno rovnicemi (30) – (50). Naším úkolem je nyní nalézt takovou modifikaci Rayleighova integrálu, která nás přivede k řešení problému difrakce transientní sférické vlny na kruhovém difraktuře.

#### 3.2. Vyjádření difrakce na kruhovém difraktuře pomocí Rayleighova integrálu

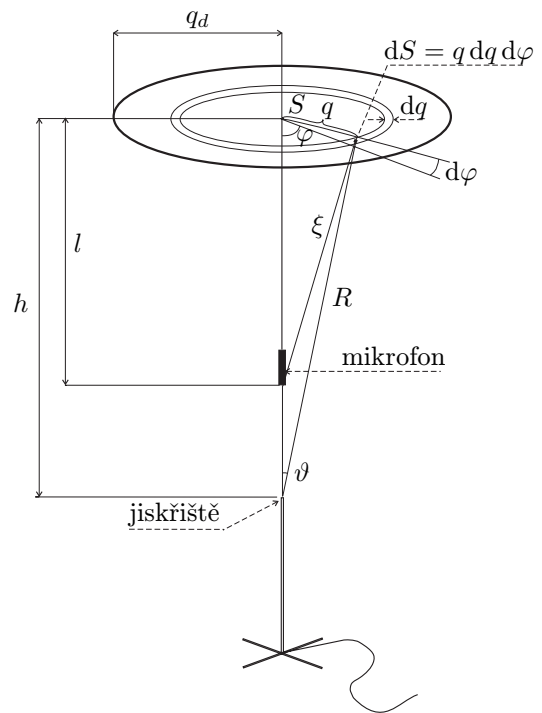
Předpokládejme, že v bezodrazové místnosti, ve které je zdroj sférické transientní vlny, je umístěn dokonale tuhý nekonečně tenký kruhový difraktor podle schématu na obr. 2. Odstartujeme jiskrový výboj. Po dopadu prvních elementů emitované sférické vlnoplochy na difraktor začne probíhat proces difrakce. Za předpokladu, že je povrch difraktuře dokonale odrazivý, vybudí dopadající vlna v každém bodě difraktuře akustickou rychlost, jejíž normálová složka je opačně orientovaná proti normálové složce akustické rychlosti dopadající vlny. Vzhledem k rotační symetrii tohoto difrakčního děje zvolíme souřadnicový systém  $q, \varphi$  (obr. 2).

Normálovou složku akustické rychlosti  $V_n(q, f)$ , vybuzenou na povrchu kruhového difraktuře sférickou vlnou, vyjádříme pomocí radiální povrchové akustické rychlosti  $V_r(q, f)$  ve tvaru

$$V_n(q, f) = V_r(q, f) \cos \vartheta = V_r(q, f) \frac{h}{R}, \quad (12)$$

kde  $R$  je vzdálenost jiskřiště od bodu dopadu lokálního paprsku emitované sférické vlny,  $h$  je vzdálenost jiskřiště od kruhového difraktuře, odkud plyne, že  $\vartheta$  je úhel dopadu lokálního paprsku na dokonale odrazivý plošný element  $dS$  (obr. 2). Eliminujeme-li z tohoto vyjádření  $V_r(q, f)$  pomocí akustické impedance (10), dostaneme vyjádření normálové složky akustické rychlosti na povrchu

$$V_n(q, f) = P_e(q, f) h \frac{j2\pi f R + c}{j2\pi f \rho c R^2}. \quad (13)$$



Obrázek 2: Souřadnicová soustava

Upravme Rayleighův integrál (11) pro vyjádření axiální difrakce

$$P_d(f) = -j f \rho \iint_{(S_d)} V_n(q, f) \frac{\exp(-j\omega\xi/c)}{\xi} dS, \quad (14)$$

kde  $S_d$  je povrch dokonale odrazivého kruhového difraktuře, jehož poloměr je  $q_d$ . Dosadíme-li (5), (12), (13) do (14), dostaneme vyjádření difrakčního jevu

$$P_d(f) = P_e(f) \frac{h x_m}{2\pi c} \exp\left(\frac{j\omega x_m}{c}\right) \cdot \iint_{(S_d)} \frac{j\omega f R + c}{R^3 \xi} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) dS. \quad (15)$$

Dosadíme-li do (15) podle obr. 2

$$\begin{aligned} dS &= q dq d\varphi, \\ R &= \sqrt{q^2 + h^2}, \quad \xi = \sqrt{q^2 + l^2}, \\ 0 &< \varphi < 2\pi, \quad 0 < q < q_d \end{aligned} \quad (16)$$

a provedeme integraci podle  $\varphi$  v mezích  $(0, 2\pi)$ , dostaneme vyjádření difrakčního jevu určitým integrálem podle proměnné  $q$

$$P_d(f) = P_e(f) \frac{h x_m}{c} \exp\left(\frac{j\omega x_m}{c}\right) \cdot \int_0^{q_d} \frac{j\omega R + c}{R^3 \xi} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) q dq. \quad (17)$$

K výpočtu tohoto integrálu použijeme metody *per partes*. Nejdříve vyjádříme určitý integrál (17) ve tvaru

$$P_d(f) = P_e(f) \frac{hx_m}{c} \exp(j\omega x_m/c) [I_R]_0^{q_d}, \quad (18)$$

kde

$$I_R = \int \frac{j\omega R + c}{R^3 \xi} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) q \, dq. \quad (19)$$

Neurčitý integrál (19) vyjádříme jako součet dvou integrálů

$$I_R = \int \frac{j\omega}{R^2 \xi} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) q \, dq + \int \frac{c}{R^3 \xi} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) q \, dq, \quad (20)$$

které označíme

$$I_1 = \int \frac{j\omega}{R^2 \xi} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) q \, dq, \quad (21)$$

$$I_2 = \int \frac{c}{R^3 \xi} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) q \, dq. \quad (22)$$

Na integrál (21) pak aplikujeme metodu *per partes*, kde volíme

$$u = \frac{j\omega}{R(R + \xi)}, \quad \frac{dw}{dq} = \frac{R + \xi}{R\xi} q \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right). \quad (23)$$

Z rovnice (23) pak plyne

$$\frac{du}{dq} = -\frac{j\omega q}{R^3 \xi}, \quad w = -\frac{c}{j\omega} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right). \quad (24)$$

Stanovíme-li podle (23) a (24) součin

$$uw = -\frac{c}{R(R + \xi)} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) \quad (25)$$

a dosadíme-li podle principu *per partes* (25) a (24) do (21), dostaneme vztah

$$\begin{aligned} & \int \frac{j\omega R}{R^3 \xi} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) q \, dq = \\ & = -\frac{c}{R(R + \xi)} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) - \\ & \quad - \int \frac{c}{R^3 \xi} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) q \, dq, \quad (26) \end{aligned}$$

který nás přivede k vyjádření integrálu (19). Je zřejmé, že integrál na pravé straně je, až na znaménko, roven integrálu (22). Převdeme-li tedy v (26) tento integrál na levou stranu, dostaneme kýžené vyjádření integrálu (19) ve tvaru

$$\begin{aligned} I_R &= \int \frac{j\omega R + c}{R^3 \xi} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right) q \, dq = \\ &= -\frac{c}{R(R + \xi)} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi)}{c}\right). \quad (27) \end{aligned}$$

Dosadíme-li nakonec (27) do (18), dostaneme Rayleighovské vyjádření axiální difrakce transientní sférické zvukové vlny na kruhovém difraktor:

$$P_d(f) = P_e(f) \left[ -\frac{hx_m}{R(R + \xi)} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi - x_m)}{c}\right) \right]_0^{q_d}, \quad (28)$$

kde  $R$  a  $\xi$  udávají substituční vztahy (16).

Zavedme axiální difrakční koeficient

$$D(f) = \frac{P_d(f)}{P_e(f)}, \quad (29)$$

tj.

$$D(f) = \left[ -\frac{hx_m}{R(R + \xi)} \exp\left(\frac{-j\omega(R + \xi - x_m)}{c}\right) \right]_0^{q_d}. \quad (30)$$

Dosadme za  $R$  a  $\xi$  podle (16)

$$\begin{aligned} D(f) &= \left[ \frac{-hx_m}{\sqrt{q^2 + h^2} (\sqrt{q^2 + h^2} + \sqrt{q^2 + l^2})} \cdot \right. \\ & \quad \left. \exp\left(-j\omega (\sqrt{q^2 + h^2} + \sqrt{q^2 + l^2} - x_m) / c\right) \right]_0^{q_d}. \quad (31) \end{aligned}$$

Po dosažení mezí dostaneme vyjádření axiálního difrakčního koeficientu

$$\begin{aligned} D(f) &= \frac{h - l}{h + l} \exp\left(\frac{-j\omega 2l}{c}\right) - \\ & \quad - \frac{h(h - l)}{\sqrt{q_d^2 + h^2} (\sqrt{q_d^2 + h^2} + \sqrt{q_d^2 + l^2})} \cdot \\ & \quad \cdot \exp\left(\frac{-j\omega (\sqrt{q_d^2 + h^2} + \sqrt{q_d^2 + l^2} - h + l)}{c}\right). \quad (32) \end{aligned}$$

Rayleighovskou difrakci transientní sférické zvukové vlny na kruhovém difraktor pak vyjádříme pomocí difrakčního koeficientu (33) jako součin (32)

$$P_d(f) = P_e(f) D(f), \quad (33)$$

tj.

$$\begin{aligned} P_d(f) &= P_e(f) \frac{h - l}{h + l} \exp\left(\frac{-j\omega 2l}{c}\right) - \\ & \quad - P_e(f) \frac{h(h - l)}{\sqrt{q_d^2 + h^2} (\sqrt{q_d^2 + h^2} + \sqrt{q_d^2 + l^2})} \cdot \\ & \quad \cdot \exp\left(\frac{-j\omega (\sqrt{q_d^2 + h^2} + \sqrt{q_d^2 + l^2} - h + l)}{c}\right). \quad (34) \end{aligned}$$

## 4. Difrakční křivky

### 4.1. Vyjádření teoretických difrakčních křivek

Časový průběh difrakční křivky  $p_d(t)$  je dán zpětnou transformací výrazu (34). Podle věty o translaci ji lze vyjádřit ve tvaru

$$p_d(t) = \frac{h-l}{h+l} p_e \left( t - \frac{2l}{c} \right) - \frac{h(h-l)}{\sqrt{q_d^2 + h^2} \left( \sqrt{q_d^2 + h^2} + \sqrt{q_d^2 + l^2} \right)} \cdot p_e \left( t - \frac{\sqrt{q_d^2 + h^2} + \sqrt{q_d^2 + l^2} - h + l}{c} \right). \quad (35)$$

Z tohoto vyjádření je zřejmé, že lze difrakční křivku  $p_d(t)$  (35) rozložit na 2 části:

$$p_r(t) = \frac{h-l}{h+l} p_e \left( t - \frac{2l}{c} \right) \quad (36)$$

a

$$p_b(t) = - \frac{h(h-l)}{\sqrt{q_d^2 + h^2} \left( \sqrt{q_d^2 + h^2} + \sqrt{q_d^2 + l^2} \right)} \cdot p_e \left( t - \frac{\sqrt{q_d^2 + h^2} + \sqrt{q_d^2 + l^2} - h + l}{c} \right), \quad (37)$$

tj.

$$p_d(t) = p_r(t) + p_b(t). \quad (38)$$

Křivka  $p_r(t)$  (36) má tvar emitované vlny  $p_e(t)$ , je však časově zpožděná a její amplituda se mění se vzdáleností od difraktu. Představuje tedy odrazovou složku difrakčního děje na kruhovém difraktu. Křivka  $p_b(t)$  (37) vyjadřuje teoretickou hraniční difrakci.

Výsledný teoretický difrakční děj  $p_c(t)$  je pak tvořen superpozicí emitované sférické transienční vlny  $p_e(t)$  a teoretických difrakčních dějů, tvořených odrazovou složkou  $p_r(t)$  (36) a hraniční složkou  $p_b(t)$  (37):

$$p_c(t) = p_e(t) + p_r(t) + p_b(t). \quad (39)$$

### 4.2. Porovnání experimentálních a teoretických difrakčních křivek

Abychom ověřili pravdivost difrakční teorie prezentované v tomto článku, konfrontovali jsme rozsáhlý soubor teoretických difrakčních křivek  $p_c(t)$  (39) s experimentálními křivkami publikovanými ve statí [4] – (obr. 4, 5, 6).

Pro konfrontaci experimentálních a teoretických difrakčních křivek byly voleny tyto vstupní parametry:

1. Transienční sférická vlna (obr. 1) byla emitována jiskrovým zdrojem VORL.
2. Parametry experimentální soustavy (obr. 2) poloměr difrakční desky  $q_d = 0,5$  m, tloušťka difrakční desky  $b = 2,3$  cm,

vzdálenost desky od jiskřiště  $h = 2,2$  m, zvolené vzdálenosti mikrofonu od desky  $l = 0$  cm,  $l = 5$  cm,  $l = 180$  cm.

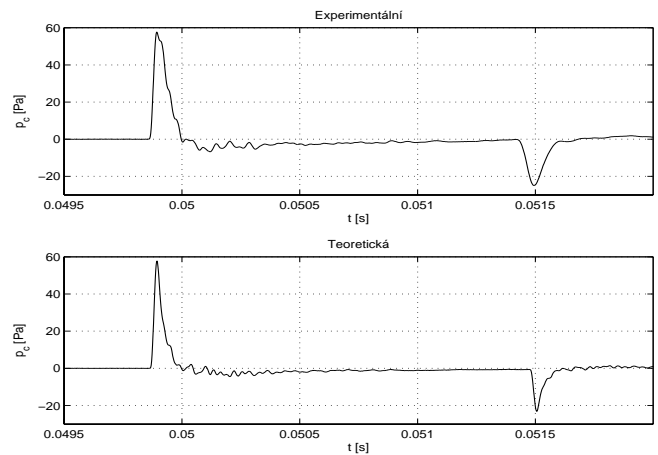
#### 3. Parametry mikrofonu

Pro studium difrakce byl použit 1/2" mikrofon od firmy Brüel & Kjær pro měření ve volném poli – typ 4190.

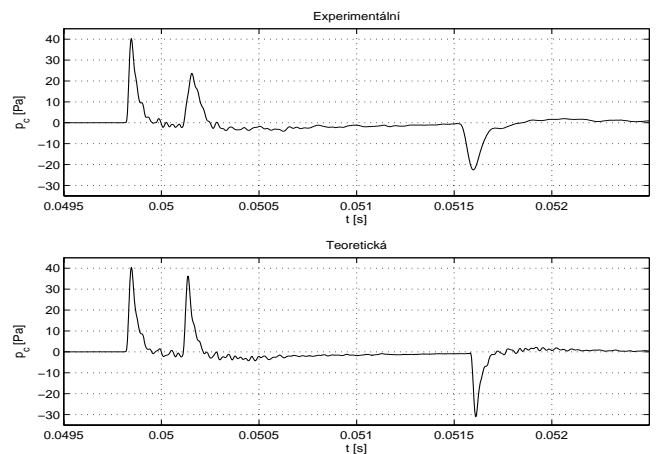
#### 4. Procesorová soustava

Výpočet průběhu teoretických difrakčních křivek byl proveden v systému MATLAB.

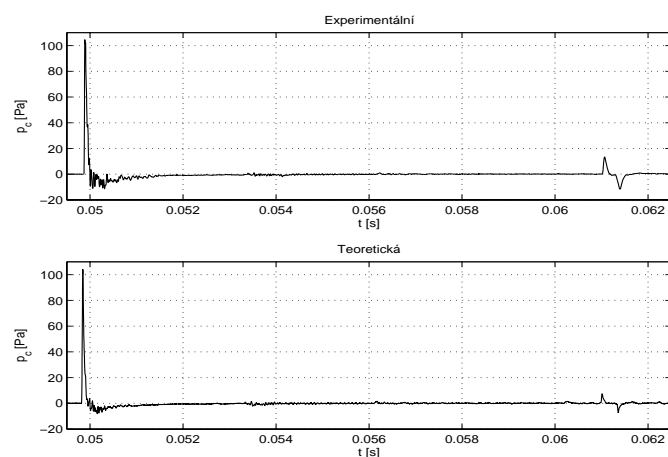
Shoda teoretických difrakčních křivek s křivkami experimentálními byla ve všech případech velmi dobrá. Několik charakteristických průběhů difrakčních dvojic je uvedeno na obr. 3, 4, 5. Horní křivky jsou experimentální, získané metodou publikovanou ve statí [4], dolní křivky jsou teoretické (39).



Obrázek 3: Porovnání experimentální a teoretické difrakční křivky pro polohu mikrofonu v rovině difraktu



Obrázek 4: Porovnání experimentální a teoretické difrakční křivky pro vzdálenost mikrofonu 50 mm od difraktu



Obrázek 5: Porovnání experimentální a teoretické difrakční křivky pro vzdálenost mikrofону 1800 mm

## 5. Závěr

Z porovnání experimentálních a teoretických difrakčních křivek je zřejmé, že prezentovaná difrakční teorie koresponduje dobře s reálnou difrakcí transientní sférické vlny na kruhové desce.

Rayleighovské vyjádření difrakce transientní sférické zvukové vlny na kruhovém difraktorů umožňuje hodnocení difrakčních jevů axiální difrakčním koeficientem  $D(f)$ , který je nositelem informace o difrakčním poli. Vyjádříme-li axiální difrakci na kruhové desce difrakčním koeficientem ve tvaru  $P_d(f) = P_e(f) D(f)$ , dostaneme aparát k hodnocení difrakčního pole, včetně transportu akustické energie. Autoři předpokládají, že tomuto problému bude věnováno některé z příštích čísel Akustických listů.

## Poděkování

Tato práce byla podporována projektem AV ČR číslo KJB1120301 – „Difrakce a rozptyl v akustice“.

## Reference

- [1] Kyncl, Z.: O transientních spektrálních hustotách, Akustické listy ČsAS, 7(4), 2001, 14–18.
- [2] Kyncl, Z.: Vyjádření prostorového zvukového pole pomocí pole povrchového, Akustické listy ČsAS, 10(3), 2004, 9–17.
- [3] Skudrzyk, E.: The Foundations of Acoustics, New York, Dover Publ., Springer Verlag, Wien, New York, 1971, 188–200, 489–510.
- [4] Kyncl, Z., Ali Bláhová, I., Zendulka, J.: Transientní axiální difrakční jevy, 70. akustický seminář, Opočno, 16.–19. května 2005, 95–101.
- [5] Lord Rayleigh: The Theory of Sound, New York, Dover Publ., 1945, 1st Amer. edit., vol. II, 1–28.





# ACTA ACUSTICA

UNITED WITH

# ACUSTICA

*The Journal of the European Acoustics Association (EAA) - International Journal on Acoustics*

## Table of Contents

### Preface

#### *Object Formation in Audition*

**B. Roberts**

Spectral Pattern, Grouping, and the Pitches of Complex Tones and Their Components ..... 945

### Scientific Papers

#### *Object Formation in Audition*

**K. Watanabe, S. Takane, Y. Suzuki**

A Novel Interpolation Method of HRTFs Based on the Common-Acoustical-Pole and Zero Model ..... 958

**B. G. Shinn-Cunningham, A. Ihlefeld, Satyavarta, E. Larson**

Bottom-up and Top-down Influences on Spatial Unmasking ..... 967

**S. T. Neely, W. Jesteadt**

Quadratic-Compression Model of Auditory Discrimination and Detection ..... 980

**A. Engelhorn, D. Ensberg, M. Deliano, H. Schulze, H. Scheich, F. W. Ohl**

Differential Sensitivity of Early and Late Components of the Auditory Cortical Middle Latency Electrically Evoked Response to Change of Cortical Stimulation Site ..... 992

**S. M. A. Ernst, J. L. Verhey**

Comodulation Masking Release Over a Three Octave Range ..... 998

**M. M. J. Houben, A. Kohlrausch, D. J. Hermes**

The Contribution of Spectral and Temporal Information to the Auditory Perception of the Size and Speed of Rolling Balls ..... 1007

**K. Terada, M. Tohyama, T. Houtgast**

The Effect of Envelope or Carrier Delays on the Precedence Effect (Short Communication) ..... 1016

**M. F. B. van Beurden, W. A. Dreschler**

Bandwidth Dependency of Loudness in Series of Short Noise Bursts (Short Communication) ..... 1020





No. 6 • pp. 945–1102 • November/December 2005 E 21 466 • ISSN 1610-1928

Volume 91

# ACTA ACUSTICA

UNITED WITH

# ACUSTICA

The Journal of the European Acoustics Association (EAA) - International Journal on Acoustics

## Atmospheric Sound

**S. Bradley, S. von Hünnerbein, A. Haddad**

Atmospheric Acoustic Interferometer Tomography of Temperature and Winds ..... 1025

## Ultrasonics

**C. Tao, G. Du**

Non-linear Transform of Energy in Strongly Focused Finite-Amplitude Ultrasound ..... 1031

## Environmental Acoustics

**R. Klæboe, M. Kolbenstvedt, A. Fyhri, S. Solberg**

The Impact of an Adverse Neighbourhood Soundscape on Road Traffic Noise Annoyance ..... 1039

## Room Acoustics

**Y.-J. Choi, F. R. Fricke**

Evaluation of the Relative Acoustic Performance of Two Auditoria Using Measurements and Auralization ..... 1051

## Computational and Numerical Acoustics

**S. Marburg**

Normal Modes in External Acoustics. Part I: Investigation of the One-Dimensional Duct Problem ..... 1063

## Speech

**X.-L. Li, B.-L. Xu**

Formant Comparison between Whispered and Voiced Vowels in Mandarin ..... 1079

## Musical Acoustics

**A. Stulov**

Experimental and Computational Studies of Piano Hammers ..... 1086

**Erratum** ..... 1098

**Book Reviews** ..... 1098

**European Acoustics Association News** ..... 1099

**Upcoming Events** ..... 1100

**Instructions for Authors** ..... 1101

**Editorial Board** ..... 1102

**Annual Index** ..... I\*



---

Akustické listy: ročník 11, číslo 4      prosinec 2005

ISSN: 1212-4702

Vydavatel: Česká akustická společnost, Technická 2, 166 27 Praha 6

Vytisklo: Nakladatelství ČVUT, výroba

Počet stran: 28

Počet výtisků: 200

Redakční rada: M. Brothánek, O. Jiříček, J. Kozák, R. Čmejla, F. Kadlec, J. Štěpánek, P. Urban, J. Burčík

Jazyková úprava: R. Štěchová

© ČsAS

Uzávěrka příštího čísla Akustických listů je 28. února 2006.

NEPRODEJNÉ!