

UNIVERZITA PALACKÉHO
V OLOMOUCI
PŘÍRODOVĚDECKÁ FAKULTA

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Martin Deutschl
2012

UNIVERZITA PALACKÉHO
V OLOMOUCI
PŘÍRODOVĚDECKÁ FAKULTA

KATEDRA OPTIKY



DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Měření frekvenčních charakteristik mikrofonů a
reproduktorů**

Autor:	Martin Deutschl
Studijní program:	B1701 Fyzika
Studijní obor:	Optika a optoelektronika
Forma studia:	prezenční
Vedoucí práce:	RNDr. Pavel Krchňák, Ph.D.

Prohlášení:

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci „Měření frekvenčních charakteristik mikrofonů a reproduktorů“ vypracoval samostatně, s využitím zdrojů, uvedených v seznamu použité literatury a souhlasím s jejím použitím pro potřeby katedry, včetně libovolné formy prezentace.

Poděkování:

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce RNDr. Pavlu Krchňákovi, Ph.D., a také RNDr. Janu Švecovi, Ph.D. et. Ph.D. za veškerou pomoc, poskytnuté rady a cenné připomínky.

Bibliografická identifikace

Jméno a příjmení autora:	Martin Deutschl
Název práce:	Měření frekvenčních charakteristik mikrofonů a reproduktorů
Typ práce:	Diplomová
Pracoviště:	Katedra biofyziky
Vedoucí práce:	RNDr. Pavel Krchňák, Ph.D.
Rok obhajoby práce:	2012

Abstrakt:

Cílem této práce je teoretický rozbor frekvenčních charakteristik mikrofonu a reproduktoru. Využití simulačních a měřících programů při měření. Měření frekvenční amplitudové charakteristiky mikrofonu a měření útlumu odražených vln při použití panelu Flexi screen lite, umístěného před mikrofon.

Klíčová slova:	Reproduktor, mikrofon, frekvenční charakteristika
Počet stran:	74
Počet příloh:	9
Jazyk:	český

Bibliographical identification

Author's first name and surname:	Martin Deutschl
Title:	Measurement of frequency responses of microphones and speakers
Type of thesis:	Diploma
Department:	Department of biophysics
Supervisor:	RNDr. Pavel Krchňák, Ph.D.
Year of presentation:	2012

Abstract

The aim of this work is the theoretical analysis of frequency responses of microphones and speakers using simulation and measurement programs. The measurement of amplitude frequency response of microphone and measurement of decline of reflected waves by using Flexi screen lite, located in front of the microphone.

Keywords:	speaker, frequency response, microphone
Number of pages:	74
Number of appendices:	9
Language:	czech

Obsah

OBSAH	6
1. AKUSTICKÉ POLE	10
1.1 VELIČINY AKUSTICKÉHO POLE	10
1.2 AKUSTICKÉ VLNY	12
1.3 GEOMETRICKÁ AKUSTIKA	14
1.4 INTERFERENCE, DIFRAKCE A ÚTLUM AKUSTICKÉ VLNY	15
1.5 PROSTOROVÁ AKUSTIKA	16
2. MIKROFONY	18
2.1 ZÁKLADNÍ PARAMETRY A CHARAKTERISTIKY	18
2.2 ROZDĚLENÍ MIKROFONŮ	20
3. REPRODUKTORY	22
3.1 NÁHRADNÍ SCHÉMA ELEKTRODYNAMICKÉHO REPRODUKTORU	22
3.2 IMPEDANČNÍ CHARAKTERISTIKA ELEKTRODYNAMICKÉHO REPRODUKTORU	24
3.3 AMPLITUDOVÁ FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA REPRODUKTORU	26
3.4 PŘENOSOVÁ CHARAKTERISTIKA A PŘENOSOVÁ FUNKCE	29
3.5 ZKRESLENÍ REPRODUKTORŮ	30
3.6 OZVUČNICE	32
4. MĚŘENÍ	34
4.1 TYPY MĚŘÍCÍCH SIGNÁLŮ	34
4.2 MĚŘÍCÍ METODY	38
4.3 PŘENOSOVÝ SYSTÉM	38
4.4 MĚŘENÍ V BEZDOZVUKOVÉ KOMOŘE	40
5. MĚŘENÍ AKUSTICKÉHO ŠTÍTU	43
5.1 MĚŘÍCÍ PŘÍSTROJE	43
5.2 MĚŘENÍ NA AKUSTICKÉM ŠTÍTU (ODRAZY)	45
5.3 MĚŘENÍ NA AKUSTICKÉM ŠTÍTU (ÚTLUM)	48
6. NÁVRH A REALIZACE KOMBA PRO PŘENOS ZVÍŘECÍCH ZVUKŮ	51
6.1 ANALÝZA ZVÍŘECÍCH ZVUKŮ	51
6.2 RÁDIOVÝ PŘENOS	52
6.3 VÝKONOVÝ ZESILOVAČ	52
6.4 PŘENOSNÉ KOMBO	54
7. ZÁVĚR	59
8. POUŽITÁ LITERATURA INTERNETOVÉ ODKAZY	62
9. SEZNAM OBRÁZKŮ	63
10. PŘÍLOHY	65

Seznam zkratek

a_u	zisk	[dB]
B	magnetická indukce	[T]
C	kapacita	[F]
c_0	rychlost zvuku	[m/s]
c_{ms}	poddajnost kmitajícího systému reproduktoru	[m/N]
f_0	mezní frekvence výhybky	[Hz]
f_c	rezonanční frekvence ozvučnice	[Hz]
f_s	rezonanční frekvence reproduktoru	[Hz]
I	elektrický proud	[A]
k	tuhost	[N/m]
l	délka	[l]
L	indukčnost	[H]
L_e	indukčnost kmitací cívky	[H]
L_s	nominální citlivost reproduktoru	[dB/VA/m]
m	hmotnost	[kg]
m_{md}	hmotnost kmitajícího systému	[kg]
m_{ms}	hmotnost kmitajícího systému včetně spolukmitajícího sloupce vzduchu	[kg]
p	akustický tlak	[Pa]
P	příkon	[W]
p_0	atmosférický tlak	[Pa]
Q_{es}	elektrický činitel jakosti reproduktoru mechanický činitel jakosti reproduktoru	[-]
Q_{ms}	činitel jakosti reproduktoru v ozvučnici	[-]
Q_{ts}	celkový činitel jakosti reproduktoru	[-]
R	elektrický odpor	[Ω]
r_d	poloměr membrány	[m]
R_e	činný odpor kmitací cívky odpor mechanického systému reproduktoru	[Ω]
r_{ms}		[Ns/m]
T	perioda	[s]
S_d	aktivní plocha membrány	[m ²]
SPL	hladina akustického tlaku	[dB]
t	čas	[s]
U	elektrické napětí	[V]

v	akustická rychlost	[m/s]
V_{as}	ekvivalentní objem k veličině c_{ms}	[l]
V_b	objem ozvučnice lineární výchylka membrány	[l]
X_{max}	reproduktoru	[m]
Z	impedance	[Ω]
Z_{max}	impedance při rezonanci reproduktoru	[Ω]
η	účinnost	[%]
λ	vlnová délka	[m]
ρ	hustota	[kg/m ³]
ρ_0	statická hustota	[kg/m ³]
ω	úhlová frekvence	[Hz]
ϑ	teplota	[°C]
Y	admitance	[S]

Úvod

Cílem této práce je proměřit útlumové vlastnosti akustického štítu Flexi green lite. Především odrazy od sebe sama a také útlum rušivých akustických vln v daném prostředí, tedy stínění. Celé měření probíhalo v Praze na FAMU v bezdozvukové komoře za pomoci měřících přístrojů, o kterých se zmíním v dalších kapitolách. Práce bude obsahovat teorii zvukového pole, jeho zákony a především analýzu změřených dat a jejich rozbor za pomoci počítačového softwaru SpectraPlus. Dále základní typy mikrofonů a reproduktorů a jejich základní charakteristiky a parametry. Výstupem pak bude zhodnocení, zda lze tento akustický štít použít pro měření hladiny akustického tlaku lidského hlasu, či nikoliv.

Druhou částí diplomové práce pak bude návrh a realizace přenosného komba pro reprodukci hlasů nosorožců, které se bude využívat pro výzkumné záležitosti. Součástí návrhu je i realizace nízkofrekvenčního zesilovače napájeného z akumulátoru o napětí 12V. Celý návrh bude založen na analýze zvukových záznamů těchto hlasů. Praktická realizace bude samozřejmě podložena teoretickými simulacemi a návrhy opět pomocí vhodného software.

V poslední části této práce pak budou uvedeny veškeré technické dokumentace, použité součástky a elektronická schémata.

Tato práce bude tematicky navazovat na mou bakalářskou práci.

1. Akustické pole

1.1 Veličiny akustického pole

Zvuk je mechanické kmitání hmotných částic látkového prostředí, kterým je ve většině případů vzduch. Akustický rozruch se však může šířit i prostředími kapalnými a stejně tak i plynnými. Ovšem pouze v plynných prostředích se zvuk šíří jako podélná (longitudinální) akustická vlna. Částice prostředí pak kmitají ve stejném směru, jako je šíření akustické vlny. Rychlost šíření zvuku je závislá na mnoha faktorech. V uzavřených prostorech je dominantní závislost na teplotě ϑ , která je dána vztahem $c_0 = 331,8 + 0,607\vartheta$. (1)

Jednou ze základních veličin akustického pole je vektor akustické výchylky. Ten charakterizuje pohyb částic v akustickém poli v místech s rozdílným tlakem a je definován

$$\vec{\xi}(t, \vec{r}_0) = \vec{r}(t) - \vec{r}_0 , \quad (2)$$

kde $\vec{r}(t)$ je polohový vektor částice v čase t a \vec{r}_0 je polohový vektor částice v klidu.

Akustická rychlost částice je pak definována jako derivace akustické výchylky

$$\vec{v}(t, \vec{r}_0) = \frac{\partial \vec{\xi}}{\partial t} . \quad (3)$$

V akustice se ovšem nejčastěji pracuje se skalární veličinou zvanou akustický tlak. Jedná se o střídavou složku superponovanou na tlaku barometrickém p_0

$$p(t, \vec{r}_0) = p(t, \vec{r}_0) - p(\vec{r}_0) . \quad (4)$$

Spolu s akustickým tlakem se mění i hustota prostředí, pro kterou platí stejný vztah jako pro akustický tlak (4). Jedná-li se o periodický rozruch, můžeme akustický tlak popisovat jako střídavý. Stejně jako v elektrotechnice můžeme zavést následující veličiny.

Střední hodnota akustického tlaku

$$\bar{p} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt . \quad (5)$$

Efektivní hodnota akustického tlaku

$$p_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T p^2(t) dt} . \quad (6)$$

A maximální hodnotu akustického tlaku jako $p_{max} = \sqrt{2}p_{ef}$.

Stejně tak lze výše popsané veličiny popsat pomocí symbolicko-komplexního vyjádření jako

$$\vec{\xi} = \xi_a e^{j(\omega t \pm \varphi)} \quad (7)$$

$$p = p_a e^{j(\omega t \pm \varphi)}. \quad (8)$$

V praxi se ovšem používá hodnota akustického tlaku v poměrových jednotkách *dB*.

$$SPL = 20 \log \frac{p}{p_{ref}}, \quad (9)$$

kde $p_{ref} = 2 \cdot 10^{-5} Pa$ je práh lidského slyšení.

Změna SPL se vzdáleností se určí tímto vztahem

$$SPL_2 = SPL_1 + 20 \log \frac{l_1}{l_2}, \quad (10)$$

kde SPL_2 je hladina akustického tlaku v místě pozorování, SPL_1 je hladina akustického tlaku vysílaná zdrojem, l_1 je původní místo pozorování a l_2 je aktuální místo pozorování.

Stejně jako v elektrotechnice platí Ohmův zákon, který říká, že proud tekoucí vodičem je dán poměrem napětí a jeho odporu, platí stejně tak v akustice jakási obdoba Ohmova zákona. Mechanická impedance je dána následujícím vztahem

$$Z_m = \frac{F}{v}. \quad (11)$$

Jedná se o poměr síly a rychlosti kmitání mechanické soustavy, vyvolané působením této síly. Z tohoto vztahu je patrná analogie mezi elektrickými a mechanickými veličinami.

Dále lze zavést pojem akustická impedance jako poměr tlaku a tzv. akustické objemové rychlosti $V_s = pS$ a měrné akustické impedance z pro $S=1$.

$$Z_a = \frac{p}{sv} \quad (12)$$

Pro intenzitu zvuku platí vztah, který je identický s elektrickým činným výkonem. Uvažujeme-li jednotkovou plochu, pak $I = p_{ef} v_{ef} \cos \varphi$, φ je fázový posuv mezi efektivní hodnotou akustického tlaku a akustickou rychlosti.

1.2 Akustické vlny

Jsou popsány vlnovou rovnicí, kterou lze odvodit ze tří základních rovnic akustického pole:

1, Eulerova pohybová rovnice

$$\mathit{grad} p = -\rho_0 \frac{\partial \vec{v}}{\partial t}. \quad (13)$$

2, Rovnice kontinuity

$$\mathit{div} \vec{v} = -\frac{1}{\rho_0} \frac{\partial \rho}{\partial t}. \quad (14)$$

3, Stavová rovnice

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{\chi p_0}{\rho_0} \frac{\partial \rho}{\partial t}, \quad (15)$$

kde χ je Poissonovo číslo.

Z těchto třech rovnic lze odvodit základní rovnici akustického pole pro akustický tlak. Pak každá akustická vlna musí tuto rovnici splňovat.

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial z^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2} = 0 \quad (16)$$

Při zkoumání akustický polí se ukazuje jako výhodné zavést veličinu rychlostní potenciál $\Phi(\vec{r}, t)$, jehož gradient je roven vektoru akustické rychlosti

$$\vec{v} = -\left(\vec{i} \frac{\partial \Phi}{\partial x} + \vec{j} \frac{\partial \Phi}{\partial y} + \vec{k} \frac{\partial \Phi}{\partial z}\right) = -\vec{\nabla} \Phi, \quad (17)$$

kde i, j, k jsou jednotkové vektory.

Toto lze učinit za předpokladu, že akustické pole je nevírové. Tedy, že platí $\vec{\nabla} \times \vec{v} = 0$. Tato podmínka je splněna ve většině případů. Výjimkou jsou pouze extrémně velké hodnoty akustických tlaků. Výhodou zavedení rychlostního potenciálu je pak skutečnost, že akustická rychlost a akustický tlak lze získat pouhou derivací

$$\vec{v} = \frac{\partial \Phi}{\partial x} \quad (18)$$

$$p = -\rho \frac{\partial \Phi}{\partial t}. \quad (19)$$

Je-li akustické vlnění periodické, lze ho rozložit na součet harmonických složek pomocí Fourierovy transformace, a tak lze použít pro jeho popis stejné vztahy jako pro popis elektromagnetických vln.

Základním typem akustické vlny je vlna sférická. Ta je generována zdrojem, jehož aktivní plocha je mnohem menší než emitovaná vlnová délka.

Rychlostní potenciál pro jednodimenzionální sférickou vlnu má tvar

$$\Phi = \frac{A}{x} \exp[j(\omega t - kx)] , \quad (20)$$

kde A je amplituda, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ je vlnové číslo.

Dalším typem akustické vlny je vlna rovinná. Může být jistou aproximací vlny sférické, pro vzdálenost od jejího zdroje mnohem větší, než je vlnová délka emitovaného vlnění. Rychlostní potenciál pro jednodimenzionální rovinnou vlnu má tvar

$$\Phi = A \exp[j(\omega t - kx)] . \quad (21)$$

Pro akustickou rychlost (14) dostaneme

$$\vec{v} = \frac{\partial \Phi}{\partial x} = -k\Phi \quad (22)$$

a pro akustický tlak (15)

$$p = -\rho \frac{\partial \Phi}{\partial t} = -\omega \rho \Phi . \quad (23)$$

Pak pro akustickou impedanci bude platit podle (12)

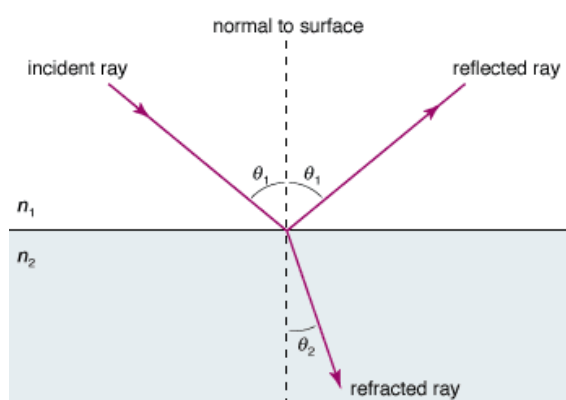
$$z = \frac{p}{v} = c_0 \rho_0 . \quad (24)$$

Poslední vztah bývá označován jako vlnový odpor prostředí a pro rovinnou vlnu je konstantní. Akustický tlak a akustická rychlost jsou tedy ve fázi. Tato veličina je závislá pouze na fyzikálních vlastnostech prostředí a za normálních podmínek nabývá hodnoty $z = 413 \text{ kg}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{s}^{-1}$.

Popis dalších typů vlnění podle způsobů šíření, jako např. transversální a torzní je nad rámec této práce. Tyto vlnění se nevyskytují v plynech a jejich popis by byl tedy irelevantní.

1.3 Geometrická akustika

Vlnové délky pro akustický signál se pohybují v rozmezí od cca 17mm do 17m pro frekvence od 20Hz do 20kHz. Akustická vlna lze aproximovat paprskem, který je kolmý na vlnoplochy. První vlnoplocha se nazývá čelo vlny. Při dopadu akustické vlny na rozhraní dvou prostředí platí Snellův zákon, stejně jako v geometrické optice. Rychlost šíření vln ale musí být v každém z prostředí jiná. Pak se část vlnění odrazí pod stejným úhlem, jako dopadla a část vlnění projde do druhého prostředí.



© 2006 Encyclopædia Britannica, Inc.

Obr. 1: Odraz a lom zvukového paprsku (URL (6))

V akustice neexistuje pojem *index lomu*, protože rychlost zvuku není konstantní v žádném prostředí. Na rozdíl od rychlosti světla ve vakuu. Ovšem lze zavést veličinu $n = \frac{v_1}{v_2}$, která bude definovaná jako poměr rychlosti zvuku v jednom prostředí ku rychlosti v druhém prostředí. Pak by platil zákon lomu jako v optice

$$v_2 \sin \theta_1 = v_1 \sin \theta_2 \rightarrow n = \frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2}. \quad (25)$$

Pokud by se zvuk šířil z prostředí akusticky hustšího, do akusticky řidšího, docházelo by při určitém úhlu k totálnímu odrazu

$$\theta_m = \arcsin \frac{n_1}{n_2}. \quad (26)$$

1.4 Interference, difrakce a útlum akustické vlny

Interference dvou akustických vln nastane v místě, kde se potkají dvě vlny se stejnou frekvencí a stálým vzájemným fázovým posuvem. Pak se jedná o tzv. vlnění koherentní. Zásadně jsou také určitou formou interferenčního jevu, ovšem v tomto případě je frekvence druhé vlny nepatrně odlišná od vlny první. Mezi fázovým posuvem φ a dráhovým rozdílem Δs platí vztah

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta s . \quad (27)$$

Bude-li amplituda jedné vlny U_1 a druhé U_2 , pak výsledná amplituda U vzniklá interferencí těchto vln bude mít tvar

$$U^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2\cos\varphi , \quad (28)$$

Z předchozího vztahu plyne, že maximální výsledná amplituda vznikne pro fázový posuv $\Delta = n\lambda$ ($\cos \varphi = 1$). A naopak minimální amplituda pro $\cos \varphi = -1$ a tedy pro $\Delta s = (2n+1)\lambda/2$. Kde n je přirozené číslo včetně nuly. Poslední dva vztahy jsou podmínkami pro konstruktivní, resp. destruktivní interferenci.

Šíří-li se dvě vlny stejné frekvence proti sobě, může dojít k tzv. stojatému vlnění. Tato vlna nepostupuje prostředím, její maxima (kmitny) a minima (uzly) mají stále stejnou polohu v prostoru.

Difrakce zvukové vlny nastane, stojí-li v její cestě překážka srovnatelné s její vlnovou délkou. Je-li překážka mnohem menší než délka vlny, vlnění projde beze změny, jakoby překážka v cestě vůbec nestála. V posledním případě, bude-li překážka větší než vlnová délka, vlna se odrazí a samozřejmě částečně pohltí.

Při šíření akustické vlny prostředím dochází vždy k jejímu útlumu. Platí, že dvojnásobek vzdálenosti má za následek útlum SPL o 6dB (vztah 8). V otevřeném prostředí se k tomuto útlumu přidá ještě útlum způsobený např. mlhou, deštěm atd. V případě, že spolu se zkoumaným signálem jsou ještě v okolí rušivé signály, bude výsledná SPL dána následujícím vztahem

$$SPL = 10 \log \left(10^{\frac{SPL_1}{10}} + 10^{\frac{SPL_2}{10}} + \dots + 10^{\frac{SPL_n}{10}} \right) = 10 \log \left(\sum_{n=1}^{\infty} 10^{\frac{SPL_n}{10}} \right) . \quad (29)$$

1.5 Prostorová akustika

Prostorová akustika popisuje chování zvukových vln v ohraničeném prostoru. V uzavřeném prostoru vznikají odrazy od stěn a následná interference. K popisu slouží částečně geometrická akustika, ale vlastní módy prostoru spadají do oblasti akustiky vlnové.

Tato teorie lze ovšem použít pro délky vlny, srovnatelnými s rozměry ohraničujících stěn. Nebude-li tato podmínka splněna, bude v prostoru velké množství vlastních kmitů, které lze popsat pouze statisticky. Frekvence vlastních kmitů je možné určit z vlnové rovnice za určitých okrajových podmínek. Pro místnost tvaru kvádrů s ideálně odrazivými stěnami pak bude platit

$$f_N = \frac{c_0}{2} \sqrt{\left(\frac{n_x}{l_x}\right)^2 + \left(\frac{n_y}{l_y}\right)^2 + \left(\frac{n_z}{l_z}\right)^2}, \quad (30)$$

kde n_x, n_y, n_z jsou celá čísla a l_x, l_y, l_z jsou rozměry místnosti.

Nyní lze rozlišit 3 typy módů. Budou-li všechny n různá od nuly, bude směr šíření vůči souřadnicovým osám obecný a takové vlny nazýváme *šikmými*. Další možnost nastane, bude-li jedno z čísel n rovno nule, pak se vlny budou šířit pouze rovnoběžně s touto rovinou a mluvíme o vlnách *tangenciálních*. Poslední možností jsou samozřejmě dvě n nulová, pak se jedná o vlny *axiální* a ty se šíří pouze ve směru zbývající souřadnice. Ve skutečnosti jsou tyto vlastní kmity prostoru nerovnoměrně rozděleny a směrem k vyšším kmitočtům jejich hustota roste. Tento předpoklad platí pouze „malé“ prostory. Teoreticky se dá odvodit vztah pro počet vlastních kmitů v rozmezí frekvencí od 0 do f

$$N(f) = \frac{4\pi V}{3c_0^3} f^3 + \frac{\pi S}{4c_0^2} f^2 + \frac{l_c}{8c_0} f + O(f). \quad (31)$$

Derivací předchozího vztahu lze získat hustotu spektra kmitů na 1 Hz

$$\frac{dN}{df} = \frac{4\pi V}{c_0^3} f^2 + \frac{\pi S}{2c_0^2} f + \frac{l_c}{8c_0}, \quad (32)$$

kde V je objem místnosti, S její obsah, l_c délka všech stran a $O(f)$ je doplňující funkce, aby $N(f)$ bylo celé číslo.

Z předchozích vztahů je patrné, že čím větší bude objem místnosti, tím více bude i vlastních kmitů. Např. při $V = 60\text{m}^3$ bude v intervalu od 0 do 100 Hz pouze 13

vlastních módů. Bude-li objem 100x větší, bude už vlastních kmitů 793. V těchto případech je už nutné použít statistickou akustiku.

Bude-li prostor vykazovat určitou symetrii, nastane situace, kdy více módů vlastních kmitů bude mít ten stejný kmitočet. Pak hovoříme o degenerovaných módech. Ty se projeví tak, že přenos v okolí těchto frekvencí bude silně zdůrazněn.

Nyní se nabízí otázka, zda neexistuje nějaký optimální poměr stran místnosti (obecně prostoru), který by minimalizoval počet vlastních kmitů, především degenerovaných módů. Samozřejmě existuje. Např.: $l_x:l_y:l_z=1:1,9:1,4$.

Situací, kdy místnost má dokonale odrazivé stěny a je ke všemu symetrická (krychle, kvádr), je velmi málo. Předešlý popis je spíše idealizovaný a nemá v praxi až tak velký význam. Uplatňuje se ovšem při návrhu reproduktorových ozvučnic, kdy je nutné těmto vlastním kmitům co nejvíce zabránit. Využívá se především tlumení, tedy pokrytí stěn ozvučnice materiálem, který vykazuje pohltivost na nízkých frekvencích.

V praxi se většinou akustické pole uvažuje jako nekoherentní, takže lze zanedbat interferenční jevy a lze tedy sčítat energie jednotlivých akustických vln. Vysílá-li zdroj zvuku akustický signál k přijímači, tak ten dorazí samozřejmě přímou cestou, ale stejně tak jako odražený signál, jehož intenzita závisí především na pohltivosti stěn. Přestane-li nyní zdroj vysílat, poklesne intenzita přímé vlny téměř okamžitě v porovnání s vlnami odraženými. Ty bývají označovány jako složky difuzního pole. Jejich intenzita bude klesat exponenciálně a doba, za kterou poklesne o 60dB je označována za dobu dozvuku T_s .

$$T_s = 0,161 \frac{V}{A}, \quad (33)$$

kde V značí objem místnosti a A celkovou pohltivost stěn.

Dále je možné definovat tzv. poloměr doznívání, který udává vzdálenost od zdroje zvuku v uzavřeném prostoru s nenulovou odrazivostí stěn, ve které se hladina akustického tlaku zdroje signálu bude rovnat téže hladině odraženého zvuku.

$$r_D = \sqrt{\frac{A}{16\pi}} \quad (34)$$

2. Mikrofony

2.1 Základní parametry a charakteristiky

Mikrofon je elektroakustické zařízení, které mění akustický signál na signál elektrický. Je to první článek snímacího řetězce a jeho vlastnosti mají majoritní vliv na signál, který se pak dále zpracovává již v elektrické podobě. Základními vlastnostmi mikrofonů jsou:

Výstupní impedance

Měří se na výstupních svorkách mikrofonu. Tento parametr je velice důležitý z hlediska impedančního přizpůsobení. Je nutné, aby vstupní impedance dalšího zařízení (ve většině případů předzesilovače) byla minimálně 10x větší, než právě výstupní impedance mikrofonu. Tyto impedance spolu tvoří dělič, jehož přenos je dán

$$A_u = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (35)$$

Přenos samozřejmě nebude nikdy větší než 1, ale pokud docílíme poměru impedancí např. 1:10 a více, pak se bude k jednotkovému blížit.

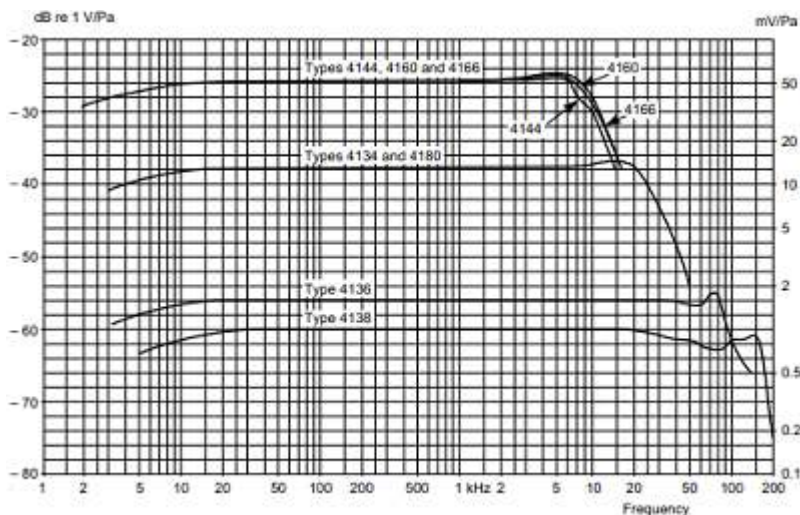
S tímto parametrem souvisí i zatěžovací impedance mikrofonu, která udává, jak velkou zátěž lze na výstup mikrofonu připojit, aniž by došlo ke zkreslení signálu. Zátěží se má na mysli vstupní impedance dalšího zařízení, která bývá vždy větší, jak bylo uvedeno výše.

Citlivost mikrofonu

Další velmi důležitá hodnota, která charakterizuje „účinnost“ mikrofonu. Udává se v jednotkách mV/Pa . Jde tedy o hodnotu výstupního napětí při buzení akustickým tlakem $1Pa$ ($SPL=94dB$). Běžné mikrofony dosahují citlivostí v řádech jednotek mV/Pa . Citlivost mikrofonu se udává pro mnoho kritérií, např. pro volné akustické pole, pro ideální difúzní pole a také pro hovoření zblízka. Samozřejmě, čím blíže bude zdroj signálu, tím vyšší bude snímaný akustický tlak. U mikrofonů se definuje tzv. mezní akustický tlak, kterým je ještě možno mikrofon budít, aniž by došlo ke zkreslení snímaného signálu.

Frekvenční charakteristika

Udává průběh citlivost v závislosti na frekvenci. Jedná se tedy o údaj, který napoví, jak se zkreslí snímaný signál (lineárně). Měřicí mikrofony mívají zpravidla frekvenční charakteristiku téměř lineární a malým hrbem na vyšších frekvencích.



Obr. 2: Frekvenční charakteristika měřicího kondenzátorového mikrofону

Směrová charakteristika

Je další podstatný údaj, který udává závislost citlivosti mikrofону na úhlu, který svírá akustická osa mikrofону se směrem přicházejících akustických vln. Směrová charakteristika se obvykle udává v polárních souřadnicích. Ideální je samozřejmě kulová. Použije-li se mikrofón s úzce směrovou charakteristikou, pak se potlačí akustické vlny přicházející ze stran. Se směrovou charakteristikou úzce souvisí činitel směrovosti. Ten udává poměr kvadrátu výstupního napětí mikrofónu, přichází-li akustická vlna z určitého směru ku kvadrátu výstupního napětí při stejném tlaku, je-li mikrofón umístěn v difuzním poli. Činitel směrovosti se většinou udává v *dB* jako index směrovosti.

Šum

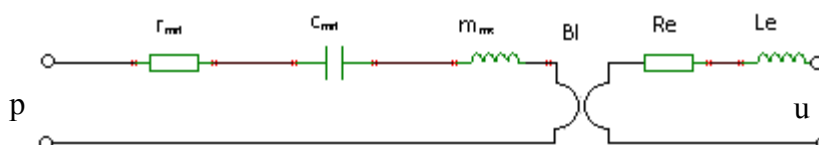
Jako každé elektronické zařízení, tak i mikrofón je charakterizován hladinou šumu. Jedná se o hladinu akustického tlaku, kterou je mikrofón buzen tak, aby výstupní napětí odpovídalo stejné hodnotě, jako výstupní napětí mikrofónu, je-li uzavřen v dokonale tichém prostředí.

2.2 Rozdělení mikrofonů

Mikrofony lze rozdělit podle mnoha hledisek: především na tlakové a gradientní. Rychlostní (gradientní) jsou mikrofony elektrodynamické a páskové. U nich záleží na rychlosti změny akustického tlaku, tedy na jeho derivaci. Tlakové jsou pak piezoelektrické, kondenzátorové a elektretové. Zde je výstupní elektrický signál úměrný intenzitě dopadající vlny. Dále pak podle: směrové charakteristiky, dále podle nutnosti napájení, podle provedení atd.

Elektrodynamické mikrofony

Tento typ mikrofonu pracuje jako reproduktor, ovšem obráceně. Dopadem akustické vlny na membránu se cívka pohybuje v magnetickém poli a tím se na jejích kontaktech generuje střídavé napětí. To je úměrné rychlosti změny akustického tlaku. Jedná se tedy o gradientní mikrofon. Mikrofon se skládá se z membrány, ke které je připevněna cívka umístěna v magnetickém poli permanentního magnetu. Membrána musí být pružně uchycena ke koši. Tento typ mikrofonu samozřejmě nepotřebuje napájecí napětí. Výhodou je plochá přenosová charakteristika a kulová směrová charakteristika. Mechanické náhradní schéma mikrofonu pak vypadá takto,



Obr. 3: Mechanické schéma elektro-dynamického mikrofonu

R_e označuje činný odpor kmitací cívky, L_e její indukčnost.

r_{md} odpor kmitacího systému

C_{md} poddajnost kmitacího systému

m_{md} hmotnost kmitacího systému

Výstupní napětí u je pak rovno

$$u = Blv, \quad (36)$$

kde Bl je gyrační konstanta, která určuje efektivitu převodu mezi vstupním tlakem a výstupním napětím (součin magnetické indukce v mezeře a délky vodiče cívky), v je rychlost pohybu cívky.

Vyskytuje-li se v mechanické soustavě poddajnost c_{md} a hmotnost m_{md} , tak lze očekávat, že systém bude mít rezonanční frekvenci

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{c_{md}m_{md}}}. \quad (37)$$

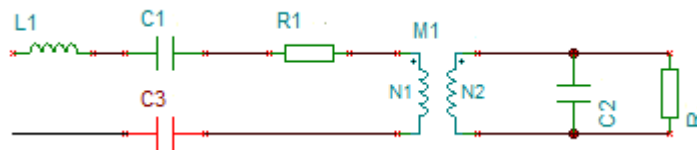
Kondenzátorový mikrofon

Jedná se o zástupce z řady tlakových mikrofonů. Skládá se z pružné membrány a pevné elektrody. Tyto spolu tvoří kondenzátor, jehož kapacita a tedy i napětí se mění v rytmu dopadající vlny. Pevná elektroda bývá děrovaná. Vzdálenost těchto dvou elektrod bývá velice malá, v řádech μm . Kapacita deskového kondenzátoru se spočte podle

$$C = \varepsilon \frac{S}{l}. \quad (38)$$

A náboj na kondenzátoru $Q=CU$. (39)

Mechanické schéma kondenzátorového mikrofonu je na následujícím obrázku,



Obr. 4: Mechanické schéma kondenzátorového mikrofonu

L_1 je hmotnost membrány

C_1 je poddajnost membrány

R_1 je mechanický odpor vzniklý viskózním třením v mezeře mezi elektrodami

C_3 je poddajnost dutiny pod pevnou elektrodou

C_2 je výstupní kapacita mikrofonu

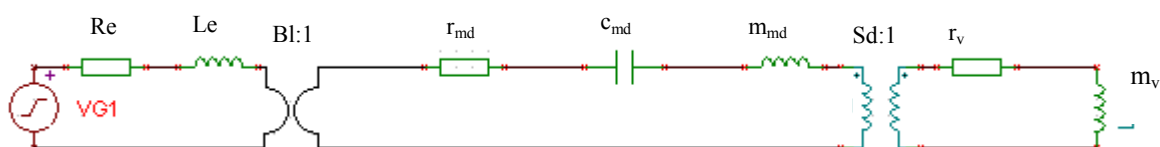
R je zatěžovací odpor

Výrobní cena takového mikrofonu je sice vysoká, ovšem jeho parametry velmi dobré. Především vyrovnaná přenosová charakteristika. Z tohoto důvodu se používá především pro měřicí účely. Mikrofon potřebuje napájecí napětí.

3. Reprodukory

Reproduktor mění elektrickou energii na energii mechanickou. Je to reciproké zařízení k elektrodynamickému mikrofonu. Jeho vstupem je časově proměnný elektrický signál a výstupem síla, působící na jeho membránu. Elektrodynamický měnič je jednobran, jehož základní charakteristiky lze odvodit z náhradního schématu.

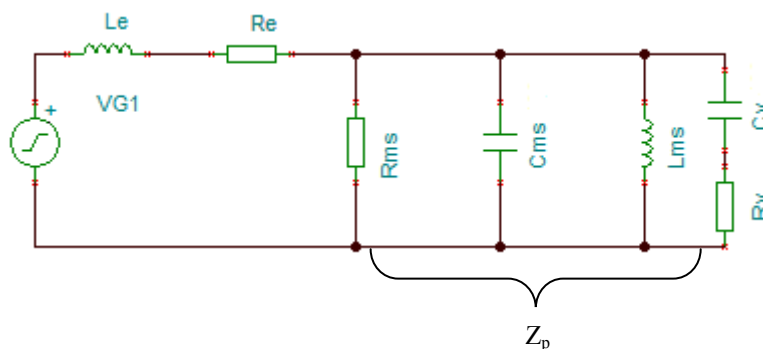
3.1 Náhradní schéma elektrodynamického reproduktoru



Obr. 5: Mechanické náhradní schéma reproduktoru

Mechanické schéma obsahuje elektronické součástky, které tvoří mechanické ekvivalenty součástkám elektrickým. Zdroj signálu VGI může být koncový stupeň výkonového zesilovače dodávající reproduktoru energii. R_e a L_e reprezentují stejnosměrný odpor a indukčnost kmitací cívky. Gyrátor převádí elektrický vstup na mechanický výstup (převod $Bl:1$). Lze si jej představit jako velikost hnací síly ústrojí reproduktoru. Veličiny r_{md} , c_{md} , m_{md} představují odpor kmitacího systému (ztráty třením atd.), jeho poddajnost a indukčnost je analogická hmotnosti kmitacího systému. Hodnoty součástek nezahrnuje spolukmitající sloupec vzduchu.

Transformátor ve schématu reprezentuje impedanční přizpůsobení z hlediska předání energie okolnímu vzduchu (s převodním poměrem $S_d:1$). Součástky r_v a m_v jsou částí vyzařovací impedance reproduktoru, která představuje reakci prostředí, do kterého reproduktor vyzařuje energii. Ta má, stejně jako impedance elektrická, reálnou a imaginární složku. Reálná složka, tedy mechanický odpor, je odpor, ve kterém se spotřebuje vyzářený výkon reproduktorem. Imaginární část zvyšuje hmotu membrány o spolukmitající sloupec vzduchu a má vliv pouze do mezní frekvence reproduktoru (viz. dále), poté konverguje k nule. Při mezní frekvenci jsou si právě obě složky rovny.



Obr. 6: Elektrické schéma reproduktoru

Elektrodynamický reproduktor se vůči jeho svorkám chová jako elektronický obvod na obr. 6. L_e a R_e reprezentují odpor a indukčnost kmitací cívky. Gyrátor je zařízení, které převede veličinu na duální. Tedy odpor na vodivost, kapacitu na indukčnost, napětí na sílu, proud na rychlost a naopak. Lze jej fyzicky realizovat pomocí operačního zesilovače a s výhodou se toto zapojení používá jako např. Prescauttova syntetická indukčnost.

Ztráty kmitacího systému R_{ms} se určí ze vztahu

$$R_2 = \frac{(Bl)^2}{r_{ms}} \quad (40)$$

Za pomocí vztahu pro výpočet odporu kmitacího systému a gyrační konstanty

$$r_{ms} = 2\pi f_s \frac{m_{ms}}{Q_{ms}} \quad (41)$$

$$Bl = \sqrt{2\pi f_s \frac{m_{ms} R_e}{Q_{es}}} \quad (42)$$

lze vztah (40) upravit

$$R_{ms} = \frac{Q_{ms}}{Q_{es}} R_e \quad (43)$$

Hmotnost kmitacího systému C_{ms}

$$C_{ms} = \frac{m_{ms}}{(Bl)^2} \quad (44)$$

Použitím vztahu

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{m_{ms} c_{ms}}} \quad (45)$$

a (42) dostaneme

$$C_{ms} = \frac{Q_{es}}{\omega_s R_e} \quad (46)$$

Dále vztah pro výpočet poddajnosti kmitacího systému

$$L_{ms} = c_{ms}(Bl)^2 . \quad (47)$$

Použitím vztahu (45) a (42) lze psát

$$L_{ms} = \frac{R_e}{\omega_s Q_{es}} . \quad (48)$$

Výhodou těchto úprav je především eliminace parametrů, které nejsou v datasheetech často uváděny. Stačí tedy znát základní vlastnosti reproduktoru a z něj lze jednoduchým výpočtem sestavit jeho náhradní schéma.

Pro výpočet hodnoty reálné složky vyzařovací impedance lze použít vztah

$$R_v = \frac{(Bl)^2}{r_v} , \quad (49)$$

kde $r_v = S_d c_0 \rho$ je tzv. vyzařovací odpor.

Pro imaginární složku pak

$$C_v = \frac{m_v}{(Bl)^2} , \quad (50)$$

kde $m_v = \frac{r_d S_d \rho}{\sqrt{2}}$ je tzv. vyzařovací hmotnost.

3.2 Impedanční charakteristika elektrodynamického reproduktoru

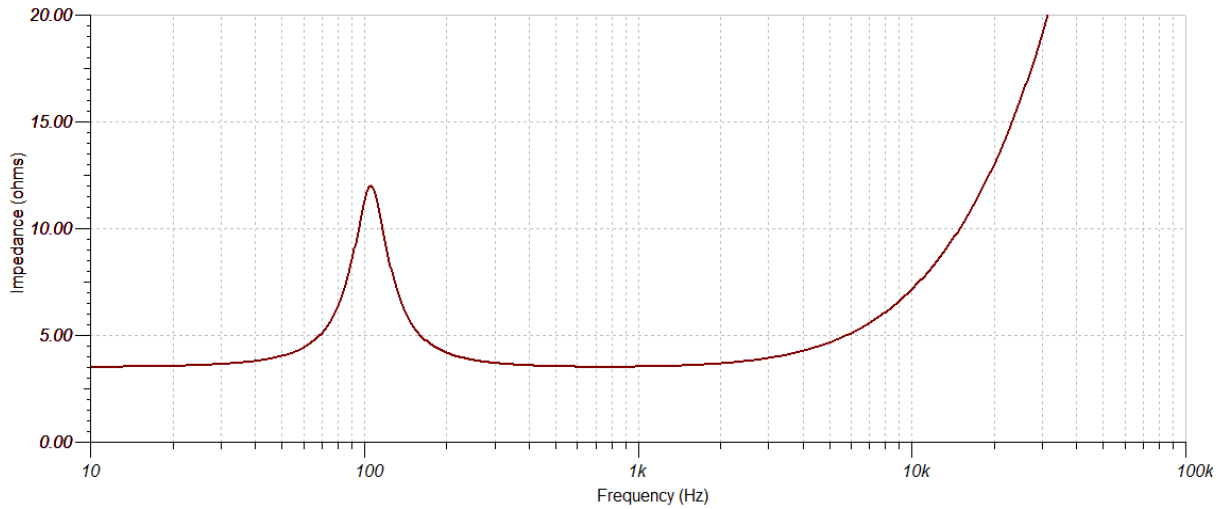
Průběh impedanční charakteristiky lze odvodit z náhradního schématu (obr. 6). Stačí vyjádřit vztah pro průběh impedance ve tvaru racionální lomené funkce. Pro veškeré výpočty lze vliv vyzařovací impedance zanedbat, aniž bychom se dopustili velké chyby.

$$Z(\omega) = R_e + j\omega L_e + \frac{\frac{j\omega L_{ms} R_{ms}}{j\omega C_{ms}}}{j\omega L_{ms} R_{ms} + \frac{R_{ms}}{j\omega C_{ms}} + \frac{j\omega L_{ms}}{j\omega C_{ms}}} \quad (51)$$

Nahradíme-li ω komplexní frekvencí s , lze po aritmetických úpravách psát výsledný vztah pro vyjádření impedance reproduktoru.

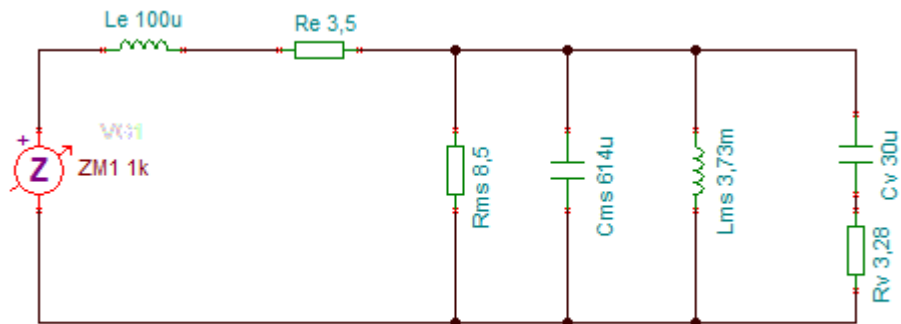
$$Z(s) = \frac{R_{ms} \cdot R_e + (R_{ms} \cdot L_e + L_{ms} \cdot R_e + R_{ms} \cdot L_{ms})s + (L_e + R_{ms} \cdot C_{ms} \cdot R_e)L_{ms} \cdot s^2 + L_{ms} \cdot R_{ms} \cdot C_{ms} \cdot L_e \cdot s^3}{R_{ms} + L_{ms} \cdot s + L_{ms} \cdot R_{ms} \cdot C_{ms} \cdot s^2} \quad (52)$$

Z tohoto vztahu lze vyjádřit modulovou impedanční charakteristiku $Re\{Z(s)\}$ a fázovou charakteristiku $Im\{Z(s)\}$.



Obr. 7: Impedanční charakteristika podle (37)

Budeme-li uvažovat vliv vyzařovací impedance, funkce pro vyjádření impedance bude o mnoho složitější, ale charakteristika bude téměř identická.



Obr. 8: Náhradní schéma simulovaného reproduktoru včetně vyzařovací impedance

Pozn.: Simulované charakteristiky odpovídají reálnému reproduktoru TVM ARX 150-23/04.

3.3 Amplitudová frekvenční charakteristika reproduktoru

Je to nejdůležitější parametr, který udává, jaké frekvence je reproduktor schopen přenést v určitém tolerančním pásmu. Obvykle při poklesu *SPL* o 3dB. Vyjadřuje závislost jeho citlivosti na frekvenci v logaritmickém měřítku. Podle tohoto průběhu se reproduktory dělí na basové, středové a výškové, popř. širokopásmové. Její teoretický průběh lze samozřejmě odvodit z náhradního schématu, stejně jak pro impedanční charakteristiku. Tentokrát ovšem nelze zanedbat vyzařovací impedanci, protože ta udává, jaký akustický výkon je předán vzduchu, konkrétně její reálná část. Jedná se vlastně o výkonový přenos.

Vyjdeme z výpočtu účinnosti jako poměru výkonových ztrát na odporech R_v/R_e . Při zanedbání indukčnosti kmitací cívky L_e .

Pro účinnost platí za pomoci vztahu (49)

$$\eta = \frac{R_v i_v^2}{R_e i^2} = \frac{(Bl)^2}{R_v r_v} |\alpha|^2, \quad (53)$$

kde α značí poměr proudů v absolutní hodnotě, neboť jde o komplexní veličiny.

Nyní půjde o vyjádření koeficientu α

$$\alpha = \frac{Y_v}{Y_p} = \frac{1}{Y_p \left(R_v + \frac{1}{j\omega C_v} \right)}, \quad (54)$$

kde

$$Y_p = \frac{1}{j\omega L_{ms}} + j\omega C_{ms} + \frac{1}{R_v + \frac{1}{j\omega C_v}}. \quad (55)$$

Vliv rezistoru R_{ms} ve vztahu zanedbán.

Po dosazení (54) do (55) a úpravě vztahu, lze psát

$$\alpha = \frac{1}{1 + \left(R_v + \frac{1}{j\omega C_v} \right) \left(\frac{1}{j\omega L_{ms}} + j\omega C_{ms} \right)}. \quad (56)$$

Ze vztahu (55) plynou právě dvě frekvence, pro které bude $\alpha=1$.

$$\frac{1}{\omega_s L_{ms}} = \omega_s C_{ms}$$

Tato rovnost je vlastně rezonanční frekvence reproduktoru daná vztahem (45).

Další je rovnost

$$R_v = \frac{1}{j\omega C_v}.$$

Kde po dosazení za R_v a C_v ze (49) a (50) a úpravě

$$f_m = \frac{\sqrt{2}c_0}{2\pi r_d}. \quad (57)$$

Tato frekvence označuje tzv. kritickou frekvenci membrány, od které se začíná hladina akustického tlaku soustředit do osy reproduktoru.

Tyto dvě frekvence pak rozdělí frekvenční charakteristiku na tři pásma:

1. $f < f_s$

Zde lze pro odvození účinnosti reproduktoru zanedbat hmotnost kmitacího systému oproti jeho poddajnosti a reálnou část vyzařující impedance oproti imaginární.

$$\alpha = \frac{1}{1 - \frac{1}{\omega^2 C_v L_{ms}}} \sim -\omega^2 C_v L_{ms} = -\omega^2 m_{ms} c_{ms} \quad (58)$$

$$\eta = \frac{(Bl)^2}{R_e r_v} \omega^4 m_{ms}^2 c_{ms}^2 \quad (59)$$

Vztah (59) je roven materiálovým konstantám reproduktoru a závisí na ω^4 , tj. stoupá se strmostí 12dB/okt. (64).

2. $f_s < f < f_m$

V tomto pásmu můžeme zanedbat vliv poddajnosti kmitacího systému oproti jeho hmotnosti. A reálnou část vyzařovací impedance oproti imaginární.

$$\alpha = \frac{1}{1 + \frac{\omega C_{ms}}{\omega C_v}} = \frac{C_{ms}}{C_{ms} + C_v} = \frac{m_v}{m_{ms} + m_v} \quad (60)$$

$$\eta = \frac{(Bl)^2}{R_e r_v} \left(\frac{m_v}{m_{ms} + m_v} \right)^2 \quad (61)$$

Kondenzátor C_{ms} odpovídá v mechanickém schématu hmotnosti kmitacího systému m_{ms} , takže účinnost bude záviset jen na konstrukčních konstantách reproduktoru a nikoliv na frekvenci. Bude v tomto pásmu konstantní.

3. $f > f_m$

Zde lze zanedbat opět poddajnost závěsu membrány, protože výchylky jsou tak malé, že je tuhost závěsu membrány neovlivní, na rozdíl od její hmotnosti. Vzhledem k tomu, že nad kritickou frekvencí membrány konverguje imaginární část vyzařovací impedance k nule, lze zanedbat i ji.

$$\alpha = \frac{1}{1 + j\omega C_{ms} R_v} \sim \frac{1}{j\omega C_{ms} R_v} = \frac{r_v}{j\omega m_{ms}} \quad (62)$$

$$\eta = \frac{(Bl)^2}{R_e} \frac{r_v}{\omega^2 m_{ms}^2} \quad (63)$$

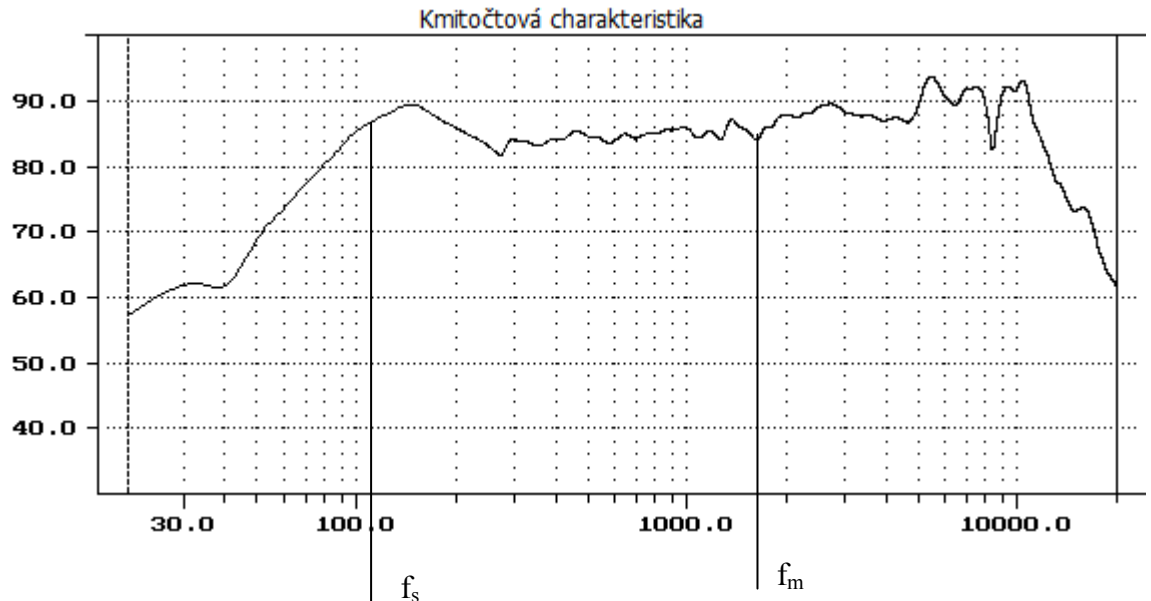
V tomto pásmu charakteristika závisí na ω^{-2} , takže klesá se strmostí 6db/okt. (64).

Akustický tlak je vázán s účinností tímto vztahem

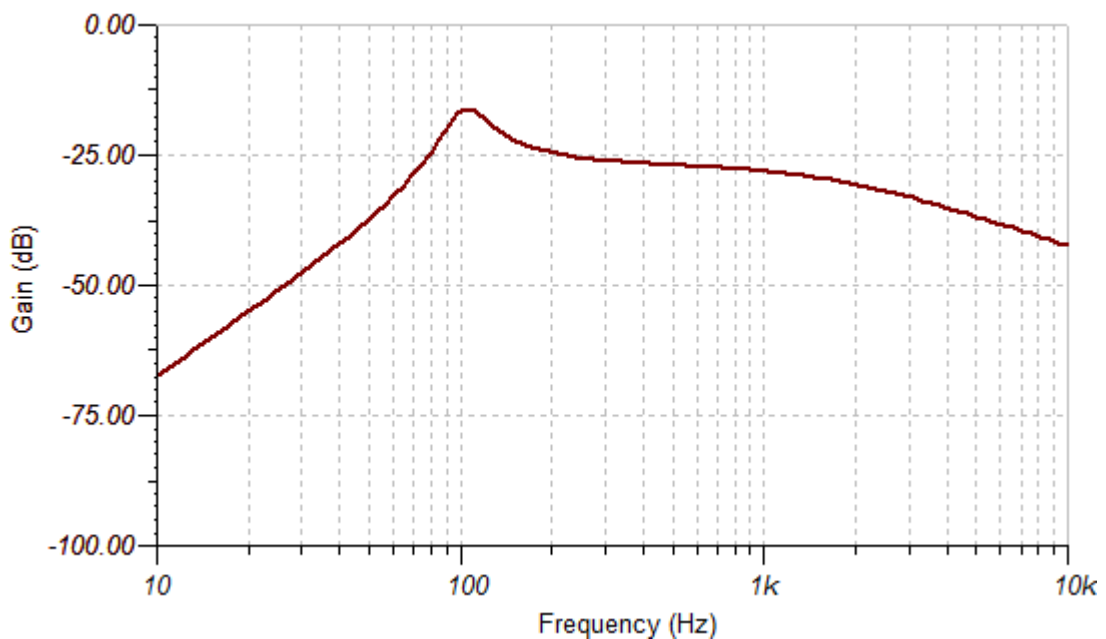
$$p = \frac{u}{2x} \sqrt{\frac{\eta c_0 \rho_0}{r_d \pi}}, \quad (64)$$

kde u je napětí na svorkách reproduktoru a x je vzdálenost v ose reproduktoru.

Tento vztah pak vysvětluje průběh amplitudové frekvenční charakteristiky s využitím vztahů (59), (61) a (63) dosazených do (64).



Obr. 9: Frekvenční charakteristika reproduktoru ARX-150-23/4 s vyznačenými frekvenčními pásmy.



Obr. 10: Simulovaná amplitudová frekvenční charakteristika reproduktoru ARX-150-23/4 v programu TINA.

Výše uvedená charakteristika je simulovaná z náhradního schématu podle obr. 6. Jedná se o závislost účinnosti v dB na frekvenci. Rezonanční frekvence na 105Hz je zřetelná. Kritická frekvence membrány je podle (57) cca 1600Hz. Po přepočtu na účinnost lze zjistit, že ta nepřesáhne 2%. Tato hodnota je pro reproduktory naprosto běžná.

V náhradním schématu byla pouze zanedbána indukčnost kmitací cívky. Program navíc neumožňuje pro každou část charakteristiky použít jiné schéma. Vztah mezi citlivostí a účinností reproduktoru

$$SPL = 112,2 + 10 \log \eta . \quad (65)$$

Bude-li membrána vyzařovat do poloprostoru, bude akustický výkon roven

$$P_A = 0,859 S_d^2 y^2 f^4 . \quad (66)$$

Závisí tedy na čtvrté mocnině frekvence a druhé mocnině výchylky membrány.

Akustický tlak ve vzdálenosti x

$$p_a = \frac{2\pi S_d y f^2}{x c_0} . \quad (67)$$

Na základě předchozího vztahu lze definovat kritickou frekvenci membrány jako frekvenci, kdy vyzářený výkon poklesne na polovinu. Přibližně tedy jako

$$f_m = \frac{229}{r_d} . \quad (68)$$

Podle předchozího vztahu by byl kritický kmitočet membrány simulovaného reproduktoru roven cca 4kHz.

3.4 Přenosová charakteristika a přenosová funkce

Amplitudová frekvenční charakteristika vyjadřovala poměr přenosu výkonu, který je odevzdaný zátěži (reálné složce vyzařovací impedance) ku výkonu ztracenému na odporu R_e . Závislost pak zobrazuje obr. 10. Přenosová charakteristika bude udávat napěťový zisk reproduktoru. Vstupní veličinou je napětí na jeho svorkách a veličinou výstupní je pak síla (ta je úměrná napětí), působící na kmitací cívku. (V elektrickém náhradním schématu je napětí konvertováno gyrátorem na proud).

$$A_u = \frac{F}{u} = \frac{B l i_v}{u} \quad (69)$$

Pro proud tekoucí odporem R_v platí podle Ohmova zákona

$$i_v = \frac{u_p}{R_v + \frac{1}{j\omega C_v}} , \quad (70)$$

kde u_p značí napětí na dvoupólu C_v a R_v .

Pro toto napětí lze psát

$$u_p = u \frac{Z_p}{R_e + Z_p}, \quad (71)$$

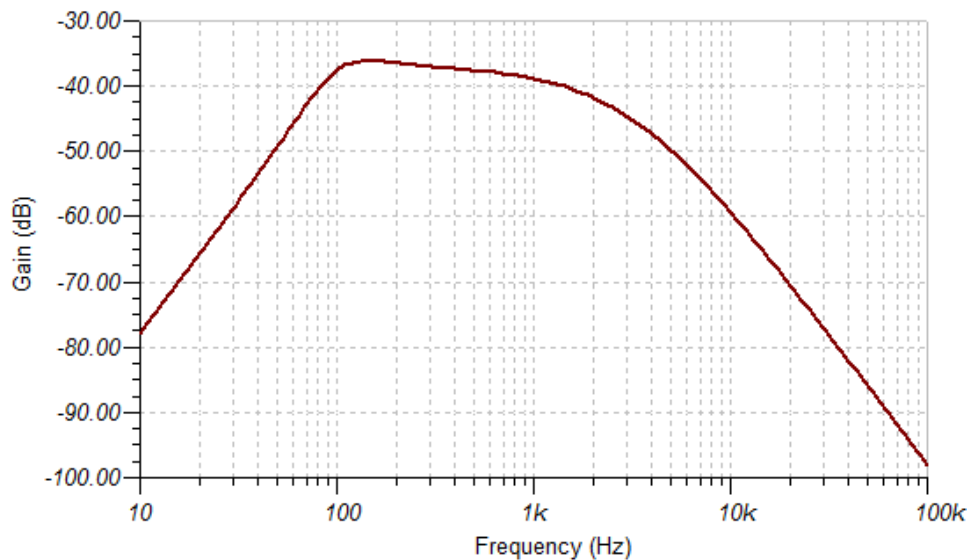
kde Z_p je pohybová impedance (55) ovšem bez zanedbání odporu $1/R_{ms}$.

Dosazením do vztahu (69) a vydělením Z_p lze psát

$$A_u = Bl \frac{1}{\left(1 + \frac{R_e}{Z_p}\right) \left(R_v + \frac{1}{j\omega C_v}\right)}. \quad (72)$$

Nyní zbývá dosadit za pohybovou impedanci a pro přenos reproduktoru [15]

$$A_u = \frac{\frac{Bl}{R_v + \frac{1}{j\omega C_v}}}{1 + \frac{R_e}{R_{ms}} + \frac{R_e}{j\omega L_{ms}} + j\omega C_{ms} R_e + \frac{R_e}{R_v + \frac{1}{j\omega C_v}}}. \quad (73)$$



Obr. 11: Simulace přenosové charakteristiky reproduktoru

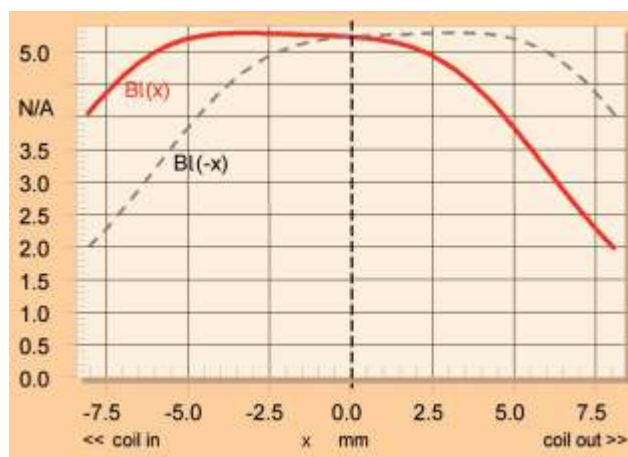
3.5 Zkreslení reproduktorů

Reproduktor, jako každé zařízení, zkresluje signál. Zkreslení lze rozdělit na lineární a nelineární. Za lineární zkreslení lze považovat jistým způsobem jeho frekvenční charakteristiku, ta totiž nikdy není ideálně rovná. Toho lze využít napří při měření, kdy na vstup reproduktoru přivedeme bílý šum, který má ploché spektrum, a po záznamu mikrofonom se určité frekvenční složky zesílí a některé naopak zeslabí. Pokud na tento pořízený signál aplikujeme Fourierovu transformaci, lze tak získat spektrum tohoto signálu, které vlastně odpovídá frekvenční charakteristice reproduktoru. Tato metoda ovšem nezahrnuje odrazy v místnosti.

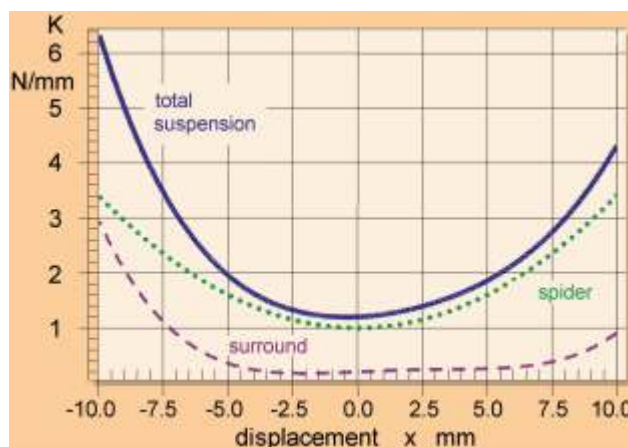
Nelineární zkreslení do původního signálu zanesou frekvenční složky, které v původním signálu nebyly. Tento jev nastane, pokud na reproduktor přivedeme signály s velkým frekvenčním odstupem. Mluvíme pak o intermodulačním zkreslení. V praxi reproduktor přenáší frekvence s velkým odstupem běžně. Výsledkem je vznik součtových a rozdílových složek těchto dvou frekvencí díky Dopplerovu jevu.

Dalšími nelinearitami jsou například nehomogenita rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře a stejně tak její nelineární závislost při větších výchylkách membrány (obr. 12). S tímto souvisí i nelineární závislost poddajnosti kmitacího systému, která klesá s výchylkou membrány (obr. 13). Oba jevy jsou dominantní pouze pro nízké kmitočty.

Při vyšších kmitočtech se začnou uplatňovat tzv. parciální kmity membrány. Ta přestává kmitat jako píst a začínají se objevovat deformace, které navíc vytváří stojaté vlny. Tyto jevy lze pozorovat na impedanční charakteristice jako zvlnění.



Obr. 12: Závislost magnetické indukce v mezeře na výchylce membrány



Obr. 13: Závislost tuhosti kmitacího systému na výchylce membrány

3.6 Ozvučnice

Účel ozvučnice je oddělit přední a zadní stranu membrány. Tato podmínka ovšem platí pouze pro vlnové délky menší, než je průměr membrány. Pak se totiž změny tlaku před membránou a za ní vyrovnají a výsledkem je zánik akustické vlny. Pomineme-li teoretickou nekonečnou rovinnou desku a otevřenou ozvučnici, která se používá především pro kytarová komba, je asi nejpoužívanější ozvučnice uzavřená. Zadní strana membrány vyzařuje do uzavřeného prostoru a veškerá tato energie se přemění v teplo. Uzavřený objem vzduchu za membránou způsobí, že reproduktor neustále stlačuje a rozpíná tento objem a jeho závěsy se pak chovají jakoby byly tužší. To má samozřejmě za následek změnu rezonanční frekvence (62). Do mechanického náhradního schématu přibude kapacitor, který reprezentuje právě onu změnu poddajnosti. V elektrickém schématu se objeví jako induktor, jehož hodnota bude

$$L = \frac{(Bl)^2 V_b}{(S_s)^2 \rho c^2} \quad (74)$$

$$\frac{f_c}{f_s} = \sqrt{\frac{V_{as}}{V_b} + 1} \quad (75)$$

Ve stejném poměru se změní i celkový činitel jakosti (viz 75). Právě s tímto parametrem souvisí amplitudová frekvenční charakteristika reproduktoru v ozvučnici. Jinými slovy jde o to, jak se změní frekvenční charakteristika reproduktoru umístěním do uzavřené ozvučnice. Mezní hodnota nového činitele jakosti Q_{tc} je 0,707. V tomto případě bude ještě charakteristika bez překmitu.

$$SPL_{peak} = 20 \log \sqrt{\frac{Q_{tc}^4}{Q_{tc}^2 - 0,25}} \quad (76)$$

Další vztah popisuje velikost peaku pro $Q_{tc} \geq 0,707$, jeho poloha bude

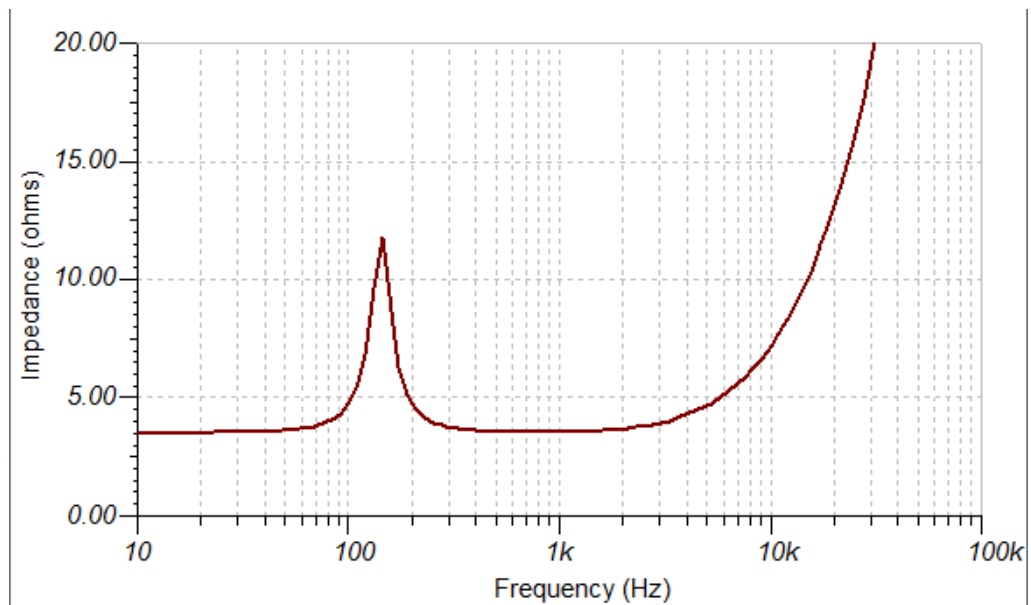
$$f_{peak} = f_c \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q_{tc}^2}}} \quad (77)$$

Posledním užitečným vztahem je vztah pro výpočet dolní mezní frekvence ozvučnice

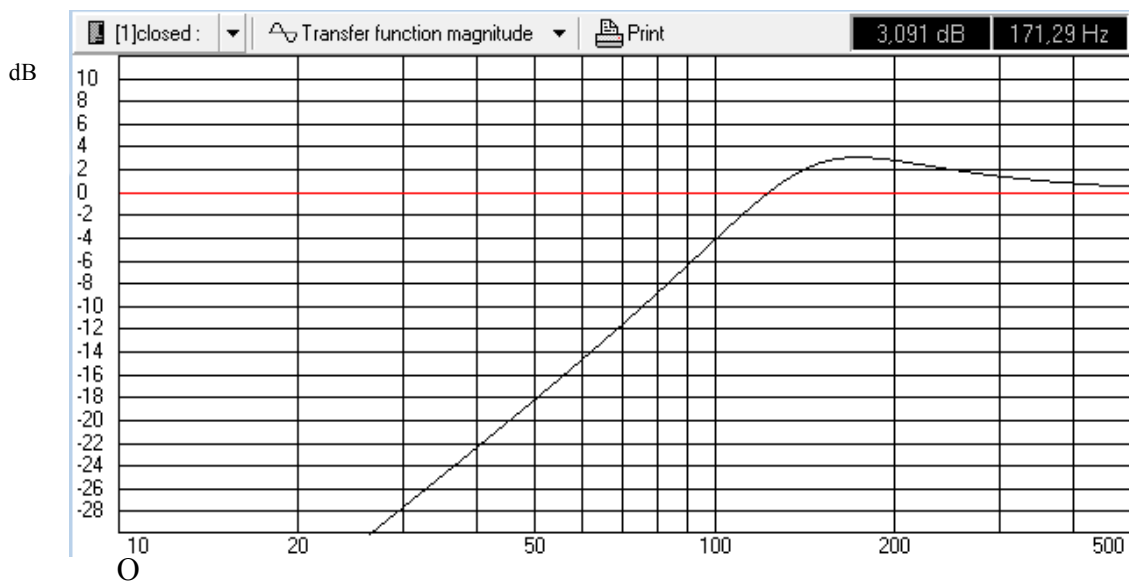
$$f_0 = f_c \sqrt{\frac{\left(\frac{1}{Q_{tc}^2} - 2\right) + \sqrt{\left(\frac{1}{Q_{tc}^2} - 2\right)^2 + 4}}{2}} \quad (78)$$

Vyjádřením V_b ze vztahu (75) lze měřením ověřit skutečný objem ozvučnice. Stačí odměřit impedanční charakteristiku a odečíst nový rezonanční kmitočet.

Ostatní parametry zůstávají stejné. Objem se totiž oproti teoretickému bude lišit z důvodu tlumení ozvučnice, které by mělo objem vlastně virtuálně zvětšit.



Obr. 14: Simulace impedanční charakteristiky pro ARX 150-23/4 v uzavřené ozvučnici o $V_b = 3l$



Obr. 15: Simulace frekvenční charakteristiky pro ARX 150-23/4 v uzavřené ozvučnici o $V_b = 3l$

Z předchozích dvou simulací je patrné, že rezonance v uzavřené ozvučnici se posune směrem k vyšším frekvencím, platí vztah (62). Poloha peaku bude podle (64) na $f_{peak} = 171\text{Hz}$ a jeho velikost (63) $SPL_{peak} = 3,1\text{dB}$.

4. Měření

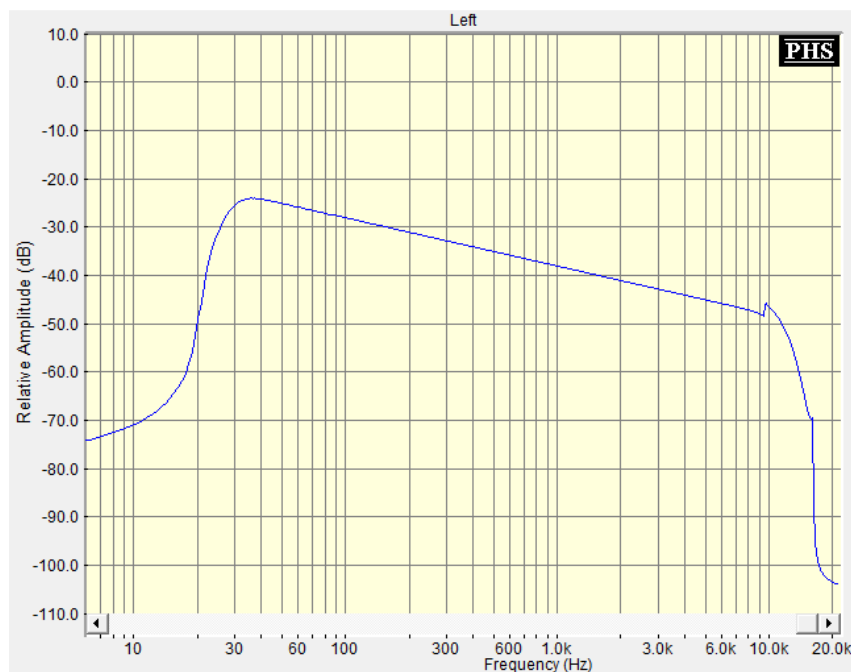
4.1 Typy měřících signálů

Pro měření frekvenčních charakteristik je nutné použít signál, který má konstantní spektrum. A to ideálně v celém kmitočtovém rozsahu, ve kterém chceme znát průběhy frekvenční charakteristiky. Výše uvedené podmínce vyhovuje např. Diracova delta distribuce (v praxi pulz) jehož šířka je velmi krátká.

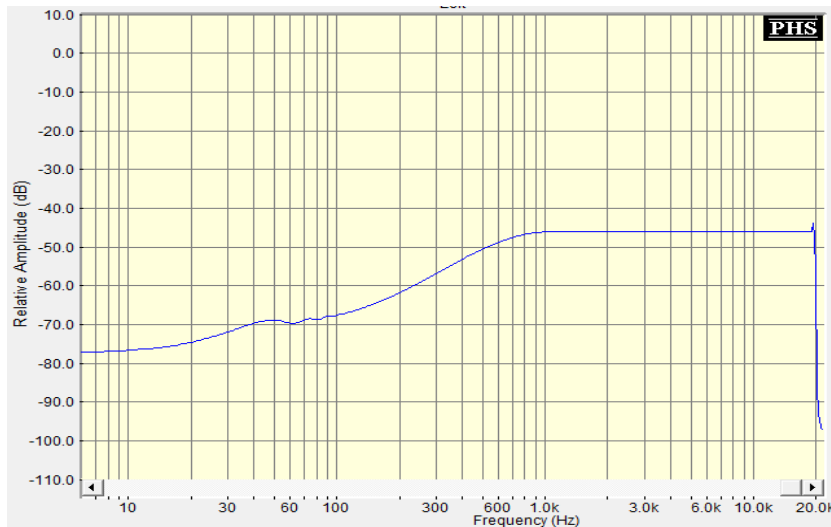
Sweep sine

Méně používaným signálem bývá rozmítaný generátor sinusového průběhu. U tohoto signálu lze nastavit počáteční a koncovou frekvenci a čas, za jaký bude koncové frekvence dosaženo. Přechod může být buď kontinuální nebo diskrétní a průběh lineární nebo logaritmický. U logaritmické zabere přechod o oktávu stejný čas, tedy např. z 20Hz na 40Hz a stejně tak z 5kHz na 10kHz. U lineárního bude přechod z 20Hz na 40Hz o mnoho rychlejší.

Průměrné spektrum logaritmického sweep sinu generovaného softwarem MLSSA je na následujícím obrázku.



Obr. 16: Spektrum rozmítaného sinu (logaritmického)

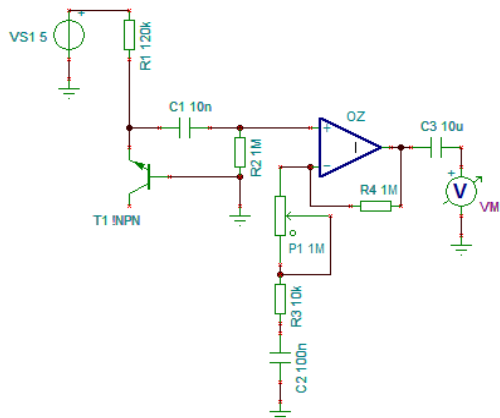


Obr. 17: Spektrum rozmítaného sinu (lineárního)

Spektra ani jednoho z rozmítaného sinusového průběhu nejsou plochá. Lineární pokles u logaritmického průběhu ovšem nevádí. Tento měřicí signál se používá při měření jak impedančních, tak amplitudových frekvenčních charakteristik.

Bílý šum

Častěji používaným signálem je bílý šum. Je to nežádoucí jev, který bývá obsažen v každém analogovém signálu. Ovšem jeho plochého spektra lze velmi dobře využít jako měřicího a testovacího signálu. Jeho průběh je čistě náhodný a lze popsat pouze statisticky. Jeho autokorelační funkce je nulová. Bílý šum lze generovat dvěma způsoby, analogově a digitálně. Analogový generátor využívá šumu při průrazu PN přechodu v závěrném směru. Jednoduché schéma generátoru je na obr. 18

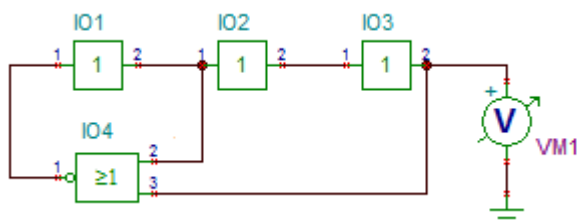


Obr. 18: Jednoduchý generátor bílého šumu

Jedná se tedy o závěrně polarizovaný přechod báze - emitor tranzistoru, který generuje velmi nízkou úroveň šumu, v řádech jednotek mV . Výstup je stejnosměrně oddělen kondenzátorem C_1 a přiveden na neinveretující vstup operačního zesilovače, který signál zesílí. Zesílení je definováno poměrem rezistorů $1+(R_4/(P_1+R_3))$. Nabývá tedy hodnot zhruba od 2 do 100. Výstup je pak opět stejnosměrně oddělen kondenzátorem.

Signál MLS

Je digitálně generovaný bílý šum, označovaný jako pseudonáhodná posloupnost maximální délky (Maximum length sequence). Je to signál periodický, jeho autokorelační funkce je též periodická. Generuje se za pomoci posuvného registru a hradla XOR (nonekvivalence) [16].



Obr. 19: Jednoduchý generátor MLS signálu

Integrované obvody $IO1$ - $IO3$ jsou posuvné registry (fyzicky jeden obvod např. 74HCT274) a $IO4$ je dvouvstupové hradlo XOR (např. 74HCT86). V tomto případě je posuvný registr třístupňový ($m=3$), pak bude perioda generovaného MLS signálu podle následujícího vztahu

$$N = 2^m - 1 \quad (79)$$

rovna 7. Pravdivostní tabulka obvodu XOR je následující

Vstup 1	Vstup 2	Výstup
0	0	0
1	0	1
1	0	1
1	1	0

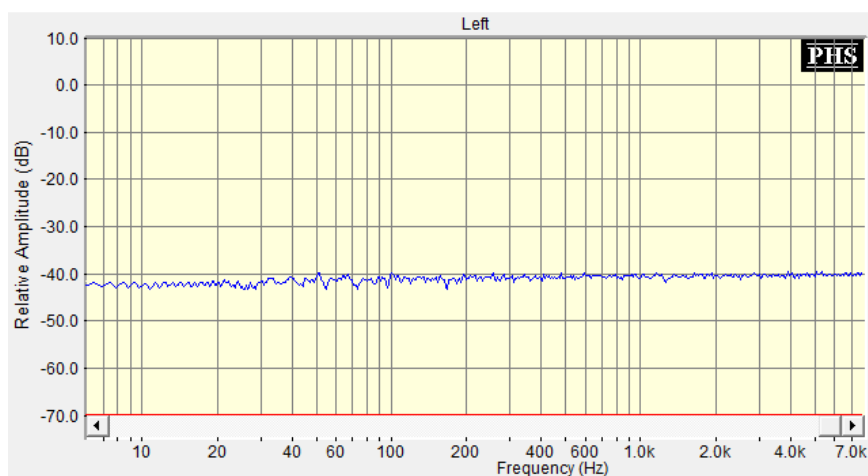
Tab. č. 1: Pravdivostní tabulka obvodu XOR

Budeme-li nyní uvažovat počáteční stav posuvného registru např. $IO1$ log. 1, $IO2$ log. 0 a $IO3$ log. 0, tedy 101, pak na vstupech XOR bude stejná logická hodnota (log. 1) a jeho výstup bude log. 0. Nyní bude logická hodnota na výstupu $IO1$ rovna 0, na výstupu $IO2$ rovna 1 a na výstupu $IO3$ rovna 0. Tímto vnučováním prvnímu vstupu posuvného registru nonekvivalenci výstupů prvního a třetího IO, bude výstupní sekvence následující

Výstup IO1	Výstup IO3	Výstupní sekvence
1	0	1
0	1	0
0	0	1
1	0	0
1	1	0
1	1	1
0	1	1
1	0	1

Tab. č. 2: Status posuvného registru

Výstupní logická sekvence pak bude 1010011, poslední řádek tabulky se již opakuje s řádkem prvním. Celý obvod je samozřejmě řízen hodinovým signálem a tato sekvence se velmi rychle opakuje. V praxi se používá při generování signálu MLS až 32bitový posuvný registr, pak se signál opakuje velmi málo a je spektrum skutečně ploché. Tento signál je digitální, aby jej bylo možné použít, je nutné udělat D/A převod. Spektrum takového signálu je identické se spektrem bílého šumu



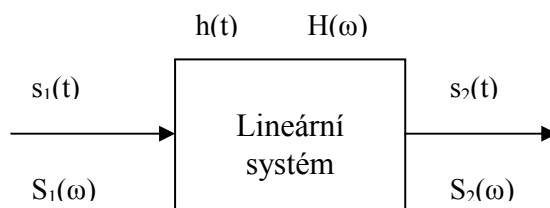
Obr. 20: Spektrum signálu MLS (16 bit)

4.2 Měřicí metody

Měřicí metody se dělí především podle typů měřících signálů, uvedených výše. Nejjednodušší způsob, jak změřit průběh jakékoliv frekvenční charakteristiky, je postupovat metodou bod po bodu. Tato metoda je samozřejmě nejméně přesná, neboť chyba je tím větší, čím je větší odstup po sobě jdoucích bodů. Tímto postupem lze s docela dobrou přesností odměřit impedanční charakteristiku. Nejvíce naměřených hodnot bude v okolí rezonanční frekvence a zbytek průběhu je více méně nepodstatný. Takto by šlo i odměřit i amplitudovou frekvenční charakteristiku, ovšem pouze v bezodrazovém prostředí nebo v blízkém poli měniče, kdy by vzdálenost měřícího mikrofonu byla menší, než poloměr doznívání v dané místnosti.

Při měření přesnějším, ať už v bezodzvukové komoře nebo klasické místnosti, se vychází z impulzní charakteristiky. Ta plně popisuje lineární systém.

4.3 Přenosový systém



Obr. 21: Lineární systém

$s_1(t)$ je časový průběh vstupního signálu

$s_2(t)$ je časový průběh výstupního signálu

$S_1(\omega)$ frekvenční spektrum vstupního signálu

$S_2(\omega)$ frekvenční spektrum výstupního signálu

$h(t)$ impulzní odezva systému

$H(\omega)$ přenosová funkce systému

Lineárním systémem může být cokoli. Např. odporový dělič, zesilovač nebo reproduktor, popř. prostředí, ve kterém probíhá měření. Vstupním a výstupním signálem bude signál elektrický, který budí reproduktor a výstupní signál bude pak zaznamenaný mikrofonem. Nyní je nutné uvést základní vztahy, které platí mezi časově a frekvenčně závislými veličinami z obr. 21.

Časový průběh signálu lze vyjádřit ve frekvenčním spektru za pomoci Fourierovy transformace. Půjde-li o signál periodický, mluvíme o Fourierově řadě a spektrum takového signálu bude diskrétní. Fourierův obraz signálu je definován

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt . \quad (80)$$

Inverzní Fourierova transformace, tj. přechod ze spektra zpět k časovému průběhu

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega t} d\omega . \quad (81)$$

Impulzní charakteristika jako odezva na Diracovu delta funkci, je ve spektru označována jako amplitudová frekvenční a fázová charakteristika. Což je vlastně reálná a imaginární část přenosové funkce, která popisuje systém. Ta je definována jako podíl výstupního a vstupního Fourierova obrazu signálu. V obecném tvaru vypadá takto

$$H(\omega) = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} . \quad (82)$$

kde $A(\omega)$ je amplitudová charakteristika a $\varphi(\omega)$ je fázová charakteristika. Ta udává tzv. fázové zkreslení signálu, resp. fázový posuv v závislosti na frekvenci. Tento typ zkreslení vystihuje lépe tzv. skupinové zpoždění. To je definováno jako

$$\tau_s = - \frac{d\{\arg H(\omega)\}}{d\omega} . \quad (83)$$

Tato závislost zobrazuje, jak se jednotlivé frekvenční složky časově zpozdí. Vztah mezi impulzní odezvou a přenosovou funkcí je definován pomocí Fourierovy transformace, viz. (80, 81).

Nyní výstupní časový průběh systému je definován jako konvoluce vstupního signálu a impulzní odezvy systému. Platí

$$s_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t - \tau)h(\tau)d\tau . \quad (84)$$

Jedná se tedy o integrální součin časově zpožděného vstupního signálu s funkcí impulzní odezvy.

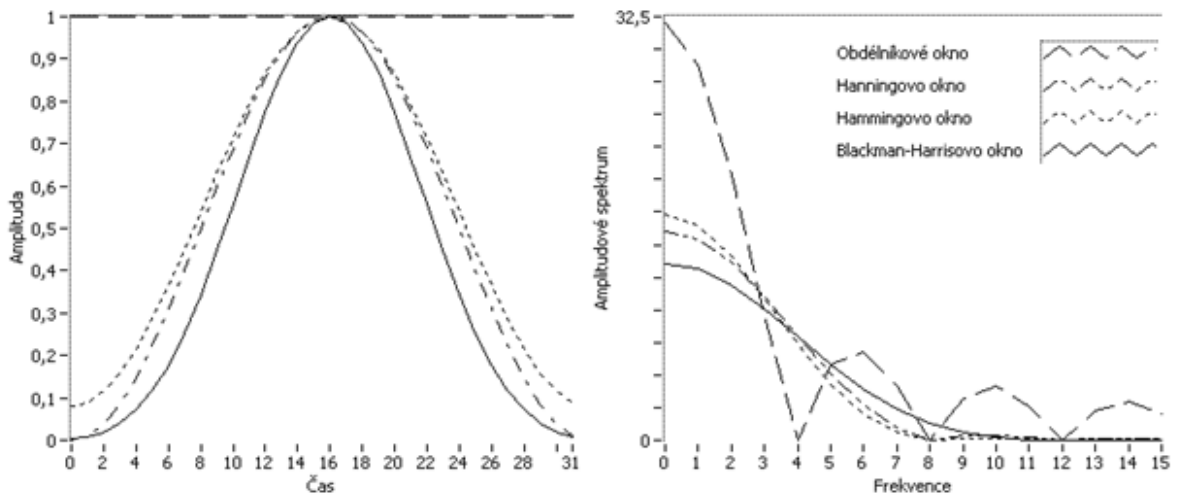
Zatímco v časové oblasti platí mezi vstupním a výstupním signálem konvoluce, ve frekvenční oblasti stačí vynásobit vstupní spektrum s frekvenční charakteristikou. Tento vztah bývá označován jako konvoluční teorém

$$S_2(\omega) = \mathcal{F}\{s_2(t)\} = \mathcal{F}[s_1(t) * h(t)] = H(\omega) \cdot S_1(\omega) . \quad (85)$$

4.4 Měření v bezdozvukové komoře

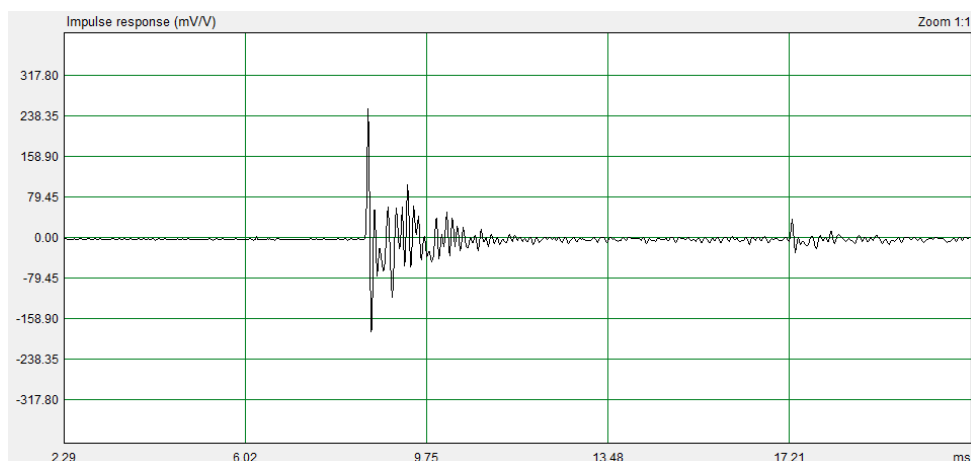
Při měření v bezdozvukové komoře žádné odrazy nastávat nebudou. Charakteristika bude mít platnost např. již od např. 100Hz. Digitálně generovaný šum bude pomocí D/A převodníku převeden na analogový signál a ten přiveden na svorky širokopásmového reproduktoru, popř. reprosoustavy. Od reproduktoru k mikrofonu dorazí pouze přímá vlna, ostatní budou dokonale utlumeny. Zároveň musí být splněna podmínka, aby v měřicí místnosti nebyly žádné předměty kromě potřebných k upevnění měřících zařízení. Odrazy od nich by mohly ovlivnit měřenou charakteristiku. Signál, zaznamenaný mikrofonem, bude zesílen a pomocí A/D konvertoru převeden zpět na digitální signál. Je nutné si uvědomit, že při tomto převodu dochází k jisté chybě. Analogový signál je navzorkován s určitou frekvencí a počtem bitů na vzorek. Vynásobením těchto dvou čísel lze získat přenosovou rychlost digitálního signálu. Takto vzniklý signál, složený z po sobě jdoucích pulzů (proto bývá označován jako pulzní amplitudová modulace – PAM) nyní nabývá nekonečně mnoha hodnot. Ty je nutné zaokrouhlit a právě zde vzniká chyba, která závisí na počtu bitů na vzorek, tedy na celkovém počtu úrovní. Vzorkovací frekvenci je nutné volit minimálně 44,1kHz (Vzorkovací teorém). Dalším důležitým krokem je šířka Fourierovy transformace (FFT size). Ta udává rozlišení spektra. Tak např. pro FFT size 65536 a vzorkovací kmitočet 48kHz, vyplývá rozlišení 0,732Hz. Spektrum se bude skládat z 32768 bodů.

Dalším kritériem při analýze spektra je volba okenní funkce. Při analýze spektra sinusového signálu by mělo být spektrum delta funkce. To ovšem platí pouze pro nekonečně dlouhý signál. Takový v praxi samozřejmě neexistuje. Funkce sinus je pak jakoby nekonečný průběh ovšem násobený okenní funkcí. Úkol těchto funkcí je přiblížit signál k ideálnímu. Jde vlastně o to vyhladit začátek a konec výběru signálu. Nejjednodušší je samozřejmě obdélníkové okno, avšak nejméně používané, neboť jde o pouhý výběr, bez vyhlazení. Mezi používanější patří Hanningova, Hammingova a Blackmanova okenní funkce. Tyto okna mají téměř utlumené postranní laloky ve spektru.



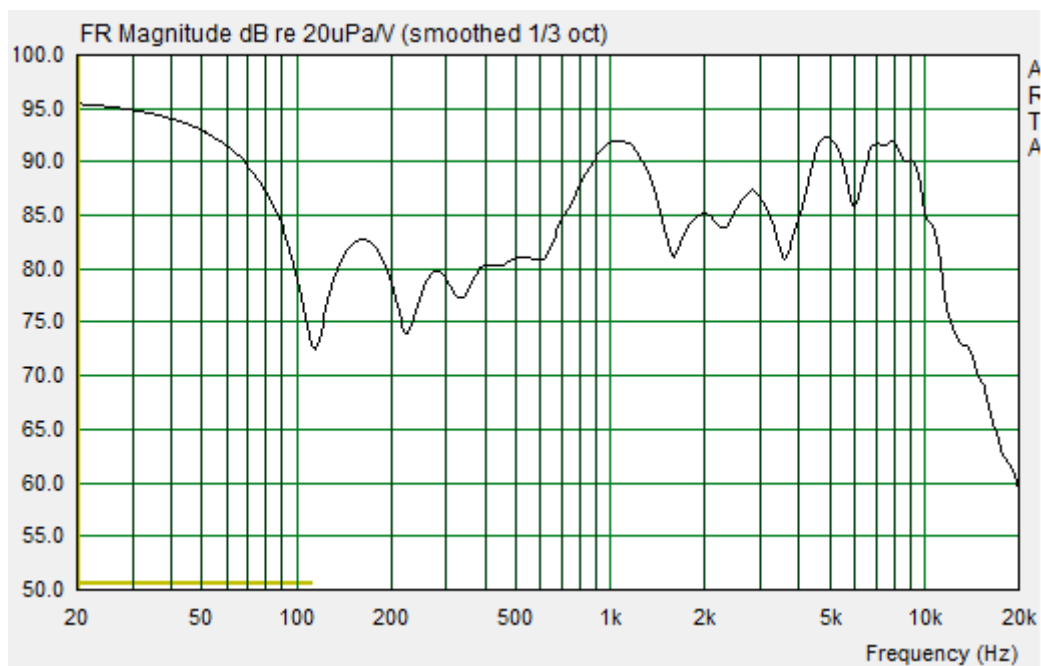
Obr. 22: Používané okenní funkce a jejich spektra (URL (5))

Při měření amplitudové frekvenční charakteristiky bude tedy výstupem impulzní charakteristika, která může vypadat třeba takto:



Obr. 23: Změřená impulzní charakteristika

Obr. 23 zobrazuje skutečný průběh impulzní charakteristiky při měření reproduktoru SEAS. Velký zákmit je přímý zvuk, který dorazil k měřicímu mikrofonu, samozřejmě se zpožděním. Na obrázku je patrný exponenciální útlum. Malý kmit na 17ms bude pak první odražená vlna. Ta má pochopitelně nižší intenzitu. V bezodrazové komoře by žádný odraz v charakteristice nebyl. Při měření v místnosti s odrazy je nutné vybrat okno před prvním odrazem, protože ten by měl vliv na výslednou charakteristiku. Nyní pomocí Fourierovy transformace lze získat amplitudovou a popř. i fázovou charakteristiku. Ta bude pro stejný reproduktor vypadat následovně:



Obr. 24: Změřená frekvenční charakteristika

Platnost charakteristiky díky odrazům v místnosti nabývá zhruba od 500Hz. Výše popsaný postup je výsledkem měření v amatérských podmínkách. Nejdůležitějšími místy na charakteristice jsou právě okolí dělicích frekvencí výhybky. Zde totiž může v důsledku rozdílné fáze vyzařování docházet k poklesu akustického tlaku. Tento pokles nemusí být ani slyšitelný, proto je nutné jej ověřit měřením.

5. Měření akustického štítu

Měření probíhalo na akustickém štítu Viscoustic Flexi screen lite. Hlavním úkolem bylo zjistit, zda štít nezkruskuje původní signál. Důvodem použití tohoto štítu je potlačit vliv okolního hluku a především odrazy od stěn v místnosti. Otázkou ovšem je, zda štít neodráží akustické vlny od sebe sama.



Obr. 25: Akustický štít Viscoustic

Rozměry štítu jsou 40x30x20cm (ŠxVxH).

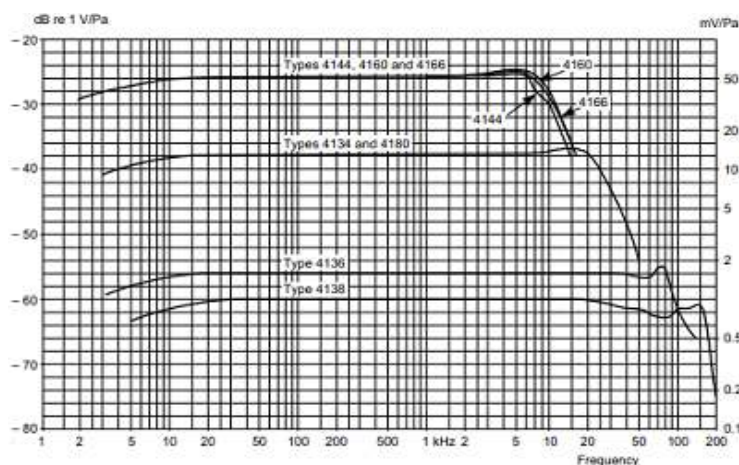
5.1 Měřicí přístroje

Použitý měřicí mikrofon byl **Bruel & Kjaer 4165**. Jedná se o kondenzátorový mikrofon, jehož amplitudová frekvenční charakteristika je na obrázku 25.

Frekvenční charakteristika mikrofonu: 2,6Hz – 20kHz (-2dB)

Citlivost: 50mV/Pa (-26dB při 1V/Pa)

Polarizační napětí: 200V



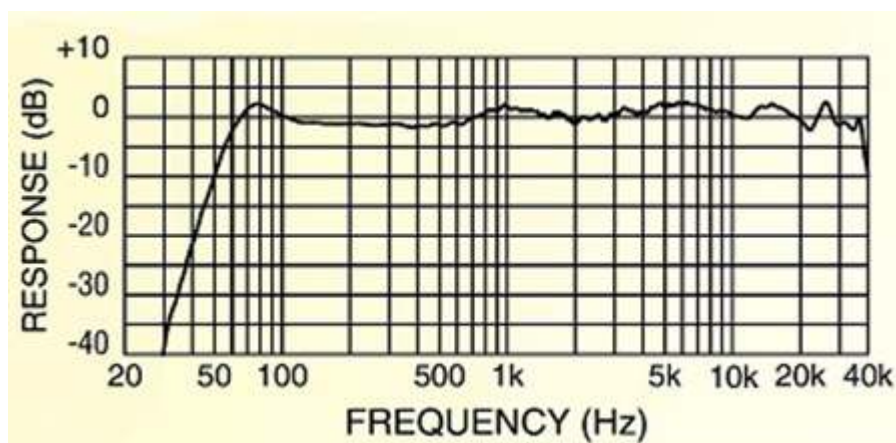
Obr. 26: Frekvenční charakteristika měřícího mikrofonu

Mikrofonní předzesilovač **SM PRO AUDIO PR8**. Jehož parametry jsou následující:

Odstup signálu od šumu: <-120dB

Nelineární zkreslení: <0,05% v pásmu 20Hz – 20kHz

Zdrojem signálu byla aktivní dvoupásmová reproduktorová soustava **Yamaha MSP5**.



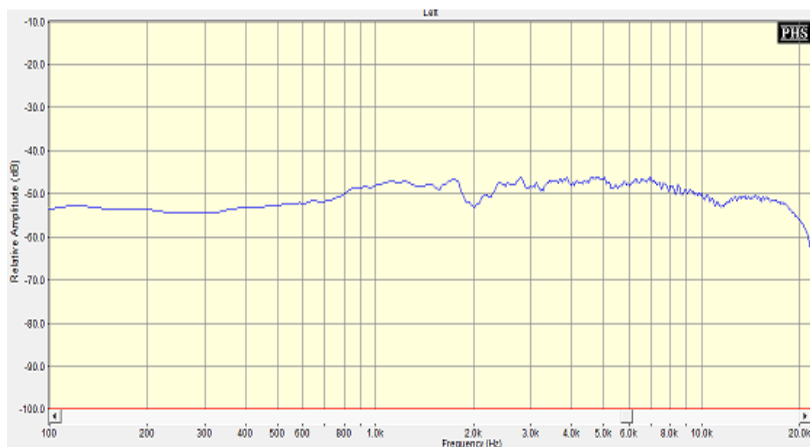
Obr. 27: Frekvenční charakteristika zdroje signálu

Jednotlivé reproduktory mají vlastní zesilovač (biamping). Dělicí frekvence reprosoustavy je na 2,5kHz a strmost aktivních filtrů 24dB/okt. Odstup signálu od šumu zesilovače je >94dB.

Celé měření probíhalo v bezdovukové komoře na HAMU v Praze. Komora má platnost od 125Hz. Měřicím signálem byl signál MLS a logaritmický sweep sine. Záznam signálu probíhal za pomoci zvukové karty M-Audio Transit a příslušného software (MLSSA). Při záznamu snímaného signálu bylo použito záznamové zařízení TASCAM X-48. Záznam zvuku byl vzorkován vždy 48kHz s 24bity na vzorek. Formát záznamu byl PCM signál.

5.2 Měření na akustickém štítu (odrazy)

Úkolem bylo změřit odrazivost a útlum pro několik základních poloh štítu vůči mikrofonu. Mikrofon byl umístěn vždy uprostřed štítu (nebude-li uvedeno jinak). Vzdálenost zdroje signálu (reproduktorové soustavy) od mikrofonu byla 194cm. Prvním krokem bylo samozřejmě změřit amplitudovou frekvenční charakteristiku bez štítu. Jedná se o referenční křivku, se kterou se pak porovnávají ostatní křivky.



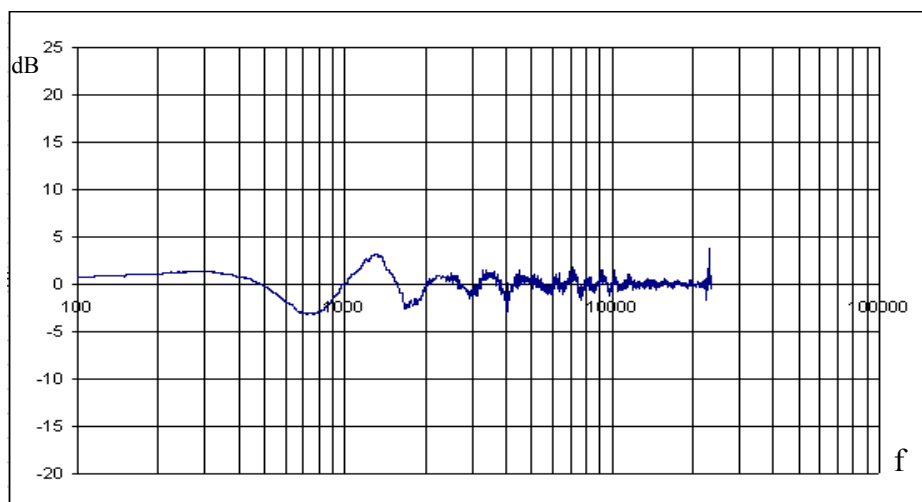
Obr. 28: Frekvenční charakteristika bez štítu

Obr. 28 je vlastně amplitudová frekvenční charakteristika reproduktorové soustavy YAMAHA. Nyní při umístění štítu k mikrofonu bude záznam vykazovat případné odrazy. Měření vlastně simuluje řečníka, který by do mikrofonu mluvil.



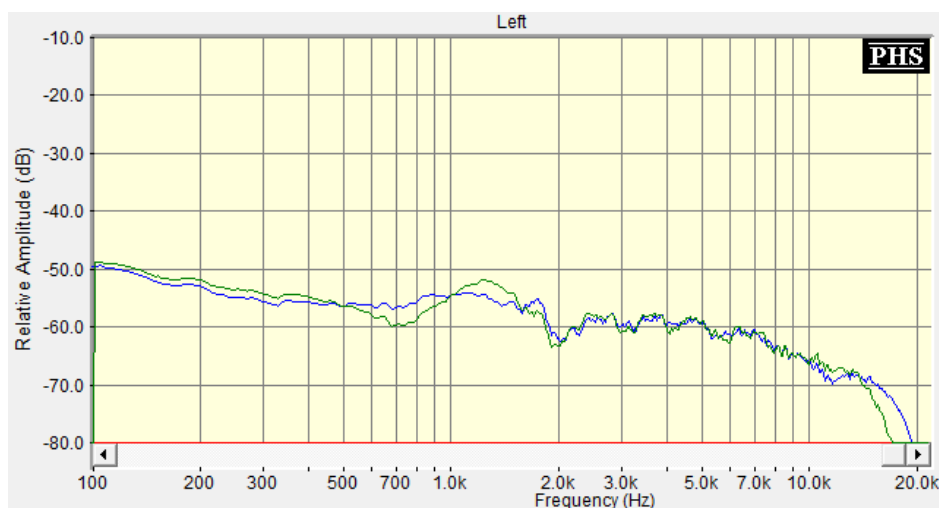
Obr. 29: Frekvenční charakteristika se štítem (MLS signál)

Modrá křivka je opět charakteristika bez štítu a zelená se štítem. Mikrofon je umístěn uprostřed štítu, tj. 17cm od jeho stran. Právě této vzdálenosti odpovídá frekvence 1kHz. Díky odrazům od štítu tedy stojaté vlnění vzniká a to následně ovlivňuje charakteristiku o $\pm 3\text{dB}$ v okolí 1kHz. Stojaté vlnění se uplatňuje i na vyšších frekvencích, ale amplituda už není tak dominantní jako v okolí 1kHz.



Obr. 30: Interference zvukových vln díky odrazům od štítu

Obr. 30 zobrazuje rozdíl křivek z obrázku 29.



Obr. 31: Frekvenční charakteristika se štítem (sweep sine)

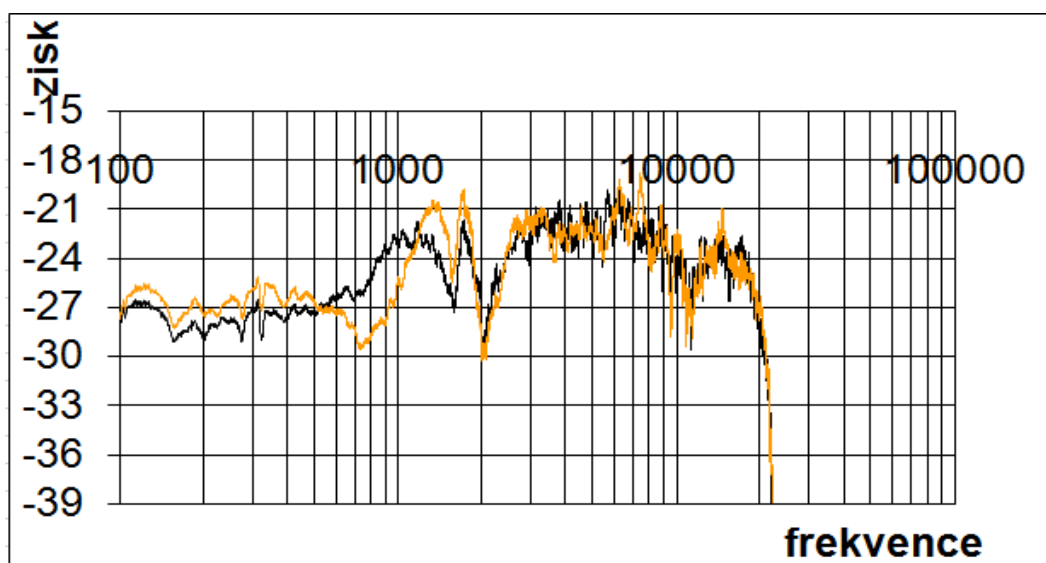
Při měření rozmítaným sinusovým signálem bude samozřejmě výsledek stejný, ovšem s ohledem na jiné spektrum měřícího signálu.



Obr. 32 Výkonová spektrální hustota

Při měření pomocí šumu se ukazuje jako výhodné používat místo spektra výkonovou spektrální hustotu, což je normalizace spektra na šířku pásma 1Hz. Výhodou je, že pak amplituda je nezávislá na vzorkovacím kmitočtu a šířce Fourierovy transformace. V mém případě ovšem všechny naměřené údaje mají jednu a tu samou vzorovací frekvenci a též i šířku FFT (65536 vzorků).

Pokud by se navíc štítem pohnulo tak, že by mikrofon nebyl přesně uprostřed, minimum a maximum by se rovněž přemístilo a nebylo by již přesně v okolí 1kHz.

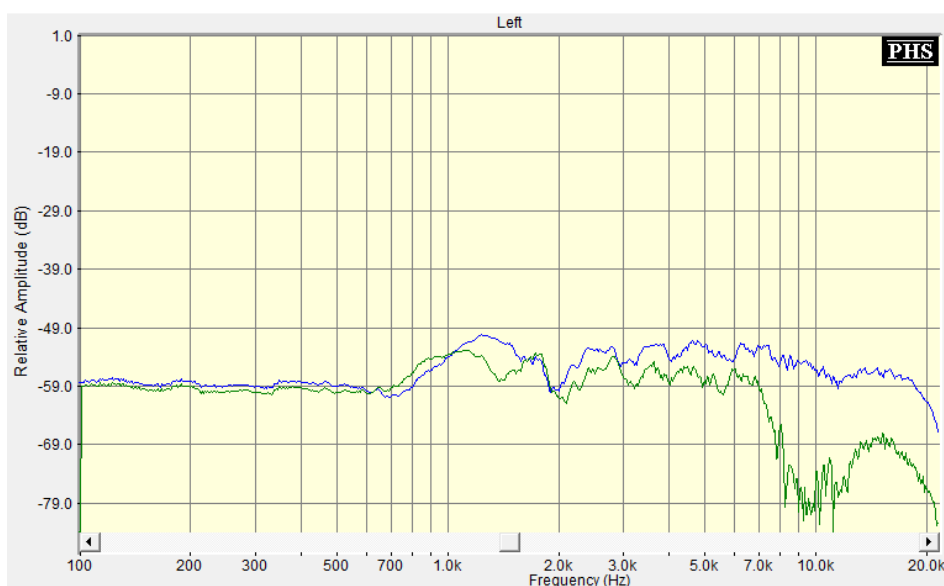


Obr. 33: Frekvenční charakteristika se štítem (ne uprostřed)

Z posledního obrázku je patrné, že se minimum a maximum okolo 1kHz skutečně posune. Tento průběh byl vykreslen z exportovaných dat z měřicího systému MLSSA. Vzhledem k šířce FFT a tedy počtu dat (řádkům), kterých je FFT/2, je práce s nimi o dost časově náročnější než frekvenční analýza zvukového signálu.

5.3 Měření na akustickém štítu (útlum)

Nyní se štít umístí tak, aby stínil zdroji signálu. A to buď otočením o 90 stupňů na obě strany a především o 180 stupňů. Měřením se mělo ověřit, jak štít tlumí zvukové vlny přicházející ze stran.



Obr. 34: Frekvenční charakteristika se štítem (napravo)



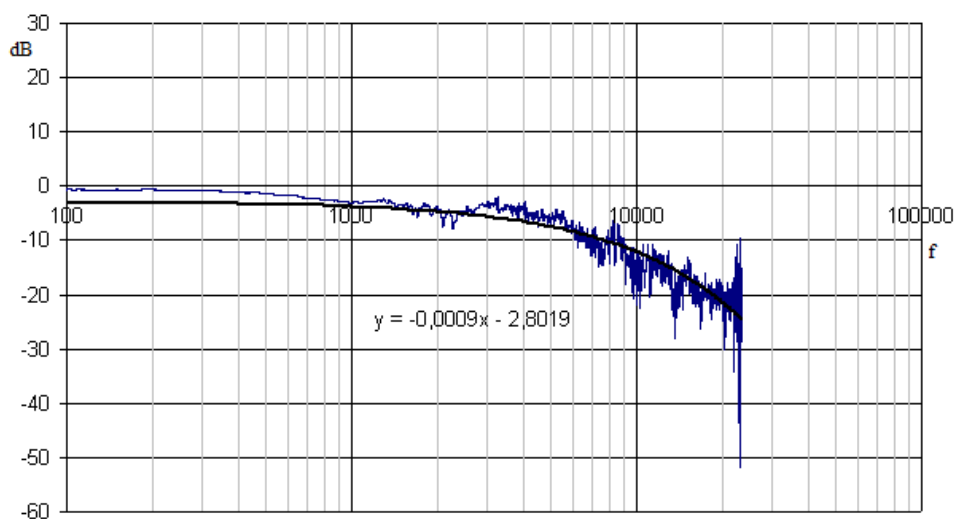
Obr. 35: Frekvenční charakteristika se štítem (nalevo)

Průběhy by měly být teoreticky identické. Ovšem při tomto měření bylo obtížné nastavit štít pro obě strany naprosto stejně. Toto může být důvodem nepatrných odlišností. Při těchto měřeních se bude uplatňovat i difrakce zvukové vlny, která bude znatelná při vlnové délce srovnatelné s rozměry štítu. Především s jeho výškou, která je 20cm. Tomu odpovídá frekvence cca 1,7kHz. Z grafů lze vypočítat, že při této frekvenci, se útlum štítu snížil. Samozřejmě právě kvůli difrakci. Vyšší frekvence již štít pohltí a částečně i odrazí.

Posledním a důležitým měřením byl útlum štítu, který je otočený opačně oproti signálu.

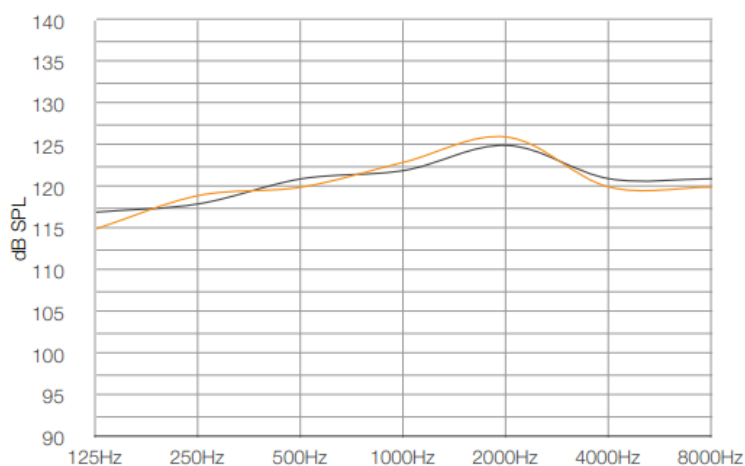


Obr. 36: Frekvenční charakteristika se štítem (opačně)

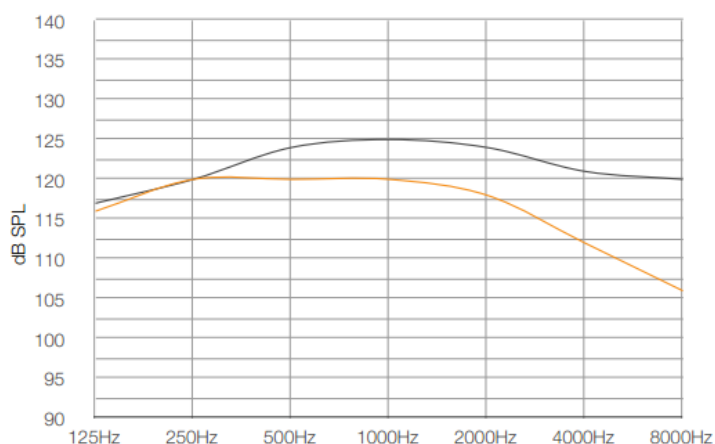


Obr. 37: Útlum štítu

Poslední dva obrázky zobrazují útlum štítu. Ten se logicky zvětšuje s rostoucí frekvencí, protože akustické vlny díky kratší vlnové délce více odrážejí. Strmost útlumu je zhruba 9 dB/okt. Obr. 37 zobrazuje opět rozdíl křivek z obr. 36. Data jsou proložena lineární regresí s rovnicí uvedenou v grafu. Akustický štít měl být použitý k měření hlasitosti lidského hlasu a k jeho spektrálnímu složení. Ovšem díky odrazům od štítu jej k tomuto účelu použít nelze.



Obr. 38: Odrazy od štítu udávané výrobcem (žlutá se štítem, černá bez štítu)



Obr. 39: Útlum štítu udávaný výrobcem (žlutá se štítem, černá bez štítu)

Poslední dva grafy udávají útlum a odrazy od štítu, jak uvádí výrobce. V době měření ovšem tyto údaje nebyly k dispozici. Naměřené údaje se shodují s výše uvedenými, až na průběh útlumu, který začíná být dominantní od 250Hz. Poloha maxim při odrazech rovněž není okolo 1kHz, to může být způsobeno nevycentrováním mikrofону vůči štítu. Výrobce bohužel neuvádí žádné podmínky pro měření. Proto považuji za platné křivky uvedené v mé práci.

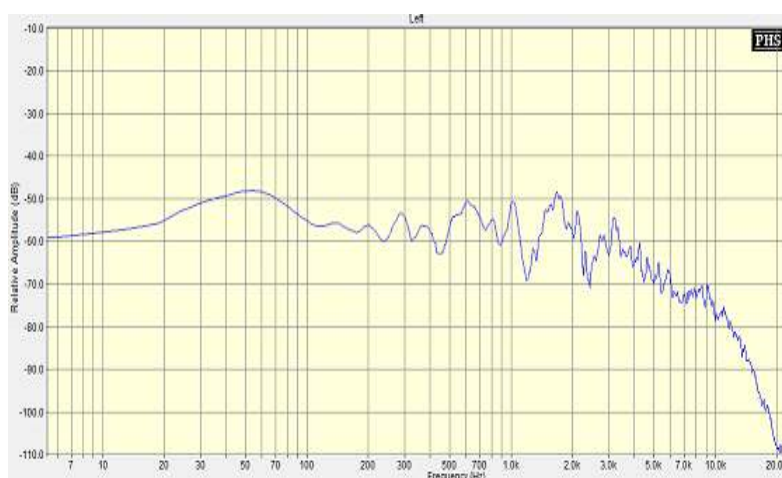
6. Návrh a realizace komba pro přenos zvířecích zvuků

Druhou praktickou částí této práce bylo navrhnout mobilní reproduktorovou soustavu a zesilovač pro přenos zvířecích zvuků v přírodě. Mnou navržené zařízení bylo náhradou za stávající, které bylo ovšem nevyhovující z mnoha hledisek. Zesilovač vyžadoval napájení ze sítě 230V/50Hz. Bylo tedy nutné použít měnič, který z akumulátoru 12V vytvoří potřebných 230V. Měniče jsou zdrojem velkého rušení a jsou pro napájení zesilovačů zcela nevhodné. Přenosné kytarové kombo bylo samozřejmě aktivní, obsahovalo tedy výkonový zesilovač. Reprodukter byl umístěn v otevřené ozvučnici, což samozřejmě zcela omezí přenos nízkých kmitočtů.

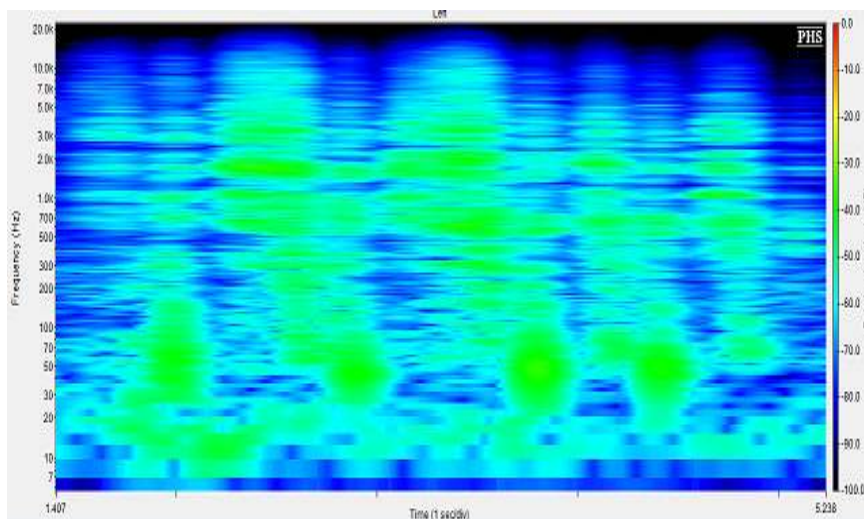
Mým úkolem bylo toto zařízení zdokonalit – navrhnout a sestavit úplně nové. Nejdůležitějším kritériem bylo eliminovat použití měniče. Zde se nabízí použití výkonových integrovaných obvodů, které je možné napájet přímo z 12V. Dalším krokem byl návrh nového komba. Takového, aby bylo schopné přenést nejen co možná nejnižší kmitočet, ale pokud možno celé akustické spektrum. Celé zařízení pak slouží k výzkumným účelům.

6.1 Analýza zvířecích zvuků

Při návrhu akustického řetězce je samozřejmě nutné znát frekvenční rozsah, který je nutné přenášet. Ten lze analyzovat ze zvukového záznamu nahraného kvalitním mikrofonom.



Obr. 40: Frekvenční analýza zaznamenaného signálu



Obr. 41: Spektrogram zaznamenaného signálu

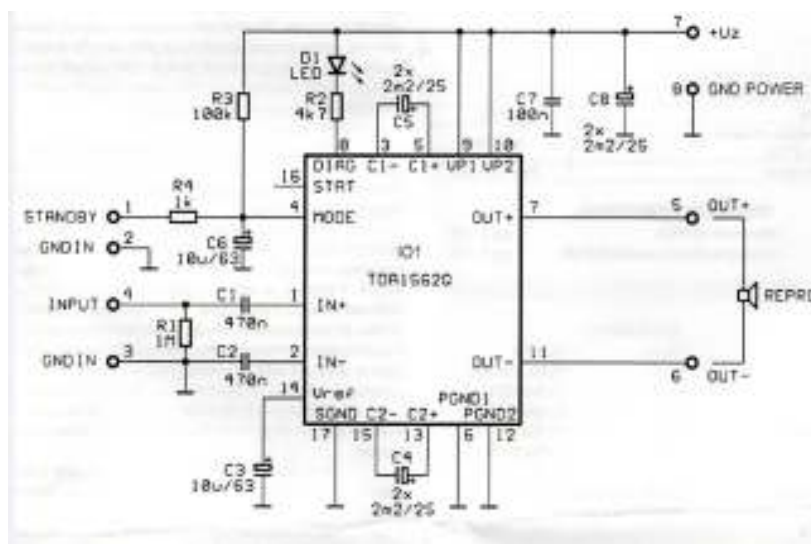
Z předchozích dvou obrázků je vidět, že bude nutné opravdu přenášet nízké kmitočty okolo 40Hz. Spektrogram udává intenzitu v závislosti na frekvenci a čase. Velmi nízké kmitočty (okolo 10 – 20Hz) mohou být způsobeny větrem.

6.2 Rádiový přenos

Zdrojem signálu je mp3 přehrávač, na kterém jsou uloženy zvukové záznamy ve formátu PCM. Protože kombo musí být mezi zvířaty v nepřítomnosti člověka, uskutečňuje se přenos od zdroje signálu ke kombu pomocí rádiového přenosu. Vysílač i přijímač je napájen z baterie 9V. Tato zařízení jsou továrními výrobky. Přenos signálu se uskutečňuje pomocí frekvenční modulace na 174 - 223MHz. Důležitý je frekvenční rozsah, který pokrývá pásmo 50Hz – 15kHz (-3dB). Výkon vysílače je 10mW. Tento výkon postačí na vzdálenost do 50m, což je dostačující.

6.3 Výkonový zesilovač

Při výběru výkonového zesilovače je největší prioritou možnost bateriového napájení. Tomuto požadavku vyhovuje např. výkonový integrovaný obvod od firmy Philips TDA1562. Tento integrovaný zesilovač je schopen dodat do zátěže 4 ohmy výkon až 70W, ovšem při THD 10%. Jako maximální výkon se udává 55W a to při THD 0,5%. Zesilovač pracuje ve třídě B do cca 18W a po překročení tohoto výkonu se připojí pomocné kondenzátory, které vytvoří symetrické napájecí napětí $\pm 18V$ (třída H). Zesilovač pracuje v můstkovém zapojení. Velkou výhodou je ochrana proti zkratu na výstupu a proti přehřátí. V obou případech zesilovač odpojí zátěž. Dalším důležitým kritériem je co možná nejnižší klidový proud. Ten je v tomto případě cca 120mA.



Obr. 42: Obvodové schéma výkonového zesilovače

Schéma zesilovače je na obr. 42. Jedná se v podstatě o doporučené zapojení z datasheetu IO. Vstupní impedanci určuje rezistor R_1 . Kondenzátory C_4 a C_5 zvyšují právě napájecí napětí, díky čemuž zesilovač dosáhne výstupního výkonu 55W. LED indikuje tzv. clipping. Limitaci zesilovače, kdy THD přesáhne 10%. Zisk je nastaven napevno a činí 26dB. Zesilovač umožňuje stand-by režim, ve kterém je proudový odběr pouze $50\mu\text{A}$. Frekvenční charakteristika je plochá v pásmu 10Hz – 38kHz (-3dB) (viz příloha 5).

Měření účinnosti

Frekvence $f = 1\text{kHz}$

Napájecí napětí $U_{cc} = 14\text{V}$

Napájecí proud $I_{cc} = 5,89\text{A}$

Napětí na zátěži $U_z = 11,6\text{V}$

Odpor zátěže $R_z = 3,8\ \text{ohm}$

Těmto hodnotám odpovídá účinnost $\eta = 40,7\%$. Z tohoto důvodu je nutné použít dostatečný chladič.

Měření vnitřní impedance

Frekvence $f = 50\text{Hz}$

Napětí naprázdno $U_0 = 1,95\text{V}$

Napětí na zátěži $U_z = 1,85\text{V}$

Proud zátěží $I_z = 0,50\text{A}$

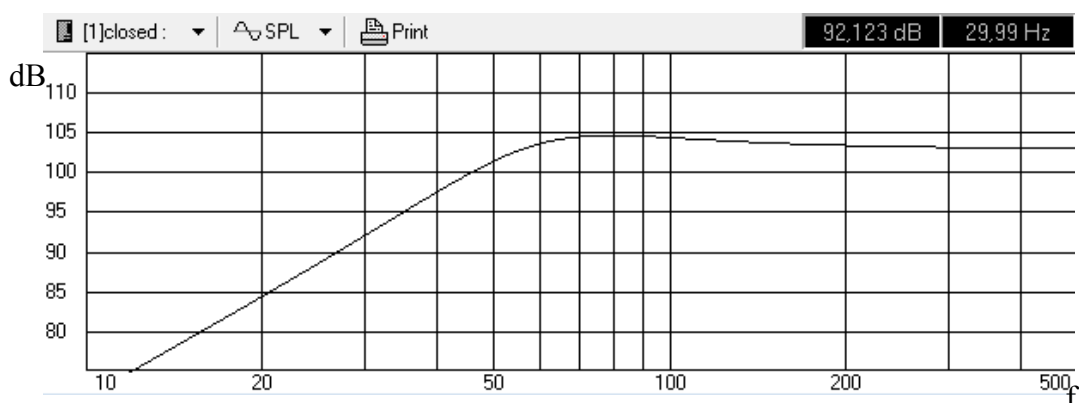
$$Z_i = \frac{U_0 - U_z}{I_z} = 0,16\Omega$$

Pro 1kHz je pak vnitřní impedance 0,14 ohm. Tento parametr charakterizuje, jak je zesilovač schopen tlumit dokmitávání membrány způsobené její setrvačností. Čím je vnitřní impedance nižší, tím samozřejmě lépe.

Měření maximálního výstupního výkonu jsem bohužel nemohl realizovat, protože nemám k dispozici zdroj, který by byl schopen dodat až 8A. Původní kombo obsahovalo zesilovač s IO TDA2030, který je schopen dodat výkon pouze 14W do 4 ohm.

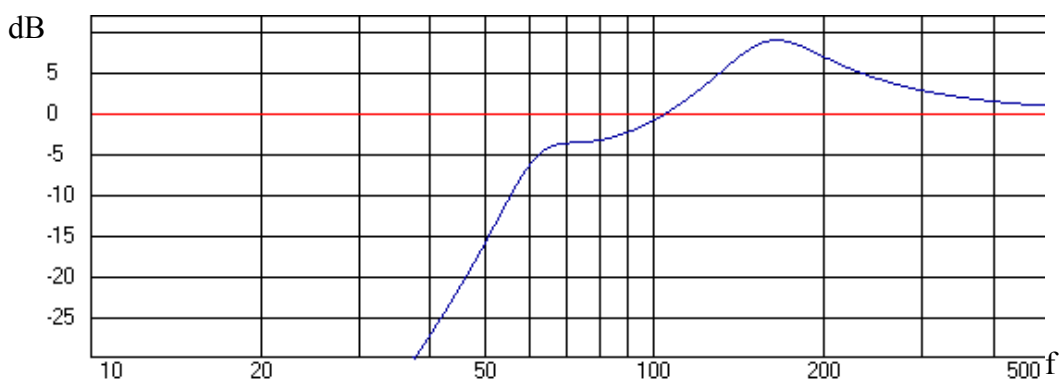
6.4 Přenosné kombo

Posledním úkolem bylo nahradit původní kombo kombem novým. Původní úmysl byl sestavit pouze kombo se středobasovým reproduktorem. Tímto by odpadl návrh frekvenční výhybky. Finálním řešením je nakonec dvoupásmová reproduktorová soustava osazená *ARN 6614* a *ARV 089*. Basový reproduktor je umístěn v uzavřené ozvučnici o objemu 45l.



Obr. 43: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky reproduktoru ARN 6614 v uzavřené ozvučnici ($V_b = 45\text{l}$) při výkonu 40W

Z posledního obrázku lze odečíst, jaká bude hladina akustického tlaku v ose reproduktoru při buzení 40W. Jedná se v podstatě o průběh citlivosti, s tím rozdílem, že při 40W je vyšší o 16dB.



Obr. 44: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky starého komba v použité ozvučnici

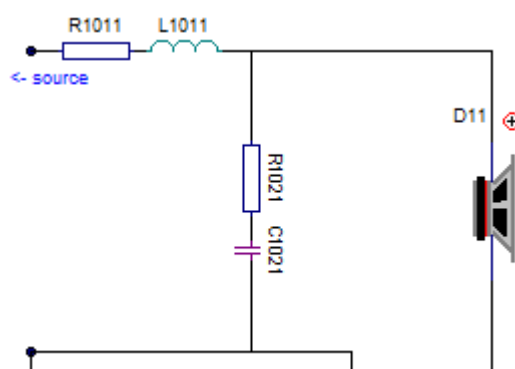
Průběh citlivosti na frekvenci při 1W u starého komba zobrazuje obrázek 39. V tomto případě je zde jistá nepřesnost způsobená obtížným určením rezonanční frekvence bassreflexového rezonátoru. Ozvučnice totiž mimo dva vyřezané kruhy v dřevotřískce (bassreflexy) měla i větrací otvory pro zesilovač. Měření ukázalo, že by rezonanční frekvence mohla ležet někde mezi 100 – 200Hz.

Thiele-Small parameters:	Thiele-Small parameters:
Fs = 39.94 Hz	Fs = 109.86 Hz
Re = 4.10 ohms[dc]	Re = 3.75 ohms[dc]
Le = 143.67 uH	Le = 323.28 uH
L2 = 468.92 uH	L2 = 232.80 uH
R2 = 10.98 ohms	R2 = 4.87 ohms
Qt = 0.76	Qt = 1.43
Qes = 1.01	Qes = 1.63
Qms = 3.06	Qms = 12.08
Mms = 20.09 grams	Mms = 9.73 grams
Rms = 1.649788 kg/s	Rms = 0.555953 kg/s
Cms = 0.000790 m/N	Cms = 0.000216 m/N
Vas = 50.75 liters	Vas = 15.61 liters
Sd= 213.82 cm ²	Sd= 226.98 cm ²
Bl = 4.515380 Tm	Bl = 3.932813 Tm
ETA = 0.31 %	ETA = 1.22 %
Lp(2.83V/1m) = 89.87 dB	Lp(2.83V/1m) = 96.27 dB
Added Mass Method: Added mass = 21.00 grams Diameter= 16.50 cm	Added Mass Method: Added mass = 79.00 grams Diameter= 17.00 cm

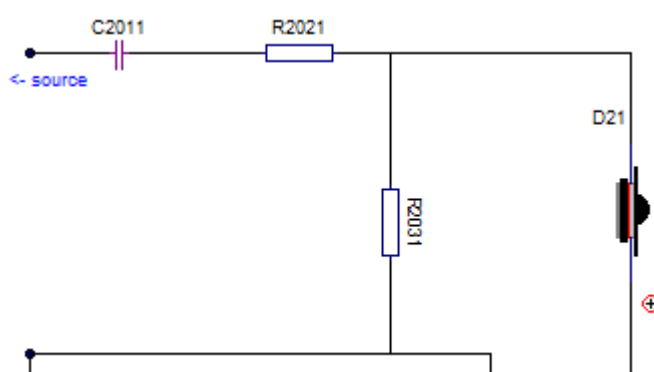
Obr. 45: Parametry basového reproduktoru v původním kombu (vpravo) a v novém kombu (vlevo)

Porovnáním těchto dvou měničů si lze všimnout velmi rozdílné rezonanční frekvence F_s . Původní kombo nebylo téměř schopné přenést nižší frekvence než je F_s . To bylo ještě zdokonaleno volbou bassreflexové ozvučnice, kde pod rezonancí bassreflexu dochází k akustickému zkratu. Výhodou ovšem byla vyšší citlivost, díky níž by nebylo potřeba tak výkonný zesilovač pro vybudění stejné hlasitosti. Právě tyto nedostatky bylo nutné eliminovat sestavením komba nového. Uzavřená ozvučnice vykazuje o 12dB/okt. menší pokles pod dolní mezní frekvencí ozvučnice, která je 44Hz. Výhybka membrány je tlumena objemem uzavřeného vzduchu, nemůže tedy tak lehce dojít k mechanickému poškození měniče.

Vzhledem k tomu, že soustava byla dvoupásmová, bylo nutné použít frekvenční výhybku.



Obr. 46: Frekvenční výhybka pro basovou větev

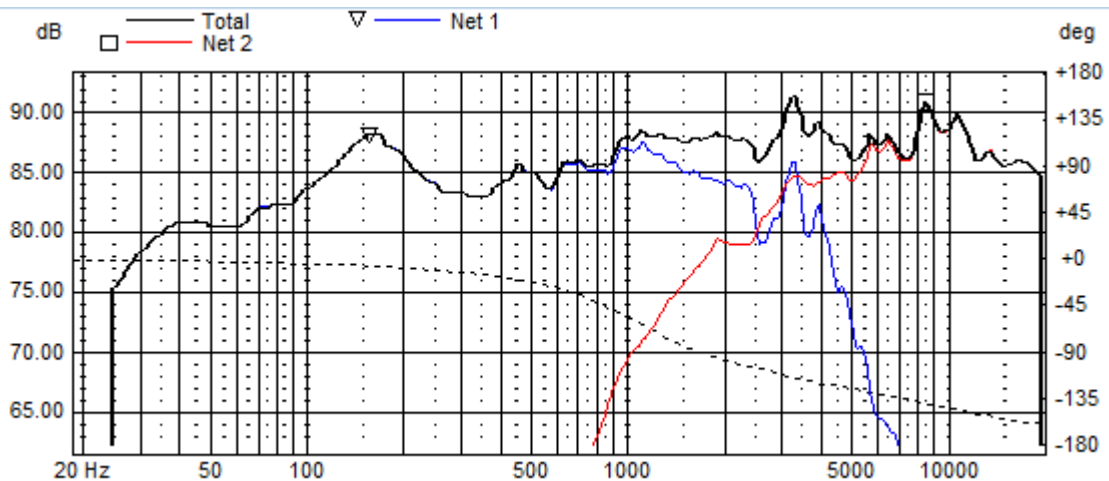


Obr. 47: Frekvenční výhybka pro výškovou větev

Hodnoty součástek jsou následující:

R1011	0.630 ohm	C2011	5.350 uF
L1011	0.460 mH	R2021	1.50 ohm
R1021	2.21 ohm	R2031	2.93 ohm
C1021	56.00 uF		

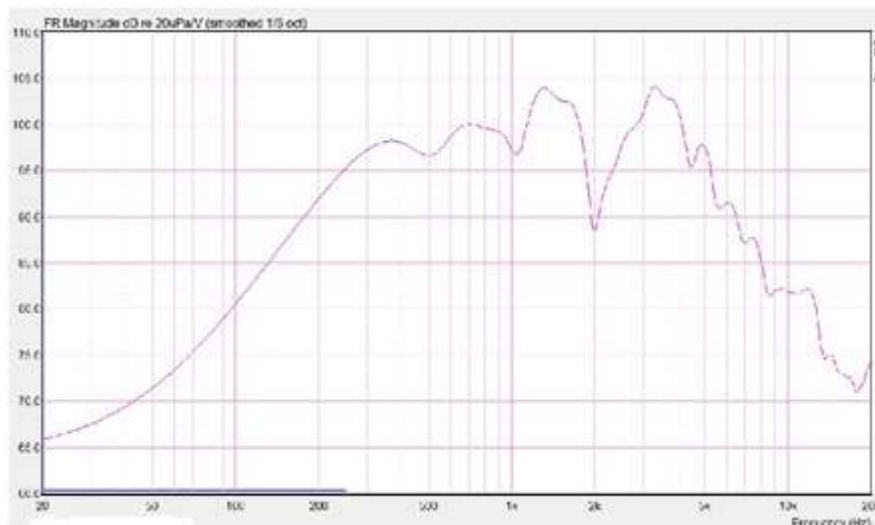
Basová větev (obr. 46) se skládá z dolní propusti prvního řádu a z kompenzačního obvodu. Výhybka pro horní propust je rovněž propust prvního řádu s odporovým děličem pro vyrovnání citlivosti. Dělič má přenos -4dB. Mezní frekvence dolní propusti je 1450Hz a propusti horní 6300Hz, to odpovídá dělicí frekvenci výhybky 3kHz.



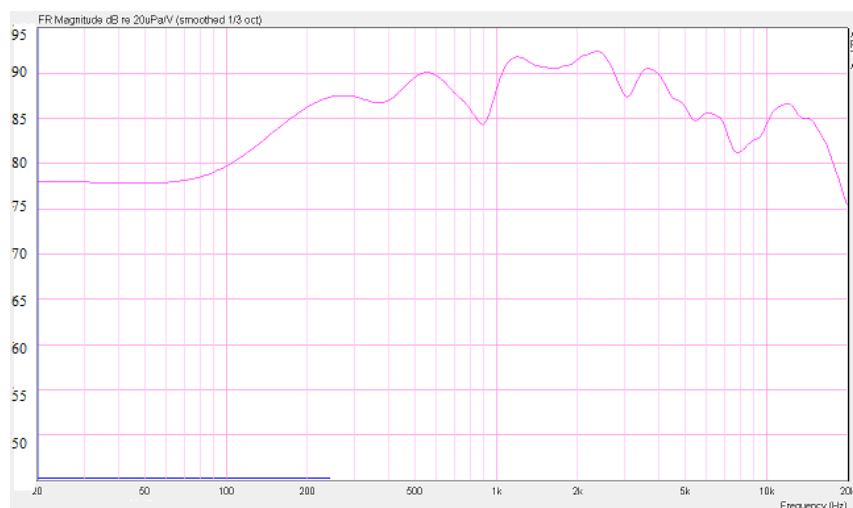
Obr. 48: Simulace frekvenční výhybky (frekvenční charakteristika)

Obr. 48 zobrazuje průběh amplitudové frekvenční charakteristiky reprosoustavy. Jsou zde patrné jednotlivé frekvenční charakteristiky reproduktorů s předřadnými filtry.

Odměřené frekvenční charakteristiky

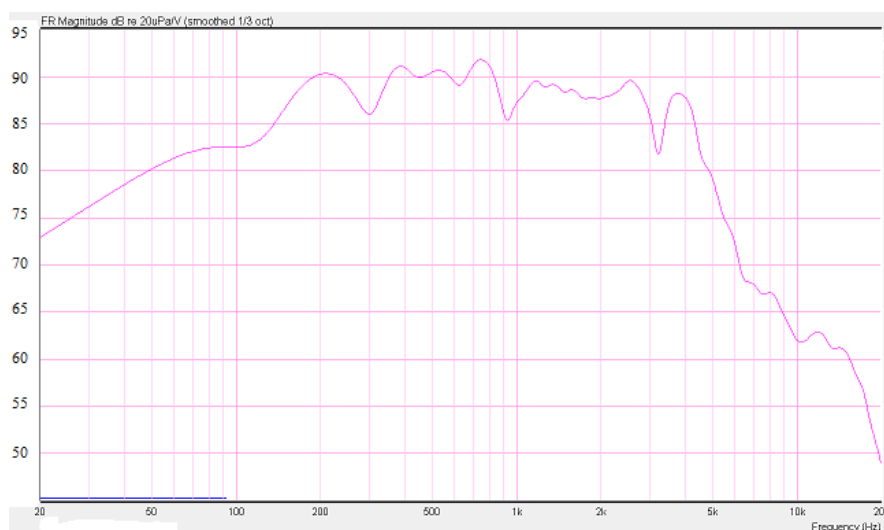


Obr. 49: Amplitudová frekvenční charakteristika starého komba



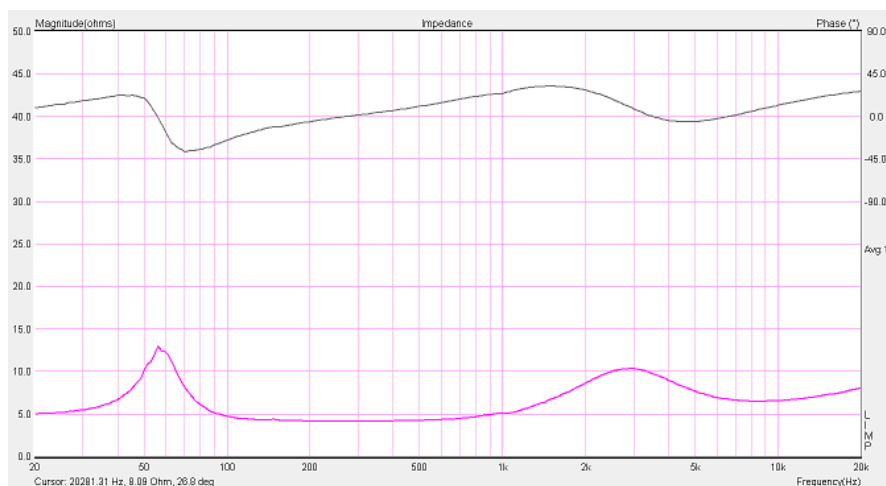
Obr. 50: Amplitudová frekvenční charakteristika nového komba

Na obr. 49 je frekvenční charakteristika starého komba měřená v ose reproduktoru. Platnost nabývá samozřejmě cca od 500Hz. Celý rozsah je nevyrovnaný se znatelným poklesem na 2kHz. Komba je schopné přenést kmitočty sotva do 5kHz. Co se týče komba nového, tak změřená frekvenční charakteristika je na obr. 50. Průběh je vyrovnanější a pokrývá celé akustické spektrum.



Obr. 51: Amplitudová frekvenční charakteristika nového komba (bez výškového reproduktoru)

Bez použití výškového reproduktoru, což byl původní úmysl, by komba přenášelo kmitočty rovněž do cca 5kHz.



Obr. 52: Impedanční charakteristika nového komba

Poslední obrázek udává, jakou impedancí bude zesilovač zatěžován. Důležité je, aby impedance nebyla nižší než nominální (4 ohm).

7. Závěr

Cílem této diplomové práce byl teoretický rozbor amplitudových frekvenčních charakteristik a jejich měření. V praktické části pak bylo úkolem změřit odrazivost a útlum akustického štítu Visoustic Flexi green lite a navrhnout a realizovat reproduktorové kombo i pro přenos zvířecích zvuků.

Veškerá měření na akustickém štítu probíhala v Praze na HAMU v laboratoři akustiky za použití profesionálního vybavení. Měřením se ukázalo, že štít skutečně odráží signál přicházející za strany řečníka. Odražené vlny zkreslují původní signál, jak ukazuje obr. 30. V okolí 1kHz je odchylka $\pm 3\text{dB}$. Interferenční maxima a minima se periodicky opakují. Navíc jejich poloha je závislá na poloze mikrofonu uvnitř štítu. Toto je hlavní důvod proč nelze tento štít použít k výzkumným účelům na katedře biofyziky ke zkoumání spektrálního složení a hladiny akustického tlaku lidského hlasu. Štít měl eliminovat odrazy, které se v místnosti vyskytují. Samotný štít samozřejmě okolní zvuk tlumí a to až o 20dB, ovšem na 20kHz (obr. 37).

Druhou částí mé diplomové práce bylo realizovat na základě PCM záznamu akustické kombo, které by bylo schopno přenášet zvuky zvířat. Tato práce byla požadavkem katedry Zoologie Přírodovědecké fakulty Univerzity Palackého. Úkol byl ovšem podmíněn mnoha požadavky. Především co možná nejnižší hmotnost a rozměry, ale především co nejnižší dolní mezní frekvence ozvučnice.

Musel jsem volit tedy kompromis, protože tyto podmínky se navzájem vylučují. Výsledkem je uzavřená ozvučnice o objemu 45l a hmotnosti přibližně 12kg. Malé rozměry a nízká hmotnost byla potřebná nejen pro lehkou manipulaci v přírodě, ale i pro převoz letadlem, kde jsou rozměry limitovány. Frekvenční charakteristika komba pokryje frekvence od cca 45Hz do 20kHz (obr. 37). Výhodou uzavřené ozvučnice ovšem je, že přenáší i nižší kmitočty, než je rezonanční frekvence ozvučnice.

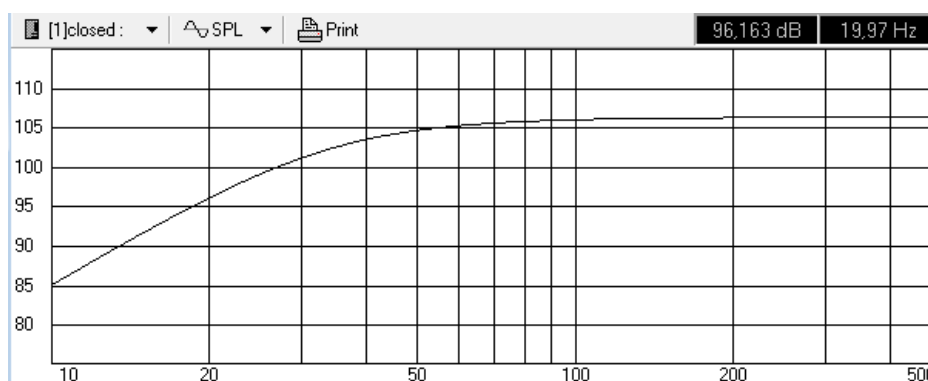
V přírodě, kde se bude zařízení používat, není samozřejmě možnost síťového napájení. Výkonový zesilovač, který musel být součástí práce, bylo nutné napájet z akumulátoru. Nejvýhodnější je použití 12V akumulátoru. Ten napájí zesilovač s IO TDA1562. Akumulátor má kapacitu 12Ah. Tato hodnota stačí pro 12ti hodinový provoz zesilovače na střední hlasitost (beru v úvahu střední hodnotu odběru proudu, která bude jistě pod 1A). Schéma zesilovače je na obr. 42.

Pro splnění výše uvedených požadavků nebylo možné použít tovární výrobky, protože tato zařízení nejsou pro tyto podmínky konstruována. Mnou navržená a realizovaná zařízení byla vlastně náhradou za původní a zcela nevyhovující aparát. Důvodem bylo použití aktivního komba napájeného síťovým napětím. Nevhodnost bassreflexové ozvučnice kytarového komba.

Dalším úkolem bylo optimalizovat rádiový přenos. Jeho použití bylo nutné vzhledem k tomu, že kombo a zesilovač musí být umístěno daleko od pozorovatele. Testování probíhalo na katedře Biofyziky, kde jsme testovali zkreslení přenášeného signálu a především dosah volbou délky antény vysílače. Výsledkem byl dosah 50m, který je optimální.

Po sestavení komba a zesilovače bylo nutné ověřit jejich funkčnost nejen v uzavřené místnosti, ale především v přírodních podmínkách (viz příloha č.2), ve kterých jsou nyní obě zařízení používána. Jako snímací zařízení byl použit měřicí systém 2238 MEDIATOR. Při hlasitost mp3 přehrávače na stupeň 18, byla hladina akustického tlaku v ose ve vzdálenosti 1 m 85,5 dB. Při hlasitosti na stupni 24 pak 87,5dB. Měřicím signálem byl bílý šum. Hluk pozadí byl 45dB. Nové kombo se samozřejmě testovalo i pro přenos zvířecích zvuků. Ukázalo se, že přenos nízkých i vysokých kmitočtů je oproti kombu starému opravdu znatelný. Nový aparát samozřejmě požadavky stanovené katedrou Zoologie splňuje a právě je využíván pro výzkumné měřicí účely v Africe.

Pokud by rozměry ozvučnice nebyly limitovány a bylo by možné výkonový zesilovač napájet ze sítě, dosažené výsledky by byly znatelně lepší. Rozdíl by byl způsoben především použitím jiného reproduktoru a výkonnějšího zesilovače k dosažení velmi nízkého dolního kmitočtu. Těmto požadavkům nejvíce vyhovuje reproduktor ScanSpeak 30W/4558T00, jehož rezonanční frekvence je 17Hz. Umístěním reproduktoru do uzavřené ozvučnice o objemu 80l lze dosáhnout dolní mezní frekvence 38Hz a teoretického průběhu amplitudové frekvenční charakteristiky (viz obr. 53). Jedná se ovšem o tzv. subwoofer, reproduktor bude tedy přenášet basové kmitočty. Tento projekt jsem navrhl pro RNDr. Františka Petráše na katedře Optiky.



Obr. 53: Amplitudová frekvenční charakteristika reproduktoru ScanSpeak v ozvučnici o objemu 80l při výkonu 100VA

8. Použitá literatura internetové odkazy

- [1] Káňa Ladislav, Elektroakustika, VUT Brno, 2002
- [2] Kolmer Felix, Prostorová akustika, SNTL, 1982
- [3] Láníček Robert, Elektronika, BEN, 1998
- [4] Merhaut Josef, Elektroakustické měniče SNTL, 1963
- [5] Merhaut Josef, Teoretické základy elektroakustiky, Academia, 1985
- [6] Merhaut Josef a kol., příručka elektroakustiky, SNTL, 1964
- [7] Smetana a kol. Ctírad , Praktická elektroakustika, SNTL, 1981
- [8] Sýkora Bohumil, Reprodukory a reproduktorové soustavy trochu jinak, Amatérské rádio, 1993
- [9] Sýkora Bohumil, Stavíme reproduktorové soustavy, Amatérské rádio, 1999
- [10] Škvor Zdeněk, Akustika a elektroakustika, Academia, 2001
- [11] Štefan Miloslav, Reprodukory a reproduktorové soustavy, SNTL, 1976
- [12] Toman Kamil, Reprodukory a reprosoustavy, Dexon, 2001
- [13] Vlachý Václav, Praxe zvukové techniky, Muzikus, 1995
- [14] Wirsum Siegrifried, Abeceda nf techniky, BEN, 1998
- [15] Merhaut Josef, Porovnání časové odezvy signálu z reproduktoru elektrodynamického a elektrostatického, Akustické listy 8, září 2002
- [16] Václav Žalud, Josef Dobeš, Moderní radiotechnika, BEN, 2006

Internetové stránky

- URL: (1) www.audioweb.cz
(2) www.fesb.hr/~mateljan/arta/
(3) www.klippel.de
(4) <http://hw.cz/Teorie-a-praxe/Dokumentace/ART599-Nahradni-schema-reproduktoru.html>
(5) http://www.p007.webpark.cz/se/2_ftwt.htm
(6) <http://www.britannica.com/EBchecked/media/91336/The-law-of-refraction-or-Snells-law-predicts-the-angle>

9. Seznam obrázků

- Obr. 1: Odraz a lom zvukového paprsku
- Obr. 2: Frekvenční charakteristika měřicího kondenzátorového mikrofonu
- Obr. 3: Mechanické schéma elektrodynamického mikrofonu
- Obr. 4: Mechanické schéma kondenzátorového mikrofonu
- Obr. 5: Mechanické náhradní schéma reproduktoru
- Obr. 6: Elektrické schéma reproduktoru
- Obr. 7: Impedanční charakteristika podle (37)
- Obr. 8: Náhradní schéma simulovaného reproduktoru včetně vyzařovací impedance
- Obr. 9: Frekvenční charakteristika reproduktoru ARX-150-23/4 s vyznačenými frekvenčními pásmy
- Obr. 10: Simulovaná amplitudová frekvenční charakteristika reproduktoru ARX-150-23/4 v programu TINA.
- Obr. 11: Simulace přenosové charakteristiky reproduktoru
- Obr. 12: Závislost magnetické indukce v mezeře na výchylce membrány
- Obr. 13: Závislost tuhosti kmitacího systému na výchylce membrány
- Obr. 14: Simulace impedanční charakteristiky pro ARX 150-23/4 v uzavřené ozvučnici o $V_b = 3l$
- Obr. 15: Simulace frekvenční charakteristiky pro ARX 150-23/4 v uzavřené ozvučnici o $V_b = 3l$
- Obr. 16: Spektrum rozmítaného sinu (logaritmického)
- Obr. 17: Spektrum rozmítaného sinu (lineárního)
- Obr. 18: Jednoduchý generátor bílého šumu
- Obr. 19: Jednoduchý generátor MLS signálu
- Obr. 20: Spektrum signálu MLS
- Obr. 21: Lineární systém
- Obr. 22: Používané okenní funkce a jejich spektra (URL (5))
- Obr. 23: Změřená impulzní charakteristika
- Obr. 24: Změřená frekvenční charakteristika
- Obr. 25: Akustický štít Viscooustic
- Obr. 26: Frekvenční charakteristika měřicího mikrofonu
- Obr. 27: Frekvenční charakteristika zdroje signálu
- Obr. 28: Frekvenční charakteristika bez štítu
- Obr. 29: Frekvenční charakteristika se štítem (MLS signál)

- Obr. 30: Interference zvukových vln díky odrazům od štítu
- Obr. 31: Frekvenční charakteristika se štítem (sweep sine)
- Obr. 32: Spektrální výkonová hustota
- Obr. 33: Frekvenční charakteristika se štítem (ne uprostřed)
- Obr. 34: Frekvenční charakteristika se štítem (napravo)
- Obr. 35: Frekvenční charakteristika se štítem (nalevo)
- Obr. 36: Frekvenční charakteristika se štítem (opačně)
- Obr. 37: Útlum štítu
- Obr. 38: Odrazy od štítu udávané výrobcem (žlutá se štítem, černá bez štítu)
- Obr. 39: Útlum štítu udávaný výrobcem (žlutá se štítem, černá bez štítu)
- Obr. 40: Frekvenční analýza zaznamenaného signálu
- Obr. 41: Spektrogram zaznamenaného signálu
- Obr. 42: Obvodové schéma výkonového zesilovače
- Obr. 43: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky reproduktoru ARN 6614 v uzavřené ozvučnici ($V_b = 45l$) při výkonu 40W
- Obr. 44: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky starého komba v použité ozvučnici
- Obr. 45: Parametry basového reproduktoru v původním kombu (vpravo) a v novém kombu (vlevo)
- Obr. 46: Frekvenční výhybka pro basovou větev
- Obr. 47: Frekvenční výhybka pro výškovou větev
- Obr. 48: Simulace frekvenční výhybky (frekvenční charakteristika)
- Obr. 49: Amplitudová frekvenční charakteristika starého komba
- Obr. 50: Amplitudová frekvenční charakteristika nového komba
- Obr. 51: Amplitudová frekvenční charakteristika nového komba (bez výškového reproduktoru)
- Obr. 52: Impedanční charakteristika nového komba
- Obr. 53: Amplitudová frekvenční charakteristika reproduktoru ScanSpeak v ozvučnici o objemu 80l při výkonu 100VA

10. Přílohy

1, Fotografie z měření na HAMU (měření útlumu štítu)



2, Fotografie z měření akustického komba



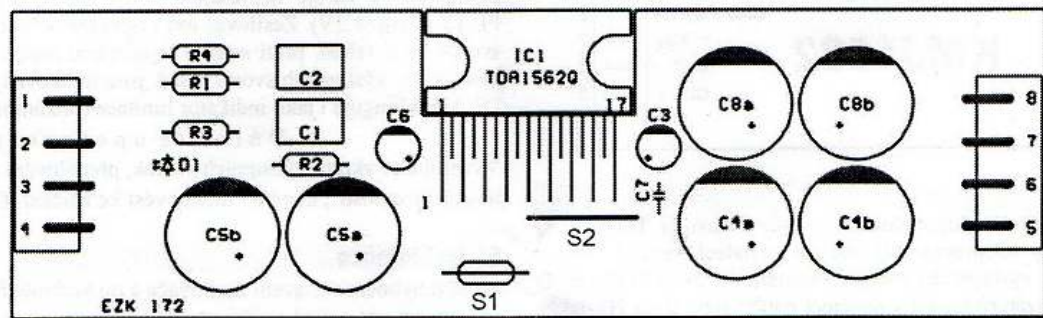
1, Fotografie nového komba (přední a zadní strana)



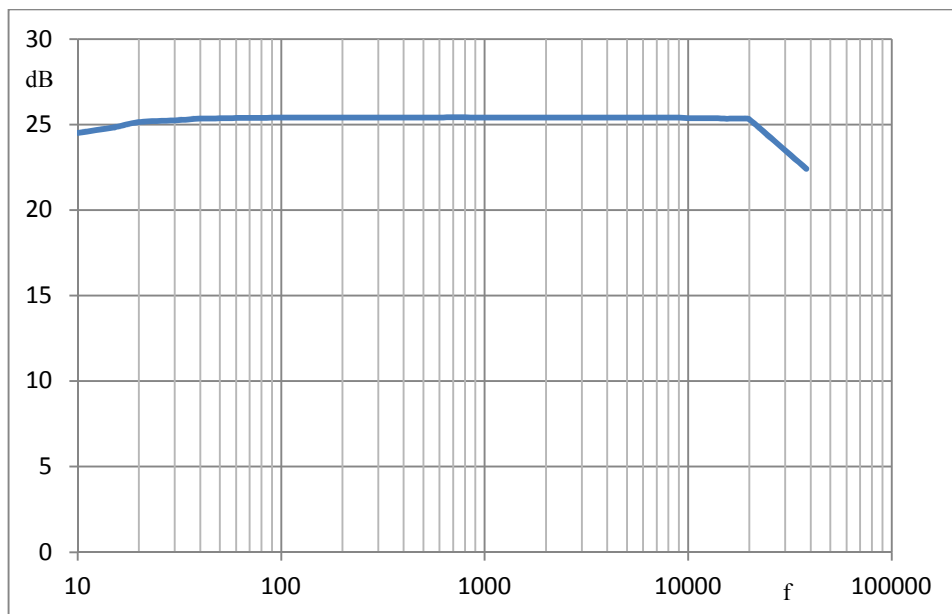
2, Fotografie zesilovače (přední a zadní strana)



4, Pohled ze strany součástek (výkonový zesilovač)



5, Změřená amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače



6, Katalogový list výkonového zesilovače

KMJ1562

NF výkonový monofonní zesilovač 70W s nesymetrickým napájením...



TECHNICKÉ PARAMETRY

Rozsah napájecího napětí U_z :	8 až 18V
Výstupní výkon P_0 ($R_z=4\Omega, U_z=14.4V$):	70W max.
Proudový odběr I_S ($P_0=70W, U_z=14.4V$):	8A max.
Kmitočtová charakteristika (-3dB) :	20Hz až 20kHz
Zkreslení ($P_0=20W, f=1kHz$):	0.06% typ.
Klídkový odběr ($U_z=14.4V$):	
PLAY ($U_1=1V$ až 14.4V):	150mA max.
STAND-BY ($U_1=0$ až 1V):	50uA max.
Vstupní citlivost ($P_0=70W, R_z=4\Omega$):	1V
Minimální zatěžovací impedance :	4 Ω
Vstupní impedance :	1M Ω
Tepelný odpor vnějšího chladiče (pro $P_0=70W, t_a=25^\circ C$):	0.9K/W
Rozměry plošného spoje:	36 x 120 mm

VARIANTY PROVEDENÍ:

KMJ1562SX	- stavebnice SUPER	typ.č. 172
KMJ1562HX	- osazený a oživený modul SUPER	typ.č. 174

Rozpiska součástek

Rezistory:

R_1	1M
R_2	4k7
R_3	100k
R_4	1k
S_1	nulový odpor 0R0
S_2	drát. spojka \varnothing 0.8mm

Kondenzátory:

C_1, C_2	TC 470n
C_3, C_6	ELRA 10u/50V
C_4	2 x 2m2/25V
C_5	2 x 2m2/25V
C_7	TK 100n
C_8	2 x 2m2/25V

Ostatní součástky:

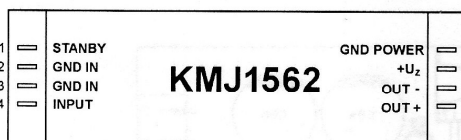
IO_1	TDA1562Q	plošný spoj EZK 172
D_1	LED 3mm, červ.	Al podložka pod IO

Popisná poznámka:

Všechny rezistory jsou typu SMA0207 (1%, 0.6W, 50ppm), TK jsou keramické kondenzátory a ELRA jsou radiální elektrolytické kondenzátory miniatury. Plošný spoj je vyvrtaný s potiskem a nepájivou maskou.

A) Popis vývodů zesilovače

1	STANBY (umlcení)	5	OUT + (výstup +)
2	GND IN (vstupní zem)	6	OUT - (výstup -)
3	GND IN (vstupní zem)	7	+ U_z (+ napájení)
4	INPUT (vstup)	8	GND POWER (zem napáj.)



B) Popis zapojení

Zapojení zesilovače vychází z doporučeného zapojení obvodu TDA1562Q firmy PHILIPS. Uvedený IO pracuje při malých signálech ve třídě B. Při vyšších vstupních (tedy i výstupních) úrovních signálů si obvod TDA1562Q zvyšuje s pomocí kondenzátorů C_4 a C_5 napájecí napětí (tzv. třída H), takže k limitaci výstupního signálu dochází až při vyšších výkonech (nad 40 až 50W - závisí na napájecím napětí). Pomocí vstupu STAND-BY je možno uvést zesilovač do klidového stavu (umlcení) s minimálním proudovým odběrem.

C) Postup při osazování plošného spoje

K osazování použijte pájku s uzemněným pájecím hrotem. Plošný spoj nejdříve osadte spojkami (S_1 a S_2) a rezistory, které jste před zapájením přeměřili!!! Dále osadte (nejlépe v následujícím pořadí) IO, kondenzátory a všechny zbývající součástky. Pro všechny součástky platí, že se osazují s co nejkratšími vývody. Integrovaný obvod se speciálně natvarovanými vývody se zapájí horizontálně do výřezu v desce tím způsobem, že jeho chladič plocha bude ležet přesně v rovině plošných spojů. Proveďte důkladnou

optickou kontrolu osazeného plošného spoje a případné chyby opravte.

Zvláště upozorňujeme na důkladnou kontrolu polarity elektrolytických kondenzátorů.

D) Kontrola funkce

Kontrolu je nutno dodržet i pro provedení HX, tj. pro hotové osazené i oživené zesilovače. Při správném osazení se zesilovač nemusí vůbec oživit, přesto je nutné zkontrolovat jeho základní funkce. Dodržení níže uvedeného postupu je nezbytné, protože tento způsob zabezpečuje, že při případné chybě uživatele nedojde k zničení drahých součástek a je podmínkou pro uznání případné reklamace.

Postup je následující:

- 1) Kompletně osazenou desku připojte přes ochranný rezistor 22R/6W ke zdroji napájecího napětí cca 12 až 15V. Před zapnutím zdroje pečlivě zkontrolujte, zda je kladný pól zdroje připojen na svorku 7, záporný pól na svorku 8.
- 2) Zapněte napájecí zdroj a zkontrolujte proudový odběr (měřen napětí na rezistoru), který má být cca 90 až 140mA. Napájecí napětí za rezistorem musí být cca o 1.8 až 3V nižší než napětí napájecího zdroje, tj. až 12V. V případě, že odběr z napájecího zdroje je větší, zkontrolujte, zda zesilovač nekmitá. Pokud kmitá, zmenšujte hodnotu ochranného rezistoru t dlouho, až kmitání ustane. Úbytky napětí na rezistoru poklesnou úměrně s jejich hodnotou. Potom změřte ještě ss napětí na výstupech (svorky 5 a 6), které by mělo mít velikost poloviny napájecího napětí za ochranným rezistorem - piny 9 a 10 TDA1562Q (tj. 4 až 6V). Vypněte napájecí zdroj.
- 3) Po kontrole dle bodu 2) přišroubujte integrovaný obvod přes dodanou hliníkovou podložku k chladiči s velikostí úměrnou odebíranému výkonu.
- 4) S ochranným rezistorem zapojeným stále v napájecí větvi zapněte napájecí zdroj a ověřte, zda nedošlo ke změně klidového napájecího proudu.
- 5) Po připojení napájecího zdroje již bez ochranného rezistoru změřte klidový odběr, který by neměl být větší než cca 160mA.
- 6) Proveďte kontrolu všech funkcí zesilovače, včetně funkce STAND-BY (spojením svorky č. 1 se zemí).

Napájecí napětí nesmí přesáhnout 18V jinak dojde ke zničení zesilovače. Protože proudový odběr při maximálním výkonu může činit až 8A, musí i zesilovač připojen přes správně dimenzovanou pojistku a odpovídajícím vedením. Vstupní signálová zem připojená na svorku GND-IN musí i spojena se signálovou zemí autorádia apod. Zesilovač je **nutno přišroubovat na dostatečně velký chladič**. Při přehřátí zesilovače zareaguje vnitřní tepelná ochrana tím způsobem, že elektronika integrovaného obvodu poč omezovat amplitudu signálu na výstupu a indikační LED začne blikat. Funkce STB lze aktivovat spojením svorky č.1 se zemí ($U_{STB}<1V$). Odl zesilovače ze zdroje nepřesáhne 50uA. Jinak zesilovač zůstává v režimu PLAY ($U_{STB}>4.2V$). Zesilovač má vestavěnou ochranu proti zkratu výstupních svorek mezi sebou, proti zemi a napájecímu napětí. Všechny havarijní sta jako zkratky výstupních svorek apod. jsou indikovány rozsvícením LED dio D_1 , která funguje i jako indikátor limitace (blikáním).


Důležité upozornění:

Vyvarujte se zkratu výstupních svorek, přepólování napájecího napětí a jiných "necností", které by mohly vést ke zničení IO!!!


E) Reklamac


Při bezchybném sestavení zesilovače a po kontrole funkce dle odstavce D) nemůže při ožívání zesilovače dojít ke zničení součástek ani plošného spoje. Proto reklamace na tyto součásti nebudou uznány. U stavebnice jsou všechny polovodičové součástky před kompletací přeměřeny. Reklamace na nesprávně dodané součástky se uznávají jen v případě, kdy budou vráceny nepájené, tudíž byly vyřazeny před osazením do plošného spoje. Osazené a oživené zesilovače jsou u výrobce přeměřeny a je zaručena jejich správná funkce. **Přesto i u nich je nezbytné nutně provést kontrolu dle odstavce D**, aby se vyloučilo případné poškození při dopravě s následným elektrickým poškozením. **Nedodržení kontroly funkce dle odstavce D) je důvodem pro neuznání reklamace**.

7, Katalogový list reproduktoru ARN 6614



BEZ NÁS
NĚCO NEHRAJE





Hlubokotónový reproduktor ARN 6614

Hlubokotónový reproduktor pro aplikace v Hi-Fi reproduktorových soustavách.

AKUSTICKÁ DATA

Jmenovitý šumový příkon ¹⁾	70	W
Krátkodobý maximální příkon ²⁾	140	W
Jmenovitá impedance	4	Ohm
Rezonanční kmitočet F_s ⁴⁾	30.000	Hz
Jmenovitý kmitočtový rozsah	30 - 3000	Hz
Charakteristická citlivost ³⁾	87	dB

TS PARAMETRY

Pořízeno MLSSA	D-0-10	
Efektivní plocha membrány S_d	216.420	cm ²
Stejnoseměrný odpor kmitací cívky R_e	3.505	Ohm
Mechanický činitel jakosti Q_{ms}	5.172	
Elektrický činitel jakosti Q_{es}	0.666	
Celkový činitel jakosti Q_{ts}	0.590	
Indukčnost kmitací cívky L_e	0.430	mH
Ekvivalentní objem V_{as}	89.098	l
Celková kmitající hmotnost M_{ms}	16.614	g
Mechanická poddajnost závěsu C_{ms}	1354.358	uM/Newton
Silový faktor Bl	4.292	Tm
Maximální lineární výchylka X_{max} ⁵⁾	7.0	mm

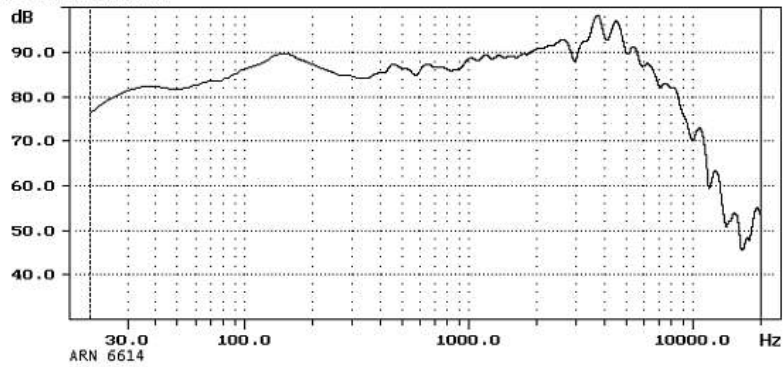
MECHANICKÁ DATA

Materiál kmitací cívky	Hliník	
Průměr kmitací cívky	25.4	mm
Výška vinutí kmitací cívky	13	mm
Průměr jádra	25	mm
Výška vzduchové mezery	5	mm
Vnější průměr magnetu	82	mm
Vnitřní průměr magnetu	33	mm
Výška magnetu	17	mm
Vnější průměr kompenzačního magnetu	-	mm
Vnitřní průměr kompenzačního magnetu	-	mm
Výška kompenzačního magnetu	-	mm
Hmotnost	1.1	kg

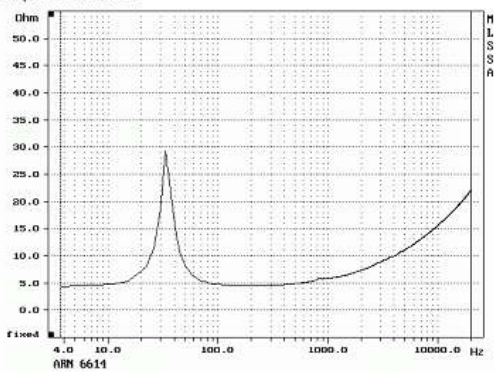
1) DIN IEC 268-5, uzavřená ozvučnice 20 dm³.
2) ČSN IEC 268-5, uzavřená ozvučnice 20 dm³.
3) ČSN IEC 268-5, standardní ozvučnice. 1W, 1 m, 200 - 3000 Hz
4) ±20%
5) Špička - špička

TVM spol. s r. o., Hemy 12, 757 01 Valašské Meziříčí, www.tvm-valmez.cz, tvm@tvm-valmez.cz
telefonní čísla: +420 571 673 271, +420 571 673 255, fax: +420 571 611 350

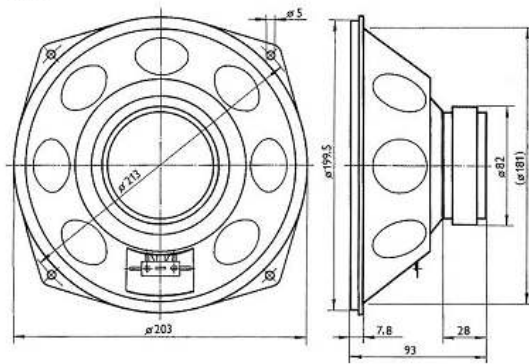
Kmitočtová charakteristika



Impedanční křivka




Výkres





TVM spol. s r. o., Hemy 12, 757 01 Valašské Meziříčí, www.tvm-valmez.cz, tvm@tvm-valmez.cz
 telefonní čísla: +420 571 673 271, +420 571 673 255, fax: +420 571 611 350

8, Katalogový list reproduktoru ARV 089



Bez kón
užka odměry





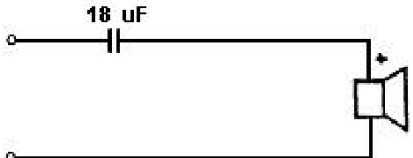
Vysokotónový reproduktor ARV-089-00/4

Přímovytahující reproduktor pro přenos tónů horní části zvukového spektra ve dvou a vícepásmových bytových reproduktorových soustavách. Vyznačuje se dobrými směrovými vlastnostmi.

AKUSTICKÁ DATA			
Jmenovitý šumový příkon ¹⁾	10	W	
Krátkodobý maximální příkon ²⁾	-	W	
Jmenovitá impedance	4	Ohm	
Rezonanční kmitočet Fs	0.000	Hz	
Jmenovitý kmitočtový rozsah	1500 - 16000	Hz	
Charakteristická citlivost ³⁾	91	dB	

MECHANICKÁ DATA		
Materiál kmitací cívky	papír	
Průměr kmitací cívky	16	mm
Výška vinutí kmitací cívky	2.1	mm
Průměr jádra	15.4	mm
Výška vzduchové mezery	3.5	mm
Vnější průměr magnetu	55	mm
Vnitřní průměr magnetu	24	mm
Výška magnetu	14	mm
Vnější průměr kompenzačního magnetu	-	mm
Vnitřní průměr kompenzačního magnetu	-	mm
Výška kompenzačního magnetu	-	mm
Hmotnost	0.3	kg

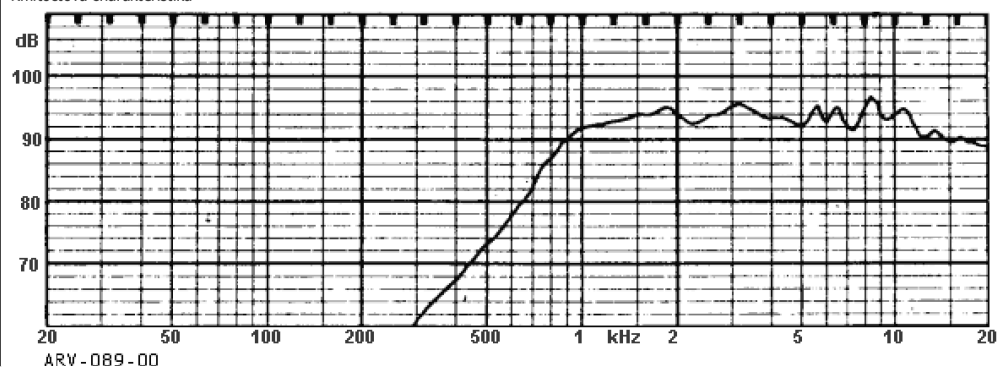
1) Dle ČSN IEC 268-5, s předřazeným homopropustným filtrem 2000 Hz, 6 dB/okt.
 2) Dle ČSN IEC 268-5, s předřazeným homopropustným filtrem 2000 Hz, 6 dB/okt.



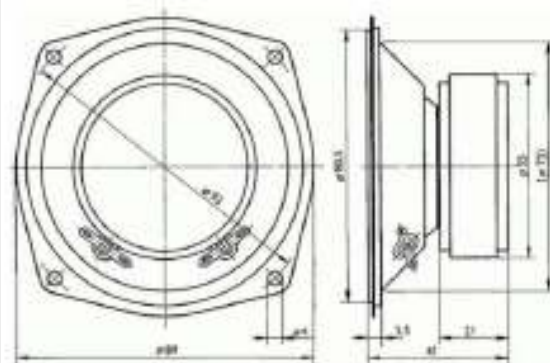
3) Dle ČSN IEC 268-5, standardní ozvučnice, 1W, 1 m, 2000 - 15000 Hz

TVM spol. s r. o., Hemy 12, 757 01 Valašské Meziříčí, www.tvm-valmez.cz, tvm@tvm-valmez.cz
 telefonní čísla: +420 571 673 271, +420 571 673 255, fax: +420 571 611 350

Kmitočtová charakteristika



Výkres



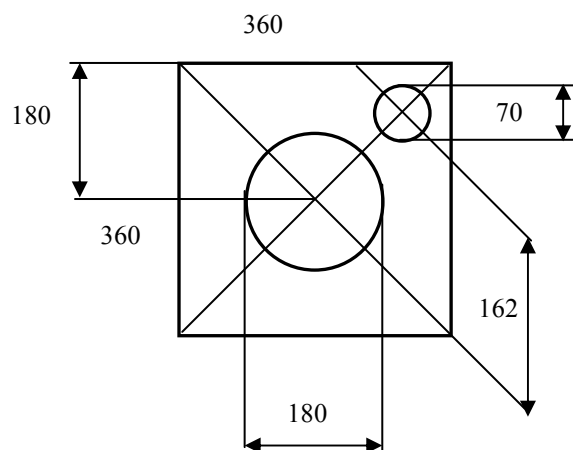
TVM spol. s r. o., Hemy 12, 757 01 Valašské Meziříčí, www.tvm-valmez.cz, tvm@tvm-valmez.cz
telefonní čísla: +420 571 673 271, +420 571 673 255, fax: +420 571 611 350

9, Nákres reprobedny

Přední strana + Zadní strana	
	360mm
	360mm

Horní + Spodní	
	Ohranit 360mm
	336mm

Boční strany	
	Ohranit 396mm
	Ohranit 336mm



10, Seznam součástek

Reproduktorové kombo

Materiál	Počet
Dvoulinka	cca 1m
Kondenzátor bipolární 56uF	1ks
Lamino	0,77m ²
Madlo	1ks
Ochranná mřížka MRK-205	1ks
Ochranná mřížka MRK-76	1ks
Ochranný roh oboustranný	8ks
Reproduktor ARN 6614	1ks
Reproduktor ARV 089	1ks
Reproduktorová zdířka	1ks
Rezistor 1,5ohm/5W	1ks
Rezistor 2,2ohm/2W	1ks
Rezistor 3,3ohm/5W	1ks
Svitkový kondenzátor 5,6uF	1ks
Šestihranný šroub 4x30mm	4ks
Šroub 3x30mm	4ks
Šroub se zápusťnou hlavou 4x30mm	2ks
Tlumicí materiál	cca 1m ²
Vrut 4x25mm	16ks
Vrut 4x35mm	12ks

Zesilovač

Materiál	Počet
Dvoulinka 1mm ²	
Faston 4,8mm	6ks
Chladič (120x70x35mm)	1ks
Knoflík se zápusťným šroubem na potenciometr	1ks
Konektor Jack 3,5 do panelu	1ks
LED 3mm	2ks
Napájecí konektor CN11 vidlice	1ks
Napájecí konektor CN11 zásuvka	1ks
Potenciometr 5k lineární	1ks
Přístrojová krabička plastová UK08P	1ks
Reproduktorový konektor (pro banánek)	1ks
Spínač 16A/250V	1ks
Stavebnice zesilovače KMJ1562	1ks
Šroub 3x50mm	2ks