

A teremakusztikai mérés technikáról és a pásztázó szinuszjelekről

On room acoustic measurements and sweep sines

HUSZTY CSABA, AUGUSZTINOVICZ FÜLÖP

Akusztikai Laboratórium, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, Híradástechnikai Tanszék
huszty@hit.bme.hu

Beérkezett: 2008.09.01., elfogadva: 2008.09.27.

Kivonat – A természeti és az épített környezetünkben zajló akusztikai jelenségekkel kapcsolatban sokféle élmény, szubjektív benyomás és érzettársítás él bennünk. A teremakusztikai vizsgálatok egyik alapvető kérdése a valós akusztikai viszonyok meghatározása és minél pontosabb mérése, amelynek lehetősége csak az utóbbi száz évben kezdett megnyílni. A cikk összefoglalja, bemutatja és összehasonlítja az elterjedt teremakusztikai mérés technikai módszereket, áttekinti alkalmazási lehetőségüket mind elméleti, mind gyakorlati szempontok szerint, valamint kísérletet tesz a szakirodalomban felhalmozódott tapasztalatokat és meglévő eredményeket egy egységes, áttekintő szemlélet mellett összegezve új eredményekkel is kiegészíteni, különös tekintettel a szinuszos pásztázó jelek előállításával és alkalmazásával kapcsolatban.

Abstract – People have plenty of experience, subjective impressions and associations of acoustic phenomena in natural and built environments. One of the most important aspects of a room acoustic survey is to find out and measure the real conditions in the room most accurately, a process that became possible only since the last century. This paper gives an overview and comparison on common room acoustic measurement methods, reviews their advantages and drawbacks taking into account both theoretical and practical aspects and it proposes a unified approach that is being extended with new results, especially in the field of the generation and utilization of sine sweeps.

1. Bevezetés

A teremakusztikai vizsgálatok kezdetben szubjektív, érzeti és kísérleti úton, később az objektív megítélésre és minősítésre törekedve valósultak meg, a technológiai fejlettség azonban csak a huszadik század közepére tette lehetővé a megbízható objektív méréseket [1]. Az objektív vizsgálatok háttérét a rendszerelmélet alkalmazása jelentette azzal a feltevéssel, hogy a teremakusztikai tér mint vizsgálandó objektum lineáris, időinvariáns (linear time-invariant, LTI), kauzális, dinamikus fizikai rendszernek tekinthető, az LTI rendszereket pedig a rendszerjellemző függvényeikkel lehet vizsgálni; ilyen az impulzusválasz, vagy az ugrásválasz.

A teremakusztikai mérések két fő csoportra oszthatók: egyrészt az impulzusválasz-mérésekre, másrészt az egyéb mérésekre, mint például a hangnyomásszint-mérések (pl. hangnyomás-eloszlás, kritikus távolság), a kísérleti beszédérthetőségi tényezők mérése (pl. Al-Cons, szótagérthetőségi vizsgálatok), vagy a hangelnyelési tényező mérése. Az impulzusválasz-méréseket ma két egymásra épülő szabvány is rögzíti [2, 3].

A következő szakaszokban először röviden összefoglaljuk a teremakusztikai mérés technika történetét, majd részletesen bemutatjuk az impulzusválasz-mérés módszereit és ezek tulajdonságait.

2. A teremakusztikai mérés technika rövid története

A modern mérés technika történetének kezdetét 1922-re, Sabine munkáinak összefoglaló, gyűjteményes kiadásának évére szokás datálni [4]. Ebben a munkában Sabine tudományos megközelítésben tárgyalt számos akusztikai problémát az akusztikai elnyeléssel (abszorpcióval) és a transzmisszióval kapcsolatban, illetve megmutatta az összefüggést a zengés és a teremben található elnyelés között. A mérésekhez 512 Hz-es alaphangú orgona ajaksípot használt, amelyet szigetelt fűvóból táplált meg [5]. Az ajaksíp hangja a felfutási és lefutási tranzienszt leszámítva diszkrét frekvenciájú, természetes felhangokat tartalmazó szinuszos jellegű gerjesztés, és sok szempontból hasonlít a mai mérés technikában használt korszerű módszerekhez [6]. Sabine a zengés mérésekor nem használt mikrofont, csak azt regisztrálta, hogy mennyi idő szükséges ahhoz, hogy a síp hangját már ne lehessen hallani. Ez a gyakorlatban kb. 60 dB-es szinteséshez tartozott, így később is ezt az esést használták az utözengési idő definíciójához. Az így végzett mérések – bár kényelmetlen és hosszadalmas éjszakai munkát jelentettek – viszonylag kis szórásúaknak bizonyultak. A mérés technika ezután az erősítő megjelenésével lendült fel látványosan; akkor nyílt lehetőség először arra, hogy mérési célú hangfelvételek készüljenek.

Talán Knudsen (1932) lehetett az első, aki megmutatta, hogy a zengés vizsgálatokor a hang hullám-természetét figyelembe véve lehet csak elvégezni [7]. Megmutatta, hogy a zárt terek modálisan viselkednek, és ez veze-

tett ahhoz, hogy gerjesztő jelként véges sávzélességű hangokat, például zajt, szinuszos jelek összegét, vagy frekvenciamodulált szinuszelet érdemes használni. Ekkor vált ismertté az is, hogy a módusok minél nagyobb számban történő gerjesztését kisebb szobákban a sarokban való forráselhelyezéssel lehet biztosítani, illetve az is, hogy a mikrofonokat a lehető legtöbb pozícióba elhelyezve célszerű a kapott eredményeket átlagolni. 1927-ben és 28-ban Meyer és Just már a saját mérési elrendezésükkel méréseket végeztek [8], 1930-ban pedig Kuntze átlagolást is alkalmazott, és ekkor jelent meg az egyik első javaslat az automatizált mérés kivitelezési módjára is: a hangforrás kikapcsolását automatikusan vezérelve a kikapcsolás elindított egy órát, amelyet a 60 dB-es szintetés eléréséig futtattak, és így kapták meg az utózengezési időt.

Ezután sorra jelentek meg a továbbfejlesztett változatok, amelyek már ömnikódően végezték az átlagolást is. Voltak ki-be kapcsoló eszközök, amelyek pontonként vették fel a lecsengési görbét, voltak kondenzátort töltő berendezések, amelyek a lecsengés exponenciális jellegét használták ki, ezek azonban nem terjedtek el igazán. Ezekben az években a logaritmus skálájú szintíró jelentett minőségi áttörést, amelyek aztán kereskedelmi forgalmú berendezések alapjául is szolgáltak (pl. Brüel & Kjaer Type 2301, később Type 2305) [9]. A szintíróknál az írási sebesség változtatásával lehetett a lecsengési görbét simítani, vagy részletezni.

1965-ben Schröder [10, 11] a simítást elméleti úton, az energialecsengési görbe bevezetésével érte el, amelynek mérésére új módszert is kidolgozott [12]. Ez a módszer azon alapult, hogy felismerték: a zengés egy olyan sztochasztikus folyamat, amely ergodikus is: azaz a lecsengések négyzetének sokaságátlagos megegyezik az impulzusválasz négyzetének (energiájának) időátlagával. Ez a gyakorlatban azt jelentette, hogy elég egyszer megmérni – minél pontosabban – a terem-impulzusválaszt ahhoz, hogy megkapjuk ugyanazt a simított görbét, mintha végtelen sokszor megmérnénk a lecsengést. Az impulzusválasz mérésének nehézségére Schröder azt a megoldást javasolta, hogy mivel a zengésidőhöz képest igen rövid sávzélességű gerjesztőjel jól közelíti az impulzusgerjesztést, bármilyen, ezt a feltételt kielégítő rövid jel használható. A mérés úgy történt, hogy a hangsugárzókból rövid zajcsomagot sugároztak ki, amit a teremben egy mikrofonnal mágnesszalagra rögzítettek, majd a szalagot visszafelé lejátszották, a lejátszó kimenetét pedig egy RC taggal integrálták. A C kapacitáson megjelenő feszültség időfüggvénye a fordított időskálán vett lecsengési görbe. Ez a módszer, némileg korszerűsített formában, ma is alapját képezi a teremakusztikai mérés technikának.

A digitális eszközök elterjedésével újabb áttörés következett: lehetővé vált a szinkronizált, fázishelyes mérés és a digitális utófeldolgozás, ami egyebek mellett számos új teremakusztikai paraméterhez és a modern teremakusztikai értékelés kialakításához vezetett, valamint megalapozta a szubjektív kísérletek objektív módon történő értékelését [13]. A mai számítógépekkel pedig már lehe-

tővé vált a mérési eredményekkel történő kis késleltetésű, valós idejű zengetés is [14].

A ma használt teremakusztikai paraméterek szinte teljes körét meg lehet határozni egy vagy több, célszerűen megmért teremakusztikai impulzusválaszból, ezért a teremakusztikai mérések célja leggyakrabban az impulzusválasz, vagy annak valamilyen egyenértékű formájának megmérése.

Az akusztikai mérések általában olyanok, hogy a vizsgálandó frekvenciatartományt tartalmazó gerjesztést egy terembe tápláljuk, majd a kapott választ összehasonlítjuk a gerjesztéssel. Amikor szélessávú impulzusválaszt mérünk, akkor az adott frekvenciasávban gerjesztünk valamilyen szinttel. A gerjesztés egyes frekvenciáira eső szintje, valamint a háttérzaj spektruma fogja meghatározni az elérhető – frekvenciafüggő – jel-zaj viszonyt. A modern teremakusztikai mérés technika alapja az energiamaximalizálás elve: igyekszünk a vizsgálandó rendszerbe minél több energiát táplálni a maximális jel-zaj arány elérése érdekében. Ezt háromféleképpen tudjuk elérni: 1) javítani kell a gerjesztőjelet úgy, hogy növelni kell annak energiáját – lehetőleg változatlan amplitúdó mellett –, vagy 2) javítani kell az eszközökön úgy, hogy növelni kell a kisugárzott gerjesztés energiáját (hangteljesítményt), vagy pedig 3) javítani kell a körülményeken úgy, hogy növelni kell a mérési időt, illetve csökkenteni a háttérzajt.

3. A teremakusztikai impulzusválasz mérési módszerei és alkalmazásai

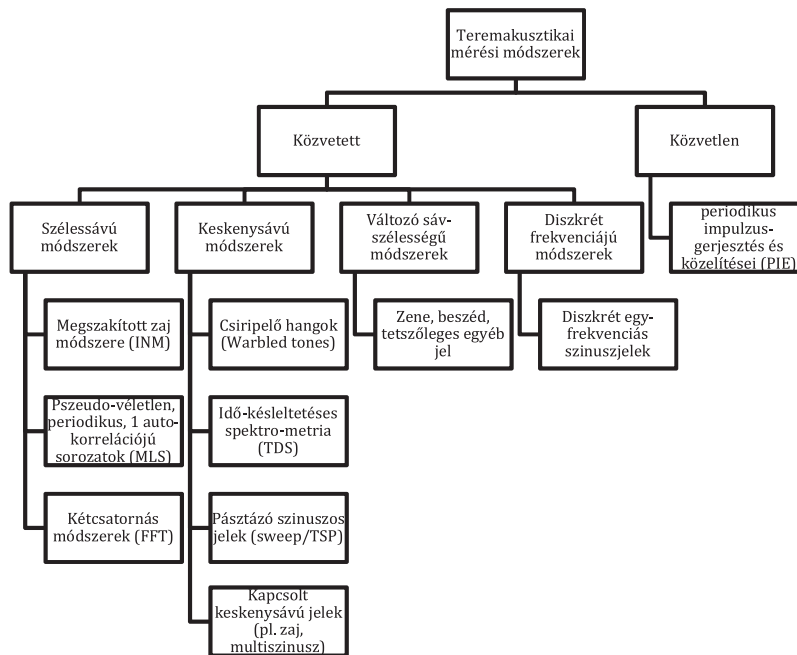
A teremakusztikai impulzusválasz (room impulse response, RIR) mérésére két fő módszert alkalmazhatunk: közvetlen és közvetett módszert. A közvetlen módszer impulzusgerjesztéssel működik, a közvetett módszerek ezzel szemben olyan mérőjeleket használnak, amikből számítással meg lehet kapni az impulzusválaszt. Ezek lényege és előnye is abban áll, hogy az impulzust időben szétterítik, és így több energiát táplálnak a rendszerbe, ezzel javítva a mérési eredmények jel-zaj viszonyát. Az impulzusválaszt és annak Fourier-transzformáltját, az átviteli karakterisztikát a mai módszerekkel az 1. ábrán látható – önkényes – csoportosítás szerint különíthetjük el:

A $h(t)$ -vel jelölt impulzusválasz valós értékű függvény, illetve diszkrét időben a mintavételezésből és a kvantálásból adódó számsorozat (vektor), az átviteli karakterisztika pedig komplex értékű; a két mennyiség a Fourier-transzformáción keresztül ekvivalens egymással:

$$H(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j\omega t} dt \quad (1)$$

Az impulzusválaszból számítható gyakran használt teremakusztikai paramétereket az 1. táblázat szerint csoportosíthatjuk.

Az impulzusválasz két a gyakorlatban fontos ábrázolás módja az energia-idő görbe (Energy Time Curve,



1. ábra: Teremakusztikai mérési módszerek

ETC), és az energia-lecsengési görbe (Energy Decay Curve, EDC).

$$ETC = 10\log_{10}(h^2(t)) \quad (2)$$

$$EDC(t) = 10\log_{10}\left(\frac{\int_t^\infty h^2(\tau)d\tau}{\int_0^\infty h^2(\tau)d\tau}\right) = 10\log_{10}\left(1 - \frac{\int_0^t h^2(\tau)d\tau}{\int_0^\infty h^2(\tau)d\tau}\right) \quad (3)$$

Az ETC egy simítatlan lecsengési görbe, amit például a jel-zaj viszony becslésére szokás használni. Az energialecsengési görbe (energy decay curve, EDC, Schröder-görbe) egy az ETC-nél előnyösebb tulajdonságokkal rendelkező mennyiség, amely időben fordított integrálással kapható az impulzusválaszból a (3) egyenlettel. Az időbeli paraméterek közül a teremre jellemző egyik fontos paraméter az utózengési idő, ami definíciója szerint a 60 dB-nyi szintetéshez tartozó időt jelenti (a teremben lévő energia az egymilliomod részére csökken), és ma leggyakrabban Schröder [10] módszere alapján számítják ki. Mivel az EDC görbe a zaj hatására ellaposodik, ezért az utózengési időt többnyire extrapoláció útján kaphatjuk meg. Az extrapolációs szintekhez tartozik a T_k utózengési idő k számmal történő jelölése is (pl. T_{30}):

$$T_k = \frac{60}{k} \cdot \left(\arg\{EDC(t) = -(k+5)\} - \arg\{EDC(t) = -5\} \right) \quad (4)$$

Az különböző frekvenciákon vett utózengési idők arányából számítják a terem mély- és magas arányát (Bass Ratio, BR, és Treble Ratio, TR). További a teremre jel-

lemző fontos paramétercsalád az energetikai jellegű paraméterek köre, amelyek közös jellemzője, hogy az impulzusválasz részének vagy egészének energiájából számíthatók, vagy ahhoz kapcsolódnak. Erre egy gyakori példa a hangtisztasági fok (Clarity index, vagy röviden Clarity), ami az impulzusválasz energiájának ún. korai és késői szakaszokra vett aránya:

$$C = 10 \cdot \log_{10} \frac{\int_0^{t_e} h^2(\tau)d\tau}{\int_{t_e}^\infty h^2(\tau)d\tau} \quad (5)$$

ahol t_e értéke beszédcélú mérés esetén 50 ms, zenei célúnál pedig 80 ms. Lényeges, a szubjektív térérzetet leíró objektív akusztikai paraméter az oldalárány tényező (Lateral Fraction) és a fülek közötti keresztkorrelációs együttható (IACC). Előbbit a h_L laterális impulzusválaszból (8-as karakterisztikájú mikrofonnal) és a h_o gömbi mikrofonnal vett impulzusválaszból, utóbbit műfejes mérésből származó bal- és jobboldali impulzusválaszból lehet kiszámítani:

$$LF = \frac{\int_{5\text{ ms}}^{80\text{ ms}} h_L^2(t)dt}{\int_{0\text{ ms}}^{80\text{ ms}} h_o^2(t)dt} \quad (6)$$

$$\Phi_{t_1, t_2}(\tau) = \frac{\int_{t_1}^{t_2} h_{\text{jobb}}(t) \cdot h_{\text{bal}}(t + \tau)dt}{\sqrt{\int_{t_1}^{t_2} h_{\text{jobb}}^2(t)dt \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{bal}}^2(t)dt}} \quad (7)$$

ahol $|\tau| \leq 1$ ms, t_1 és t_2 értékek megválasztására számos variáció terjedt el (pl. 0-500 ms, 0-2000 ms, 0-80 ms, 80-750 ms, stb.). A színpadi paraméterek az előadóművészek szemszögéből minősítik a termeket. Azt mutatják meg, mennyire hallják jól egymást, ezért mérésük a színpadi hangforrástól 1 m-re történő impulzusválaszok

1. táblázat: Impulzusválaszból számítható teremakusztikai paraméterek

Akusztikai paraméter	
Időbeli	RT60, RT10, RT20, RT30, EDT10, EDT15, BR, TR, ITDG, stb.
Energetikai	C50, C80, D, R, H, TS, EC, G, stb.
Térbeli	LF, LL, GEL, GLL, IACC, IAD, stb.
Színpadai	ST1, ST2, CS, EEL, RR160, stb.
Beszédérthetőségi	STI, RaSTI, SII, ALCons, stb.

alapján a következő formulával történik:

$$ST1 = ST_{\text{early}} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\int_{20 \text{ ms}}^{100 \text{ ms}} h_{1 \text{ m}}^2(t) dt}{\int_0^{t_{\text{dir}}} h_{1 \text{ m}}^2(t) dt} \quad (8)$$

ahol t_{dir} a direkthang beérkezésének vége (kb. 10 ms). Az impulzusválaszokat a terjedési késleltetés végpontjától tekintjük hasznosnak. A beszédérthetőségi paraméterek is igen fontos szerepet töltenek be a teremakusztikai értékelésben, és bár számításuk az impulzusválasz alapján történik, számos lépésből állnak (pl. transzformációk, szűrések, súlyozások, stb.). A gyakran használt beszédérthetőségi paramétereket szintén szabványosították, az egyik ilyen a beszédátviteli index (Speech Transmission Index, STI), amelyről részletesen az ISO 60268-16 szabvány ír.

4. Közvetlen mérési módszerek

Közvetlen mérési módszer esetén az impulzusgerjesztést közelítő vizsgálójelet bocsátunk ki a forráspozícióban – egyedi impulzusok formájában, vagy periodikusan (Periodic Impulse Excitation, PIE). Ilyen jel lehet pisztolylövés, elektromos szikra, de kidurranó léggömb vagy taps is. Az ilyen gerjesztőjelek fő jellemzője, hogy kis energiájúak, nehezen reprodukálhatók, és csak ritkán adnak jó közelítést az impulzusgerjesztésre. Az utózenngési idő felületes becslésén, vagy szignifikáns akusztikai jelenségek lokalizációján kívül másra alig használhatók, de kis eszközigényük és gyors kivitelezhetőségük miatt segíthetik a pontos mérést. Közvetlen módszerrel extrém körülményeket leszámítva ma már nem szokás mérni.

5. Közvetett mérési módszerek

A közvetett mérési módszerek az energiamaximalizáláson alapulnak: az impulzust időben szétterítik, majd visszaalakítják, más szóval impulzus-kompressziót hajtanak végre. A szétterítés szokványos módjait, a jelekre jellemző főbb paramétereket és az elérhető jelalakokat a 2. táblázatban foglaljuk össze – a teljesség igénye nélkül. A táblázatot úgy is értelmezhetjük, mint eltérő modulációk alkalmazását a Dirac impulzusra, ez a szemlélet pedig segít abban, hogy felismerjük: már önmagukban a különféle mérőjelek is eltérő érzékenységi tulajdonságokkal rendelkeznek a mérési körülményekre (pl. zaj).

A közvetett mérési módszerek egyik lényeges problémája az, hogy a mérendő mennyiséget zaj terheli, így a

mérés szükségképpen együtt jár az ismeretlen mennyiségre vonatkozó valamilyen becsléssel is. A zaj az aritmetikai átlagolással nyert becslést torzítottá teszi. A torzított becslés azt jelenti, hogy becsült mennyiség várható értéke eltér a keresett mennyiség valóságos (és ismeretlen) értékétől. A mai eszközök leggyakrabban az átviteli karakterisztikát becslik a mérési adatokból, sokaságátlag-számítás útján. Ez a sztochasztikus dinamikus rendszerek identifikációjának egyik frekvenciatartománybeli módszere. A becslők abban térnek el egymástól, hogy más és más spektrumokat átlagolnak attól függően, hogy a zaj hol jelentkezik a rendszerben, és milyen tulajdonságok feltételezhetőek róla. A kiindulási feltételezés az, hogy a vizsgálandó rendszer kimenetén levő jel egy stacioner (a folyamat reprezentációinak eloszlásfüggvényei időinvariánsak) ergodikus (a folyamat egyes reprezentációinak várható értéke megegyezik) sztochasztikus folyamat valamilyen reprezentációja. A kimenő jel sztochasztikus tulajdonsága a zajkomponensből, és adott esetben a bemenő jelből – ha az is sztochasztikus – is származhat, de magát a rendszert determinisztikusnak tekintjük. Ergodikus folyamatoknál az összes realizáció várható értéke megegyezik, így a realizációk átlaga (sokaságátlag, ensemble average) helyett a várható érték kiszámításához használható időbeli átlagolás is.

A 3. táblázatban a H átviteli karakterisztika becslésére használt módszereket foglaljuk össze – szintén a teljesség igénye nélkül.

Míg a H_1 és H_2 becslők az egyik koordináta – kimenet, illetve bemenet – mentén véve adnak minimális négyzetes hibát (least square, LS), addig a H_V becslő teljes négyzetes értelemben véve optimális (total least square, TLS), azaz MLE becslő (maximum likelihood estimator). A H_3 becslő a segédváltozók módszerét használva ad becslést, míg H_α periodikus gerjesztőjelet esetén működik. Méréskor a becslés elvégzéséhez az auto-teljesítményspektrumot (auto power spectrum, auto spectrum) és a kereszt-teljesítményspektrumot (cross power spectrum, cross spectrum) használják. Az auto-spektrum a jel egy darabjának spektruma és annak konjugáltja szorzatából áll elő folyamatos átlagolással (és rendszerint időbeli ablakozás mellett). Értéke mindig valós, fázisinformációt nem tartalmaz, definíciója pedig a következő:

$$S_{XX} = \overline{X_i^*(j\omega)X_i(j\omega)} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i^*(j\omega)X_i(j\omega) \quad (9)$$

A kereszt-spektrum definíciója a fentiekkel analóg, de két

2. táblázat: Teremakusztikai mérőjelek és jellemző tulajdonságaik

Időfüggvény $y(t)$	Amplitúdó-karakterisztika $A(\omega)$	Fáziskarakterisztika $\Phi(\omega)$	Csoportkéseletetés $-\frac{d\Phi(\omega)}{d\omega}$
Dirac-impulzus	Konstans	Konstans (pl. 0)	
Véletlen zaj (pl. fehér)	Konstans (fehér)	Véletlen	
Pszedo-véletlen zaj (MLS)	Konstans	Pszedo-véletlen	
Színuszos pásztázó jel (lineáris TSP/sweep)	Konstans		Lineáris
Színuszos pásztázó jel (Log/Exp TSP/sweep)	Rózsa		Logaritmikus
Zene, beszéd, stb.	Rögzített	Rögzített	

3. táblázat: Átviteli karakterisztika becslők

Zaj bemenő pontja a rendszerben	FRF becslő	Jellemző tulajdonság
Kimenet	H_1	legkisebb négyzetes hibát adó becslő (least square estimator, LSE)
Bemenet	H_2	LSE
Kimenet és bemenet	H_3	Segédváltozók módszerét használó becslő (Instrumental Variable Method)
Kimenet és bemenet(korrelálatlan)	H_V, H_S	Maximum likelihood becslő (MLE)
Kimenet és bemenet(korrelált is)	H_α, H_{EV}	Periodikusan korrelált becslő (Periodically Correlated)

különböző jelből számítható a következő módon:

$$S_{YX} = \overline{Y_i^*(j\omega)X_i(j\omega)} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Y_i^*(j\omega)X_i(j\omega) \quad (10)$$

A kereszt spektrum általában komplex értékű, és legfőképpen a jelek közti fáziskülönbségről hordoz információt. A zajra vonatkozó feltételezések a következők: 1) a zaj várható értéke nulla, 2) a zaj eloszlása normális eloszlású, 3) a zaj szélessávú, frekvenciapontjai között korrelálatlan, 4) a zaj stacionárius, ergodik stochasztikus folyamatként leírható. A H_1 – kimeneti zajminimalizáló nemparaméteres – becslőt akkor alkalmazzuk, amikor zaj csak a rendszer kimenetén lép be; ilyenkor tehát az X bemenő jel mérése pontos, az Y kimenő jelé viszont pontatlan, zajos. A bemenő jel folyamatos véletlen jel. A rendszermodellt és a zaj hatását a 2. ábra szemlélteti.

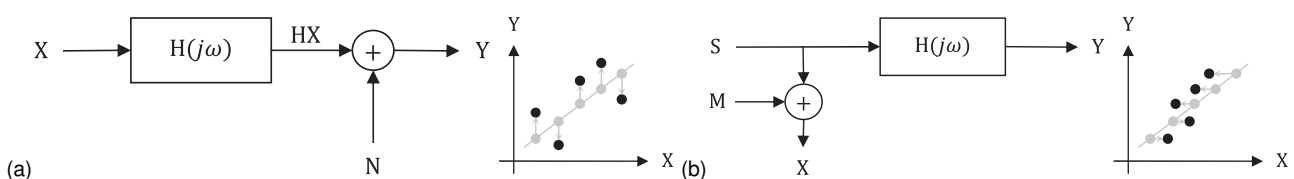
$$Y = HX + N \quad (11)$$

A H_1 becslő definíciója a kereszt spektrum és az autospektrum hányadosa:

$$H_1 = \frac{S_{XY}}{S_{XX}} = \frac{\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i^*(j\omega)Y_i(j\omega)}{\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i^*(j\omega)X_i(j\omega)} \quad (12)$$

A H_1 abszolútértékben torzított, ha a bemenetre zaj jut, kimenetre jutó zaj esetén viszont a H -t adja. A H_2 becslőt akkor alkalmazzuk, amikor a zaj a rendszer bemenetén lép be, zajtalan megfigyelésű kimenet mellett:

$$Y = H(X - M) \quad (13)$$



2. ábra: Rendszermodell a H_1 (a) és a H_2 (b) becslőhöz

Ekkor a kereszt spektrumot a zajminimalizálás érdekében a nevezőbe írjuk:

$$H_2 = \frac{S_{YY}}{S_{YX}} = \frac{\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Y_i^*(j\omega)Y_i(j\omega)}{\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Y_i^*(j\omega)X_i(j\omega)} \quad (14)$$

A kereszt spektrum a gyakorlatban sokszor nagyon kis értéket vesz fel, elméletileg pedig akár nulla is lehet. Ez az osztásnál jelenthet nehézséget, ezért a H_2 becslő alkalmazásakor különös körtekintés szükséges. Belátható az is, hogy

$$|H_1| \leq |H| \leq |H_2| \quad (15)$$

vagyis H_1 inkább alulbecsli, míg H_2 inkább felülbecsli a valódi átviteli karakterisztikát. A becslők megválasztásakor erre is tekintettel kell lenni. Az összes H -becslő tehát a spektrumok becslésén alapul. A becsléseknek hibája a torzítás és a szórás. A spektrumbecslések legfőbb hátránya a spektrumszivárgás (spectral leakage) jelensége, ami állandó véletlen gerjesztés mellett a véges megfigyelési hosszából (ablakfüggvényből) ered. A szivárgás a becslés torzítását okozza a megfigyelési tartomány szélén. A fenti problémák megoldására kifejlesztett módszereket használó mérőműszerek egyelőre nem terjedtek el, de az elméleti háttér már rendelkezésre áll: a teljesítményspektrumok torzításának csökkentésére és ezzel együtt a szórás minimalizálására a Rabiner-féle becslőt lehet használni, a becslés algoritmusát pedig J. Antoni (2006) adta meg.

5.1. Szélessávú mérési módszerek

Megszakított zaj módszere (INM)

A megszakított zaj módszere (Interrupted Noise Method, INM) egy olyan korai mérés technikai módszer, amely szélessávú véletlen gerjesztés hirtelen megszakításával vizsgálja a rendszert [10, 13]. A lecsengést szintíró készülék rögzíti, amely forgótárcsán levő papírra írja a bemenő szintnek megfelelő értéket. Mivel a szintíró rendszerben van valamekkora fizikai tehetetlenség, a kapott lecsengési görbe szükségszerűen simított lesz. Az ilyen mérések fázisinformációt nem tartalmaznak, és reprodukálhatóságuk is megkérdőjelezhető. Amikor megjelentek az első memóriát tartalmazó készülékek, a módszer elavulttá vált, azonban a megszakított zaj módszerét digitális rendszerben is lehet alkalmazni: rögzítjük a kisugárzott szélessávú gerjesztés megszakításának időbeli folyamatát, majd a regisztrátumból próbálunk meg következtetni az akusztikai paraméterekre. Ez lényegében nem más, mint a kétsatornás FFT-analízis módszerének egy egyszerűsített változata, amely nem használ átlagolást; eredménye így korlátozottan megbízható.

Kétsatornás FFT-analízis (Dual-channel FFT)

A kétsatornás Gyors Fourier Transzformációt (FFT) támogató analízátorok megjelenésével rögtön megnyílt a lehetőség az átviteli karakterisztikák mérésére, a mai kétsatornás hangkártyák pedig ugyanezt sokkal olcsóbban teszik lehetővé. A mérés technikában ismert kétsatornás FFT módszer (dual-channel FFT analysis) lényege az, hogy szinkronizálatlan gerjesztő jellel (pl. fehérzaj, rózsazaj) mérnek úgy, hogy az egyik csatornán rögzítik a kisugárzott jelet, a másikon pedig a teremben elhangzó változatát, majd a kettőből az FFT módszerével frekvenciatarományban kiszámítják az átviteli karakterisztikát a rendszer összeállításától függően megválasztott – korábban ismertetett – H becslők segítségével. Az átviteli karakterisztikából az impulzusválasz inverz Fourier-transzformációval megkapható, így az akusztikai paramétereket már ki lehet számítani. A mérés úgy történik, hogy a folytonos véletlen gerjesztőjelet időtartománybeli – átlapoló vagy átlapolás nélküli – ablakozással felvágják, és ezeken a darabokon számítják ki az átvitelt, amit aztán átlagolnak. Az átlagolás feltétlenül szükséges, mert az aszinkron gerjesztőjel használata sokszor nagy beszakadásokkal terhelt átviteli függvényt ad, így megbízható eredményt csak hosszabb idő alatt lehet elérni. Ahhoz, hogy ez a mérési módszer teremakusztikai mérésekre is jól működjön, ismerni kell a rendszer késleltetését, hogy biztosan ugyanazt a jeldarabot használjuk az átvitel számításakor. A mérési módszert eredetileg hangsugárzók és elektroakusztikai berendezések mérésére használták, a teremakusztikában ma már elavultnak számít. Olyan esetekben azonban, amikor rejtett, vagy a közönséget nem zavaró mérést lehet csak végrehajtani – például zenei mérőjellel előadás közben – és az átlagolásra kellően sok idő áll rendelkezésre, valamint a mérőjel megfelelő arányban tartalmaz minden vizsgálandó spektrális összetevőt, jól használható a kétsatornás FFT

módszere. Fontos azonban megjegyezni, hogy az ablakfüggvény Fourier-transzformáltja is terhelni fogja az átviteli karakterisztikát, így annak célszerű megválasztása szintén lényeges.

Pszeudo-véletlen sorozatok módszere (MLS)

Periodikus, ál-véletlen (pszeudo-véletlen) mérőjellel is lehet mérni a teremakusztikai impulzusválaszt, ha a periodikus jel autokorrelációs függvénye – jó közelítéssel – periodikus Dirac-impulzus. Ilyen jel az MLS jel (Maximum Length Sequence, m-sequence, Pseudo-Noise Sequence, PN-sequence) is, amely azért hatékony, mert a hangfrekvenciás mintavételezésnek és a teremakusztikai válasznak megfelelően elegendően hosszúra választható viszonylag kis számítási kapacitás mellett is [15, 16, 17]. Az MLS jelet egy N hosszúságú visszacsatolt shift-regiszter állítja elő, amely 0 és 1 értékeket szolgáltat. A gyakorlatban a nulla értéket általában -1 -re (negatív teljes kivezérlés, full scale) normalizálják annak érdekében, hogy szimmetrikus amplitúdójú jelet kapjanak. A teremben rögzített MLS jel és az eredetileg kisugárzott MLS jel keresztkorrelációja jó közelítéssel a terem impulzusválaszát adja. Az MLS jel hossza N -ed rendű MLS jel esetén $L = 2^N - 1$, ami egyben a mérhető impulzusválasz hossza is. Az MLS jel további előnyös tulajdonsága, hogy csúcstényezője – a csúcstérték (peak) és az effektív érték (RMS) hányadosa, crest factor-a – a lehetséges legkisebb: 1 értékű, ami azt jelenti, hogy a csúcstérték akkora, mint az energiája, vagyis adott amplitúdóhoz maximális energiájú. Ez azért előnyös, mert így a szélessávú zajoktól jól elkülöníthető, és minthogy determinisztikus jel, átlagolás is alkalmazható, a korrelálatlan háttérzaj pedig jelentősen csökken a keresztkorreláció kiszámításakor. A mérési módszert már 1979 óta használják, a keresztkorrelációs számításokat azonban nagyban megkönnyítette az 1982-ben napvilágot látott gyors Hadamard-transzformáció (FHT), ami n pontszámú minta esetén $O(n \log_2(n))$ számú művelettel képes elvégezni a keresztkorreláció-számítást, ami amúgy $O(n^2)$ műveletigényű lenne.

Az MLS jel a következő tulajdonságokkal rendelkezik: 1) eggyel több maximumérték van benne, mint minimumérték (egyensúlyi tulajdonság), és 2) az R hosszúságú részsorozatok (azonos értékű egymást követő elemek) száma az összes részsorozathoz képest $\frac{\text{összes}}{2^R}$ (pl. 1 hosszú részsorozatokból az összes részsorozat számának fele található). Az előállító shift-regiszter visszacsatolási pontja implementációnként eltérő lehet, ezek alapján jel-osztályokat szoktak definiálni (pl. A, B, C) – a szakirodalom részletesen foglalkozik a jel tulajdonságaival a visszacsatolás pontjának függvényében. Mostanra konszenzus alakult ki abban a kérdésben, hogy milyen fokszámú jel mellett milyen visszacsatolási struktúrákat célszerű használni.

Az $m[k]$ MLS-jel autokorrelációs függvénye jó közelítéssel a Dirac-impulzus. A Rife és Vanderkooy [18] által

javasolt $\frac{1}{L+1}$ normalizálással az autokorreláció:

$$\begin{aligned} R_{xx}[n] &= m[k] \otimes m[k] = \frac{1}{L+1} \sum_{k=0}^{L-1} m[k]m[k+n] \\ &= \delta[k] - \frac{1}{L+1} \cong \delta[k] \end{aligned} \quad (16)$$

– ahol \otimes a korreláció jele –, akkor a teremimpulzusválasz a teremben kisugárzott, mikrofonnal vett $y[k]$ jel, valamint az eredeti gerjesztő MLS jel keresztkorrelációja, a következők miatt:

$$\begin{aligned} R_{xy}[k] &= y[k] \otimes m[k] = (h[k] \odot m[k]) \otimes m[k] \\ &= h[k] \odot (m[k] \otimes m[k]) = h[k] \cdot R_{xx} \\ &\approx h[k] \odot \delta[k] = h[k] \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} R_{xy}[n] &= \frac{1}{L+1} \sum_{k=0}^{L-1} m[k]y[k+n] \\ &= h[n] - \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} h[k] + \frac{1}{L(L+1)} \sum_{k=0}^{L-1} h[k] \\ &= h_{AC}[n] + \frac{1}{L+1} h_{DC}[n] \end{aligned} \quad (18)$$

ahol felhasználtuk, hogy a \odot jellel jelölt konvolúcióban a tagok felcserélhetők. Látható, hogy az MLS módszerrel az AC-csatolt impulzusválaszt hibátlanul, a DC csatoltat pedig csillapítottan kapjuk meg. A mérések során többnyire AC-csatolt eszközökkel dolgozunk, így a DC komponens nulla.

Az MLS jel a teljes időtartamára szétterített energiát tömöríti impulzussá. A valójában kibocsátott jelszint és a tömörített jelszint közé definiálhatunk nyereség-mérőszámot, amit önkényesen jel-zaj viszony nyereségnek nevezünk. Ha exponenciális lecsengést feltételezünk a teremben, megmutatható, hogy a T_{MLS} időtartamú MLS jelre a jel-zaj viszony nyereség:

$$SNR_{nyereség} = 10 \log_{10} \frac{13.8 \cdot T_{MLS}}{T_{60}} \quad (19)$$

ez 11,4 dB-re adódik, ha az MLS mérőjel ideje pontosan megegyezik a teremben levő T_{60} utózengeési idővel. Az MLS jel periodikus impulzusgerjesztéshez (PIE) viszonyított energiátöbblete pedig:

$$E_T = 10 \log_{10}(L+1) \quad (20)$$

A gyakorlati mérés MLS módszerrel úgy történik, hogy megválasztjuk a mérőjel hosszát – ebben az esetben az MLS jel rendjéből adódó hosszának legalább akkórának kell lennie, mint a vizsgált terem várható utózengeési ideje –, majd megválasztjuk az átlagolások számát. A mérés utólagos feldolgozása (cirkuláris keresztkorreláció) megköveteli, hogy a mérés elején legalább egyszer gerjesztett állapotba hozzuk a hangteret, tehát az MLS jelet legalább kétszer kell kisugározni, és először csak a második kisugárzást rögzítünk regisztrátumot [18].

Az MLS módszer számos előnyös tulajdonsága között említendő a viszonylag kis hardverigénye, gyors számítása (Gyors Hadamard Transzformáció), a zajjal kapcsolatos viszonylagos immunitása (minimális csúcstényezője, azaz maximális relatív energiája).

A modern teremakusztikai mérésekben azonban az MLS már nem számít korszerű módszernek, mert két tényezőre roppant érzékenységet mutat: az idővarianciára, és a nemlineáris tulajdonságokra. Ennek az az oka, hogy az MLS jel lényegi információja a fázisinformáció.

Idővarianciára főleg szabadtéri méréseknél lehet számítani, de hosszú idejű mérésnél, vagy forgó diffúzorok alkalmazása esetén termekben is. A hőmérséklet vagy a páratartalom lassú változása átlagolás használatkor, a terjedési sebesség változása pedig akár egyetlen perióduson belül is fázisváltozást okozhat. Termek esetén a zengés utolsó szakasza a legérzékenyebb – ehhez tartozik a legnagyobb megtett út. A lecsengés túl meredeken letörhet a zengő szakasz végén, de nagy idővariancia esetén előfordulhat az is, hogy elzajosodik az impulzusválasz, mert az átlagolás nem tud szinkron maradni. Ilyenkor a legtöbb esetben már nem javítható meg a mérési eredmény.

A nemlineáris torzítás a méréskor használt hangsugárzók egy egyelőre kikerülhetetlennek tűnő szignifikáns tulajdonsága.

Nemlineáris torzítás esetén a szélessávú mérőjellel egyszerre szólalnak meg annak felharmonikusai is, így ál-reflexiók és többszörös meredekségű lecsengések, illetve ugrások jelennek meg az impulzusválaszban, a mérési sorozat tulajdonságaitól (típus, hossz, stb.) függő rögzített helyeken, és bár elvileg lehetséges kompenzációt alkalmazni, igen körülményes. Az átlagolás sem csökkenti ezt a problémát.

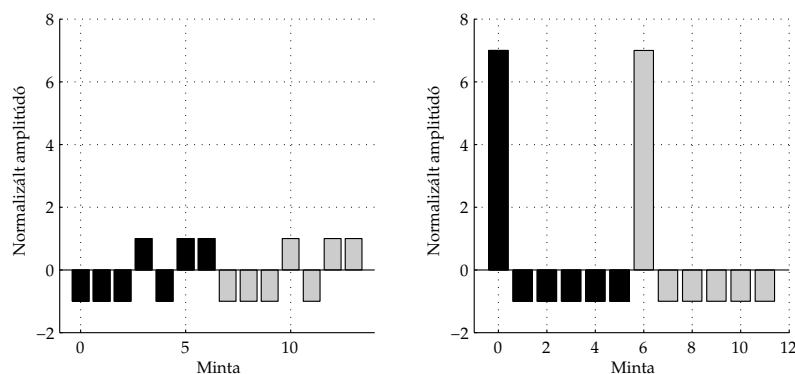
Olyan helyen tehát, ahol jelentős nemlineáris torzításra lehet számítani (pl. hangsugárzók), vagy idővarianáns tulajdonságok léphetnek fel, az MLS módszert nem ad megbízható impulzusválasz-eredményeket [6, 19, 20].

5.2. Keskenysávú mérési módszerek

Az első keskenysávú mérési módszert megvalósító eszköz a szinuszos gerjesztéssel táplált szintíró volt, ami nem igényelt semmilyen digitális áramkört. Hasonlóan az INM módszerhez, a műszer egy szinuszos pásztázójelet adott ki és papírra rajzolva szintíró tollal rögzítette a mikrofon jelének burkolóját, és ezzel az átviteli rendszer amplitúdókarakterisztikáját. A fázisinformáció nem került rögzítésre, így az impulzusválaszt nem lehetett ezzel a műszerrel megmérni, de a frekvenciamenet sokszor elegendő információt szolgáltatott a vizsgálandó rendszerről. A későbbiekben már bonyolultabb vevőstruktúrák és mérési módszerek kerültek kidolgozásra, de mindegyik a szinuszos pásztázó jelet alkalmazta.

Időkésleltetési spektrometria (TDS)

Az időkésleltetési spektrometria (Time Delay Spectrometry, TDS) módszert eredetileg hangsugárzók mérésére fejlesztették ki, de a teremakusztikában is használatos



3. ábra: Harmadrendű MLS jel időfüggvénye és periodikus autokorrelációs függvénye

volt [21, 13]. A mérés során egy lineárisan változó szinuszos pásztázó szinuszelet és egy azzal fázisban futó koszinuszjelet állítottak elő. A szinuszelet táplálták a mérendő objektumba, majd a vett jelet összeszorozták a T késleltetési idővel késleltetett eredeti gerjesztőjel szinuszos és koszinuszos tagjával, így megkapva az átvitel valós és képzetes részét. A T késleltetési idő a terjedési késleltetés kompenzálására szolgált. A szorzás után egy szűrés következett a híradástechnikában ismert keverő elvét követve. A keverő a szorzás után egy aluláteresztő szűrést tartalmaz, és a harmonikus jelek szorzatára fennálló összefüggést használja ki: két frekvencia-komponens jelenik meg a szorzás hatására, amiből egy aluláteresztő szűrő segítségével a nagyobb frekvenciájú tag kiszűrhető a jelből. Ha a gerjesztő jel pillanatnyi frekvenciája és a válaszjel pillanatnyi frekvenciája közel esnek egymáshoz – azaz a mérés során a T terjedési késleltetés helyesen van megválasztva és a beérkező válaszjel szinkronizáltan fut a gerjesztőjellel –, akkor a különbségi frekvencia nagyon kicsi – közel DC – lesz és az aluláteresztő szűrő át fogja engedni. Ha a teremben visszaverődések vannak, akkor azok – felfelé pásztázó jel esetén – kisebb frekvenciával fognak megérkezni, mert nagyobb utat tesznek meg, mint a közvetlen hang, így a szűrő előtt megjelenő különbségi jel frekvenciája megnő. A szűrőparamétereinek alkalmas megválasztásával ezért elérhető a TDS módszer segítségével, hogy teremben is kvázi-szabadtéri mérést végezzünk. Lineáris sweep-jel használatával a reflexiók frekvenciafüggetlenül egyforma frekvenciakésleltetést jelentenek, így a szűrőparaméterek állítása nélkül azonosan elnyomhatók. Logaritmikus gerjesztés esetén a szűrő vágási frekvenciáját a gerjesztőjellel együtt kell növelni. Kihhasználva azt, hogy a vizsgálandó objektumok – például a hangszóró egy teremben – impulzusválasza a nagyobb frekvenciákon hamarabb lecseng, mint kisfrekvenciákon, a szűrő vágási frekvenciáját még tovább lehet szűkíteni a nagyfrekvenciák felé, ezzel további jel-zaj viszony-növekedést elérve. Kisfrekvencián, amikor az aluláteresztő szűrő vágási frekvenciája alatt van a gerjesztőjel, gyakran előfordul, hogy a keveréskor az összegjel periodikus zavart okoz az amplitúdó-karakterisztikában. Ennek megoldása lehet, hogy a sweep jelet nagyon hosszúvá vá-

lasztják és a szűrő vágási frekvenciáját alacsonyra veszik. A mérési idő szempontjából azonban ennél hatékonyabb módszer az, hogy a mérést kétszer végzik el, és másodszorra a koszinuszos jelet táplálják a rendszerbe. A valós részt hozzáadják, a képzetes részt pedig levonják az első mérésből, így az összegjel kiesik a válaszból, sőt, a szűrők is elhagyhatóvá válnak a rendszerből.

Szinuszos pásztázó jel (sweep, TSP)

A ma legkorszerűbbnek tartott szinuszos pásztázó jellel való mérés módszerét (swept-sine method, SS), 2006-ban szabványosították (ISO 18233, [3]). A szakirodalomban a szinuszos pásztázó jelre kétféle elnevezés használatos, az egyik a pásztázó jel (sweep) [13, 22]), a másik pedig az időben szétterített impulzus (time stretched pulse, TSP) [19]. A két jel szinte teljesen egyforma, mindkettő egy folyamatosan változó frekvenciájú szinuszelet. A lényeges különbség közöttük csupán annyi, hogy míg a sweep jelet az időtartományban, addig a TSP jelet a frekvenciatartományban adják meg és állítják elő. A szinuszos pásztázó jelekre általánosan az jellemző, hogy a burkolójuk állandó, a frekvenciájuk pedig folyamatosan változik az idővel. A sweep jel és a TSP jel időfüggvénye között a valóságban némi különbség mutatkozik, amelynek oka a jel véges hosszából ered: az időtartományban előállított (sweep) jel burkolója tökéletesen egyenes, amplitúdóspektruma azonban hullámzást mutat a kezdő- és végpontoknál levő ugrás miatt, azaz a be- és kikapcsolási jelenség miatt (rect ablak). A frekvenciatartományban előállított (TSP) jel ezzel szemben tökéletesen egyenes amplitúdóspektrumú, viszont a burkolója nem ideális: a jel tartójának szélein tranziens jelenségeket mutat. Éppen ezért fontos, hogy a megfelelő dekódolási módszert alkalmazzuk a teremimpulzusválasz előállításánál.

A sweep jellel történő mérés olyan kétcsatornás mérési technika, ahol a mérőjelet periodikusan – vagy egyszer – és szinkronizáltan tápláljuk bele a vizsgálandó rendszerbe. Rögzítve a választ, ideális esetben az átvittel módosult sweep jelet kapjuk meg.

Mivel a vizsgálójellel történő mérés impulzuskompressziót valósít meg, a válaszként rögzített sweep jelet az illesztett szűrő elvén alakíthatjuk vissza impulzussá. A visszaalakító függvényt (vagy diszkrét esetben vek-

tort) inverz szűrőnek, a visszaalakítást dekonvolúciónak nevezzük. A visszaalakítás művelete – zajos esetben a H_{EV} maximum likelihood becslő megvalósításaként – a következő:

$$\begin{aligned} H(j\omega) &= \frac{Y(j\omega)}{S(j\omega)} = Y(j\omega) \cdot \frac{S^*(j\omega)}{|S(j\omega)|^2} \\ h(t) &= \mathfrak{F}^{-1}\{H(j\omega)\} \end{aligned} \quad (21)$$

Látható, hogy az inverz szűrő – a dekonvolúcióhoz szükséges illesztett szűrő – a gerjesztő jel időbeli fordítottja normalizálva a spektrumával. Korábban láttuk, hogy a lineáris TSP jel spektruma fehér, így ebben az esetben a normalizáló faktor éppen 1; rőzsazaj spektrumú, azaz exponenciális TSP jel esetén azonban már van szerepe a nevezőben szereplő tagnak. Fontos az is, hogy a fenti képlet időtartományban szintetizált pásztázó szinuszos jelek alkalmazása esetén (sweep jel) nem pontosan adja vissza az impulzusválaszt, mert a mérési idő hosszúságára vett időablak mint négyzetes ablakfüggvény inverz Fourier-transzformáltja hullámmázt (ripple) idéz elő az időtartományban. Ennek kiküszöbölésére ún. regularizációs módszereket (pl. Kirkeby-módszer) alkalmaznak, de a mérőjel végein célszerűen megválasztott felhangosítás és lehalkítás alkalmazása ezt szükségtelessé teszi.

Sweepjel elsőfokú általános alakja az időtartományban

A következőkben levezetjük a szinuszos sweepjel általános alakját elsőfokú függvényekre [14]. Célunk olyan analitikus formula levezetése az időtartományban, amelynek segítségével bármilyen elsőfokú modulációs függvényre közvetlenül felírható a szinuszos pásztázó jel időfüggvénye. Ez azért hasznos, mert így bármely ilyen modulációs függvényre egyszerű behelyettesítéssel megkaphatjuk a pásztázó jel időfüggvényét, amit azután numerikus környezetben könnyen elő tudunk állítani, és a jellel mérést is tudunk végezni. Ilyen elsőfokú függvény például $v(x) = x$, $v(x) = e^x$, vagy $v(x) = \frac{1}{x}$ alakú lehet.

Az $y(t)$ időfüggvény analitikus leírását keressük tehát az alábbi alakban:

$$y(t) = A \cdot \sin(\Phi(t)) = A \cdot \sin\left(\int \omega(t) dt\right) \quad (22)$$

ahol a körfrekvencia és a fázisfüggvény (pillanatnyi fázis) integrálkapcsolata a következő miatt igaz:

$$\frac{d}{dt} \Phi(t) = \omega(t) \quad (23)$$

A pásztázó szinuszjel megadásához a következő általános elsőfokú (t legfeljebb első hatványától függő) alakban definiáljuk a modulációt:

$$\omega(t) = a \cdot v(b \cdot t + c) + d \quad (24)$$

A fenti formulában c és d tetszőleges, általunk megadott konstansok. Az a és b konstansok egyelőre ismeretlen

skálátényező, amik arra szolgálnak majd, hogy a pásztázó szinuszjel a kívánt frekvenciatartományban mozogjon.

A fentiek alapján a fázisfüggvénybe behelyettesítjük az általános modulációs jel fenti alakját:

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \int \omega(t) dt = a \cdot \int v(b \cdot t + c) dt + \int d dt \\ &= a \left(\frac{F(b \cdot t + c)}{b} + C \right) + d \cdot t + D \end{aligned} \quad (25)$$

ahol F a primitív függvény jele, C és D pedig az integrálásból adódó tetszőleges konstansok, és az első tagot helyettesítéses integrállal számítottuk ki.

A következőkben C és D konstansok és a korábban definiált a és b skálátényező kifejezéséhez az alábbi peremfeltételt adjuk meg: legyen a T hosszúságú pásztázó szinuszjel kezdeti ω_1 és vég ω_2 körfrekvenciájú, valamint $\Phi(0) = 0$ kezdőfázisú:

$$\omega(t=0) = \omega_1, \quad \omega(t=T) = \omega_2, \quad \Phi(t=0) = 0 \quad (26)$$

Ezek alapján – a peremfeltételek (24) és (25) egyenletekbe történő behelyettesítésével – a következőre jutunk:

$$a = \frac{\omega_1 - d}{v(c)} \quad (27)$$

$$b = \frac{1}{T} \cdot v^{-1} \left\{ v(c) \cdot \frac{\omega_2 - d}{\omega_1 - d} \right\} \quad (28)$$

$$b \cdot C + \frac{b}{a} \cdot D = -F(c) \quad (29)$$

ahol v^{-1} a v inverz-függvényét jelöli. A (25) egyenletbe (29) összefüggését helyettesítve a következő alakot kapjuk a pillanatnyi fázisra:

$$\Phi(t) = \frac{a}{b} [F(b \cdot t + c) - F(c)] + d \cdot t \quad (30)$$

ezt pedig már behelyettesíthetjük a (22) általános alakba. Így tehát a tetszőleges modulációjú szinuszos pásztázó jelet az alábbi időfüggvény adja meg:

$$\begin{aligned} y(t) &= A \cdot \sin \left(dt + \frac{(\omega_1 - d)T}{v(c) \cdot v^{-1} \left\{ v(c) \cdot \frac{\omega_2 - d}{\omega_1 - d} \right\}} \times \right. \\ &\quad \left. \left[F \left(\frac{1}{T} \cdot v^{-1} \left\{ v(c) \cdot \frac{\omega_2 - d}{\omega_1 - d} \right\} \cdot t \right) - F(c) \right] \right) \end{aligned} \quad (31)$$

A fenti megoldás csak olyan $v(t)$ modulációs függvényre értelmezhető, amely integrálható, és létezik inverze. (A gyakorlatban használt v függvények többnyire kielégítik a további matematikai feltételeket is). Megjegyezzük, hogy t magasabb rendű vagy tört-hatványaitól függő $v(t)$ modulációs függvényre a fenti formula nem alkalmazható, ilyen esetekben általános zárt alakú megadás valószínűleg nem is feltétlenül lehetséges a (25) egyenletben levő integrálás miatt. Ez azonban nem jelenti azt, hogy az $y(t)$ függvényben ne szerepelhetne t magasabb rendű vagy törthatványa.

Exponenciális pásztázó szinuszejel

Az exponenciális szinuszos pásztázó jel – amelyet sokszor „log sweep”-nek is neveznek – jellemző tulajdonsága, hogy a pillanatnyi frekvenciájának logaritmus arányos az idővel. Előállítását a (31) felhasználásával a következő módon végezhetjük el. A kiindulási feltételek:

$$v(x) = e^x, \quad v^{-1}(x) = \ln x, \quad F(x) = \int e^x dx = e^x \quad (32)$$

Legyen az általunk szabadon megválasztható konstansok értéke: $c = 0$ és $d = 0$, hogy a legegyszerűbb exponenciális modulációt kapjuk. Ekkor a moduláló függvény alakja a következő lesz:

$$\omega(t) = a \cdot v(b \cdot t + c) + d = a \cdot e^{bt} \quad (33)$$

Az a és b skálafaktorok (segédváltozók) értékei a 27 és 28 egyenletek alapján:

$$\begin{aligned} a &= \frac{\omega_1 - d}{v(c)} = \omega_1 \\ b &= \frac{1}{T} \cdot v^{-1} \left\{ v(c) \cdot \frac{\omega_2 - d}{\omega_1 - d} \right\} = \frac{1}{T} \ln \frac{\omega_2}{\omega_1} \end{aligned} \quad (34)$$

Ezek alapján a fázisfüggvény:

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \frac{a}{b} [F(b \cdot t + c) - F(c)] + d \cdot t \\ &= \frac{\omega_1 T}{\ln \frac{\omega_2}{\omega_1}} \left[e^{\left(\frac{1}{T} \ln \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot t\right)} - e^0 \right] + 0 \cdot t \end{aligned} \quad (35)$$

vagyis az időfüggvény:

$$y(t) = A \cdot \sin \left(\frac{\omega_1 T}{\ln \frac{\omega_2}{\omega_1}} \left[e^{\left(\frac{1}{T} \ln \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot t\right)} - 1 \right] \right) \quad (36)$$

Várható, hogy az exponenciális sweepjelben a harmonikus torzítás okozta komponensek időbeli távolsága frekvenciafüggetlenül állandó lesz. Ez rendkívüli mérési előny, hiszen a hangsugárzók egyik legfőbb hibája a mérések során a harmonikus torzítás, és ez így kiküszöbölhetővé válik. Keressük meg az első és az N -edik harmonikus távolságát! Az ezt bizonyító egyenlet szóbeli megfogalmazása a következő: azt a $t + \tau$ időpontot keressük, amelynél a t időpontban vett pillanatnyi körfrekvencia N -szerese mérhető. Az így kapható τ -ról szeretnénk belátni, hogy nem függ a t időpillanat megválasztásától. Ehhez tehát oldjuk meg a fent megfogalmazott egyenletet a τ ismeretlen időkülönbségre:

$$N \frac{d}{dt} \Phi(t) = \frac{d}{dt} \Phi(t + \tau) \quad (37)$$

Legyen most $d = 0$ és $c = 0$ az egyszerű megoldás kedvéért. A fenti egyenlet ekkor a következőképp írható fel az exponenciális sweepjelre:

$$\begin{aligned} N \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_1 T}{\ln \frac{\omega_2}{\omega_1}} \left[e^{\left(\frac{1}{T} \ln \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot t\right)} - 1 \right] \right) = \\ \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_1 T}{\ln \frac{\omega_2}{\omega_1}} \left[e^{\left(\frac{1}{T} \ln \frac{\omega_2}{\omega_1} \cdot (t + \tau)\right)} - 1 \right] \right) \end{aligned} \quad (38)$$

ami a differenciálást elvégezve a következőt jelenti:

$$N \omega_1 e^{\frac{1}{T} \ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)} = \omega_1 e^{\frac{1}{T} \ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)} \quad (39)$$

amiből a megoldás:

$$\tau(t) = \tau = \frac{T \ln N}{\ln \left(\frac{\omega_2}{\omega_1}\right)} \quad (40)$$

azaz az exponenciális sweep-re adott válaszelben a harmonikusok a fenti τ időközönként követik egymást, ha a mérőrendszer harmonikus torzítást is tartalmaz. Látható, hogy a magasabb harmonikusok a válaszban időben közelebb esnek majd egymáshoz.

Lineáris pásztázó szinuszejel

Lineáris sweep jel esetében a következők a kiindulási feltételeink a korábban használt jelölésrendszer mellett:

$$v(x) = x, \quad v^{-1}(x) = x, \quad F(x) = \int x dx = \frac{1}{2} x^2 \quad (41)$$

A fentiek alapján a körfrekvencia:

$$\omega(t) = a \cdot v(b \cdot t + c) + d = a \cdot (b \cdot t + c) + d \quad (42)$$

A segédváltozók értékei a definícióik alapján:

$$\begin{aligned} a &= \frac{\omega_1 - d}{v(c)} = \frac{\omega_1 - d}{c} \\ b &= \frac{1}{T} \cdot v^{-1} \left\{ v(c) \cdot \frac{\omega_2 - d}{\omega_1 - d} \right\} = \frac{1}{T} \cdot c \cdot \frac{\omega_2 - d}{\omega_1 - d} \end{aligned} \quad (43)$$

A pillanatnyi fázis tehát:

$$\begin{aligned} \Phi(t) &= \frac{a}{b} [F(b \cdot t + c) - F(c)] + d \cdot t \\ &= \frac{(\omega_1 - d)^2 T}{c^2 (\omega_2 - d)} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{c}{T} \cdot \frac{\omega_2 - d}{\omega_1 - d} \cdot t + c \right)^2 - \frac{c^2}{2} \right] + dt \\ &= \frac{1}{2} \frac{\omega_2 - d}{T} t^2 + \omega_1 t \end{aligned} \quad (44)$$

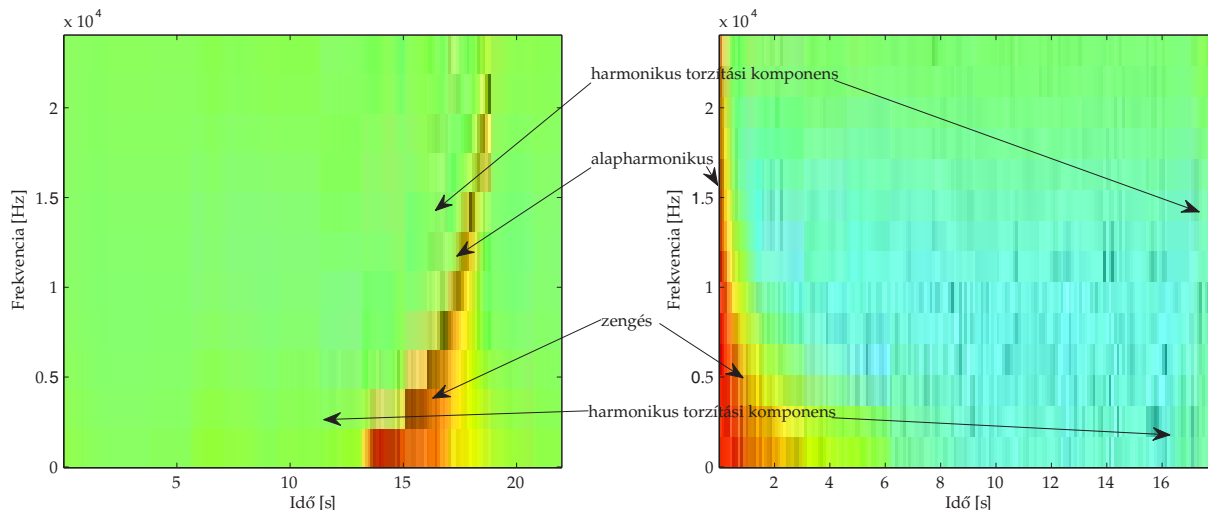
Látható egyrészt, hogy c nem szerepel a fázisfüggvényben: ennek megválasztása nem befolyásolja a végeredményt. Másrészt ezen ismeret alapján most meghatározhatjuk a d paraméter értékét, mert így az már nem szabadon választható, hanem értékét a kezdeti körfrekvenciára vonatkozó peremfeltételünk adja meg, hiszen $\omega_1 = \omega(t = 0) = a \cdot (b \cdot 0) + d = d$.

Ezt a (44) egyenletbe helyettesítve jutunk el a lineárisan pásztázó szinuszejel időfüggvényéhez:

$$y(t) = A \cdot \sin \left(\frac{1}{2} \frac{\omega_2 - \omega_1}{T} \cdot t^2 + \omega_1 \cdot t \right) \quad (45)$$

Hasonlóan az előzőekhez, a lineáris sweep esetében az N -edik harmonikus torzítási komponens időbeli távolsága az első harmonikustól a t időpontban mérve a következő:

$$\tau(t) = \frac{(N - 1) ((t - T) \omega_1 - t \omega_2)}{\omega_1 - \omega_2} \quad (46)$$



4. ábra: Harmonikus torzítást tartalmazó mérésből származó exponenciális sweep jel és az abból dekódolt impulzusválasz spektrogramja

A gyakorlatban használt sweep és TSP jelek

A mérési gyakorlatban általában az utözengési idő a kis frekvenciák felé nagyobb, így ezek mérésére több idő jut akkor, ha a TSP mérőjelek növekvő frekvenciájúak, azaz felfelé pásztáznak. A feldolgozáskor cirkuláris konvolúciót használunk, így lehetőség van arra, hogy a szükségesnél rövidebb szünetet is tarthassunk két TSP mérőjel kisugárzása között anélkül, hogy a mért információ sérülne, mert a kisfrekvenciás összetevőknek elég mérési idő jut még akkor is, ha a nagyfrekvenciás lecsengéshez állítjuk be a szünetet.

Mérési idő a konvolúciós módszerek függvényében

A mérési idő három tényező függvénye:

1. A mérőjel hossza
2. Az átlagolások száma
3. A mérőjelek közé iktatott szünet hossza (a konvolúciós módszerek függvényében)

A fenti kettőt adottnak tekintve a konvolúciós módszer célszerű megválasztásával adott mérőjellel adott minőség eléréséhez minimalizálható a mérési idő [23]. A mérést – mint korábban láttuk – állandósult állapotban kell végezni. Erre két lehetőség adódik a feldolgozástól függően: a cirkuláris és a lineáris konvolúció alkalmazásának esete. Mivel a számításoknál használt Fourier-transzformáció (digitális méréskor DFT) periodikus jelet feltételez, az így végrehajtott konvolúció cirkuláris. Ha pontosan a gerjesztőjel hosszában hajtunk végre cirkuláris konvolúciót, akkor a konvolvált jel elején időben belapolódva megjelenik a válasz vége is, ezért ilyen esetben csak akkor kapunk helyes eredményt, ha a gerjesztőjelet legalább kétszer kisugározzuk, és csak a második kisugárzás alkalmával kezdjük el a valódi mérést. Ezután a sweep jelek szünet nélkül következnek egymás után, ha átlagolást is alkalmazunk. Ez roppant gyors mérést tesz lehetővé, azonban a válasz hossza és az elérhető minőség (jel-zaj arány) nem függetleníthető egymástól, és előfor-

dulhat az is, hogy a harmonikus torzítási komponenseket nem tudjuk elkülöníteni az alapsávi impulzusválasztól, mert időben túl közel kerülnek egymáshoz. A másik lehetőség a lineáris konvolúció használata: ilyenkor szünetet tartunk a mérőjelek kisugárzása között és rögzítjük a szünetet is; kihasználva azt a tényt, hogy ha egy N és egy L hosszúságú jel lineáris konvolúcióját elvégezzük, akkor az eredményvektor hossza $N + L - 1$ lesz. Mivel a konvolúciót DFT módszerrel végezzük a frekvenciatartományban, és mivel ez szigorúan cirkuláris módszer, csak úgy tudunk lineáris konvolúciót végezni, hogy a konvolvándó vektort nullákkal – csenddel – kiegészítjük, majd ezen az új hosszban hajtunk végre cirkuláris konvolúciót. Szemléletesen ez azt jelenti, hogy a csend hossza határozza meg a kapott impulzusválasz hosszát, a sweep hossza pedig továbbra is a minőségre, azaz a jel-zaj viszonyra van hatással. Ez azért hasznos, mert ha rövid impulzusválaszt veszünk fel, akkor is kiadhatunk olyan gerjesztést, ami a hosszú impulzusválasznak megfelelő minőségű eredményt szolgáltat.

A szinuszos jelek átlapolásos (MSM, overlapping) mérési módszerét alkalmazva tovább rövidíthető a mérési idő. Ennek feltétele, hogy a feldolgozásban a konvolúciót előbbre vegyük az átlagolásnál.

Összefoglalva a fentieket, a mérési módszerek az 5. táblázat szerinti tulajdonságúak (IDFT az inverz diszkrét Fourier-transzformáció jele).

5.3. Változó sáv szélességű és diszkrét frekvenciás mérési módszerek

Mérés tetszőleges jellel

A kétsatornás FFT módszer elvén lehetséges a mérés tetszőleges spektrális tartalmú jellel, például zenével is, de számítani kell arra, hogy az eredmény jel-zaj viszonya arányos lesz a gerjesztőjel frekvenciafüggő energiataralmával. Ez szemléletesen azt jelenti, hogy ha a mérőjelleként használt zenében nincs meg valamelyik frekvencia (például hiányoznak a nagyon mély hangok), akkor te-

4. táblázat: Sweep mérési idők összefoglalása

Átlagolás száma	Konv. módszer személetesen	Konv. módszer ténylegesen (DFT)	Sweep jel hossza	Szűnet(ek) hossza	Mérési idő	Minimális hossz	Feldolgozás sorrendje
M	Cirkuláris	Cirkuláris, N ponton	N	$L = 0$	$(M + 1)N$	$N > T_{60}$	átlagolás, IDFT
M	Lineáris	Cirkuláris, $N + L$ ponton	N	L	$M(N + L)$	$L > T_{60}$	átlagolás, IDFT
M	Átmeneti (Átlapoló MSM)	Cirkuláris, $(M - 1) \cdot (N + Z) + N + L$ ponton	N	$0 < Z < L$	$(M - 1) \cdot (N + Z) + N + L$	$N + L > T_{60}$	IDFT, átlagolás

5. táblázat: Sweep mérési módszerek előnyei és hátrányai

Módszer	Előny	Hátrány
Cirkuláris konvolúció	rövid mérési idő	torzítási komponens nem különíthető el
Lineáris konvolúció	torzítási komponens elkülöníthető	hosszú mérési idő
Átlapoló MSM	közepes mérési idő, torzítási komponens elkülöníthető	nagy számításigény

kintve, hogy ez gerjesztésként nem szerepel, a válaszból is hiányozni fog. A zenével való méréssel hosszabb ideig tart ugyanazt az eredményt elérni, mint szélessávú zajjal, különös tekintettel arra, hogy szélessávú zajgerjesztés esetén is átlagolást kell használni.

Mérés rögzített frekvenciájú szinuszzel (sine)

A szinuszjelek alkalmazásának előnye a viszonylag magas energiatartalom (csúcstényező: $C = \sqrt{2}$). A rögzített frekvenciájú jellel történő mérés szelektív vizsgálatra alkalmas. Olyankor szokás alkalmazni, amikor nincs szükség folytonos szélessávú válaszra, hanem elegendő pusztán néhány kiválasztott frekvencián felderíteni a rendszer állandósult állapotbeli viselkedését.

Léptetési mérési módszerek (stepped sine)

A léptetési, vagy kapcsolt szinuszos módszer úgy működik, hogy egy-egy rögzített frekvencián megméri a választ, majd lépnek a következő frekvenciára. A méréssel jó jel-zaj viszony érhető el, de a teljes választ csak diszkrét pontokban lehet megkapni, és a mérés rendkívül sokáig tart.

6. A mérési módszerek összefoglalása

A fő mérési módszerek összehasonlítását a 6. táblázatban foglaltuk össze.

A teremakusztikai mérések során az eltérő mérési módszerek eltérő tulajdonságú eredményeket szolgáltathatnak, de bizonytalanság a következők miatt is adódhat, amelyek vizsgálatára itt most részletesen nem térünk ki:

1. A közegre, rendszerre vonatkozó okok

- A rendszerre nem teljesülnek a rendszerelméleti feltételezések** pl. inhomogén, idővariáns közeg, nemlineáris viselkedés, stb.
- A mérést zaj terheli** pl. véletlen vagy determinisztikus konstans vagy tranzienst háttérzaj

2. A mérőeszközökre vonatkozó okok

- A mérőeszközök nem ideálisak** pl. tökéletlen iránykarakterisztika, tökéletlen frekvenciamenet, ismeretlen nemlinearitások, időfüggő paraméterváltozások, bemelegedés, zaj, stb.

3. A mérési módszerekből eredő elméleti okok

- A mérési módszerek eltérően viselkedhetnek a tökéletlenségek hatására** pl. változó reprodukálhatóság, eltérő érzékenység torzításra, zajra, idővarianciára

4. Utófeldolgozás hatása

- Az akusztikai paraméterek számításánál az eltérő algoritmusok eltérő eredményeket adhatnak** pl. integrálási idők, zajkompenzációk, szűrések, időablakozás.

7. Összefoglalás

A cikk összefoglalta és bemutatta a teremakusztikai mérés technika történetét és lehetőségeit, különös tekintettel az impulzusválasz-mérések egyes módszereire. Áttekinthette az egyes módszerek működési elvét, előnyeit és hátrányait, mind az elméleti, mind pedig a gyakorlati szempontok szerint. Megadta a ma sok szempontból legjobbnak tűnő szinuszos pásztázó jel elsőfokú moduláló függvényekre értelmezett előállításának egységes analitikus leírását, és bemutatta, miként lehet minimalizálni a mérési időt a lehető legnagyobb jel-zaj viszony eléréséhez.

6. táblázat: Teremakusztikai mérési módszerek összehasonlítása

Módszer	Előnye	Hátránya
Közvetlen Periodikus impulzusgerjesztés (PIE)	könnyen elvégezhető, kis eszközigényű	közelítő eredményt ad, reprodukálhatatlan, kis energiájú, egyetlen spektrumú
Közvetett, szélessávú Pseudo-véletlen jel (MLS)	elérhető legnagyobb SNR állandó háttérzaj mellett	nonlinearitásra és tranziens zajra is érzékeny
Közvetett, keskenysávú Sweepjel (TSP), MESM	nonlineáris válasz elválasztható a lineáris választól	tranziens zajra érzékeny
Közvetett, változó sávszélességű Tetszőleges jel (zene)	kritikus helyeken (ahol zavaró lenne más gerjesztőjel) mérési lehetőséget biztosít	nonlinearitás és tranziens zaj nem küszöbölhető ki, gerjesztés spektrális tartalmától függő SNR
Közvetett, egyfrekvenciás Rögzített frekvenciájú szinuszjel	adott frekvencián tetszőleges SNR elérhető, nonlinearitásra érzéketlen	lassú mérés, csak adott frekvencián ad eredményt, mérőfrekvenciás összetevőt is tartalmazó tranziens zajra érzékeny

Hivatkozások

- [1] L.L. Beranek. *Concert and Opera Halls — How They Sound*. Acoustical Society of America, New York, 1996.
- [2] ISO 3382 – Acoustics: Measurement of the reverberation time of rooms with reference to other acoustical parameters. Technical report, 1997.
- [3] ISO 18233 – Acoustics: Application of new measurement methods in building acoustics. Technical report, 2006.
- [4] W.C. Sabine. *Collected Papers on Acoustics*. Harvard University Press, 1922.
- [5] J.T. Broch and V.N. Jensen. On the measurement of reverberation. Online publication, last accessed on 30 August 2008.
- [6] Husztly Cs. Korszerű impulzusválasz-mérések alkalmazása a teremakusztikai értékelésben. Master's thesis, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, 2006.
- [7] V.O. Knudsen. Resonance in small rooms. *Journal of the Acoustical Society of America*, 4, 1932.
- [8] E. Meyer. Beiträge zur Untersuchung des Nachhalles. *E.N.T.*, March, 1927.
- [9] P.V. Buel. *Sound Insulation and Room Acoustics*. Chapman and Hall, London, 1951.
- [10] M.R. Schroeder. New method of measuring reverberation time. *Journal of the Acoustical Society of America*, 37:409–412, 1965.
- [11] M.R. Schroeder. Response to 'Comments on new method of measuring reverberation time'. *Journal of the Acoustical Society of America*, 38(2):359, 1965.
- [12] M.R. Schroeder. Integrated-impulse method for measuring sound decay without using impulses. *Journal of the Acoustical Society of America*, 66:497–500, 1979.
- [13] S. Müller and P. Massarini. Transfer-function measurement with sweeps. *Journal of the Audio Engineering Society*, 49:443–471, 2001.
- [14] Husztly Cs. and Augusztinovicz F. Virtuális akusztikai valóság és auralizáció. In *HTE XII. Nemzetközi TV Konferencia és Kiállítás*, Budapest, 2007.
- [15] Borish J. and J.B. Angell. An efficient algorithm for measuring the impulse response using pseudorandom noise. *Journal of the Audio Engineering Society*, 31(7):478–488, 1983.
- [16] Y. Suzuki, F. Asano, H.-Y. Kim, and T. Sone. An optimum computer-generated pulse signal for the measurement of very long impulse responses. *Journal of the Acoustical Society of America*, 97:1119–1123, 1995.
- [17] A. Farina and F. Righini. Software implementation of an mls analyzer, with tools for convolution, auralization and inverse filtering. In *Proceedings of the 103rd AES Convention*, New York, 1997.
- [18] D.D. Rife and J. Vanderkooy. Transfer-function measurements with maximum length sequences. *Journal of the Audio Engineering Society*, 37:419–444, 1989.
- [19] S. Fumiaki, H. Jin, S. Shinichi, and T. Hideki. Comparison between the mls and tsp methods for room impulse response measurement under time-varying condition. In *Proceedings of the International Symposium on Room Acoustics: Design and Science*, Kyoto, 2000.
- [20] P. Fausti and A. Farina. Acoustic measurements in opera houses: comparison between different techniques and equipment. *Journal of Sound and Vibration*, 232(1):213–229, 2000.
- [21] P. D'Antonio and J.H. Konnert. Complex time response measurements using time delay spectrometry. In *Proceedings of the 83rd AES Convention*, New York, 1987.
- [22] A. Farina. Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique. In *Proceedings of the 108th AES Convention*, Paris, 2000.
- [23] Marschall M. Térbeli impulzusválasz mérése és alkalmazása a teremakusztikában. Master's thesis, Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem, 2006.