

Hangjelek digitális feldolgoása az akusztikai gyakorlatban

A mérési leírást kidolgozta: Fiala Péter és Rucz Péter

Mérési leírás
Stúdiótechnika Laboratórium

1. Elméleti bevezető

A mérés célja, hogy bemutassa azokat a tipikus jelfeldolgozási feladatokat és kapcsolódó mérés technikai fogalmakat, melyekkel a gyakorló mérnök akusztikai, zaj- és rezgésvédelmi tervezőmunka során gyakran találkozhat. A mérés során kalibrált digitális adatgyűjtővel rögzítünk egy hangjelet, majd meghatározzuk annak szintjét és spektrális összetételét.

A gyakorlatban ezt a feladatot a hangnyomásszintmérő végzi, mely a digitalizált jel szabványos kiértékelésére képes. A laborgyakorlaton a hangnyomásszintmérőt váltjuk ki egyszerű Matlab szkriptekkel, hogy megismerkedjünk a kiértékelés számítástechnikájával.

1.1. Jelszintek

A jel fontos jellemzője a szintje, ami a jel energiatartalmával kapcsolatos.¹ A jelszintet a mért jel egy T hosszú szakaszból számíthatjuk. A T hosszú jelszegmens teljes jelenergiájának időtartománybeli kifejezése

$$E = \int_{t=0}^T p^2(t) dt. \quad (1)$$

A fenti E jelenergia mértékegysége $\text{Pa}^2 \cdot \text{s}$. A jelteljesítményt az egységnyi időre vetített jelenergiával definiáljuk:²

$$Q = \frac{E}{T} = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T p^2(t) dt. \quad (2)$$

Ennek mértékegysége a fenti definícióval Pa^2 . Diszkrét időfüggvényből ($p[k] = p(k\Delta t)$) számolt közelítése

$$Q \approx \frac{1}{N\Delta t} \sum_{k=0}^{N-1} p^2[k]\Delta t = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} p^2[k]. \quad (3)$$

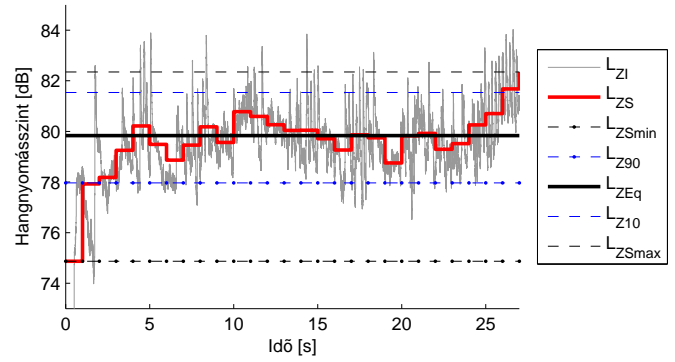
Az eredményként kapott jelteljesítmény nem más, mint a jel N mintából számolt RMS-értékének négyzete:

$$p_{\text{RMS}} = \sqrt{Q}. \quad (4)$$

Az RMS-értéket dB-ben (dB SPL – *Sound Pressure Level*) fejezzük ki, a $20 \mu\text{Pa}$ referenciaszinthez viszonyítva, így kapjuk a hangnyomásszintet.

¹Rögtön megjegyezzük, hogy pusztán a hangnyomásszint időfüggvényéből nincs lehetőségünk a jel által képviselt hangenergiára következtetni, hiszen ahhoz ismernünk kellene a terjedési viszonyokat is. Ugyanaz a hangnyomás-függvény síkhullámú terjedésnél, ahol a nyomás és részecskesebesség fázisban van, teljesen más hangenergiát képvisel, mint pl. állóhullamban, ahol a két térjellemező között $\pi/2$ fáziskülönbség van.

²A mérési leírásban azért használjuk a Q jelölést a gyakorlatban szokványos P -vel szemben, hogy a jelölés ne ütközzön a később használt spektrális hangnyomáskomponensekkel.



1. ábra. Egy rövid zenei regisztrátum hangnyomásszintjének jellemző paraméterei

Az akusztikai mérés technikában sokféle szabványos hangnyomásszint-megnevezéssel találkozunk, ezek jó része különböző T ablakszélességgel végzett RMS-képzésre utal:

Slow A $T = 1$ s ablakszélességgel képzett hangnyomásszint jelölése L_{ZS} (Az S index utal a slow-ra, a Z – Zero weighting – pedig arra, hogy a mért hangnyomást nem súlyozzuk színező szűrővel).³ Tipikusan lassan változó, állandósult zajjelek szintjének mérésére alkalmazott. (Például motorzaj, szellőző zaja, koncert hangereje.) A hangnyomásszintmérő által mért L_{ZS} értékek értelemszerűen másodpercenként frissülnek.

Fast $T = 125$ ms, jelölése L_{ZF} . Gyorsabban változó zajjelek szintjének mérésére alkalmazott. (Például autóelhaladás.)

Impulse $T = 35$ ms, jelölése L_{ZI} . Impulzusszerűen lecsengő hangjelek pillanatnyi szintjének mérésére alkalmazható.

az 1. ábrán egy zenei regisztrátum L_{ZI} és L_{ZS} hangnyomásszintjét látjuk.

Amennyiben az RMS-számítás ablakszélessége megegyezik a teljes mérési idővel (pl. közlekedési zaj mérése esetén akár 8 óra), akkor az RMS-értéket a teljes mérési regisztrátum ekvivalens szintjének (L_{ZEq}) nevezzük. Míg az L_{ZF} , L_{ZS} és L_{ZI} értékek T időközönként frissülő időfüggvények, az L_{ZEq} egyetlen számérték.

A teljes regisztrátum egyszámértékes további jelszint-leírói (lásd az 1. ábrát):

³A Z-szűrő valójában nem egyszerű konstans, mert a hallható tartományon kívül van, azon belül egységnyi az átvitele.

L_{ZSmax}, L_{ZSmin} : A Z-súlyozású, Slow integrálási idővel felvett RMS szintek maximuma, minimuma

L_{Zn} Az a hangnyomásszint, amit a Z-súlyozású RMS-görbe a mérési idő n százalékában halad meg. n tipikusan 10 vagy 90, közlekedési zaj mérésekor pl. L_{Z90} -et tekinthetjük háttérzajszintnek.

1.1.1. RMS-számítás exponenciális átlagolással

A nyomásjel futó RMS-szintjét az alábbi csúszóablakos átlagolással definiáljuk:

$$p_{RMS}(t) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T}^t p^2(\tau) d\tau}, \quad (5)$$

vagyis a jel aktuális T hosszú múltját vesszük figyelembe a teljesítmény meghatározásakor. A fenti definíció számítástechnikai szempontból nehézkes azért, mert pontos kiértékeléshez tárolnunk kell a jel aktuális T mély múltját. Ez kiküszöbölhető, ha a definíciót úgy módosítjuk, hogy a múltat nem négyszög, hanem azzal azonos területű, végtelen mély exponenciális csúszóablakkal súlyozzuk⁴. Az így adódó futó RMS definíciója:

$$p_{RMS}(t) \approx \sqrt{\frac{1}{T} \int_{-\infty}^t p^2(\tau) e^{-(t-\tau)/T} d\tau}. \quad (6)$$

Diszkrét bemenő jel esetén az integrált szummával közelíthetjük:

$$p_{RMS}^2[k] = \frac{1}{N\Delta t} \sum_{i=-\infty}^k p^2[i] e^{-(k-i)\Delta t/T} \Delta t \quad (7)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{i=-\infty}^k p^2[i] \alpha^{k-i}, \quad (8)$$

ahol $N = T/\Delta t = T f_s$ az ablakszélesség mintákban mérve, valamint

$$\alpha = e^{-1/N}. \quad (9)$$

Az exponenciális súlyozás előnye, hogy a futó RMS következő mintája könnyen számolható az aktuális RMS minta és a jel következő mintája ismeretében:

$$p_{RMS}^2[k] = \frac{1}{N} \sum_{i=-\infty}^k p^2[i] \alpha^{k-i} \quad (10)$$

$$= \frac{1}{N} p^2[k] + \alpha p_{RMS}^2[k-1]. \quad (11)$$

Azonnal látszik, hogy egy elsőrendű diszkrét IIR szűrővel van dolgunk, melynek bemenete a p^2 jel, kimenete pedig a $Q = p_{RMS}^2$ jel. A szűrő diszkrét átviteli függvénye

$$H_{RMS}(z) = \frac{1/N}{1 - \alpha z^{-1}} \quad (12)$$

A szűrés matlabos megvalósításához lásd a 2.1. fejezetet.

⁴Az analóg hangnyomásszintmérők világában nem volt lehetőség arra, hogy a műszer T időközönként szolgáltatssa az elmúlt T időre integrált hangteljesítményt, az exponenciális átlagolással számolt RMS-képzés ezzel szemben megvalósítható volt egy négyzetemeléssel és egy elsőfokú RC-szűrővel. A tradíciók megőrzése miatt a legtöbb digitális műszer ma is az exponenciális súlyozással számol RMS-t. Ez úgy érhető tetten, hogy ha a mért jel hirtelen elhallgat, akkor a műszer által mutatott L_{ZS} szintek lassan csökkennek a háttérzaj szintjére.

1.1.2. Sávós jelszintek felvétele

Sok esetben nem elégszünk meg azzal, hogy meghatározzuk a jel szintjét, hanem a jelszintet frekvenciaszelektíven szeretnénk látni. Az akusztikai méréstechnikai gyakorlatban az oktáv- vagy tercávok szerinti bontást alkalmazzuk.

Az oktávsvávok jellemzője, hogy a sáv alja és teteje egy oktáv távolságra (kétszeres frekvenciaarány) van egymástól. Az f_0 középpontú oktávsváv eszerint $\{f_0/\sqrt{2}; f_0\sqrt{2}\}$. A tercávok esetében a sáv átfogása egy temperált zenei nagyterc, ami a $\sqrt[3]{2}$ aránynak felel meg. Így az f_0 középpontú tercáv határai: $\{f_0/\sqrt[3]{2}; f_0\sqrt[3]{2}\}$. A szabvány szerinti sávokat úgy kaphatjuk meg, hogy az 1 kHz frekvencia pont sávközépre esik, a többi sáv pedig folytonosan illeszkedik egymáshoz. Az 1. táblázat a szabványos terc- és oktávsvávok sávközépeit, illetve azok szabvány szerint kerekített értékeit tartalmazza.

A sávós jelszintek meghatározására alapvetően két lehetőség van:

1. Szétbontjuk a jelet az időtartományban sávós komponensekre egy digitális szűrőbank segítségével, majd a sávszűrt komponensekre külön-külön alkalmazzuk a fenti számítást.
2. A jelszinteket a frekvenciatartományban határozzuk meg, ahol a sáv bontás kézenfekvő.

A frekvenciatartománybeli analízisnél abból indulunk ki, hogy hangjelünket T hosszú szegmensekre bontjuk, és azokat periodikusan kiterjesztjük. A periodikus jel frekvenciatartománybeli megfelelője a Fourier-sora:

$$P_n = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T p(t) e^{-jn\omega_0 t} dt, \quad n = -\infty \dots \infty, \quad (13)$$

ahol $\omega_0 = 2\pi/T$.

Parseval tétele szerint a jelszegmens teljesítménye kifejezhető a Fourier-sor abszolút négyzetes összegzésével:

$$Q = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |P_n|^2. \quad (14)$$

Mivel az időtartománybeli jelünk valós, a Fourier-sora páros, így a fenti szumma egyszerűbb alakja

$$Q = P_0^2 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} |P_n|^2. \quad (15)$$

A sávós teljesítmény felvétele ezek után kézenfekvő:

$$Q_B = 2 \sum_{f_n \in B} |P_n|^2, \quad (16)$$

ahol B jelöli a kiválasztott sávot, f_n pedig az n -edik Fourier-komponens frekvenciáját, mely

$$f_n = \frac{n\omega_0}{2\pi} = \frac{n}{T} = \frac{n}{N} f_s. \quad (17)$$

Természetesen a DC komponens egyik terc- vagy oktáv-sávba se esik bele.

A sáv bontás alkalmazhatóságát meghatározza a Fourier-sorfejtés $\Delta f = f_s/N$ frekvenciafelbontása. Azon

sávokra számolhatunk a Fourier-sorból szintet, melybe elegendő Fourier-komponens beleesik, vagyis

$$|B| \geq 5 \frac{f_s}{N}, \quad (18)$$

ahol az 5-ös konstans gyakorlati ökölszabály.

A P_n spektrális komponensek diszkrét jelből történő meghatározása a (13) integrál közelítésével kapható meg:

$$\begin{aligned} P_n &\approx \frac{1}{N\Delta T} \sum_{k=0}^{N-1} p[k] e^{-jn k 2\pi/N} \Delta T \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} p[k] e^{-jn k 2\pi/N} \\ &= \frac{1}{N} \text{DFT}\{p[k]\}, \quad n = -N/2 \dots N/2 - 1 \end{aligned} \quad (19)$$

vagyis a Fourier-sor komponenseit a diszkrét jelminták DFT-jének N -edrészével közelíthetjük.

1.2. Hallási jellemzők figyelembe vétele

Sokszor nem súlyozatlan decibelben, hanem a hallási jellemzőket figyelembe vevő súlyozott dBA egységben fejezzük ki a mért hangnyomás szintjét. A súlyozást elvégezhetjük időtartományban úgy, hogy az időtartománybeli jelet megsűrjük egy A-szűrővel, illetve a frekvenciatartományba transzformált jelet súlyozhatjuk az A-szűrő frekvenciamenetével.

Az időtartománybeli súlyozáshoz az A-szűrő analitikus leírására van szükségünk. A szűrő átviteli függvénye

$$H_A(s) = \frac{7.39705 \cdot 10^9 s^4}{(s + 129.4)^2 (s + 676.7)(s + 4636)(s + 76655)^2}, \quad (20)$$

mely alapján – a jelek és rendszerek vagy szabályozástechnika tárgyakban tanult ismeretek alkalmazásával – megtervezhetjük az ekvivalens hatodfokú, diszkrét idejű IIR szűrőt (lásd a 2.2. fejezetben).

A súlyozás után számított hangnyomásszinteket külön jelöléssel látjuk el. L_{AS} az A-súlyozást követően Slow időállandóval számított RMS-értéket jelöli. Hasonló módon definiáljuk az L_{AF} , L_{AI} és L_{AEq} stb. mennyiségeket.

1.3. Frekvenciamérés

A fentiek alapján a hagyományos DFT frekvenciafelbontása N mintát tartalmazó, T időtartamú ablak esetén $\Delta f = f_s/N = 1/T$. Például egy $T = 0,5$ s időtartamú ablak esetén a maximális frekvenciafelbontás $\Delta f = 2$ Hz, a mintavételi frekvenciától függetlenül. Ez a korlátozott felbontás például zenei hangok elemzése esetén általában nem elegendő a kívánt pontosság eléréséhez. A frekvenciafelbontás növelésére kézenfekvőnek tűnik az ablak időtartamának növelése, ezt azonban a gyakorlatban nem mindig tudjuk kivitelezni. Az ablakszélesség növelésének emellett az is a hátránya, hogy a frekvenciaanalízisünk időfelbontása csökken. Ezért a következőkben azt vizsgáljuk meg, hogy hogyan lehet keskenysávú komponensek frekvenciáját egy adott hosszú regisztrátum alapján is a hagyományos DFT frekvenciafelbontásánál jóval pontosabban meghatározni.

1. táblázat. Az A-szűrő tercsávós frekvenciamenete. Az első oszlop a szabványos tercsáv-középfrekvenciákat tartalmazza, a második oszlop az $1000 \cdot 2^{n/3}$ formulával számolt pontos középtételeket. A *-gal jelölt sorok oktáv-sávközepek.

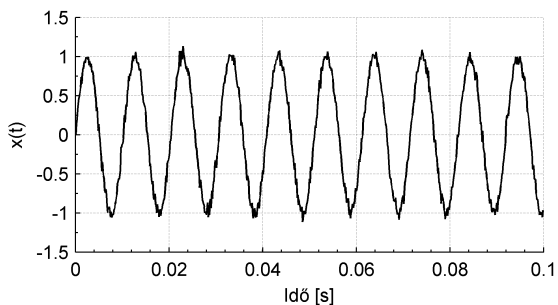
	f_n [Hz]	f_n [Hz]	$H_A(f)$ [dB]
*	31,5	31,25	-39,70
	40	39,37	-34,85
	50	49,60	-30,42
*	63	62,50	-26,36
	80	78,74	-22,64
	100	99,21	-19,25
*	125	125,00	-16,19
	160	157,49	-13,42
	200	198,42	-10,93
*	250	250,00	-8,67
	315	314,98	-6,64
	400	396,85	-4,83
*	500	500,00	-3,25
	630	629,96	-1,91
	800	793,70	-0,83
*	1000	1000,00	0,00
	1250	1259,92	0,59
	1600	1587,40	0,98
*	2000	2000,00	1,20
	2500	2519,84	1,27
	3150	3174,80	1,20
*	4000	4000,00	0,96
	5000	5039,68	0,54
	6300	6349,60	-0,14
*	8000	8000,00	-1,14
	10000	10079,36	-2,54

A módszer alkalmazásához elsőként egy hagyományos DFT-vel megbecsüljük a jel egy komponensének frekvenciáját. Példaként tekintsük egy zajos $f_0 = 97,83$ Hz frekvenciájú szinuszjel $T = 0,1$ s időtartamú regisztrátumát, melyet $f_s = 8$ kHz mintavételi frekvenciával rögzítettünk. A jelalak az idő- és a frekvenciatartományban a 2. ábrán látható. A DFT alapján az első becslésünk a frekvenciára a $\Delta f = 1/T = 10$ Hz felbontás mellett $\tilde{f}_0 = 100$ Hz.

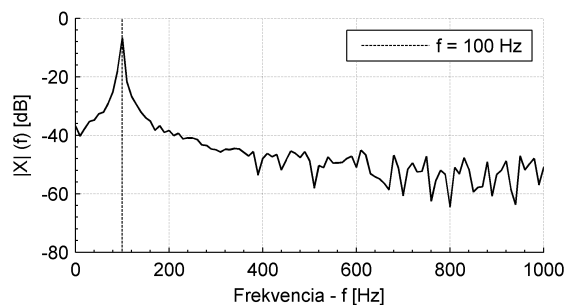
A becslt \tilde{f}_0 frekvenciát felhasználva az eredeti jelünket egy egyoldali frekvenciamodulációval eltoljuk. Az $x_{\text{mod}}(t)$ modulált jel komplex értékű lesz:

$$x_{\text{mod}}(t) = x(t) e^{-j2\pi \tilde{f}_0 t}. \quad (21)$$

A moduláció hatására, a Fourier-transzformáció eltolási tételének következményeként a 2(b). ábrán látható spektrum balra tolódik a becslt \tilde{f}_0 frekvenciával. Az eredeti $x(t)$ jelünk valós volt, melynek spektruma páros, ez azonban a modulált $x_{\text{mod}}(t)$ jelre már nem teljesül. A modulált jel frekvenciatartománybeli képét a 3. ábra bal oldalán láthatjuk. A spektrum két maximumhelyét az $f = 0$ és $f = -2*\tilde{f}_0$ frekvenciákon találjuk. Utóbbi komponens egy aluláteresztő szűrővel szűrhetjük ki a modulált jelből. Példánkban a szűrő vágási frekvenciáját \tilde{f}_0 -nak választottuk, az átviteli karakterisztikát a 3. ábrán piros vonallal jelöltük. A szűrt modulált jel spektruma a 3. ábra jobb oldalán látható. Érdemes megemlíteni, hogy az aluláteresztő szűréssel a jelet terhelő szélessávú zaj (pl. kvantálási zaj)



(a) Időtartomány



(b) Frekvenciatartomány

2. ábra. Zajos szinuszel és FFT-vel számított spektruma

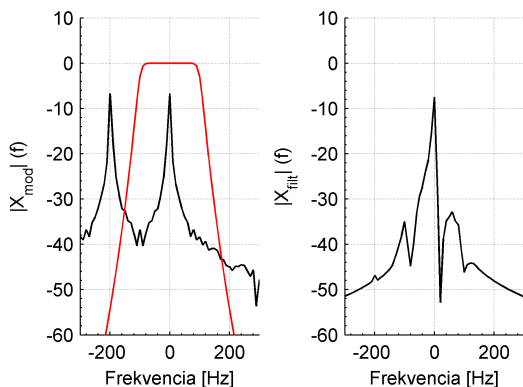
teljesítménye is jelentősen csökken.

A 4. ábrán megfigyelhetjük, hogy a modulált szűrt jelünk nem csak DC komponenst tartalmaz. Bár a szűrő beállása után az amplitúdó nagyjából állandó, a válós és képzetes rész alakulásán lassú változások láthatóak. Mivel az f_0 frekvenciájú harmonikus jelet a \tilde{f}_0 frekvenciával töltük el, a szűrés után egy $f_0 - \tilde{f}_0$ frekvenciával forgó fazort kapunk. Az ábrán azt is megfigyelhetjük, hogy a fázor a negatív irányban forog, ami azt jelenti, hogy ebben az esetben $\tilde{f}_0 > f_0$.

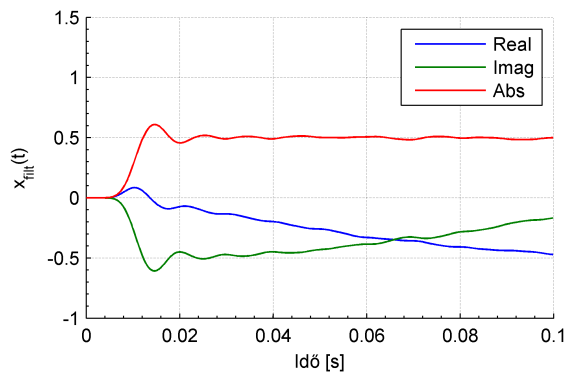
A $\delta f = f_0 - \tilde{f}_0$ frekvenciakülönbséget időtartománybeli illesztéssel kapjuk meg. Tudjuk, hogy a szűrt modulált jelünk

$$x_{\text{filt}}(t) = Ae^{j(2\pi\delta ft + \varphi)} \quad (22)$$

alakban írható fel, ahol A a jel amplitúdója, φ pedig a kezdőfázis. Számunkra természetesen az $x_{\text{filt}}(t)$ jel diszkrét



3. ábra. A modulált (bal) és a szűrt modulált (jobb) jel spektruma. Az alkalmazott aluláteresztő szűrő átviteli karakterisztikáját a bal oldali piros vonal mutatja.



4. ábra. A szűrt modulált jel az időtartományban.

mintái állnak rendelkezésre:

$$x_{\text{filt}}[k] = x_{\text{filt}}(k\Delta t) = Ae^{j(2\pi\delta fk\Delta t + \varphi)}. \quad (23)$$

Vegyük a $k + 1$ -edik és a k -edik minta hányadosát! A hányados k értékétől függetlenül:

$$\frac{x_{\text{filt}}[k + 1]}{x_{\text{filt}}[k]} = e^{j2\pi\delta f\Delta t} = \gamma. \quad (24)$$

Mivel a szűrt modulált jel mintáit ismerjük, γ értéket meghatározhatjuk. Ehhez egy erősen túlhatározott egyenletet kell megoldanunk:

$$\begin{Bmatrix} x_{\text{filt}}[N_0 + 1] \\ x_{\text{filt}}[N_0 + 2] \\ \vdots \\ x_{\text{filt}}[N] \end{Bmatrix}^T = \gamma \begin{Bmatrix} x_{\text{filt}}[N_0 + 0] \\ x_{\text{filt}}[N_0 + 1] \\ \vdots \\ x_{\text{filt}}[N - 1] \end{Bmatrix}^T, \quad (25)$$

ahol N_0 az aluláteresztő szűrőnk tranziense utáni első minta sorszámát jelöli. Esetünkben pl. $t_0 = 0,04$ s-tól vehetjük az állandósult szakaszt, így $N_0 = f_s t_0 = 320$. Így többszáz egyenletünk van egyetlen ismeretlenre. A túlhatározott egyenletrendszer például a legkisebb négyzetek módszerével oldhatjuk meg. Matlabban, ha a (25) egyenletben a bal oldali vektorunk b , a jobb oldali pedig a , akkor ezt a megoldást a

$$\gamma = b/a;$$

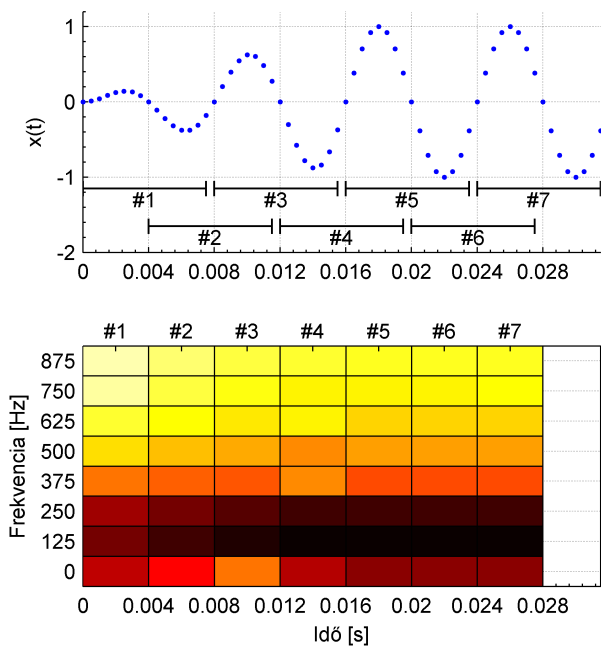
módon kapjuk meg.

Végül γ alapján kapjuk a δf frekvenciakülönbséget

$$\delta f = \frac{\arg\{\gamma\}}{2\pi\Delta t}, \quad (26)$$

illetve a becsült $\tilde{f}_0 = f_0 + \delta f$ frekvenciát. Fenti példánkban $\tilde{f}_0 = 97,8285$ Hz adódott, ami ezredhertzes pontosságnak felel meg.

Érdeemes még megjegyezni, hogy ugyanez a módszer alkalmazható exponenciálisan lecsengő harmonikus jelek frekvenciájának és időállandójának meghatározására. Az eljárás minden lépésében azonos a fentivel, γ meghatározása után az időállandó (vagy csillapítási tényező) γ abszolút értékéből számítható. Hasonlóan, ha a jel több, jól elkülönülő keskenysávú komponensből áll, az egyes komponensek frekvenciái és időállandói a fenti módszerrel egymás után meghatározhatóak.



5. ábra. Spektrogram számításának menete. Fent: időjel és az átlapolódó időablakok. Lent: Spektrogram – az egyes időablakok alapján számított spektrumok. (A sötétebb színek jelentik a nagyobb amplitúdókat.)

1.4. Spektrogram felvétele

A spektrális elemzés során gyakran érdekes lehet számunkra a jel spektrumának időbeli változása is. A spektrum időbeli változásának ábrázolását nevezzük spektrogramnak.

A spektrogram számítása során a felvett jel mintáiból fix méretű ablakokat készítünk, tipikusan átlapolással. Ezekre az ablakokra számítunk spektrumot, majd a spektrogramon az egymást követő ablakokon számított spektrumokat (tipikusan az abszolút értéküket, vagy az ebből számított teljesítménysűrűséget) ábrázoljuk.

A számítás menetét az 5. ábra szemlélteti. Példaként 50%-os átlapolást használtunk az egymást követő ablakok között. A spektrogram ábrázolt időfelbontása így az ablakok időtartamának fele. Ez azonban nagyobb átlapolás választása esetén könnyen megtevesztő is lehet, hiszen minden számított spektrum egy teljes időablaknyi mintát tartalmaz, így az effektív időfelbontás az átlapolás növelésével nem nő. Mivel a spektrogram frekvenciafelbontása az ablakok mintaszámával fordítottan, időfelbontása pedig ezzel egyenesen arányos, az egyik irányú felbontás csak a másik kárára növelhető, a két felbontás szorzatára pedig teljesül, hogy $\Delta f \Delta t \geq 1$.

Érdekes még megjegyezni, hogy a spektrogram számítása során a spektrális szivárgás csökkentése érdekében az egyes ablakokat általában megfelelő ablakfüggvényekkel (pl. Hann-ablak) elősúlyozzuk. A Matlabban a spektrogram számítása legegyszerűbben a `spectrogram` függvénnyel végezhető el.

Bizonyos zenei jelek (pl. fúvós vagy vonós hangszerek, illetve énekhang) analízise során a következő gyakorlatot szokás alkalmazni a spektrogram időfelbontásának növelésére. Az ilyen fajta jelek egy jól meghatározható alaphang és

felharmonikusai a domináns komponenseik. Annak érdekében, hogy ezeket a komponenseket koherensen mintavételezzük, érdemes az f_0 alaphang pontos meghatározása (lásd az 1.3. fejezetet) után a felvett jelet az $f'_s = 2^n f_0$ mintavételi frekvenciával újramintavételezni.⁵ A koherens mintavételezés előnye, hogy elkerüljük a spektrális szivárgásból és az ún. léckerítés-hatásból (*picket fence effect*) adódó hibákat, így pedig kis ablakméret mellett is biztosított, hogy a DFT frekvenciabinjei pontosan egybeesnek a harmonikusok frekvenciáival. Így az ablakméret (és a frekvenciafelbontás) csökkentésével a spektrogram kellően megnövelt időfelbontásához juthatunk, miközben a frekvenciatartománybeli képből pontosan megőrizzük a számunkra fontos információt, vagyis a harmonikus komponensek amplitúdóértékeit. A koherens mintavétel hosszabb regisztrátumok esetén csak akkor tartható fenn, ha nagyon pontosan sikerült az alaphang meghatározni, illetve ha annak változása a felvett szakaszban nagyon kicsiny.

2. Matlab segédlet a méréshez

Ebben a fejezetben néhány olyan kódrészletet mutatunk be, melyek a mérés elvégzéséhez adnak támpontokat.

2.1. Digitális IIR szűrő tervezése rendszer-egyenlet alapján

A Matlab `filter` függvénye közvetlenül a diszkrét rendszeregyenletet megvalósító IIR szűrőt alkalmaz a diszkrét jel mintáira.

```
T_rms = 125e-3; % fast
N_rms = ceil(T_rms * fs); % window width
alpha_rms = exp(-1/N_rms); % exp. ratio
b = 1/N_rms; % fltr numerator
a = [1, -alpha_rms]; % fltr denominator
p2rms = filter(b, a, p.^2); % filtering
```

2.2. Digitális IIR szűrő tervezése folytonos pólus-zérus-elrendezés alapján

Az alábbi kódrészlet a (20) formulával megadott szűrő digitális megfelelőjét tervezi meg és alkalmazza az f_s mintavételi frekvenciával rögzített x jelle.

```
% zeros, poles, amplification
z = [0 0 0 0];
p = [-129.4 -129.4 -676.7 -4636 -76655 -76655];
k = 7.3905e9;
% continuous system
filterc = zp(z, p, k);
% convert to discrete
filterd = c2d(filterc, 1/fs);
% get transfer function equivalent
[num, den] = tfdata(filterd);
b = num{1};
a = den{1};
```

A szűrés menete pedig

```
xfilt = filter(b, a, x);
```

⁵ n -t a harmonikusok számának megfelelően érdemes megválasztani, a gyakorlatban legtöbbször $n = 5, 6$ vagy 7 .

3. Ellenőrző kérdések

1. Definiálja az L_{AS} , L_{AFmin} , L_{A20} , L_{AEq} szinteket.
 2. Egy harmonikus jel szintjét hangnyomásszintmérővel mérjük. $L_{AEq} = 86$ dB, $L_{ZEq} = 92$ dB. Becsülje meg a jel frekvenciáját.
 3. 48 kHz mintavételi frekvenciával rögzítünk egy 2 másodperc hosszú jelet. Melyik a legalsó és legfelső szabványos tercsáv, amelybe még jelszintet számíthatunk?
 4. Mekkora a frekvenciafelbontás, ha 48 kHz-es mintavételezett jel 2048 mintájából számolunk DFT-t?
 5. Egy hangjel két harmonikus komponenst tartalmaz, melyek frekvenciái hozzávetőlegesen $f_1 \approx 120$ Hz és $f_2 \approx 130$ Hz. A két frekvenciaértéket 1 Hz pontossággal ismerjük. Az f_1 komponens pontos meghatározásához a hangjelet az $e^{-j2\pi 120 \text{ Hz} \cdot t}$ moduláló jellel szorozzuk, majd aluláteresztő szűrővel szűrjük. Mekkora a válasszuk a szűrő vágási frekvenciáját?
- (d) Ábrázolja a stacionárius hangminta spektrumát, majd tegyen kísérletet a spektrum jel-zaj viszonyának csökkentésére spektrális átlagolással!
 - (e) Mintavételezze újra a stacionárius hangmintát az alapprofrendencia 2^n -szeresének megfelelő új mintavételi frekvenciával!
 - (f) Ábrázolja a hangminta tranziens részében az alapprofrendencia és az első négy felharmonikus amplitúdóját az idő függvényében!
 - (g) Ábrázolja a teljes hangminta spektrogramját!

4. Mérési feladatok

1. Implementáljon Matlab függvényt, mely diszkrét hangminta futó rms-ét számítja exponenciális átlagolással. A függvény fejléce legyen

```
1 function y = running_rms(x, Trms, fs)
```

ahol fs a mintavételi frekvencia, $Trms$ az időállandó, x pedig a bemenő hangminta (oszlopvektor)

2. Implementáljon egy Matlab függvényt, mely az A-súlyozást megvalósító diszkrét idejű IIR-szűrő együtthatóit adja vissza. A függvény fejléce legyen

```
1 function [b, a] = afilter(fs)
```

3. Töltse be a felvett hangmintát.

- Ábrázolja az eredeti hangnyomás slow időállandóval képzett futó rms-ét dB-ben
- A mintavételi frekvenciának megfelelő A-szűrővel szűrje meg a hangjelet.
- Ábrázolja az A-súlyozott hangnyomás slow időállandóval képzett futó rms-ét dBA-ban.
- Adja meg a hangnyomás A-súlyozott tercsávós spektrumát abban az időpontban, amikor a súlyozatlan hangnyomásszint eléri az L_{ZSmax} értéket. A spektrumot 1 s hosszú szakaszból számtsa.

4. Hangminták elemzése

- (a) Határozza meg a tranziens hangminta három legerősebb komponensének pontos frekvenciáját és időállandóját!
- (b) Ábrázolja a tranziens hangminta spektrogramját!
- (c) Határozza meg a stacionárius hangminta alapprofrendenciáját!