

Modellalapú jelfeldolgozás és aktív zajcsökkentés

Habilitációs tézisek

Dr. Sujbert László
okleveles villamosmérnök

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék
2016

1. Bevezetés

Jelen téziszfüzet a doktori (PhD) disszertációm elkészítése után született, önállóan vagy társ-szerzőkkel létrehozott eredményeimet foglalja össze. Tudományos tevékenységemet elsősorban kutatócsoportban végeztem, így a létrejött és publikált eredmények közös munka eredményei. A közös munkából tézisként olyan eredményeket mutatok be, amelyek esetében a saját kutatómunka egyértelműen azonosítható.

Doktori értekezésemet interdiszciplináris témában: aktív zajcsökkentésben készítettem el. A témát jelfeldolgozási szempontból közelítettem meg, és periodikus zavarhatások csökkentésére egy periodikus jelmodell (rezonátor) alapú megfigyelőt ajánlottam. A doktori tézisek kidolgozásához szükség volt a struktúra alapos megismerésére, a jelfeldolgozási feladatnak megfelelő adekvát kiegészítésére. A fokozat megszerzéséig tehát az aktív zajcsökkentés és a periodikus jelmodell alapú megfigyelő alkalmazásában, tervezésében szereztem mélyebb ismereteket. Későbbi kutató-fejlesztő munkám során ezeket az ismereteket alkalmaztam, illetve bővítettem, ezért a bemutatandó eredmények visszavezethetők az említett témakörökhöz.

A periodikus zajok csökkentésére kidolgozott módszer igényli az akusztikus rendszer identifikációját, amelyet magával a rezonátor alapú megfigyelővel oldottam meg. Az eljárást azonban nem dolgoztam ki tézisszerűen, erre csak a fokozatszerzés után került sor. A későbbi kutatás-fejlesztési feladatok mutatták meg, hogy a zajcsökkentő rendszer alkalmas vivőfrekvenciás gerjesztésű analóg mérőrendszerek automatikus nullpont-kiegyenlítésére, illetve nemlineáris rendszerek aktív torzításcsökkentésére is. Ezeket az eredményeket tartalmazza az első téziscsoport.

A zajcsökkentési problémák jelentős részében sztochasztikus (szélessávú) akusztikus zajok elnyomása a cél. A legszélesebb körben alkalmazott, adaptív szűrő alapú eljárások konvergenciája azonban gyakran lassú. Periodikus zajok esetén az aktív zajcsökkentő rendszer ún. másodlagos útja amplitúdókarakterisztikájának kiegyenlítése jelentős sebességnövekedést eredményezett, a kiegyenlítést sztochasztikus zajok elnyomására is alkalmazva gyors konvergenciájú struktúrát hoztam létre.

A vezeték nélküli szenzorhálózatok megjelenése az aktív zajcsökkentés számára is új lehetőségeket nyitott. A tipikusan sok érzékelő elemet (mikrofont) tartalmazó, ezért nehézkesen konfigurálható vezetékes rendszerek kiváltása sok előnnyel jár, de szinkronizációs problémák és időnkénti adatvesztés miatt a rendszer stabilitásának megőrzése kihívást jelent. Megalkottam egy ilyen környezetben stabilan működtethető rendszer koncepcióját, amelynek konkrét algoritmikus elemeit doktorandusz hallgatóm dolgozta ki.

Aktív zajcsökkentés esetén a mikrofonok és hangsugárzók elhelyezése akusztikai tervezést, kísérletezést igényel. Általában hangtér számítására kidolgozott módszerek, (gyakran igen drága) kereskedelmi programok állnak rendelkezésre, de aktív zajcsökkentést szimuláló rendszerrel nem találkoztunk. Kidolgoztam egy véges differenciás térszámításon alapuló, az aktív zajcsökkentést is integráló megoldást a zajcsökkentés bekapcsolása után kialakuló hangtér számítására.

A fenti eredményeket fogja össze a második téziscsoport.

A vezeték nélküli rendszerek sajátja az adatvesztés, amely bármilyen jelanalízis eredményét veszélyezteti. A rezonátoros megfigyelő alkalmassá tehető az adatvesztés kezelésére, továbbá szükséges és elégséges feltételek adhatók, hogy milyen adatvesztési mintázat esetén képes a rendszer a jelkomponensek torzításmentes becslésére. Az erre vonatkozó tételeket doktorandusz hallgatóm fogalmazta meg. Spektrumbecslésre viszont vitán felül leggyakrabban a diszkrét Fourier-transzformációt, illetve a végrehajtására szolgáló hatékony gyors Fourier-transzformációt (FFT) alkalmazzák. Korábbi eredményeinkre alapozva kidolgoztam egy FFT-alapú, adatvesztés esetén is jól használható spektrumbecslő eljárást. A további vizsgálatok azt mutatták, hogy az egyes adatvesztési modellekhez tartozó ún. indikátorfüggvények spektruma alapján az adatvesztési mo-

dell identifikálható. Ezeket az eredményeket a harmadik téziscsoportban jelenítettem meg.

A tézisfüzet struktúrája a következő: A bevezetés utáni Előzmények c. fejezet először bemutatja a rezonátoros struktúrát, az aktív zajcsökkentést és a doktori kutatás során létrehozott eredményeket. Az új tudományos eredmények külön fejezetben való felsorolása után ezek részletes kifejtése következik. Ez a tézisfüzet kiméretéhez igazodva levezetéseket, bizonyításokat, kísérleti leírásokat nem közöl, csak az összefüggések feltárásához szükséges gondolatmenetet tartalmazza. A további információk a tézisekhez rendelt publikációkban szerepelnek. Ezután külön fejezetben röviden az eredmények gyakorlati alkalmazási lehetőségeit vázolom, majd az előírásoknak megfelelő irodalomjegyzék zárja a tézisfüzetet.

2. Előzmények

2.1. Rezonátoros struktúra

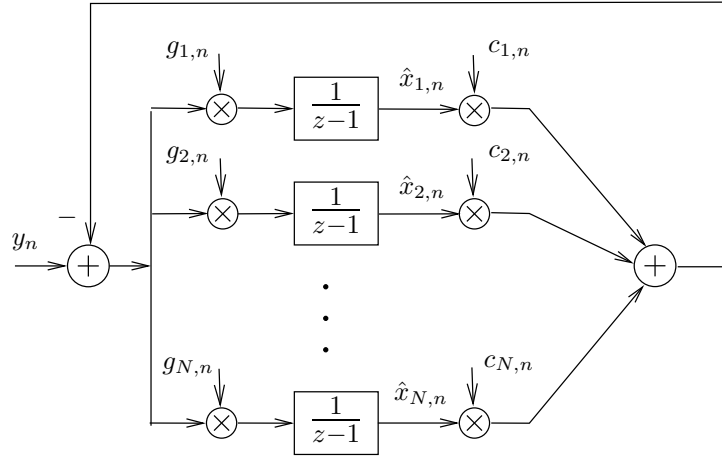
A rezonátoros megfigyelőt [Peceli86] a multiszinuszos jelekhez rendelhető ún. koncepcionális jelmodellre alkalmazhatjuk. A jelmodell a következő:

$$y_n = \mathbf{c}_n^T \mathbf{x}_n \quad (1)$$

$$\mathbf{c}_n = [c_{k,n}] = e^{j2\pi f_k n}, \quad k = 1 \dots N \quad (2)$$

$$f_{N-k+1} = -f_k, \quad f_{\frac{N+1}{2}} = 0, \quad k = 1 \dots N \quad (3)$$

ahol \mathbf{x}_n a jelmodell állapotváltozója az n . időpillanatban, y_n a kimenete (a megfigyelő bemenete), \mathbf{c}_n reprezentálja a bázisfüggvényeket. Az f_k jelölés relatív frekvenciát jelent, valós jelekre a (3) egyenletnek kell teljesülnie. Ez a megszorítás nem szükségszerű, de sok esetben előnyös. Az ilyen esetekben az állapotváltozók is komplex konjugált párokat alkotnak. A koncepcionális jelmodell tetszőleges sávkorlátozott multiszinuszos jelet képes generálni. A jelmodellhez tartozó megfigyelő az 1. ábrán látható, illetve az alábbi egyenletekkel írható le:



1. ábra. Rezonátoros megfigyelő.

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} = \hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{g}_n (y_n - \mathbf{c}_n^T \hat{\mathbf{x}}_n), \quad \mathbf{g}_n = [g_{k,n}] = r_k \bar{c}_{k,n} \quad (4)$$

ahol $\{\hat{\mathbf{x}}_n = [\hat{x}_{k,n}]; k = 1 \dots N$ a becsült állapotvektor, $\{r_k; k = 1 \dots N\}$ pedig szabad paraméterek, amelyekkel a rendszer pólusai állíthatók be (a felülvonás a komplex konjugátat jelöli).

A megfigyelő egy-egy csatornája időinvariáns átvitelű, egyetlen pólussal az egységkörön, ezért nevezhető rezonátornak. A rezonátorfrekvenciák kifejezhetők mint a bázisfüggvények egymást követő mintáinak hányadosai:

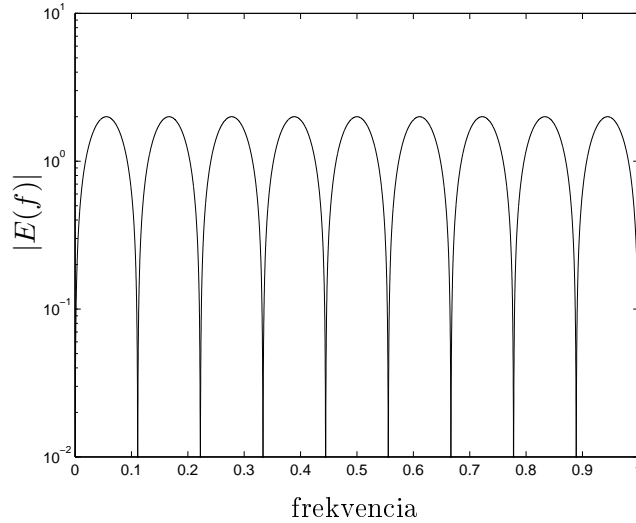
$$z_k = \frac{c_{k,n+1}}{c_{k,n}} = e^{j2\pi f_k}, \quad k = 1 \dots N \quad (5)$$

Egy csatorna átviteli függvénye pedig a következő:

$$Q_k(z) = \frac{r_k z_k}{z - z_k}, \quad k = 1 \dots N \quad (6)$$

Ezek a csatornák egy közös visszacsatolásban működnek. Így egy egybemenetű – többkimenetű rendszer jön létre, amelyben egy-egy csatorna átviteli függvénye a közös bemenetre vonatkozóan:

$$H_k(z) = \frac{\frac{r_k z_k}{z - z_k}}{1 + \sum_{i=1}^N \frac{r_i z_i}{z - z_i}}, \quad k = 1 \dots N \quad (7)$$



2. ábra. A hibajel amplitúdókarakterisztikája

Amennyiben a rezonátor pólusok egyenletesen helyezkednek el az egységkörön, továbbá $\{r_k = 1/N; k = 1 \dots N\}$, a megfigyelő véges beállítású és rekurzív diszkrét Fourier-transzformációt (RDFT) valósít meg. Ez esetben a (7) átviteli függvény nagyon egyszerű:

$$H_k(z) = \frac{1}{N} \frac{z^N - 1}{z - z_k} z^{-N}, \quad k = 1 \dots N \quad (8)$$

A hozzá tartozó amplitúdómenet pedig:

$$|H_k(f)| = \left| \frac{\sin \pi N(f - f_k)}{N \sin \pi(f - f_k)} \right|, \quad k = 1 \dots N \quad (9)$$

A (9) amplitúdómenetnek zérusai vannak a rezonátorfrekvenciákon, kivéve, ha $f = f_k$, ahol $H_k(f_k) = 1$. A zárt hurok átviteli függvénye a bemenettől a visszacsatolt jelig:

$$P(z) = \sum_{k=1}^N H_k(z) \quad (10)$$

amely ismét egyenletes rezonátorelhelyezkedést és $r_k = 1/N$ beállítást feltételezve rendkívül egyszerű alakú:

$$P(z) = z^{-N} \quad (11)$$

A későbbiek szempontjából igen fontos a bemenőjel és a visszacsatolt jel különbsége, a hibajel, amelynek átviteli függvénye a következő:

$$E(z) = 1 - P(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^N \frac{r_i z_i}{z - z_i}} = 1 - z^{-N} \quad (12)$$

$E(z)$ -nek rezonátor pozíciókban zérusai vannak. $E(z)$ tehát a periodikus jelmodell frekvenciáin működő lyukszűrő. A lyukszűrő „szélessége” az r_k paramétertől függ: minél kisebb az abszolút értéke, annál keskenyebb a szűrő. DFT esetére ($N = 9$) $|E(f)|$ a 2. ábrán látható. Fontos, hogy az átvitelnek zérusai vannak a rezonátorpozíciókban, függetlenül az r_k paraméterkészlet megválasztásától.

A rezonátoros megfigyelő struktúrát sikeresen alkalmazzák minden olyan területen, ahol a jelek leírására a periodikus jelmodell adekvát. Különösen alkalmas Fourier-transzformáció (és általánosságban tetszőleges ortogonális transzformáció) rekurzív megvalósítására. Megfelelő kiegészítésekkel a struktúrával kiváló stabilitási és érzékenységi tulajdonságokkal rendelkező digitális szűrők megvalósítására [Peceli89] nyílik lehetőség.

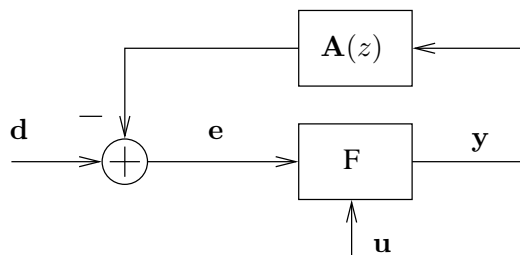
Gyakorlati alkalmazásokban a megfigyelt jel alapharmonikusának frekvenciája változik, ezért a rezonátorok nem helyezkedhetnek el egyenletesen. Az Adaptív Fourier-analizátor [Nagy92] úgy hangolja a rezonátorfrekvenciákat, hogy azok egybeessenek a jel komponenseinek frekvenciáival, kiküszöbölve ezáltal a DFT esetében fellépő tetőesést (picket fence) és szivárgást (leakage). Ekkor az $r_k = 1/N$ paraméterbeállítás nem eredményez véges beállást, de a rendszer gyors beállítás marad. Az eljárást sikeresen alkalmazták pl. precíziós vektorvoltmérőkben.

2.2. Aktív zajcsökkentés

Az alacsony frekvenciasávba eső akusztikus zajok vagy rezgések passzív csökkentése számos akadályba ütközik, főként az alkalmazandó elnyelő, csillapító anyagok nagy mérete, térfogata miatt. A digitális jelfeldolgozó processzorok megjelenésével és elterjedésével lehetővé vált a régóta ismert elv megvalósítása. Az aktív zajcsökkentés alapja, hogy olyan „másodlagos” zajt vagy rezgést kell létrehozni, amely a kívánt helyen az eredeti „elsődleges” zajjal interferálva, kioltja azt [Kuo99]. A másodlagos zajt leggyakrabban hangsugárzókkal hozzák létre, a kioltás helyén pedig mikrofonokat helyeznek el, ezek jelei mint hibajelek alapján adaptálható a másodlagos zajt létrehozó rendszer. Más mikrofonok vagy egyéb szenzorok (pl. gyorsulásérzékelő) szolgáltatnak további információt az elnyomandó zajról, ezek a referenciajelek.

A problémának akusztikai, jelfeldolgozási, ill. szabályozástechnikai vonatkozásai is vannak. Egyes esetekben, ha a másodlagos forrás az elsődlegeshez közel telepíthető (pl. szellőzőberendezés), egyetlen hangszóró–mikrofon pár elegendő. Egyéb esetekben, ha a zajforrás nem koncentrált, ill. egy nagyobb térrészben van szükség zajcsökkentésre (pl. repülőgép utastere), több mikrofont és hangsugárzót használnak [Kajika12, Kidner06].

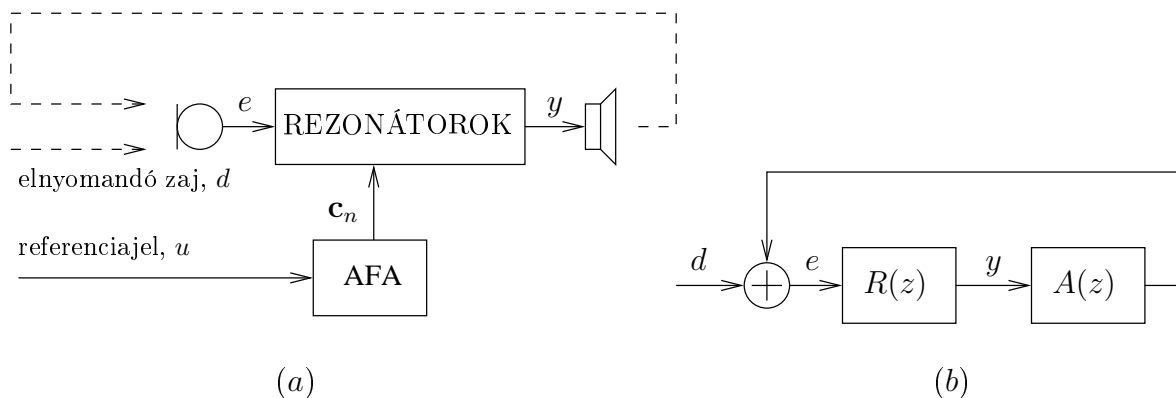
Az aktív zajcsökkentő rendszerek absztrakt modellje az 3. ábrán látható. Az ábrán F jelöli



3. ábra. Aktív zajelnyomó rendszer

a zajelnyomó eljárást, \mathbf{d} az elnyomandó jelet, \mathbf{u} a referenciajelet, \mathbf{y} a zajelnyomó eljárás kimenőjelét, \mathbf{e} pedig a hibajeleket. $\mathbf{A}(z)$ reprezentálja az analóg (akusztikus) részrendszert. Az egyes jelek vektorok, mivel aktív zajcsökkentésre általában többcsatornás rendszereket alkalmaznak. Az aktív zajcsökkentés feladata ezek után úgy fogalmazható meg, hogy keresett az F struktúra és annak paraméterei, amelyek segítségével az \mathbf{e} hibajel normája minimalizálható.

A legelterjedtebb zajcsökkentő rendszerek adaptív szűrőket alkalmaznak, többnyire LMS-alapú adaptációval, azaz a hibajel négyzetes normáját (teljesítményét) minimalizálják. A legkorábbi rendszerek ún. visszacsatolt (feedback) rendszerek voltak. Legsikeresebb alkalmazásaik olyan egy mikrofont és egy hangszórót tartalmazó – egycsatornás – rendszerek voltak, ahol a mikrofon és a hangszóró közel volt egymáshoz (pl. aktív fülvédő). A következő lépés az előre-csatolt (feedforward) rendszerek alkalmazása volt. Ezek már igényelnek referenciajel-bemenetet. Az előre-csatolt rendszereket különböző zajcsökkentési feladatokra alkalmazták sikeresen. A fenti eljárások alapja az ún. filtered-X LMS (XLMS) algoritmus, azaz az eljárás igényli a másodlagos források és a hibamikrofonok közötti ún. másodlagos út modelljének megalkotását. Ennek a



4. ábra. Akusztikus zaj elnyomása rezonátorokkal

modellnek a pontossága meghatározza a rendszer működőképességét. Pontatlan modell esetén a hatékonyság csökken, súlyosabb esetben instabilitás lép fel. Az adaptív eljárások mind szélessávú, mind pedig harmonikus zajok elnyomására alkalmasak.

2.3. Periodikus zavarhatások aktív csökkentése

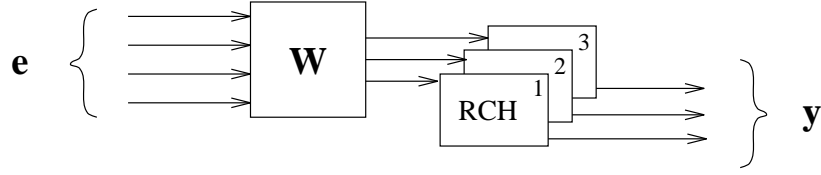
Doktori disszertációmban [Sujb97] a rezonátoros struktúrát alkalmaztam aktív zajcsökkentésre, abban a speciális esetben, amikor az elnyomandó zaj periodikus. Feltételezhető volt, hogy a kifejezetten periodikus zavarhatások elnyomására alkalmas struktúrával jobb eredmények, nagyobb hatékonyság érhető el, mint a hagyományos megoldásokkal.

A rezonátoros struktúra (1. ábra) a bemenőjelet a (12) egyenletnek megfelelően nulla hibával rekonstruálja, amennyiben komponenseinek frekvenciái megegyeznek a rezonátorfrekvenciákkal. Ez úgy is interpretálható, hogy a rezonátoros struktúra visszacsatolt jele a bemenőjel rezonátorfrekvenciáknak megfelelő komponenseit elnyomja. A rezonátoros struktúrát a 3. ábrával összevetve jól látszik, hogy a struktúra olyan zajelnyomó rendszer, amelyben $A(z) = 1$. Az aktív zajelnyomás alapfeladatának tehát az felel meg, hogy a rezonátoros struktúrának a fizikai rendszert reprezentáló $A(z)$ -vel szűrt kimenőjele kell megegyezzen a bemenőjellel, azaz a rezonátorok visszacsatolása egy „külső” hurkon keresztül valósul meg. Akusztikus zajelnyomás esetében a rezonátorok kimenőjelét a beavatkozó hangszóróra vezetjük, és az így keletkezett hang az elnyomandó hanggal interferál. (Ebben az esetben a negatív visszacsatoláshoz a kimenőjelet -1 -gyel szorozni kell.) Az interferencia eredményeként létrejött hangot a hibamikrofonnal érzékeljük, és ennek jelét vezetjük a rezonátorok bemenetére. Ezt szemlélteti a 4.a. ábra. Maga a zajelnyomó hurok egy vezérelt rezonátoros struktúra, amelynek rezonátorpozícióit (\mathbf{c}_n) az adaptív Fourier-analizátor (AFA) határozza meg a referenciajel alapján. A 4.b. ábrán látható a rendszer egyszerűsített blokkvázlata abban az esetben, amikor az AFA révén a rezonátorpozíciók már ismertek.

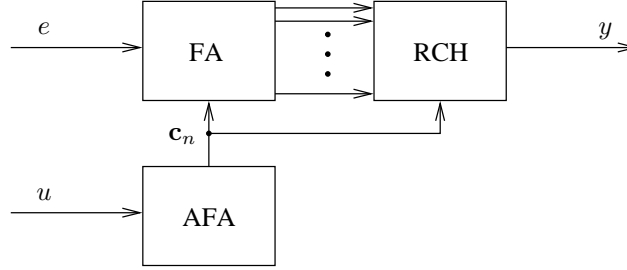
A zajelnyomó rendszer megtervezése a rezonátoros struktúra adekvát kiegészítését jelentette. A kiegészítés során szem előtt kellett tartani a következőket: egyrészt olyan struktúrára volt szükség, amely tetszőleges $A(z)$ esetén megoldja a zajelnyomási feladatot, másrészt a paraméterek megválasztásánál úgy kellett eljárni, hogy a konvergenciasebesség megfelelően nagy legyen. Lényeges szempont volt még, hogy az adott eljárás reális számítási igényt támasszon. Ezek, valamint a bemutatott analógia alapján, a tervezés nem jelentett mást, mint a rezonátoros struktúra r_k paramétereinek meghatározását.

Egycsatornás esetben a paraméterek beállítása a következő:

$$r_k = \alpha w_k, \quad w_k = \frac{1}{A(z_k)}, \quad k = 1 \dots N \quad (13)$$



5. ábra. Többcsatornás rezonátoros zajelnyomó rendszer



6. ábra. A hibajel Fourier-felbontásán alapuló zajelnyomó rendszer

ahol α pozitív skalár konvergenciaparaméter. Az aktuális w_k készlet az alapharmonikus frekvenciájának függvénye. Mivel $A(z)$ analitikusan nem ismert, (13) nem számítható on-line, azt off-line identifikálni kell. Ehhez $A(z)$ frekvenciaválasztát egy véges frekvenciakészlet esetére meg kell határozni, és az inverzeket ($f_i; i = 1 \dots M, M \gg N$) kiszámítani. Működés közben a rezonátorfrekvenciák ismeretében egy $\{f_i\} \rightarrow \{w_k\}$ leképezés adja meg, hogy a készlet mely elemeit kell felhasználni.

A (13) paraméterválasztás alapja, hogy ezzel a megoldással a rezonátoros struktúra $A(z)$ inverzét, a visszacsatoló ág az egységnyi átvitelt, a zárt rendszer pedig véges impulzusválaszú rendszert approximál. Mivel $A(z)$ általában magas fokszámú, a közelítés nem pontos, de a javasolt paraméterkészlet biztosítja a leggyorsabb beállást.

Többcsatornás zajelnyomás esetén minden beavatkozó hangszóróhoz tartozik egy rezonátor-készlet, amelyek bemenete a hibamikrofonok jeleinek súlyozott összege. Ez a súlyozás megfeleltethető a fenti w_k készletnek, de itt a skalárok helyébe mátrixok lépnek a következőképpen:

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{A}^\#(z_k) \quad (14)$$

ahol $\mathbf{A}(z)$ hangszórók és a mikrofonok közötti átviteli függvény-mátrix, \mathbf{W}_k a súlyozó mátrix. A $\#$ jel a pseudo- (vagy Moore-Penrose) inverzet jelöli. A többcsatornás zajelnyomó rendszert 4 bemenet és 3 kimenet esetére szemlélteti az 5. ábra. A rezonátorkészleteket vagy rezonátorcsatornákat az ábrán 'RCH' jelöli.

A \mathbf{W}_k beállítás hasonló konvergenciatulajdonságokat biztosít, mint w_k az egycsatornás esetben. Egycsatornás esetben, illetve többcsatornás esetben, ha azonos számú beavatkozó hangszóró és hibamikrofon van, állandósult állapotban zérus hiba érhető el. Ha a mikrofonok száma nagyobb, mint a hangszórók száma, a hiba négyzetes normája minimális; ha pedig a hangszórók száma nagyobb, mint a mikrofonok száma, a zérus állandósult állapotbeli hiba a hangszórók minimális teljesítménye mellett érhető el.

A konvergenciasebesség növelhető, ha a 6. ábrán látható struktúrát alkalmazzuk. Ez a rendszer a korábbtól annyiban különbözik, hogy a hibajel egy nem adaptív Fourier-analizátor (FA) komponenseire bontja, és a zajelnyomást megvalósító (RCH-val jelölt) rezonátorok bemeneteire ezek a komponensek kerülnek. Mindkét struktúra rezonátorait az AFA hangolja a referenciajel alapján. FA egy szűrőbankot valósít meg, ahol egy csatorna átvitele a (9) egyenlettel adott. Az RCH-hoz tartozó w_k , illetve \mathbf{W}_k paramétereket továbbra is (13), illetve (14) szerint lehet

beállítani, ugyanis FA csatornáinak átvitele a hozzájuk tartozó rezonátorfrekvencián egységnyi.

A periodikus zavarhatások elnyomására kifejlesztett rezonátoros rendszert a széles körben alkalmazott adaptív transzverzális szűrőt integráló megoldással hasonlítottam össze. Megállapítottam, hogy: (1) a rezonátoros és az adaptív rendszerek fázistartaléka megegyezik; (2) a rezonátoros és az adaptív rendszerek állandósult állapotbeli jellemzői megegyeznek; (3) a jelmodell alapú zajelnyomó rendszer az inverz átvitelt közelítő paraméterkészlet révén gyorsabb; (4) a rezonátoros zajelnyomó rendszer az adaptív rendszerekkel ellentétben a visszacsatolásban lévő átviteli függvénnyel kapcsolatos információt a frekvenciatartományban alkalmazza, és csak a periodikus zaj komponensei által meghatározott pontokban. Így a jelmodell alapú zajelnyomó rendszer az (1)–(3) tulajdonságokat a visszacsatolásban lévő rendszer alulmodellezettsége mellett teljesíti.

3. Új tudományos eredmények

1. A multiszinuszos jelmodell feltételező (rezonátoros) megfigyelőt alkalmassá tettem mérőrendszerek egyes információfeldolgozási feladatainak hatékony megoldására. A megfigyelő alkalmazásának előnyei elsősorban ahhoz köthetők, hogy a rezonátorok hangolásával a gerjesztéshez szinkronizált mérés valósítható meg.
 - (a) Lineáris rendszerek nemparametrikus identifikációjára rezonátoros megfigyelőn alapuló módszert adtam. Meghatároztam a rendszer beállási idejét és zajelnyomási képességét az egységkörön egyenletesen elhelyezkedő és tetszőleges pozícióban lévő rezonátorok esetén. [1]
 - (b) Vivőfrekvenciás gerjesztésű analóg mérőrendszerek automatikus nullpont-kiegyenlítésére rezonátoros megfigyelőn alapuló módszert adtam. Megmutattam, hogy a probléma az aktív zajcsökkentéssel analóg, mivel a jelek összegzése nem a mintavételezett jel feldolgozása során valósul meg, hanem a fizikai rendszerben történik meg. Az így felépített rendszer kedvező tulajdonságait kísérletileg igazoltam. [2]
 - (c) Szinuszos jelforrások nemlineáris torzításának csökkentésére rezonátoros megfigyelőn alapuló módszert adtam, amelynek lényege a forrás kimenő jelében megjelenő felharmonikusok aktív elnyomása. Az eljárás a rezonátoros aktív zajcsökkentő rendszer továbbfejlesztése, amelynek működését nemlineáris környezetben kísérletileg igazoltam. [3]
2. Új aktív zajcsökkentési megoldásokat dolgoztam ki, amelyek bővítik az ismert alapelv felhasználásának lehetőségeit.
 - (a) Kidolgoztam a sztochasztikus zavarhatások elnyomására alkalmas ún. filtered error – filtered reference LMS (EXLMS) algoritmust. Az eljárás az ismert filtered reference LMS (XLMS), illetve ennek többcsatornás változata, a multiple error LMS (MLMS) algoritmus továbbfejlesztése. A módosítás lényege, hogy mind a referenciajelet, mind a hibajelet egy kiegészítő szűrővel szűrjük, amely kiegyenlíti az ún. másodlagos út átviteli függvényének dinamikáját. Szimulációkkal és kísérleti eredményekkel megmutattam, hogy az EXLMS algoritmus konvergenciasebessége lényegesen nagyobb, mint az XLMS, illetve az MLMS algoritmusé. [4]
 - (b) Kialakítottam egy vezeték nélküli szenzorhálózatot integráló aktív zajcsökkentő rendszer koncepcióját, amelynek működését kísérletileg igazoltam. A hálózatban a hibajel érzékelésére a szenzorhálózat kis számítási kapacitású csomópontjai (ún. mote-ok) szolgálnak, amelyek rádió segítségével kommunikálnak a központi egységgel. Az így kialakított zajcsökkentő rendszer a vezetékes megoldáshoz képest könnyebben konfigurálható. Megmutattam, hogy a szenzorhálózatban fellépő változó késleltetés, illetve adatvesztés ellenére a visszacsatolt rendszer stabilitása megőrizhető. [5], [6]
 - (c) Az aktív zajcsökkentés bekapcsolása után kialakuló hangtér számítására új eljárást javasoltam. Az eljárás az akusztikai tér egy ismert véges differenciás szimulációja segítségével meghatározza a releváns diszkrét átviteli függvényeket, és az adaptív előrecsatolt zajcsökkentő rendszer tranziens fázisában csak ezeket működteti. Szimulációkkal és kísérleti eredményekkel megmutattam, hogy a módszer kevesebb számítást igényel, mint a hangtér számítását és a zajcsökkentő algoritmust párhuzamosan működtető megoldás. [7]

3. Új módszert adtam az adatvesztés kezelésére, a teljesítménysűrűség-spektrum (PSD) FFT alapú becslése esetén. A PSD számítására a Welch-módszert alkalmazom, úgy, hogy az adatvesztéssel érintett blokkokban az első adatvesztés helyén és minden további időpontban zérus minta szerepel.
- (a) Igazoltam, hogy az eljárás alkalmas periodikus jelkomponensek torzításmentes becslésére. Megmutattam továbbá, hogy az eljárás számítási komplexitása nem különbözik az FFT $N \cdot \log N$ rendű komplexitásától, szemben az adatvesztés esetén alkalmazott módszerek N^2 rendű komplexitásával. [8], [9]
 - (b) Többféle adatvesztési modell vizsgálatával igazoltam, hogy a javasolt eljárás konvergenciája gyorsabb, mintha a Welch-módszer alkalmazásához kizárólag adatvesztéssel nem érintett blokkokat használnánk fel. [8], [9]
 - (c) Többféle adatvesztési modell esetére megmutattam, hogy az adatvesztésre jellemző ún. indikátorfüggvény spektrumából az adatvesztési modell paraméterei identifikálhatók. [10]

4. Az eredmények részletes kifejtése

4.1. A rezonátoros struktúra alkalmazása

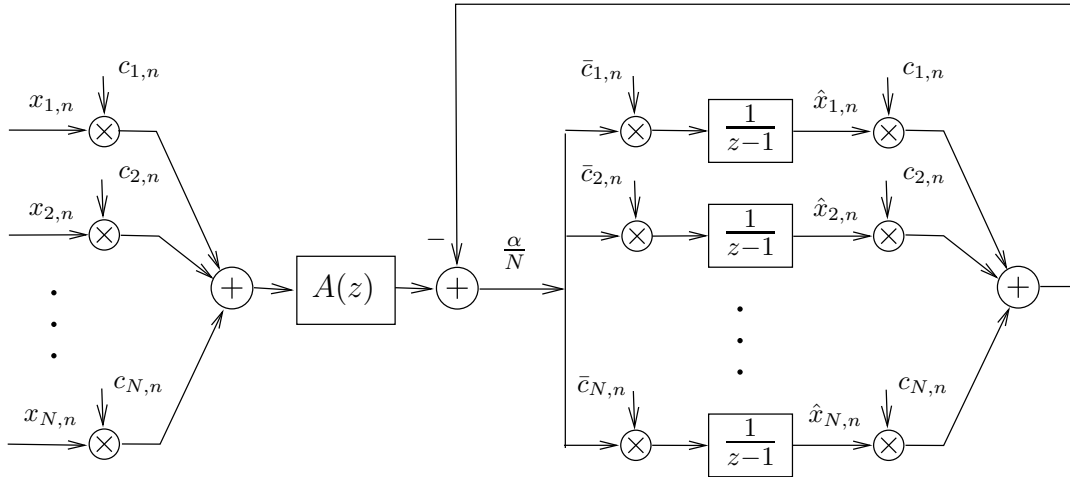
4.1.1. Lineáris rendszerek identifikációja

Legyen $A(f)$ lineáris, időinvariáns rendszer. Ekkor $A(f)$ nemparametrikus frekvenciatartománybeli identifikációja ennek mintavételezését jelenti véges számú f_k pontban [Ljung99, Schou91]:

$$\hat{A}(f_k) = \frac{Q(f_k)}{P(f_k)}, \quad k = 1 \dots N \quad (15)$$

ahol $\hat{A}(f_k)$ jelöli $A(f_k)$ becslőjét, továbbá $P(f)$ és $Q(f)$ jelöli rendre a bemeneti és a kimeneti jel Fourier-transzformáltját. Gyakori és célszerű gerjesztés a multiszínuszos jel [Godf93], ez esetben $P(f_k)$ előre ismert, míg $Q(f_k)$ pl. DFT segítségével számítható ki. Koherens mintavételezés esetén, állandósult állapotot feltételezve, a becslő torzítatlan. Különböző átlagolási technikák léteznek a becslő varianciájának csökkentésére, azaz a mérési zaj hatásának csökkentésére.

Az Előzményekben bemutatott rezonátoros struktúra, azaz a koncepcionális jelmodellhez tartozó generátor – megfigyelő pár alkalmas a feladat megoldására, a 7. ábrán látható elrendezésben. A gerjesztést meghatározza a generátor állapotvektora (\mathbf{x}_0), amely nem változik az identifikáció



7. ábra. Identifikáció rezonátoros generátor–megfigyelő párral.

során. Az identifikálandó rendszert ($A(z)$) a generátor és a megfigyelő közé kell kapcsolni, és az egymásnak megfelelő állapotváltozók hányadosai szolgáltatják az identifikáció eredményét:

$$\hat{A}(f_k) = \frac{\hat{x}_k}{x_k}, \quad k = 1 \dots N \quad (16)$$

A struktúra exponenciális átlagolás végrehajtására alkalmas, az α paraméter később részletezendő beállításával. A 7. ábrán látható megoldás feltételezi, hogy a bemenet pontosan ismert. Egyes gyakorlati esetekben, amikor ez nem teljesül, a bemenet Fourier-komponensei egy másik rezonátoros megfigyelővel mérhetők. Mivel azonos bázisfüggvényeket alkalmazunk mind a generátor, mind a megfigyelő esetében, szivárgás és tetőzés nem lép föl, még akkor sem, ha a véges szóhosszon történő megvalósítást is figyelembe vesszük. Az alábbiakban a mérőrendszert zajelnyomás és beállási idő szempontjából elemezzük.

Elsőként tekintsük azt az esetet, amikor a rezonátorok egyenletesen helyezkednek el az egységkörön, azaz $f_k = k/N$. Ha még $\{r_k = 1/N; k = 1 \dots N\}$ is teljesül (tehát az $\alpha = 1$ beállítást alkalmazzuk), a megfigyelő véges beállási és RDFT-t hajt végre (2.1. szakasz). Ha a mérés zajjal

terhelt, a becslőt terhelő zajteljesítmény (9) segítségével számítható. Amennyiben a mérési zaj fehér, a zajjelnyomás rendkívül egyszerű alakú:

$$\frac{\sigma_1^2}{\sigma_0^2} = \frac{1}{N} \quad (17)$$

ahol σ_0^2 a mért jelet terhelő zaj varianciája, σ_1^2 pedig az $\hat{x}_{k,n}$ állapotváltozó varianciája. A rendszer véges impulzusválaszú, a beállítás N lépésben történik meg.

Ha $0 < \alpha < 1$, a mérési struktúra exponenciálisan átlagol, azaz minden állapotváltozó beállása exponenciális. Az állapotváltozók átlagolására vonatkozó súlytényező kifejezése:

$$\beta = 1 - (1 - \alpha)^{1/N} \quad (18)$$

Ekkor, ismét fehér mérési zajt feltételezve a zajjelnyomás (lásd pl. [Sch93]):

$$\frac{\sigma_2^2}{\sigma_0^2} \approx \frac{\beta}{2} \quad (19)$$

ahol σ_0^2 ismét a mért jelet terhelő zaj varianciája, σ_2^2 pedig az $\hat{x}_{k,n}$ állapotváltozó varianciája. A β konstans szokásos kis értékeire ez jobb zajjelnyomást biztosít, mint (17). Mivel a rendszer végtelen impulzusválaszú, a beállítás (tehát a mérési idő) attól függ, milyen pontos mérést kívánunk végrehajtani. A lépésszám becslője a következő:

$$K \approx \frac{\log \varepsilon}{\log(1 - \beta)} \quad (20)$$

ahol ε jelöli az állandósultnak tekintett állapotban megengedett hibát. Fontos, hogy gyakorlati esetekben a zajjelnyomás alapján először β meghatározására kerül sor, ebből (18) inverzével számítható α , K pedig kiadódik.

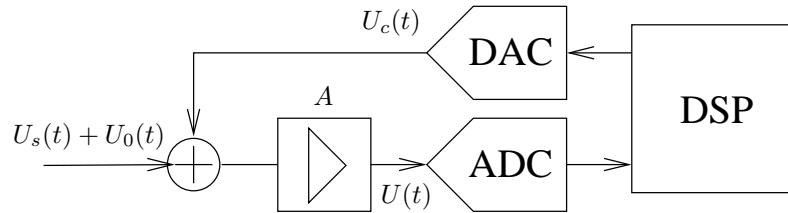
Számos gyakorlati alkalmazás igényli a nem egyenletes frekvenciakészlet melletti identifikációt: pl. akusztikus mérések esetén logaritmikus eloszlású frekvenciakészletre van szükség. Ekkor (8) és (9) nem érvényes, a rendszer végtelen impulzusválaszú, még $\alpha = 1$ beállítás mellett is. Az azonban továbbra is igaz, hogy $H_k(z)$ -nek zérusa van a rezonátorfrekvenciákon, kivéve, ha $f = f_k$, ahol $H_k(f_k) = 1$. Ez azt jelenti, hogy a (16) egyenletnek megfelelően a struktúra továbbra is képes torzítatlan mérési eredményeket szolgáltatni. Fontos, hogy a nem egyenletes frekvenciakészlet melletti mérés nem igényel extra számításokat az egyenletes frekvenciakészlethez képest.

A zajjelnyomás és a beállási idő számítása általában nehézkes, a gyakorlatban alkalmazott átlagolt esetekben azonban, ha $\beta \ll 1$, az egyes csatornák átviteli függvényére egyszerű közelítés adható:

$$\begin{aligned} H_k(z) &= \frac{\frac{r_k z_k}{z - z_k}}{1 + \frac{r_k z_k}{z - z_k} + \sum_{i=1, i \neq k}^N \frac{r_i z_i}{z - z_i}} \approx \\ &\approx \frac{\frac{r_k z_k}{z - z_k}}{1 + \frac{r_k z_k}{z - z_k}} = \frac{r_k z_k}{z - z_k(1 - r_k)}, \quad k = 1 \dots N \end{aligned} \quad (21)$$

ahol $r_k = \alpha/N$. A fenti egyenlet azt fejezi ki, hogy tetszőleges csatorna átviteli függvénye közelíthető egy olyan megfigyelő egy csatornájának átviteli függvényével, amelyben csak egyetlen rezonátor működik az f_k frekvencián, $r_k = \beta$ beállítással. A Parseval-tétel értelmében az átviteli függvény megfelelő közelítése egyben az impulzusválasz megfelelő közelítését is eredményezi. Mindezek alapján a zajjelnyomás a továbbra is a (19), a beálláshoz szükséges lépések száma pedig a (20) egyenlettel becsülhető.

Kapcsolódó publikáció: [1]



8. ábra. Analóg mérőrendszer digitális jelfeldolgozással és nullpont-kiegyenlítéssel.

4.1.2. Automatikus nullpont-kiegyenlítés

Fizikai mennyiségek mérésére szolgáló analóg mérőrendszerekben gyakran van szükség nullpont-kiegyenlítésre. Az igen eltérő fizikai felépítés ellenére közös probléma, hogy a mérendő mennyiség zérus értéke mellett is van nemzérus kimenőjel, és ennek nagysága akár többszöröse is lehet a fizikai mennyiség mérési tartományának megfelelő kimenőjelnek. Példaként említhetők a különféle nyúlásmérő hidak vagy az indukciós áramlásmérés. Ezekben a rendszerekben más rendszertechnikai megfontolások miatt nem egyenáramú, hanem váltakozó áramú, szinuszos gerjesztést alkalmaznak. Ez bizonyos hibaforrásokat kiküszöböl, de a probléma továbbra is fennáll. A digitális jelfeldolgozással kiegészített analóg mérőrendszer releváns részletét mutatja a 8. ábra. A szenzor és az analóg áramkör felől érkezik az $U_s(t)$ hasznos jel, erre szuperponálódik a zérus hasznos jel mellett is fellépő $U_0(t)$ hibajel. A jelet digitál-analóg átalakítás (ADC) előtt erősíteni kell, mert $U_s(t)$ amplitúdója túl kicsi az ADC bemeneti tartományához képest. Ha azonban kompenzálás nélkül ($U_c(t) = 0$) erősítjük a jelet, az erősítő és/vagy az ADC telítődik, és a mérést nem lehet végrehajtani. Ha az A erősítést lecsökkentjük úgy, hogy ne következzen be telítődés, a hasznos $U_s(t)$ jelre vonatkozó felbontás a feldolgozó egységben (DSP) túl kicsi lesz, emiatt a rendszer pontossága csökken. A probléma megoldható úgy, hogy a DSP-ben futó algoritmus

$$U_c(t) \cong -U_0(t) \quad (22)$$

kompenzáló jelet állít elő, ezzel az ADC bemenetére az

$$U(t) \cong A \cdot U_s(t) \quad (23)$$

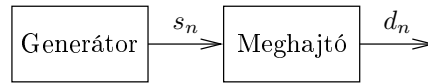
bemenőjel jut, és az A erősítés $U_s(t)$ -nek és az ADC bemeneti tartományának megfelelően kellően nagyra választható.

Az $U_0(t)$ jel csak amplitúdójában és fázisában tér el az $U_s(t)$ jeltől, frekvenciája azonos, ezért a kompenzálás csak akkor sikeres, ha biztosítjuk, hogy a kiegyenlítés időtartama alatt $U_s(t) = 0$. Sikeres kiegyenlítés után az $U_c(t)$ jel már nem változik. A 8. ábra szerinti kompenzáció megfelel a 3. ábrán látható zajelnyomási feladatnak. Az 'F' zajelnyomó eljárás itt a DSP blokkban valósul meg. (Az analóg-digitál, illetve digitál-analóg átalakító blokkokat a 3. ábrán az egyszerűség kedvéért nem tüntettük fel.) Mivel a gerjesztés periodikus, a rezonátoros zajelnyomó struktúra alkalmazható a feladatra.

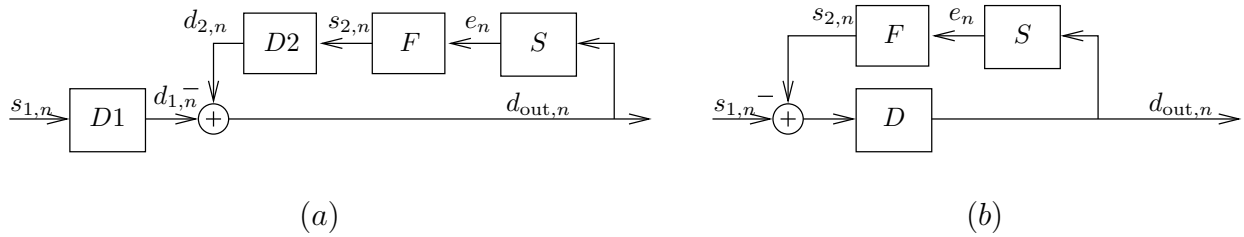
A kompenzáló algoritmus igényli a beavatkozó hurok identifikációját, amelyet pl. az előző pontban bemutatott eljárással lehet megoldani. Mivel a gerjesztés frekvenciája előre ismert, csak ezen a frekvencián (szükség esetén a felharmonikusok frekvenciáin, illetve DC-n) szükséges mérni. A hurokban lévő $A(z)$ rendszer ebben az esetben jóval egyszerűbb, mint akusztikus esetben, bár a DAC–ADC út jelentős késleltetést tartalmazhat.

A kísérleti eredmények alapján a kompenzáció gyors és pontos, amelynek különösen akkor van jelentősége, ha a gerjesztőjel frekvenciája alacsony.

Kapcsolódó publikációk: [2], [11]



9. ábra. Valódi szinuszgenerátor modellje.



10. ábra. Aktív torzításcsökkentés a meghajtó kimenetén (a) és bemenetén (b).

4.1.3. Nemlineáris torzítás aktív csökkentése

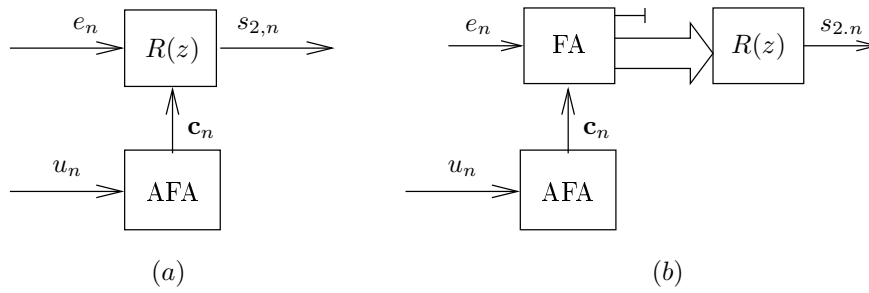
Számos mérési feladat igényel szinuszos gerjesztést. Szinuszjel generálása közönséges feladatnak tekinthető, ha néhány volt, esetleg néhány 10 volt amplitúdójú feszültség előállítása a cél, és a terhelésen folyó áram sem jelentős. Ha azonban nagyobb feszültséget kell előállítani, esetleg nagyáramú generátort kell építeni, a nemlineáris torzítás elkerülése nehéz feladat. A probléma jelentős akkor is, ha nem villamos jel előállítása a cél, ez esetben a jelátalakító torzítása okoz gondot. Ez utóbbira példa a rezgésanalízis során alkalmazott shaker, amelynek szinuszos rezgést kell előállítania, de a mechanikus alkatrészek nemlinearitása miatt szinuszos villamos bemenet esetén nemsinuszos a kimenet.

A probléma megoldásának egy lehetséges útja a nem kívánt felharmonikusok aktív elnyomása, azaz a rendszer kimenetén érzékelt felharmonikusokkal ellentétes komponensek hozzáadása. Az elemzés első lépéseként a valós generátort a 9. ábra szerint strukturáljuk. A 'Generátor' kimenetén az s_n szinuszos jel van, és a 'Meghajtó' fokozat produkálja a torzított d_n kimenetet. A 'Meghajtó' általában nemlineáris dinamikus rendszer.

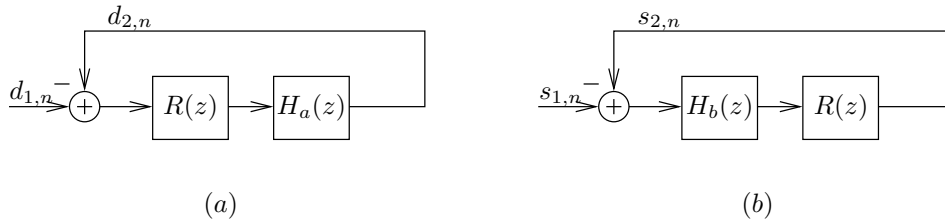
Egy lehetséges megoldás látható a 10.a. ábrán. A rendszer bemenete az $s_{1,n}$ szinuszos gerjesztés, amelyet az előző ábrán is szereplő elsődleges meghajtó (driver, $D1$) alakít át a valós rendszerben szükséges $d_{out,n}$ kimeneti jellé. A kimenetet egy szenzor figyeli meg (S), ennek jele az e_n hibajel, ez kerül a jelfeldolgozó rendszerbe (F). S linearitása döntő fontosságú. Állandósult állapotban az e_n hibajel zérus $d_{out,n}$ minden harmonikus komponensére, kivéve az alapharmónikust. A jelfeldolgozó rendszer $s_{2,n}$ kimenete egy másodlagos meghajtóra ($D2$) kerül, ennek kimenete $d_{2,n}$. A két meghajtó jelének különbsége adja a teljes rendszer kimenetét. Lényeges, hogy a két kimeneti jel különbségét sok esetben csak speciális hardverrel lehet képezni.

Egy másik megoldási lehetőséget mutat a 10.b. ábra. Ebben az esetben a jelfeldolgozó rendszer $s_{2,n}$ kimenete nem kerül egy másodlagos meghajtóra, hanem egyszerű elektronikus úton levonódik az $s_{1,n}$ elsődleges gerjesztésből. Ez a megoldás előnyösebb, mint az előző, mert nincs szükség másodlagos meghajtóra és a különbségképzést végző speciális hardverre. Ugyanakkor a második megoldás csak akkor alkalmazható, ha a valós generátorban a 9. ábrának megfelelően az s_n gerjesztőjel hozzáférhető. Amennyiben pl. a villamos hálózat torzítását kívánjuk csökkenteni, ez nem teljesül, és csak a 10.a. ábrán látható megoldás alkalmazható.

A 10.a. vagy 10.b. ábrán látható elrendezés a zajelnyomásnál bemutatott struktúrának úgy felel meg, hogy az F jelfeldolgozó rendszer tartalmazza a rezonátorokat. Ezt szemlélteti a 11. ábra. A 11.a. ábrán látható rendszer az egyszerű, a hibajelet közvetlenül felhasználó struktúrát követi (4. ábra), míg a 11.b. ábra már a kedvezőbb konvergenciatulajdonságokkal rendelkező,



11. ábra. Aktív torzításcsökkentés (a) a hibajelét közvetlenül a rezonátorokra vezetve és (b) a hibajel Fourier-felbontásával.

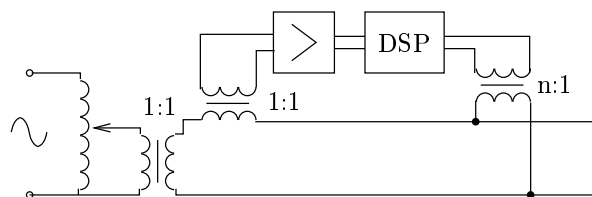


12. ábra. A zárt hurok modellje: beavatkozás (a) a meghajtó kimenetén és (b) a bemenetén.

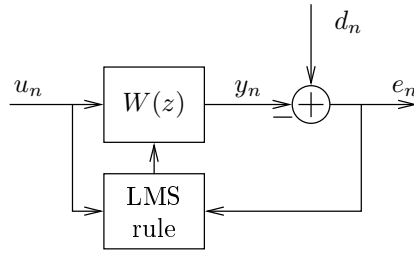
Fourier-felbontáson alapuló struktúrát használja (6. ábra). A zajelnyomó struktúrához képesti nyilvánvaló különbség, hogy az alapharmonikust nem szabad elnyomni, tehát ezen a frekvencián nincs rezonátor $R(z)$ -ben. A 11.b. ábra FA blokkjában viszont van rezonátor az alapharmonikuson, de annak kimenete nem megy tovább rezonátorra, ezt jelöli vastag nyíl feletti „lezárt” kimenet.

A rezonátorok kimenetén $s_{1,n}$, illetve $d_{1,n}$ minden komponense megjelenik az adott rezonátor zárt hurkú átviteli függvényének megfelelően. Ha csak az adott frekvenciájú szinuszjel és felharmonikusai vannak jelen, a felharmonikusok csak a neki megfelelő rezonátor kimeneten jelennek meg. Mivel azonban az alapharmonikuson nincs rezonátor, a 11.a. ábra szerinti egyszerűbb rendszerben az alapharmonikus mint zavarjel jelenik meg az összes rezonátor kimenetén. Ebből a szempontból is kedvezőbb a 11.b. ábrán látható megoldás, amelyben az FA blokk kiszűri az alapharmonikust.

A zárt hurok modelljei a 12. ábrán láthatók: a 12.a. ábra a 10.a. ábrához, míg a 12.b. ábra a 10.b. ábrához tartozik. $H_a(z)$ és $H_b(z)$ nemlineáris rendszerek, ezért a két blokkvázlat még akkor sem ekvivalens, ha egy adott munkapontban $H_a(z) = H_b(z)$. A működés szempontjából elsősorban a stabilitás biztosítása lényeges. A nemlineáris rendszer elméleti vizsgálatára nem került sor, ugyanakkor a rendszer különféle alkalmazásokban a konvergenciaparaméter csökkentésével mindig stabilizálható volt. Példaként a hálózati feszültség torzításának csökkentésére épített rendszer blokkvázlatát mutatom be (13. ábra). A rendszer a hálózat 4.9%-os torzítását 0.3%-ra tudta csökkenteni. *Kapcsolódó publikáció:* [3]



13. ábra. Hálózati feszültség aktív torzításcsökkentése.



14. ábra. Adaptív szűrő LMS-algoritmussal.

4.2. Aktív zajcsökkentés

4.2.1. Filtered error – filtered reference LMS-algoritmus

LMS-alapú zajcsökkentő rendszerek. Az LMS-algoritmus [Wid96] a magja a leggyakrabban használt aktív zajcsökkentő eljárásoknak. Egyszerű és robusztus megoldás mind a másodlagos zaj generálására, mind pedig a releváns átviteli függvények identifikációjára. Alkalmazása a 3. ábra jelöléseivel a következő: az \mathbf{u} referenciajel alapján az \mathbf{y} kimenőjelet egy adaptív transzverzális szűrő állítja elő. Az adaptáció az \mathbf{e} hibajel alapján történik, az LMS-algoritmussal. A visszacsatoló ágban lévő $\mathbf{A}(z)$ rendszer fázistolása miatt azonban önmagában az LMS-algoritmus instabil. A probléma elterjedt megoldása a filtered reference LMS-algoritmus [Wid96]. Rövidítése legtöbbször FxLMS- vagy XLMS-algoritmus, mivel a referenciajelet túlnyomó többségben \mathbf{x} -szel jelölik. Jelen téziszfűzetben ezt a jelet \mathbf{u} -val jelölöm, mivel \mathbf{x} a rezonátoros struktúra állapotvektorának jelölése. Az XLMS algoritmus alapértelmezésben egybemenetű–egykimenetű (SISO) rendszer. Aktív zajcsökkentés esetén a rendszer több-bemenetű–többkimenetű (MIMO), hiszen több mikrofon (hibajel) és több hangszóró (kimenőjel) van a rendszerben, ezért a multiple error LMS-algoritmust (MLMS-algoritmus) alkalmazzák [Eli87].

Bár az XLMS-algoritmus stabil, konvergenciasebessége $\mathbf{A}(z)$ -től függően igen kicsi is lehet, bizonyos frekvenciájú szinuszos zajok esetén a beállási idő több tíz másodperc is lehet, ami a gyakorlati esetekben használhatatlanná teszi a megoldást. Ezt a hátrányos tulajdonságot ismerve az eredeti algoritmus több módosítását is javasolták. A legsikeresebb továbbfejlesztés a transzformált tartománybeli adaptáció. Ennek fő előnye abból származik, hogy a konvergenciaparaméter az egyes frekvenciasávokra külön-külön állítható be. Az alábbiakban az LMS-, az XLMS- és az MLMS-algoritmust, valamint saját eredményként a filtered error – filtered reference LMS algoritmust (EXLMS-algoritmus) mutatom be.

Az LMS-algoritmussal adaptált szűrő blokkvázlata a 14. ábrán látható. A transzverzális szűrőt $W(z)$ jelöli, u_n , y_n és e_n rendre a referenciajel, a kimenőjel és a hibajel az n . időpontban. Az előírt jel d_n , amelynek korrelálnia kell az u_n referenciajellel. A működést leíró egyenletek a következők:

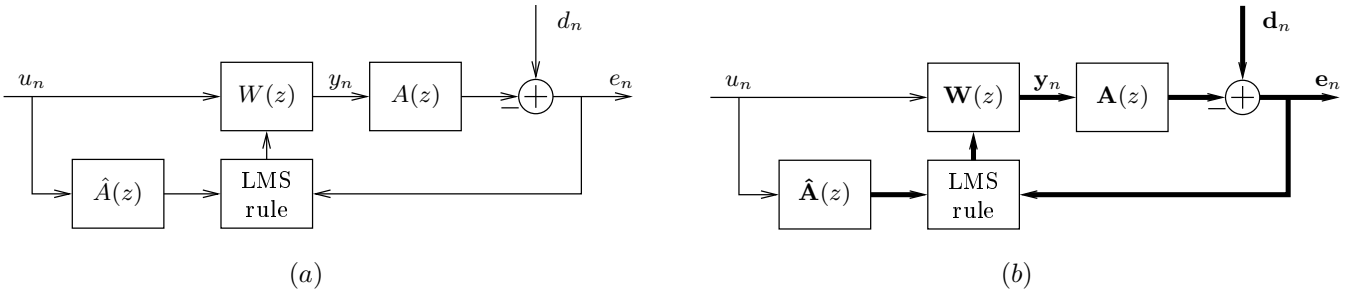
$$y_n = \mathbf{w}_n^T \mathbf{u}_n \quad (24)$$

$$e_n = d_n - y_n \quad (25)$$

ahol \mathbf{w}_n jelöli az adaptív szűrő N együtthatóját, \mathbf{u}_n pedig a referenciajel aktuális és késleltetett mintáiból álló vektort, mindkettőt az n . időpontban. Az LMS adaptációs egyenlet a következő:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu e_n \bar{\mathbf{u}}_n \quad (26)$$

ahol a felülvonás komplex konjugáltat jelöl, μ pedig pozitív skalár konvergenciaparaméter. Az x_n és a d_n jel közötti korreláció egy átviteli függvénnyel reprezentálható, állandósult állapotban $W(z)$ ezt közelíti legkisebb négyzetek szerint. Amennyiben pl. x_n és d_n egy akusztikus rendszer be- és kimenetei, az adaptív szűrő ezt az akusztikus átviteli függvényt közelíti.



15. ábra. Zajelnyomásra képes algoritmusok: (a) XLMS-algoritmus, (b) MLMS-algoritmus.

Zajelnyomáshoz, egycsatornás esetben, az XLMS-algoritmusra van szükség, amely a 15.a. ábrán látható, ahol a korábbiakkal összhangban a másodlagos út átvitelét $A(z)$ jelöli. Az ábrán $\hat{A}(z)$ jelöli az átvitel modelljét, amelyet off-line kell identifikálni. A rendszert leíró egyenletek a következők:

$$e_n = d_n - A(z)y_n \quad (27)$$

ahol y_n -t a (24) egyenlet definiálja. Az adaptáció (26) egyenlete módosul:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu e_n \bar{\mathbf{r}}_n \quad (28)$$

ahol \mathbf{r}_n a szűrt referenciajel aktuális és késleltetett mintáiból álló vektor:

$$r_n = \hat{A}(z)x_n \quad (29)$$

$\hat{A}(z)$ általában FIR-szűrő, és pl. a 14. ábrán látható egyszerű LMS-algortmussal határozható meg, úgy hogy a referenciajel fehér zaj. Az XLMS-algortmussal adaptált rendszer stabil, ha $\hat{A}(z)$ fázishibája $\pi/2$ -nél kisebb.

Általában egy zajcsökkentő rendszer K referenciajelet, L kimenőjelet és M hibajelet integrál. A jelölések egyszerűsítése végett a $K = 1$ esetet tekintjük, ez azonban a bemutatandó eredmények szempontjából nem megszorítás. Az XLMS-algoritmus általánosítása erre az esetre az MLMS-algoritmus, amely a 15.b. ábrán látható. Az adaptív szűrő egy átvitelifüggvény-vektorral írható le, amelynek minden oszlopa egy transzverzális szűrő, szintén az egyszerűség kedvéért minden szűrő azonos számú, N együtthatót tartalmaz. A rendszert leíró egyenletek a következők:

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{W}_n^T \mathbf{u}_n \quad (30)$$

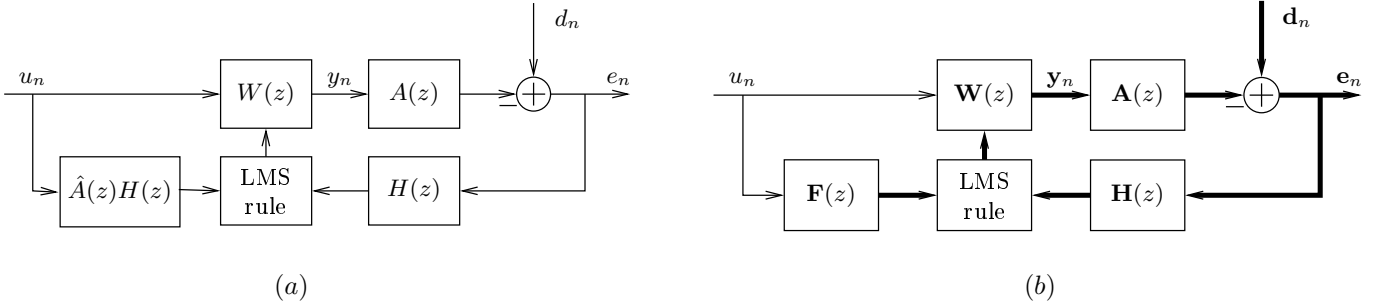
$$\mathbf{e}_n = \mathbf{d}_n - \mathbf{A}(z)\mathbf{y}_n \quad (31)$$

ahol \mathbf{W}_n jelöli a szűrőkből álló vektort, \mathbf{u}_n a referenciajel aktuális és késleltetett mintáiból álló vektor, \mathbf{y}_n és \mathbf{e}_n pedig rendre a kimenőjel és a hibajel vektora. $\mathbf{A}(z)$ átvitelifüggvény-mátrix, amely az összes kimenet és bemenet közötti akusztikus átvitelt képviseli. Az együtthatók adaptálása az alábbi egyenletekkel írható le:

$$\mathbf{w}_{i,n+1}^T = \mathbf{w}_{i,n}^T + \mu (\mathbf{R}_{n-i}^H \mathbf{e}_n)^T, \quad i = 0 \dots N-1 \quad (32)$$

ahol $\mathbf{w}_{i,n}^T$ jelenti \mathbf{W}_n i -edik szűrőegyütthatóhoz tartozó sorvektorát, továbbá \mathbf{R}_{n-i} jelöli az i mintával késleltetett szűrt referenciajelet. A H felső index a transzponált konjugáltat jelöli. A szűrt referenciajel az egycsatornás esethez hasonlóan fejezhető ki:

$$\mathbf{R}_n = \hat{\mathbf{A}}(z)u_n \quad (33)$$



16. ábra. EXLMS-algoritmus: (a) egycsatornás zajjelnyomás, (b) többcsatornás zajjelnyomás esetén

Itt $\hat{\mathbf{A}}(z)$ jelöli az átviteli függvény-mátrix modelljét, amelynek minden eleme egy transzverzális szűrő.

Az MLMS-algoritmus könnyen kiterjeszthető a $K \neq 1$ esetre [Eli87]. Az $\mathbf{A}(z)$ átviteli függvény-mátrix identifikációja elvégezhető szintén az LMS-algoritmussal, de az L forrást külön kell működtetni.

A konvergenciasebesség javítása. Az XLMS-algoritmus kedvezőtlen konvergenciaviszonyai $A(z)$ amplitúdó karakterisztikájának nagy dinamikájára vezethetők vissza. Az együtthatók adaptálása egy visszacsatolást jelent, amelynek hurokerősítését közvetlenül a μ konvergenciaparaméter, közvetve azonban $A(z)$ határozza meg. Az XLMS-algoritmus (15) adaptációs egyenlete a frekvenciatartományban kiértékelve ugyanis tartalmazza az $\bar{A}(z)$ -tal való szorzást, míg a hurokban természetesen jelen van az $A(z)$ -vel való szorzás is. Eredőben tehát a hurokerősítés frekvenciafüggő és $|A(z)|^2$ -tel arányos. A konvergenciasebességet μ -vel állítjuk be, de ez az érték limitált $|A(z)|$ maximális értékével. Ez azt jelenti, hogy ha $|A(z)|$ dinamikája nagy, egyes frekvenciasávokban a hurokerősítés igen kicsi lehet, és az ezen frekvenciasávokba eső zajkomponensekre nézve a konvergencia lassú.

A periodikus zajok elnyomására alkalmas rezonátoros struktúra legnagyobb konvergenciasebességet biztosító beállítása a (13) egyenlet szerint $A(z)$ inverz karakterisztikájának közelítése volt. Ezzel a periodikus zaj egyes komponenseire nézve egységnyi visszacsatolást biztosított. Ezt a gondolatot alkalmazhatjuk az adaptív előrecsatolt rendszerre is. A rendszer egy újabb FIR-szűrőt tartalmaz, amely szűri mind a referenciajelet, mind pedig a hibajelet. A blokkvázlat a 16.a. ábrán látható. Az új elem az ábrán a $H(z)$ szűrő, amelyet úgy kell megtervezni, hogy az eredő átviteli karakterisztika mind a referenciajel, mind pedig a hibajel ágán az egységnyi körül ingadozzon. A rendszert továbbra is (24) és (27) írja le, de az XLMS-algoritmus (28) adaptációs szabálya módosul:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu H(z) e_n \bar{\mathbf{r}}_n \quad (34)$$

ahol

$$r_n = H(z) \hat{A}(z) u_n \quad (35)$$

Mivel $H(z)$ -t mindkét ágon alkalmazzuk, a rendszer a korábbi feltételekkel stabil marad. A $H(z)$ szűrő megválasztására vonatkozóan a következő megfontolásokat tehetjük:

A rendszerben $\hat{A}(z)$ gondoskodik a stabilitásról, míg $H(z)$ feladata a megfelelően nagy konvergenciasebesség elérése. Ennek érdekében amplitúdómenetét az alábbi módon írjuk elő:

$$|H(z)| \approx \frac{1}{|\hat{A}(z)|} \quad (36)$$

Az approximáció hibája nagyobb lehet, mint általában szűrőtervezés esetén, ennek következtében $H(z)$ fokszáma jóval alacsonyabb lehet, mint $\hat{A}(z)$ fokszáma. (A szűrőtervezés szempontjából feltételezhetjük, hogy $\hat{A}_2(z) = A_2(z)$.)

Aktív zajcsökkentő rendszerekben a μ konvergenciaparamétert általában kísérletileg állítják be, elérendő a leggyorsabb konvergenciát. Tapasztalatok szerint kb. 6 dB-es felbontással érdemes beállítani μ -t, ennél finomabb felbontásnak nincs érdemi hatása a konvergenciasebességre. Mivel a hurokerősítést μ és $|H(z)A(z)|^2$ határozza meg, a (36) előírást úgy célszerű alkalmazni, hogy $|H(z)\hat{A}(z)|$ egy 3 dB-es sávon belül ingadozzon. A szűrőtervezés rendkívül egyszerű lehet, pl. a frekvenciamintavételei eljárás alkalmazható, $1/|\hat{A}(z)|$ mintavételezésével. Ha $H(z)$ -t úgy tervezük meg, hogy az eredő átviteli karakterisztika „túl sima”, azaz az egységnyihez nagyon közel ingadozik, a foksám nagy lesz, és a konvergenciasebesség nem nő kellőképpen a $H(z)$ -ben lévő nagy késleltetés miatt.

A $H(z)$ szűrő szerepe a frekvenciatartománybeli adaptív szűrés alapján interpretálható [Ferra85]. Ez esetben a konvergenciaparaméter frekvenciasávonként állítható be, az adott sávban mérhető jelteljesítmény alapján. A teljesítménnyel való normálás pontosan azt eredményezi, amit a $H(z)$ -vel való simítás. $H(z)$ alkalmazása viszont időtartománybeli módszer, amely általában véve kisebb számításigényű, mint a transzformált tartománybeli eljárás.

Az MLMS-algoritmus kiegészítése a fentiek mintájára végezhető el. Cél, hogy minden egyes adaptív szűrő számára kompenzáljuk az $\mathbf{A}(z)$ átviteli függvény-mátrix hatását (lásd 15.b. ábra), azaz az L számú adaptív szűrő számára (a konvergenciaparamétertől eltekintve) közel egységnyi hurokerősítés jöjjön létre. Az egycsatornás $H(z)$ kompenzáló szűrő helyett most $\mathbf{H}(z)$ szűrővektor szükséges, amellyel a hibajelet, illetve a szűrt referenciajelet szűrjük. A rendszer blokkvázlata a 16.b. ábrán látható, leírásához pedig a (30) és (31) egyenletre van szükség, (32) pedig a következőképpen módosul:

$$\mathbf{w}_{i,n+1}^T = \mathbf{w}_{i,n}^T + \mu \cdot \mathbf{diag}(\mathbf{F}_{n-i}^H \mathbf{e}_n \mathbf{H}(z)) \quad (37)$$

ahol

$$\mathbf{F}_n = \hat{\mathbf{A}}(z) \langle H_l(z) \rangle x_n, \quad \mathbf{H}(z) = [H_1(z) \dots H_L(z)] \quad (38)$$

$\langle H_l(z) \rangle$ diagonálmátrix, amelynek elemei a $H_l(z)$, $l = 1 \dots L$ szűrők. A $\mathbf{diag}()$ operátor a mátrix diagonális elemeit választja ki. A $H_l(z)$ szűrőket az alábbi módon specifikáljuk:

$$|H_l(z)| \approx \frac{1}{\|\hat{\mathbf{A}}_l(z)\|_2} \quad (39)$$

ahol $\hat{\mathbf{A}}_l(z)$ az $\hat{\mathbf{A}}(z)$ mátrix l -edik sorát, $\|\cdot\|_2$ pedig az euklideszi normát jelöli, azaz:

$$\|\hat{\mathbf{A}}_l(z)\|_2 = \sqrt{\sum_{m=1}^M |\hat{A}_{ml}(z)|^2} \quad (40)$$

Az egyes $H_l(z)$ amplitúdókarakterisztikák az egycsatornás esethez hasonlóan írhatók elő, és a szűrők egymástól függetlenül tervezhetők. A teljes rendszerben $\hat{\mathbf{A}}(z)$ biztosítja az adaptáció stabilitását, míg a $H_l(z)$, $l = 1 \dots L$ szűrőkészlet kompenzálja $\hat{\mathbf{A}}(z)$ amplitúdókarakterisztikájának dinamikáját.

A szűrőtervezés mind egycsatornás, mind többcsatornás esetben off-line megoldható. Működés közben, on-line a kompenzáló szűrők működtetése csekély plusz számítási terhelést jelent. A stabilitás biztosítására az $\hat{\mathbf{A}}(z)$ szűrő megfelelő pontossága kritikus, ezért mindenképpen megfelelően magas foksámú szűrőt kell működtetni. A kompenzáló szűrők fokszáma viszont a rendelkezésre álló számítási kapacitás függvényében változtatható.

Kapcsolódó publikáció: [4]

4.2.2. Aktív zajcsökkentés szenzorhálózat felhasználásával

A kétezres években a vezeték nélküli hálózatok és az internet fejlődése lehetővé tette a technológia felhasználását jelfeldolgozási területen is [Kop11]. A vezeték nélküli szenzorhálózatok (Wireless Sensor Network, WSN), később a dolgok internete (Internet of Things, IoT) létrejöttéhez a kommunikációs technológián túl szükség volt a rendszer csomópontjait alkotó, viszonylag olcsó és egyszerű, különféle szenzorokat és processzorokat integráló hardver eszközök kifejlesztésére. A szenzorhálózatok előnye a hagyományos rendszerekkel szemben az olcsóság, a könnyebb telepíthetőség, skálázhatóság, konfigurálhatóság. A kezdeti nem biztonságkritikus alkalmazásokban lassan változó jelek analízise volt a cél (pl. meteorológiai adatok gyűjtése egy természetvédelmi területen). Az említett előnyök miatt azonban egyre inkább megjelentek a valós idejű jelfeldolgozást igénylő mérés-technikai, szabályozástechnikai területen is. Az ilyen rendszerek megtervezése azonban a hálózati kommunikáció által okozott bizonytalanságok miatt nem triviális, különösen akkor, ha a rendszer visszacsatolást is tartalmaz. A fejlődés fokozatosságára utal, hogy [Thonet05] „nyílt hurkú” és „zárt hurkú” szenzorhálózat alapú szabályozó rendszereket különböztet meg. Nyílt hurkú rendszerekben a kritikus visszacsatolás hagyományos úton valósul meg, a szenzorhálózat csak másodlagos információkat csatol be. Zárt hurkú rendszerekben már a kritikus jeleket is szenzorhálózaton továbbítják. Jelfeldolgozási szempontból a következő három probléma merül fel:

- elosztott jelérzékelés és -feldolgozás,
- a kommunikációs csatorna korlátos sávszélessége,
- adatvesztés.

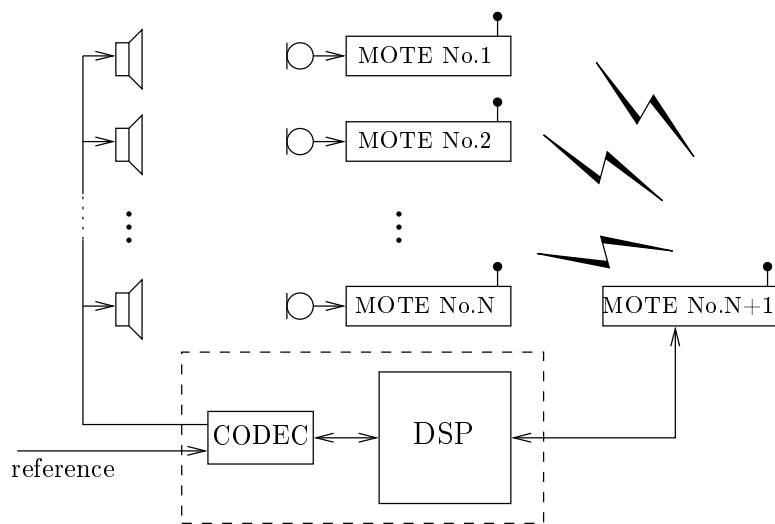
A rendszer elosztott jellegéből adódóan minden eszköz saját órajelet használ, ennek megfelelően még azonos névleges értékek mellett sem pontosan azonos az egyes eszközök mintavételi frekvenciája. Ha a feldolgozás igényli az azonos mintavételi frekvenciát, szinkronizálni kell az eszközöket.

A csomópontok vonzó tulajdonsága, hogy egyszerű, olcsó és kis fogyasztású eszközök, így viszont csak kis sávszélesség (maximum néhány száz kilobit/sec) érhető el. Ha egy mintavételi ciklusban minden csomópontnak továbbítani kell adatot egy központi egység felé, csatornánként csak igen kis sávszélesség áll rendelkezésre. (Legyen a csatorna adattovábbítási sebessége 128 kbit/sec, rendszerünkben legyen 8 csomópont, egyenként 8 bit felbontással. Ha a kommunikációs overheadtől eltekintünk, akkor is mindössze 2 kHz mintavételi frekvencia valósítható meg csatornánként.) Ha a feldolgozandó jel sávszélessége igényli a magasabb mintavételi frekvenciát (pl. audio jelek), adatredukcióra van szükség.

A szenzorhálózatok jellemzően rádiós kommunikációt alkalmaznak, ahol hullámterjedési problémák miatt az adatvesztés valószínűsége nem elhanyagolható. IoT alkalmazásokban szintén nem elhanyagolható a valószínűsége, hogy egy adatsomag „elvész”. A számítógépes hálózatokban megszokott módszerek az adatvesztés elkerülésére nem alkalmazhatók, mert ekkor a rendszer már nem lenne valós idejű. A rendszernek tehát tolerálnia kell az adatvesztést.

Egyes aktív zajcsökkentő rendszerek sok mikrofont és hangszórót alkalmaznak. Ezek kábelezése nehézkes és drága, ezért a szenzorhálózatok alkalmazása ilyen zajcsökkentő rendszerekben előnyös lehet. Ezzel nemcsak a rendszer kiépítésének költsége csökkenthető, de a könnyebben elhelyezhető egységek az akusztikai tervezés lehetőségeit is növelik.

A továbbiakban egy szenzorhálózatra épülő zajcsökkentő rendszert mutatok be. A rendszer struktúrájának és jelfeldolgozó elemeinek koncepcióját alkottam meg, a konkrét megoldásokat Orosz György, Péceli Gáborral közösen konzultált doktorandusz hallgatóm dolgozta ki [Orosz12].



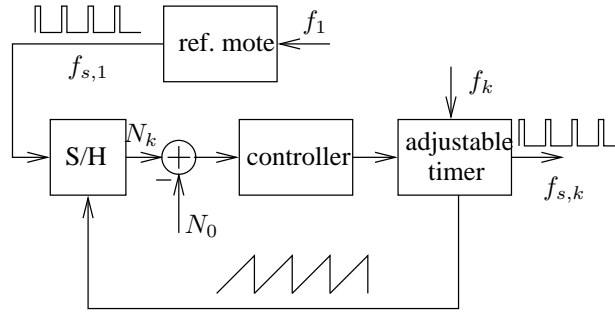
17. ábra. Szenzorhálózatra épülő zajcsökkentő rendszer.

A rendszer blokkvázlata a 17. ábrán látható. A fő jelfeldolgozó eszköz egy jelprocesszort (DSP) és sztereo kodeket integráló fejlesztőrendszer. A DSP lebegőpontos, a kodek delta-szigma modulátoros AD- és DA-átalakítót tartalmaz. Az aktív hangszugárzók hagyományos módon kapcsolódnak a kártyához (nagy teljesítményfelvételük miatt nem célszerű szenzorhálózati csomópontként megvalósítani őket), a mikrofonok viszont vezeték nélküli hálózaton kapcsolódnak a DSP-hez. A mikrofonok a hálózat egy-egy csomópontján helyezkednek el a következőképpen: a rendszer N mikrofonja N mote-on található, az $N + 1$ -edik mote a bázisállomás, amely soros vonalon kapcsolódik a DSP-hez. Minden adatforgalom a bázisállomáson keresztül zajlik. A referenciajel sok esetben kitüntetett, ez hagyományos módon is kapcsolódhat a DSP-hez.

A DSP Analog Devices AD21364 típusú, 333 MHz órajel-frekvenciájú 32 bites lebegőpontos processzor, a kodek szintén Analog Devices AD1847 típusú audio átalakító [AD], néhány előre programozható mintavételi frekvenciával. A DSP és a kodek egy AD21364 EZ-KIT LITE kártyán foglal helyet. A szenzorhálózat elemei Berkeley MICAz mote-ok [Xbow], amelyek ZigBee rádió segítségével, 2.4 GHz frekvencián kommunikálnak, maximum 100 m távolságra [Zigbee]. A mote-okon egy ATmega128 típusú, 7.4 MHz órajel-frekvenciájú 8 bites processzor képes egyszerű feldolgozást végezni, és egy ugyancsak 8 bites AD-átalakító mintavételezi a mikrofon jelét. A mintavételi frekvencia 2 kHz, azaz legfeljebb 1 kHz sávzélességű zajcsökkentés valósítható meg. Mivel azonban az aktív zajcsökkentés alacsony frekvenciasávba eső zajok esetén hatásos, az alkalmazásra ez a kis sávzélesség is megfelelő.

A rendszeren az Előzményekben (2.3 alfejezet) bemutatott rezonátoros zajcsökkentő algoritmust valósítottuk meg. A rendszer első kiépítésében a zajcsökkentő algoritmus teljes egészében a DSP-n fut, a mote-ok kizárólag a mikrofonjelek átalakítását és a nyers adatok DSP-re továbbítását végzik. Az új eredmények az elosztott jelérzékelésből fakadó szinkronizációs igényhez, a kis sávzélesség és az adatvesztés problémájának megoldásához kötődnek.

Szinkronizáció. A szinkronizáció kétszintű: egyrészt a mote-ok mintavételi időpontjai szinkronizálódnak egymáshoz, majd pedig ezek a DSP kártyán található kodek mintavételeihez. Így végül a rendszer mintavételi frekvenciáját a DSP kártya határozza meg. A mote-ok névleges mintavételi frekvenciája azonos, de a technológiai szórás, környezeti feltételek stb. miatt nem pontosan azonos. A DSP kodek névleges frekvenciája is eltérő, de szinkronizációra akkor is szükség lenne, ha névlegesen azonos volna. A szinkronizáció hiánya a rendszer instabilitását okozza,



18. ábra. A mote-ok szinkronizációja.

ez a mote-ok mintavételezésének elemzésével látható be: Tegyük fel, hogy a mote-ok egy időpillanatban éppen egyszerre vesznek mintát, de az órajelük kissé eltér. Ekkor a következő mintákat időben kissé elcsúszva veszik, ez azt eredményezi, hogy a leglassabb mote-hoz képest a többi egyre nagyobb késleltetéssel vesz mintát. Ez a késleltetés folyamatosan nő, ez pedig egyre nagyobb fázistolást eredményez az adott csatornán. Amint a fázistolás eléri a 90° -ot, a rendszer instabillá válik. Egy teljes minta késleltetés a mintavételi frekvencia negyedén már 90° fázistolást okoz, ezért a probléma valós.

A mote-ok szinkronizációja a 18. ábrán bemutatott, fáziszárt hurokhoz hasonló módszerrel történik. A mintavételezést egy számláló vezéri, amelynek nullázásakor történik mintavétel. Így a számláló időben egy fűrészjelet hoz létre, amelynek fázisa a számláló által mutatott érték. Legyen az 1-es számú mote a referencia, ennek mintavételi frekvenciája f_1 . A referencia által küldött üzenetet minden mote megkapja, és ekkor leolvassa a saját számlálójának fázisát (N_k) és összehasonlítja egy referenciaértékkel (N_0), majd a különbségtől függően növeli vagy csökkenti az f_k frekvenciát. Állandósult állapotban $f_{s,k} = f_{s,1}$, $k = 2 \dots N$.

A stabil működéshez nem szükséges, hogy pontosan azonos időpontban mintavételezzenek a mote-ok, csak a frekvenciának kell szigorúan megegyeznie. Az egyes mote-ok közötti, pl. kommunikációból adódó késleltetést $\mathbf{A}(z)$ identifikációjakor meghatározzuk, és ha az a működés során nem változik, nem okoz stabilitási problémát.

Elvileg a DSP is szinkronizálható lenne a fenti módszerrel, de a kodek mintavételi frekvenciája nem hangolható. Ezért a DSP-n a szinkronizáció interpolációval valósul meg: a mote-ok által immár szinkronizált adatok között interpolálunk, és meghatározzuk a mote-okon mért jel DSP által megkívánt időpillanatbeli értékét. A megvalósított rendszerben lineáris interpolációt alkalmazunk. Ez a jelalakot ugyan kis mértékben torzítja, de a hibajel érzékeléséhez megfelelő.

Sávszélesség jobb kihasználása. A bemutatott rendszerben a mikrofonok jeléből vett összes minta el kell jusson a DSP-re. A mote-ok a 8 bites adatokat 25 adatból álló csomagokban küldik a bázisállomásnak, amely a DSP-nek továbbítja. Az adatátvitelt csak a kommunikáció overheadje terheli (nincs más irányú adatforgalom, a szinkronizációhoz az adatcsomagokat használjuk fel), ennek ellenére csak a fent leírt 2 kHz-es mintavételi frekvencia érhető el maximum 2 csatornán.

A probléma az adott hardver elemek használata mellett a struktúra megváltoztatásával kezelhető, úgy, hogy a zajcsökkentő algoritmust is elosztottá tesszük. Zajcsökkentésre a hibajel Fourier-felbontásán alapuló, 6. ábrán látható rendszert alkalmazzuk. Az 'FA'-val jelölt analízátor blokkokat a mote-okon, míg az AFÁ-t és a hangszórókat vezérlő 'RCH' rezonátorokat a DSP-n futtatjuk. A numerikusan leginkább igényes AFA így a DSP-re kerül, a mote-ok számítási kapacitása kizárólag egyetlen csatorna Fourier-felbontására kell elég legyen. A mote-ok felől a DSP felé továbbított információ most már nem a nyers időfüggvény, hanem a hibajel Fourier-együtthatói.

Bár az 'FA' analízátorok minden mintavételi időpillanatban szolgáltatják az együtthatókat,

azok továbbítása nem szükséges minden ütemben. Állandósult állapotban ugyanis a komponensek nem változnak, konstansnak tekinthetők. Tranziens esetben (amely a bekapcsolási tranziens és az elnyomandó zaj összetételének időbeli változását egyaránt jelentheti), a komponensek a fizikai rendszernek megfelelő lassúsággal változnak, tehát az audio jelnél jóval alacsonyabb mintavételi frekvencia elegendő. Ha a Fourier-komponenseket kvázi egyenkomponenseknek tekintjük, a DSP felé továbbítás frekvenciája minden határon túl csökkenthető, ezzel együtt a rendszerben alkalmazott mote-ok száma és az audio jelre vonatkozó mintavételi frekvencia minden határon túl növelhető. Az audio mintavételi frekvenciát a zajcsökkentési probléma jellegéből adódóan nem szükséges jelentős mértékben növelni, ugyanakkor a mote-ok, azaz a hibamikrofonok számának jelentősebb növelése fontos feladat. A gyakorlatban a zajcsökkentő rendszer megfelelően gyors működése miatt nagyon ritka adattovábbítás nem célszerű, értéke az összes környezeti paramétert figyelembe véve állítandó be. A konkrét megvalósításban 5 komplex Fourier-együtthatót 50 mintavételi ciklus után továbbítottunk, így a korábbi 2 kHz mintavételi frekvencia mellett a rendelkezésünkre álló összes mote ($N = 8$) működött.

A módosított rendszerben az adatforgalom és a szinkronizáció is módosul, illetve kiegészül. A mote-okon működő analízator blokkok számára szükséges a rezonátorfrekvenciák aktuális értéke, amelyet az AFA becsül. Ezeket szinkronizáltan küldi a DSP a mote-ok felé, így kialakul az előző mote \rightarrow DSP irány mellett egy DSP \rightarrow mote adatforgalom is. Ez utóbbi adattovábbítás frekvenciája megegyezik a Fourier-együtthatók továbbítási frekvenciájával, így a csatornák számának vagy az audio mintavételi frekvenciának a növelésére vonatkozó állítást nem befolyásolja. Ezeket a részleteket itt nem mutatom be, de megtalálhatók pl. a [14] irodalomban.

Adatvesztés kezelése. Az adatvesztés kezelésének alapötlete, hogy a 6. ábrán bemutatott 'FA' és 'RCH' blokkok rezonátorainak állapotváltozóit csak abban az esetben frissítjük, ha érvényes adat érkezett a struktúra bemenetére. Ez a megoldás kézenfekvő, ugyanakkor bizonyításra szorul, hogy ezzel a stratégiával az állapotváltozók az adatvesztés nélküli megoldáshoz konvergálnak. A vizsgálathoz szükséges a következő indikátorfüggvény bevezetése:

$$K_n = \begin{cases} 1, & \text{ha a minta rendelkezésre áll az } n\text{-edik időpontban} \\ 0, & \text{ha a minta nem áll rendelkezésre az } n\text{-edik időpontban} \end{cases} \quad (41)$$

Ezzel a jelmodellt és a megfigyelőt leíró (1) és (4) egyenletek a következőképpen módosulnak:

$$\begin{aligned} y_n &= K_n \mathbf{c}_n^T \mathbf{x}_n \\ \hat{\mathbf{x}}_{n+1} &= \hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{g}_n K_n (y_n - \mathbf{c}_n^T \hat{\mathbf{x}}_n) \end{aligned} \quad (42)$$

A második egyenletből látszik, hogy amennyiben a bejövő minta nem áll rendelkezésre, a hurok felszakad, és az állapotváltozók nem frissülnek. Az adatvesztés jellege, azaz a K_n indikátorfüggvény statisztikai és időtartománybeli tulajdonságai határozzák meg, hogy a megfigyelő konvergencia-e. Az adatvesztés lehet determinisztikus (pl. a mintavétellel vagy a periodikus jellel korrelált), vagy véletlen folyamat eredménye.

A rezonátoros megfigyelő konvergenciájára vonatkozóan szükséges és elégséges feltételek adhatók [16]. A konvergencia szükséges feltétele, hogy a

$$\mathcal{O}_n^T = \begin{bmatrix} K_0 \mathbf{c}_0 & K_1 \mathbf{c}_1 & K_2 \mathbf{c}_2 & \dots & K_n \mathbf{c}_n \end{bmatrix} \quad (43)$$

megfigyelhetőségi mátrix rangja N legyen, ahol N a rezonátorok száma. A konvergenciára többféle elégséges feltételt adtunk, melyek közül a fontosabbak egyszerűsített megfogalmazása a következő: amennyiben az adatvesztési arány egy adott értéknél kisebb (az adatvesztés jellegétől

függetlenül) *vagy* az adatvesztés véletlen folyamat (az adatvesztési aránytól függetlenül), a rendszer konvergens. Ezek az eredmények közvetlenül alátámasztják az 'FA' blokkokban alkalmazott eljárás helyességét. A fenti szükséges és elégséges feltételek kiterjeszthetők arra az esetre is, ha a megfigyelő visszacsatolásába egy független, stabil dinamikus rendszert helyezünk [Orosz12], így az 'RCH'-val jelölt, a zajelnyomást megvalósító rezonátorok is az adatvesztés nélküli megoldáshoz konvergálnak.

További eredmények. Amennyiben a hibajel nem bontjuk komponensekre, a DSP felé továbbítandó adatok mennyisége úgy is csökkenthető, hogy nem a hibajel mintáit, hanem csak azok előjelét küldjük el. Az így létrejött rendszerrel is az eredetivel megegyező elnyomást lehet elérni, a beállási tranziens azonban hosszabb [13].

A szélessávú zaj aktív csökkentésére alkalmazott XLMS-, illetve MLMS-algoritmus is megvalósítható a szenzorhálózatra épülő rendszeren. Ebben az esetben is azzal csökkenthetjük a továbbítandó adatok mennyiségét, hogy csak a hiba előjelét küldjük tovább a DSP-nek. Az ilyen rendszer konvergenciáját szintén bizonyítottuk [15].

A szenzorálózatra épülő rendszerrel szerzett sokoldalú tapasztalatok alapján általában elosztott jelfeldolgozó rendszerek vizsgálatára mint tesztalkalmazást ajánljuk [12].

Kapcsolódó publikációk: [5], [6], [12], [13], [14], [15], [16]

4.2.3. Hangtér és aktív zajcsökkentés integrált szimulációja

Az aktív zajcsökkentő rendszerek tervezése komplex feladat. Kutatásaimban, ahogyan az az Előzményekből (2.3. alfejezet) és az új eredményekből (4.2.1., 4.2.2. szakasz) is látható, a probléma jelfeldolgozási oldalával foglalkoztam. Egy gyakorlatban is működő rendszer fejlesztése azonban nem nélkülözheti az akusztikai tervezést. A feladat megoldása – mérnöki megközelítésben – irodalomból ismert elvek, tervezési minták felhasználásával kezdődik, amelynek során egy vagy több próbarendszert állítunk össze. Ezt követi a kísérletezés, amelynek során kiértékeljük a zajcsökkentő rendszer hatékonyságát, szükség esetén módosítva a terveken. A fejlesztésnek ez az útja lassú és költséges, különösen akkor, ha rendszerünk sok forrást, mikrofont és másodlagos hangszugárzót tartalmaz. Magától értetődő gondolat, hogy a nehézkes kísérletezés helyett végezzünk szimulációkat.

A szimulációs eszköznek integrálnia kell a hangtér szimulációját és az aktív zajcsökkentést. A hangtér számítására kereskedelmi termékek is léteznek, ezek azonban nem kínálják azt az interaktivitást, amely a zajcsökkentő algoritmus integrációjához szükséges. Ennek köszönhetően készítettünk egy saját szimulációs környezetet.

A szimulátor két fő komponense közül az első a térszámítást végzi. Az alkalmazásból adódóan teremakusztikai modellezésre alkalmas módszert választottunk. További szempont volt, hogy az eljárás csak az alacsony frekvenciás tartományban (néhány kHz-ig) kell megoldást adjon, illetve kezelni tudja azokat a határoló felületeket, amelyekről nem történik visszaverődés (pl. nyitott ablak). Nem volt célunk ezen a területen kutatási eredményeket elérni, de state-of-the-art megoldásokat alkalmaztunk. Ennek megfelelően térszámításra véges differenciás időtartománybeli modellezést választottunk [Taflo05, Kowal08], a nem visszaverő felületek modellezésére pedig a *perfectly matched layer* technikát alkalmaztuk [Bereng94].

A szimulátor másik fő komponense a zajelnyomást megvalósító jelfeldolgozó egység. A periodikus és sztochasztikus zajok elnyomására is alkalmas adaptív előreccsatolt struktúrát valósítottuk meg, a több referenciajel esetén számítástechnikailag előnyösebb *filtered-error LMS* (ELMS-) algoritmussal [Wid96].

A modellezendő rendszer komponenseit a 3. ábránál részletesebben mutatja be a 19.a. és 19.b. ábra. A rendszerben egymástól függetlenül tetszőleges számú elsődleges és másodlagos forrás, valamint mikrofon lehet, a probléma többdimenziós jellegét és komplexitását két-két objektum feltüntetése mutatja. Az áttekinthetőség kedvéért a 19.a. ábra az elsődleges forrásokból induló terjedési utakat és jeleket mutatja, míg a 19.b. ábra a zajcsökkentő algoritmus jeleit és átviteleit tünteti fel.

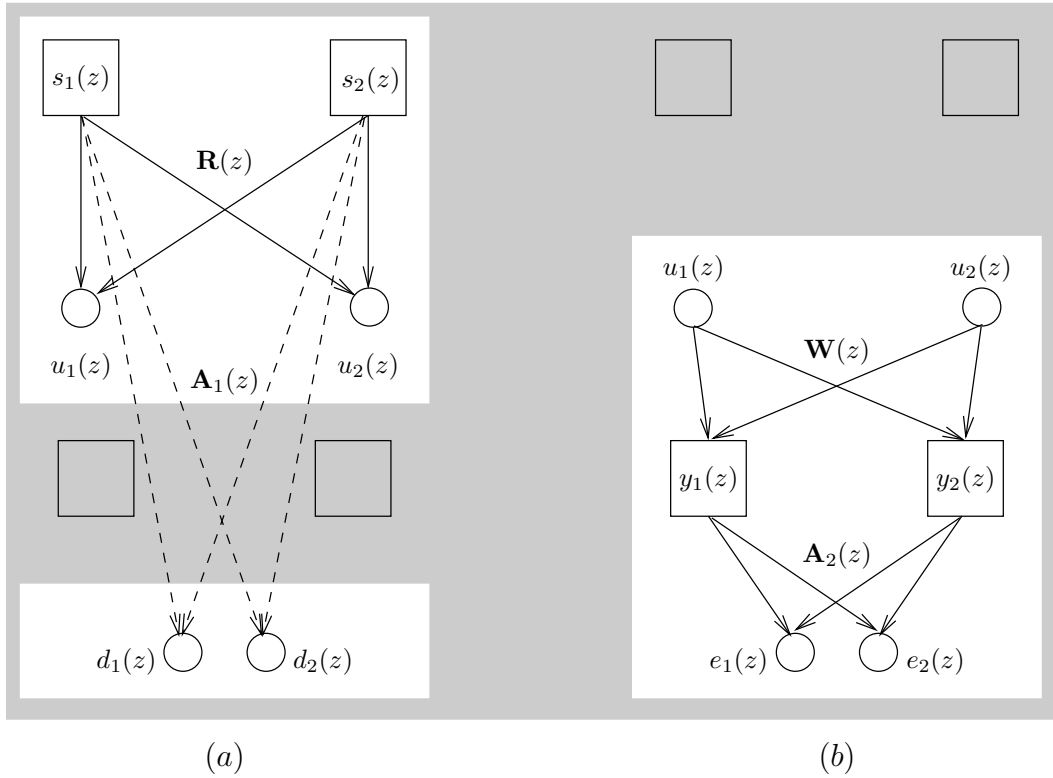
A 19.a. ábra szerint az elsődleges forrásokat $s_1(z)$ és $s_2(z)$ reprezentálja. Ezek a jelek az $\mathbf{R}(z)$ -vel jellemzett átvittel súlyozva eredményezik az $u_1(z)$ és $u_2(z)$ referenciajeleket. A források jele eljut a hibamikrofonokba is az $\mathbf{A}_1(z)$ átvitelen keresztül, ezt az átvitelt nevezik elsődleges útnak. Az átviteli függvények írják le az akusztikai térben tapasztalható terjedési viszonyokat.

A 19.b. ábra felel meg a 3. ábrának, a jelek és átviteli függvények egyértelműen felismerhetők. Az $\mathbf{A}_2(z)$ átviteli függvény-mátrix a másodlagos út, a korábbiakban az egyszerűség kedvéért csak $\mathbf{A}(z)$ -vel jelöltem. A zajelnyomó struktúra egy adaptív transzverzális szűrő, amelynek átvitele a $\mathbf{W}(z)$ mátrix.

A $\mathbf{W}(z)$ adaptív szűrő együtthatóit a következő egyenlet szerint kell frissíteni [Wid96]:

$$\mathbf{W}_{i,n+1} = \mathbf{W}_{i,n} + \mu \mathbf{r}_n \mathbf{u}_{n-D-i}^T, \quad i = 0 \dots N-1 \quad (44)$$

ahol $\mathbf{W}_{i,n}$ jelöli az adaptív szűrő-mátrix i -edik együtthatóiból álló mátrixot, \mathbf{u}_{n-D-i}^T a referenciajel $D+i$ mintával készítettett értékeit jelenti, μ továbbra is konvergenciaparaméter. Az \mathbf{r}_n



19. ábra. Az akusztikai rendszer komponensei: (a) az elsődleges forrásokból induló terjedési utak és jelek, (b) a zajcsökkentő algoritmus jelei és átvitelei.

vektor a szűrt hibajel, amely a következő:

$$\mathbf{r}(z) = \hat{\mathbf{A}}_2^\#(z)\mathbf{e}(z) \quad (45)$$

A fenti egyenletben a # jel a pszeudoinverzet jelöli. Az $\hat{\mathbf{A}}_2^\#(z)$ inverz átvitelt a zajcsökkentő rendszer működtetése előtt kell identifikálni az alábbiak szerint:

$$\hat{\mathbf{A}}_2^\#(z)\mathbf{A}_2(z) \cong z^{-D}\mathbf{I} \quad (46)$$

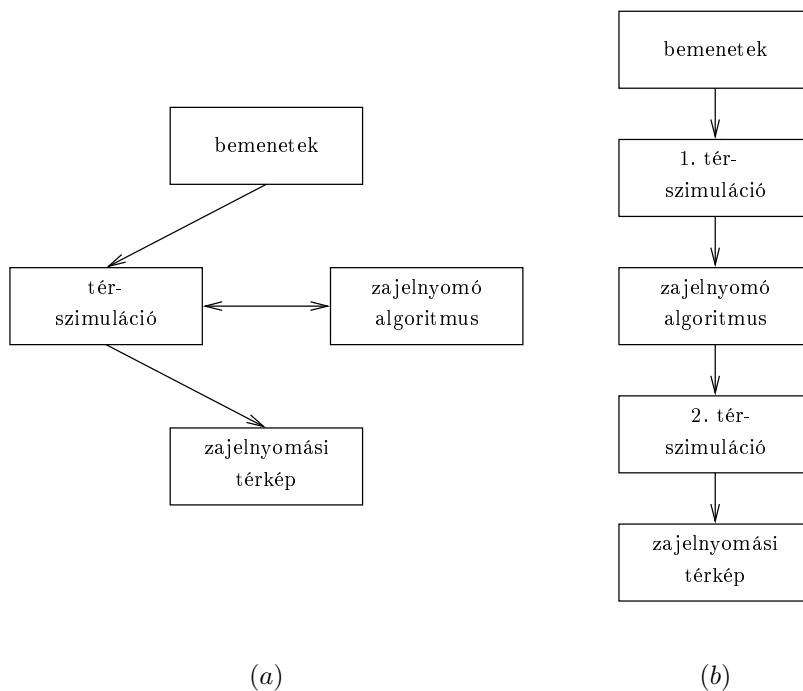
A $D \neq 0$ paraméter fejezi ki, hogy $\mathbf{A}_2(z)$ általában nem invertálható (még kvadratikus esetben sem), de ún. késleltetett inverze mindig létezik [Wid96]. A D késleltetés értékét általában kísérletileg lehet meghatározni.

Állandósult állapotban a szűrő átvitele a következő lesz:

$$\mathbf{W}(z) = \mathbf{A}_2^\#(z) \cdot \mathbf{A}_1(z) \cdot \mathbf{R}^\#(z) \quad (47)$$

A # jel ismét a pszeudoinverzet jelöli. Ez a megoldás négyzetes értelemben minimalizálja a hibajelet. Az állandósult állapot azonban gyakran csak igen hosszú tranzienst után érhető el, azokban az esetekben, amikor $\mathbf{A}_2(z)$ és $\mathbf{R}(z)$ nem minimálfázisú. A gyakorlatban ez akkor áll fenn, ha ezek az átvitelek erős keresztcsatolásokat tartalmaznak. Kísérleti eredmények szerint a tranzienst fázis perc nagyságrendű is lehet.

A hangtér és az aktív zajcsökkentés együttes szimulációja egy naiv megközelítésben a 20.a. ábrán látható folyamat szerint alakul. A bemenetek megadása (hangforrások és mikrofonok helyzete, a teret határoló geometria, a felületek visszaverő képességét jellemző paraméterek, továbbá az elsődleges források jelei) után a szimuláció azonnal elindul. A zajelnyomáshoz szükséges jeleket a hangtér szimulációja folyamatosan szolgáltatja, beleértve a másodlagos források által kiadott



20. ábra. A hangtér és az aktív zajcsökkentés együttes szimulációja: (a) naiv megközelítésben, (b) a javasolt módon.

jelek visszacsatolását is. Ehhez a megoldáshoz nincs szükség a 19.a. és b. ábrán szereplő átviteli függvények meghatározására, szerepüket a fizikai folyamat szimulációja veszi át. Mivel a hangtér szimulációja a vizsgált tér összes pontjára kiterjed, a folyamat végén a modellezett tér tetszőleges pontján meghatározható a hangnyomás értéke, illetve a zajelnyomás.

A javasolt módszer folyamatábrája a 20.b. ábrán látható. A szimuláció három jól elkülöníthető lépésből áll: Első lépésben, a bemenetek előzővel megegyező módon történő megadása után, a hangtér szimulációjának célja kizárólag az $\mathbf{R}(z)$, $\mathbf{A}_1(z)$, $\mathbf{A}_2(z)$ átvitelek meghatározása, ehhez az elsődleges és másodlagos zajforrásokat kell szeparáltan működtetni. Gerjesztésként fehér zaj vagy sávkorlátozott impulzus alkalmazható. A második lépésben kerül sor a zajcsökkentő algoritmus működtetésére, amelyhez nincs szükség térszimulációra. Az elsődleges források időfüggvényét felhasználva $\mathbf{W}(z)$ és a másodlagos források állandósult állapotbeli értéke, illetve időfüggvénye kiadódik. A harmadik lépésben ismét csak térszimuláció történik, amelynek során mind az elsődleges, mind a másodlagos források egyszerre működnek. A zajelnyomási térkép az előző módszerrel egyező módon számítható.

Az első megközelítésben (20.a. ábra) a térszimulációt a zajcsökkentő algoritmus tranzien্স fázisában is működtetni kell, azaz 10...100 valós idejű másodperc szimulációjára van szükség. A második megközelítés (20.b. ábra) ezt a tranzien্স fázist koncentrált paraméterű modellezéssel számítja, amelynek futási ideje a térszámításéhoz képest elhanyagolható. Térszimulációt kétszer kell végezni, egyenként a modellezett tér lecsengési idejével egyező időtartamban, amely $2 \times (1 \dots 2)$ valós idejű másodperc számítását igényli. Bár általános célú grafikus processzorok (GP-GPU) alkalmazásával a térszámítás ideje jelentősen csökkenthető [7], ez az 1–2 nagyságrendnyi különbség még mindig számottevőnek nevezhető.

4.3. FFT alapú spektrumbecslés adatvesztés esetén

4.3.1. Teljesítménysűrűség-spektrum becslése

Elsőként röviden áttekintem a spektrumbecslésre vonatkozó alapvető összefüggéseket, bevezetve ezzel az itt alkalmazott jelöléseket.

Egy mintavételezett $x(t_n)$ jel Fourier-transzformáltja becsülhető véges sok mintájából [Ferraz81]:

$$X(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) e^{-j2\pi f_x t_n} \quad (48)$$

ahol f_x a frekvenciát jelöli. A továbbiakban az f relatív frekvenciát alkalmazom, amely a frekvencia és a mintavételi frekvencia hányadosa, azaz $f = f_x/f_s \in [0 \dots 1]$. Az $x(t_n)$ jel általában egyenletesen mintavételezett, a spektrumot pedig a diszkrét Fourier-transzformációval (DFT) számítjuk, így a (48) formula így módosul:

$$X(f_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, \quad n, k = 0 \dots N-1 \quad (49)$$

ahol $f_k = k/N$ és $x_n = x(t_n)$. A jel DFT-jét általában a számítástechnikailag kedvezőbb gyors Fourier-transzformációval (FFT) számítjuk. A transzformált $X(f_k)$ vektor általában komplex elemekből áll, a jel spektrális tartalmát a valós teljesítménysűrűség-függvénnyel (PSD) jellemezzük:

$$S(f_k) = \frac{1}{N} |X(f_k)|^2 \quad (50)$$

Mivel PSD-t véges számú mintából számítunk, alkalmazható periodikus jelekre is. Nemkoherens mintavételezés esetén fellép a tetőesés (picket fence) és a szivárgás (leakage) jelensége, amelynek hatékony csökkentésére az ablakozást alkalmazzuk. Ez azt jelenti, hogy a transzformálandó időfüggvény-részletet megszorozzuk egy ablakfüggvénnyel:

$$X_w(f_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n w_n e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, \quad n, k = 0 \dots N-1 \quad (51)$$

Ablakfüggvények sokasága áll rendelkezésre, a legtöbb valamilyen értelemben optimális.

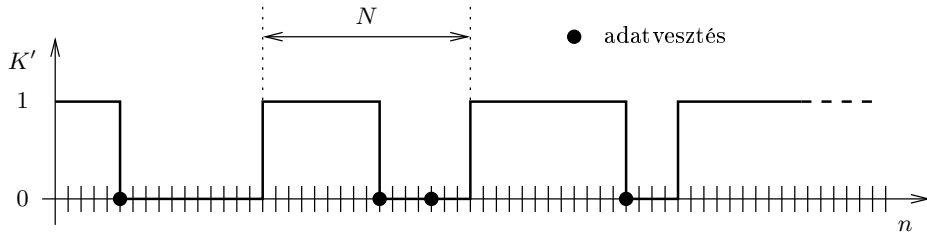
A spektrumanalízis lényeges alkalmazási területe a zajjal terhelt periodikus vagy kváziperiodikus jelek analízise. Ez esetben N minta feldolgozása nem elegendő, hosszabb regisztrátumot kell készíteni, és a spektrumbecslő a regisztrátumból kivágott, egymást követő N hosszúságú blokkokból számított PSD-k átlagolásával állítható elő. A blokkok átlapolódhatnak, a Welch-módszernek megfelelően [Welch67]. Alkalmazható lineáris átlagolás:

$$\bar{S}(f_k) = \frac{1}{I} \sum_{i=0}^{I-1} S_i(f_k), \quad (52)$$

ahol $\bar{S}(f_k)$ jelöli az átlagolt PSD-t és $S_i(f_k)$ az i -edik blokk PSD-je. Exponenciális átlagolás is alkalmazható:

$$\bar{S}_{i+1}(f_k) = \bar{S}_i(f_k) + \beta (S_i(f_k) - \bar{S}_i(f_k)), \quad (53)$$

ahol β a (18) egyenletben definiált módon az exponenciális átlagolás súlytényezője, $\bar{S}_i(f_k)$ és $S_i(f_k)$ pedig rendre az átlagolt és az egyedi PSD-eket jelöli. Precíz mérések esetén a zaj PSD-jét le kell vonni az átlagolt PSD-ből. Mindkét módszerre megadható, hogy adott hibájú becslőhöz mekkora I számú blokkra van szükség, ez tekinthető az átlagolás beállási idejének.



21. ábra. Módosított indikátorfüggvény a javasolt eljárás számára.

4.3.2. Javasolt eljárás

Az eljárás bevezetése. A feladat relevenciáját a 4.2.2. szakaszban bemutatott rendszerek adják. Eszerint számolni kell azzal, hogy nem megbízható csatornán továbbítanak mérési adatokat is, és valós időben a kommunikáció nem képes pótolni az esetlegesen elvesztett adatokat. A rezonátoros megfigyelő (42) szerinti változata egyes elfajult esetektől eltekintve a spektrumot torzításmentesen becsli. Ahogyan az a 2.2. szakaszban szerepelt, egyenletes rezonátorelhelyezkedés és $\{r_k = 1/N; k = 1 \dots N\}$ beállítás mellett a struktúra DFT-t valósít meg. A javasolt eljárás megpróbálja a DFT számítására vitán felül legszélesebb körben alkalmazott FFT algoritmus hatékonyságát a rezonátoros struktúra adatvesztéssel szembeni robusztusságával ötvözni.

A rezonátoros megfigyelő nem frissíti az állapotváltozóit, ha nincs érvényes adat a bemeneten. A megfigyelő normál működése mellett is lehetséges, hogy az állapotváltozók nem frissülnek, abban a speciális esetben, amikor a megfigyelő által előállított minta megegyezik a bemeneti mintával, azaz a becslés hibátlan. Adatvesztés esetén tehát úgy viselkedik a megfigyelő, mintha a korábbi adatok alapján számított becslő az adott időpontra hibátlan lenne. Mindezek alapján elképzelhető olyan megoldás, hogy az FFT számításához rendelkezésre álló adatblokk hiányzó elemeit egy korábbi spektrumbecslő alapján pótoljuk. Ez a megoldás igényli azt, hogy a mérendő periodikus jel előállításában szereplő bázisfüggvényeket ismerjük, ami a DFT-nek megfelelő beállítás esetén koherens mintavételezést jelent. Mivel azonban általában nem koherens a mintavétel, ezért más megoldást kell alkalmazni.

Tételezzük fel, hogy a PSD becslőjét több adatblokk alapján átlagolással számítjuk. Kézenfekvő ötlet, hogy csak azokat a blokkokat használjuk, amelyekben nem történt adatvesztés. Ekkor viszont minden olyan blokk használhatatlan lenne, amelyből akár csak egy minta is hiányzik. Kérdés, hogyan használható fel legalább a blokk egy része a spektrumbecsléshez.

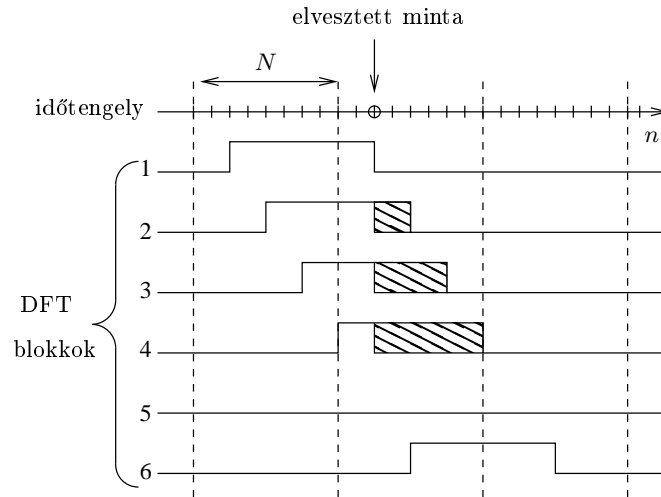
Az eljárás a következő: Találjuk meg az első elvesztett mintát a blokkban (ha van ilyen), és a hiányzó mintától kezdve a blokkot egészítsük ki nullákkal. Az eljárás a (41) szerinti indikátorfüggvény újradefiniálásával írható le:

$$K'_n = \begin{cases} 1 & n = 0 \dots n_1 - 1 \\ 0 & n = n_1 \dots N - 1 \end{cases} \quad (54)$$

ahol n_1 a blokkon belüli első elvesztett adat indexe. A blokkhoz tartozó transzformált definíciója (49) módosításával:

$$X(f_k) = \frac{N}{n_1} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} K'_n x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, \quad n, k = 0 \dots N - 1 \quad (55)$$

ahol N továbbra is a blokk mérete. A skálázás szükséges az adatvesztés miatt elvesztett jelteljesítmény miatt. Az eljárást a 21. ábra szemlélteti. A nullákkal való kiegészítés jól ismert módszer a spektrum interpolációjára. A javasolt eljárás valóban interpoláció, amelyben a felhasznált pontok száma változó, függően az első adatvesztés helyétől. Ha $n_1 \ll N$, $X(f_k)$ oldalhullámai csak



22. ábra. Átlapoló blokkok feldolgozása. A vonalkázott területek mutatják a nullával való kiegészítést.

lassan csillapodnak. Ennek elkerülésére célszerű n_1 -re egy N_{\min} minimális érték bevezetése, azaz a blokkot csak akkor használjuk fel, ha n_1 elér egy minimális értéket.

A 21. ábra az eljárást nem átlapolódó blokkokra szemlélteti. Az eddigiek alapján felmerül, hogy a módszer javítható lenne, ha minden legalább N hosszúságú, adatvesztéssel nem érintett blokkot felhasználnánk a becslőhöz. Ez azonban esetenként igen rövid nem átlapolódó szegmensekhez vezetne, amelynek következtében az egyes transzformáltak zajmintái nem lennének már függetlenek, így nem lenne érdemes az átlagolásba bevenni. Másfelől, a Welch-módszer szerint [Welch67] átlapoló blokkok felhasználása általános gyakorlat. Az átlapoló blokkok korrelációanalízisével [Harris78] megmutatta, hogy 75%-os átlapolás még alkalmas a becslő varianciájának csökkentésére. Ezért az eljárásban 75%-os átlapolást javaslok. Ezzel összhangban $N_{\min} = N/4$ egy ésszerű beállítás, így a végül fel nem használt minták száma is minimális.

Átlapoló blokkokra az eljárást a 22. ábra szemlélteti. Az ábrán $N_{\min} = N/4$ és ez megegyezik az át nem lapolódó szegmensek hosszával. Az ábrán az első és az utolsó blokkot a szokásos módon dolgozzuk fel. A 2...4. blokkot feldolgozzuk, de nullákkal való kiegészítést alkalmazunk. Az 5. blokk nemnulla elemeket tartalmazó része túl rövid, ezért egyáltalán nem dolgozzuk fel.

Az eljárás értékelése. Az adatvesztéssel terhelt jel spektrumának számítására a (48) egyenlet használható, amely az $x(t)$ jel tetszőleges t_n időpontokban rendelkezésre álló mintáit használja fel. DFT esetén ez azt jelenti, hogy a (49) egyenletben nem áll rendelkezésre az összes minta a szumma kiértékeléséhez. Az indikátorfüggvény eredeti (41) definíciójával a spektrumra adatvesztés esetén a következőt kapjuk:

$$X(f_k) = \sum_{n=0}^{N-1} K_n x_n e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, \quad n, k = 0 \dots N-1 \quad (56)$$

A jel tehát szorozódik a K_n indikátorfüggvénnyel, tehát a jel spektruma konvolválódik az indikátorfüggvény spektrumával. Ez a későbbiekben részletezendő módon mint zaj jelenik meg a spektrumban, és lehetetlenné teszi a kisebb teljesítményű komponensek detektálását.

A javasolt eljárásban a nullákkal való kiegészítés interpolációt valósít meg. Ez az adatvesztés nélküli blokk spektrumával összehasonlítva a következő tulajdonságokkal rendelkezik:

- A frekvenciafelbontás azonos.

- Az interpolált spektrum oldalhullámai a rövidebb ablaknak megfelelően szélesebbek.

Mivel az érvényes adatokat tartalmazó ablak hossza az $N_{\min} \dots N$ tartományban változik, az adatvesztéstől függően az oldalhullámok amplitúdója is az N_{\min} és N hosszúságú ablakhoz tartozó oldalhullámok közé esik, így az átlagolt spektrum oldalhullámaira is ez igaz.

Az adatvesztés esetére módosított rezonátoros megfigyelő robusztus működését a javasolt eljárás absztrakt módon közelíti: az adatvesztés nem az időtartományban, az állapotváltozók frissítése esetén jelent kimaradást, hanem a frekvenciatartományban; a rövidebb adatblokk kisebb felbontással frissíti a spektrumot, az eredeti felbontásnak megfelelő további helyeken csak interpoláció történik.

Nem egyenletesen mintavételezett jelek spektrumának számítása ismert feladat, az irodalom számos megoldást kínál. A javasolt eljárás célja az FFT alkalmazhatóságának megőrzése, ennek megfelelően néhány ismert eljárást a számítási igény szempontjából hasonlítottam össze a javasolt módszerrel.

A javasolt eljárás tehát az N hosszúságú blokkok Fourier-transzformáltját FFT segítségével számítja. Ismert, hogy ennek számítási komplexitása $N \cdot \log N$, lásd pl. [Bend71]. A nullákkal való kiegészítés nem változtat ezen.

A létező megoldások nem tudják kihasználni a DFT szimmetriáját, hiszen nemegyenletes mintavételezést feltételeznek. A [Plant12]-ben bevezetett mintavevő tartós technika a korrelációfüggvényt az időtartományban számítja, ezt követően számít spektrumot. Az időtartománybeli feldolgozás miatt a számítási igény N^2 nagyságrendű, akármilyen megoldást is alkalmaz a spektrum számítására. Autoregresszív modell illesztése is lehetséges [Broer03], ennek komplexitása a modell fokszámától függ. Az összehasonlíthatóság kedvéért a modell fokszáma N kell legyen, ekkor ennek a módszernek is N^2 -tel arányos a számítási igénye. Az egyik legfontosabb megoldás, a Lomb–Scargle módszer [Lomb76, Scar89] az egyetlen frekvenciaponthoz tartozó amplitúdót és fázist N művelettel határozza meg. Ismét N frekvenciapontot feltételezve itt is N^2 nagyságrendű műveletet kapunk. A periódusidő becslésére szolgáló [Ferraz81] módszer szinuszfüggvényt illeszt N művelettel, N különböző frekvenciára ismét N^2 műveletre van szükség. Végül a rezonátoros megfigyelő egyetlen minta feldolgozásához szintén N -nel arányos műveletet igényel, azaz egy N hosszúságú blokk feldolgozásához N^2 -tel arányos műveletre van szükség.

A javasolt eljárás tehát komplexitás szempontjából felülmúlja a létező megoldásokat. Az idézett módszerek a nemegyenletes mintavételezés különböző speciális problémáira optimálisak. Az eddigi kutatások során nem volt cél további összehasonlítás, de jól látható, hogy a kedvező számítási igény miatt, különösen erőforrásszegény környezetben, a javasolt eljárás valódi alternatíva lehet.

4.3.3. A javasolt eljárás konvergenciája

Adatvesztési modellek paraméterei. Vizsgálataink során feltételeztük, hogy az adatvesztés véletlen, és független az analizálandó jeltől. Továbbra is szükség van a (41) egyenlettel bevezetett indikátorfüggvényre. Azokat az FFT blokkokat, amelyekből egyetlen minta sem vész el, a továbbiakban teljes blokkoknak nevezzük. Az adatvesztési arányt a következőképpen definiálhatjuk:

$$\gamma = \mathcal{P}\{K_n = 0\} \quad (57)$$

ahol $\mathcal{P}\{\cdot\}$ a valószínűség-operátor. Annak a valószínűsége, hogy a minta nem vész el, azaz feldolgozzuk:

$$\mu = \mathcal{P}\{K_n = 1\} = 1 - \gamma \quad (58)$$

Ezt adatelérhetőségi aránynak nevezhetjük, és gyakran erre hivatkozunk. A γ (vagy μ) paraméterek nem határozzák meg az elvesztett minták időbeli eloszlását. Ehhez az ún. $R(n)$ megbízhatósági függvényt kell bevezetni, amelyet meghibásodni képes rendszerek jellemzésére alkalmaznak [Hoy104]. $R(n)$ adja meg annak a valószínűségét, hogy a rendszer meghibásodik a $(0, n]$ időintervallumban. A mi esetünkben a hibás működésnek az felel meg, hogy egy adott regisztrátumban legalább egy minta elvész, azaz a megbízhatóság értéke annak a valószínűsége, hogy nem vész el minta. Legyen a regisztrátum teljes hossza L , a megbízhatóság pedig $R(L) = \varepsilon$. Ezek kapcsolata a következő:

$$\mathcal{P} \left\{ \prod_{n=1}^L K_n = 0 \right\} = 1 - \varepsilon \quad (59)$$

A ε valószínűség kicsiny pozitív szám, a hozzá tartozó L pedig annak a regisztrátumnak a hossza, amelyben legalább egy minta nagy valószínűséggel elvész. Pl. $\{\varepsilon = 0.01, L = 5000\}$ azt jelenti, hogy egy 5000 minta hosszú regisztrátumból legalább egy minta elvész $p = 99\%$ valószínűséggel. Az eddig bevezetett L , ε és γ mennyiségek viszonya függ az adatvesztési modelltől.

Háromféle adatvesztési modellt vizsgáltunk [Plant12, Fletch04]:

1. mintánként független adatvesztés,
2. blokkonként független adatvesztés,
3. Markov-modell alapú adatvesztés.

A mintánként független adatvesztés a leglényegesebb modell, egyszerűsége miatt gyakran alkalmazzák [Naga06]. Blokkonként független adatvesztés ott jellemző, ahol az adatátvitel csomagokban történik. Markov modell alapú adatvesztés esetén is elképzelhető blokkos adatvesztés, de a blokkok hossza véletlen változó. Az interneten történő adatátvitel adatvesztése pl. jól írható le ezzel a modellel [Hohl08].

A mintánként független adatvesztés a következőképpen definiálható:

$$\begin{aligned} \mathcal{P}\{K_n = 1\} &= \mu \\ \mathcal{P}\{K_n = 0\} &= \gamma \end{aligned} \quad \forall n \quad (60)$$

Az adatvesztés időbeli eloszlása az $\{L, \varepsilon\}$ kettőssel jellemezhető. Kapcsolatuk a μ adatelérhetőségi aránnyal könnyen kifejezhető:

$$\mu = \varepsilon^{\frac{1}{L}}. \quad (61)$$

A blokkonként független adatvesztéshez az időtengelyt M méretű blokkokra osztjuk. Így az indikátorfüggvény a következő lesz:

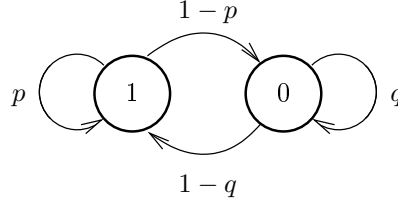
$$\begin{aligned} \mathcal{P}\{[K_{kM} \dots K_{(k+1)M-1}] = 1\} &= \mu \\ \mathcal{P}\{[K_{kM} \dots K_{(k+1)M-1}] = 0\} &= \gamma \end{aligned} \quad \forall k \quad (62)$$

Az adatvesztés időbeli eloszlása ismét az $\{L, \varepsilon\}$ kettőssel jellemezhető. Kapcsolatuk a μ adatelérhetőségi aránnyal a következő:

$$\mu = \varepsilon^{\frac{M}{L}}. \quad (63)$$

Fontos, hogy egy adott $\{L, \varepsilon\}$ kettősre (63) kisebb, mint a mintánként független esetre meghatározott (61) érték.

A Markov-modell alapú adatvesztést a 23. ábra szemlélteti. A modell állapotai a K_n indikátorfüggvény értékeivel egyeznek meg. Ha egy adott minta elérhető az n . időpillanatban, p valószínűséggel lesz elérhető az $n + 1$. időpillanatban, illetve $1 - p$ valószínűséggel elvész. Ha egy minta nem elérhető az n . időpillanatban, q valószínűséggel szintén nem lesz elérhető az $n + 1$.



23. ábra. Kétállapotú Markov modell alapú adatvesztés. '1' állapot: az adat elérhető ($K_n = 1$); '0' állapot: az adat nem érhető el ($K_n = 0$).

időpillanatban, illetve $1 - q$ valószínűséggel elérhető lesz. Az adatelérhetőségi arány a következő [Bouf07]:

$$\mu = \frac{q - 1}{p + q - 2}. \quad (64)$$

A p , q , és μ paraméterek nem írhatók elő egyszerre. Ha az adatvesztést az $\{L, \varepsilon\}$ kettőssel írjuk le, a Markov-moddellel két lépésben lehet kapcsolatot teremteni. Először meghatározható annak a valószínűsége, hogy nincs adatvesztés az L hosszúságú intervallumban:

$$\mu p^{L-1} = \varepsilon. \quad (65)$$

ugyanis az első minta μ valószínűséggel, az ezt követő minták pedig p^{L-1} valószínűséggel állnak rendelkezésre. Ha feltételezzük, hogy az adatvesztési arányt is előírjuk, p és q már kifejezhető:

$$p = \left(\frac{\varepsilon}{\mu}\right)^{\frac{1}{L-1}}, \quad q = \frac{\mu(p-2) + 1}{1-\mu}. \quad (66)$$

azaz az L és ε paraméterek kiegészültek a μ adatelérhetőségi aránnyal, és a p , q valószínűségeket ez a hármas határozza meg.

Beállási idő. A PSD becslője akkor kész, ha elegendő számú blokkot átlagoltunk. A javasolt módszer bevezetőjében szerepelt, hogy a legegyszerűbb megoldás az, hogy a PSD számításához kizárólag az adatvesztéssel nem érintett blokkokat használjuk fel, miközben javasolt megoldás minden olyan blokkot felhasznál, amelyre $n_1 \geq N_{\min}$. Feltételezhető, hogy utóbbi kevesebb időt igényel elegendő számú érvényes blokk átlagolásához. Mivel az adatvesztés véletlen, ez a különböző hosszúságú teljes blokkok előfordulási valószínűségének vizsgálatával igazolható.

Az említett valószínűségek az $R(n)$ megbízhatósági függvénytől függenek. Mindazonáltal kifejezhetők az adatvesztési modellek paramétereivel, ha $R(L) = \varepsilon$ ismert. Ebből a célból az előző pontban megadott összefüggések használhatók. Először ε -t rögzítjük, majd a modell paramétereit meghatározzuk, végül a teljes blokkok valószínűségeit fejezzük ki.

A mintánként független adatvesztés esetén az N hosszúságú teljes blokkok előfordulásának valószínűsége:

$$p_{\text{complete}} = \mu_1^N = \varepsilon^{\frac{N}{L}}, \quad (67)$$

ahol μ_1 a (61) egyenlettel meghatározott adatelérhetőségi arány.

A blokkonként független adatvesztés esetén az N hosszúságú teljes FFT blokkok (azaz N/M számú adatblokk) előfordulásának valószínűsége ismét kifejezhető a megbízhatósággal:

$$p_{\text{complete}} = \mu_2^{\frac{N}{M}} = \varepsilon^{\frac{M}{L} \cdot \frac{N}{M}} = \varepsilon^{\frac{N}{L}}, \quad (68)$$

ahol μ_2 a (63) egyenlettel meghatározott adatelérhetőségi arány.

	$\varepsilon = 0.01, L = 5000$		
	mintánként független $\mu_1 = 0.999$	blokkonként független $M = 16$ $\mu_2 = 0.985$	Markov modell alapú $\mu_2 = 0.985$ $p = 0.999, q = 0.938$
$N = 256$	$p_{\text{complete}} = 0.790$		
$N = 1024$	$p_{\text{complete}} = 0.389$		
$N = 4096$	$p_{\text{complete}} = 0.023$		

1. táblázat. Különböző hosszúságú teljes FFT blokkok előfordulásának valószínűsége.

A fenti két adatvesztési modellre az $R(n)$ megbízhatósági függvény exponenciális lecsengésű, és a teljes blokkok előfordulási valószínűsége és az adatelérhetőségi arány között egyértelmű kapcsolat van. Mivel Markov-modell esetén két független paraméter is van, a kapcsolat bonyolultabb. A továbbiak kedvéért az alábbi választással élünk:

$$\mu = \mu_2, \quad p = \mu_1, \quad (69)$$

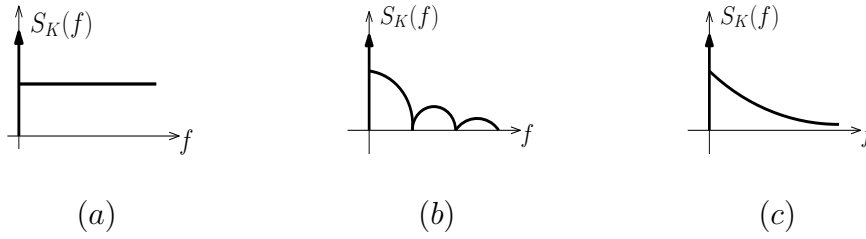
ahol μ_1 és μ_2 rendre a mintánként és blokkonként független adatvesztéshez tartozó adatelérhetőségi arányok. Ezzel a választással a Markov-modellre vonatkozó adatelérhetőségi arány megegyezik a blokkonként független adatvesztéshez tartozó aránnyal. Ez azért elfogadható, mert a Markov-modell szerinti adatvesztés szintén blokkos adatvesztést eredményez. Figyelembe véve, hogy $\mu_2 \approx 1$ és $L \gg 1$, közelítőleg ismét az előző két modellre érvényes összefüggést kapjuk:

$$p_{\text{complete}} \approx \varepsilon \frac{N}{L}, \quad (70)$$

(A részletes levezetés megtalálható a [9] cikkben.) Eszerint tehát adott $R(L) = \varepsilon$ megbízhatóság esetén az első két adatvesztési modell esetén azonos valószínűséggel keletkezik N minta hosszúságú teljes FFT blokk. Ésszerű paraméterválasztással ez közelítőleg igaz a Markov-modell szerinti adatvesztésre is. Ezzel megmutattuk, hogy – ahogyan feltételezni lehetett – a rövidebb teljes FFT blokkok előfordulásának valószínűsége nagyobb, és a valószínűség értéke a vizsgált modellek körében azonos.

A 1. táblázat illusztrálja ezt a jelenséget. Az első sor tartalmazza a megbízhatósági paramétereket: az adatvesztés valószínűsége $1 - \varepsilon = 99\%$ $L = 5000$ hosszúságú regisztrátumban. A második sorban az egyes adatvesztési modellek paraméterei láthatók, míg az ezt követő három sorban a teljes FFT blokkok előfordulási valószínűségei találhatók meg, különböző blokkméretre. A teljes FFT blokkok előfordulásának valószínűsége N növelésével csökken. $N = 4096$ esetén már csak kb. minden 40. FFT blokk hibátlan.

Hosszú adatfolyam esetén (ha a PSD számításához nagyszámú FFT blokkot átlagolunk) a felhasználható FFT blokkok száma a valószínűségek reciprokaival arányos. A javasolt módszer a rövidebb blokkokat is felhasználja a PSD számításához, ezért beállási ideje rövidebb, mintha a PSD számításához kizárólag az adatvesztéssel nem érintett blokkokat használnánk fel, amit bizonyítani akartunk.



24. ábra. Adatvesztési modellekre jellemző spektrumalakok: (a) mintánként véletlen; (b) blokkonként véletlen; (c) Markov-modell alapú adatvesztés esetén.

4.3.4. Adatvesztési modellek identifikációja

A javasolt eljárás értékelésében szerepelt, hogy ha a spektrumot a (56) egyenlettel számítanánk, a spektrum zajos lenne a K_n indikátorfüggvény spektruma miatt. Az alábbiakban részletesen bemutatom a már bevezetett adatvesztési modellekhez tartozó K_n -ek teljesítménysűrűség-spektrumát (PSD) [8].

A mintánként véletlen adatvesztés teljesítménysűrűség-spektruma:

$$S_K(f_k) = \frac{\mu(1-\mu)}{N} + \mu^2\delta(f_k), \quad (71)$$

ahol $\delta(f_k)$ a Dirac-impulzus. Eszerint a spektrum frekvenciafüggetlen (fehér), DC-szintjét a második tag adja meg. A blokkonként véletlen adatvesztés PSD-je a következő:

$$S_K(f_k) = \frac{\mu(1-\mu)}{MN} \left| \frac{\sin(f_k\pi M)}{\sin(f_k\pi)} \right|^2 + \mu^2\delta(f_k), \quad (72)$$

A spektrum nem fehér, hanem „sinc” jellegű, DC-szintjét ismét a második tag adja meg. A Markov-modell alapú adatvesztés PSD-je az alábbi[Bouf07]:

$$S_K(f_k) = \frac{1-a^2}{N(1-a^{2N})} \cdot \frac{1}{|1-az^{-1}|^2} + \mu^2\delta(f_k), \quad (73)$$

ahol $z^{-1} = e^{-j2\pi f_k}$ és $a = p + q - 1$. Itt a spektrum egy valós pólussal rendelkező rendszernek megfelelően csökkenő jellegű, a második tag megint a DC-szintet adja meg.

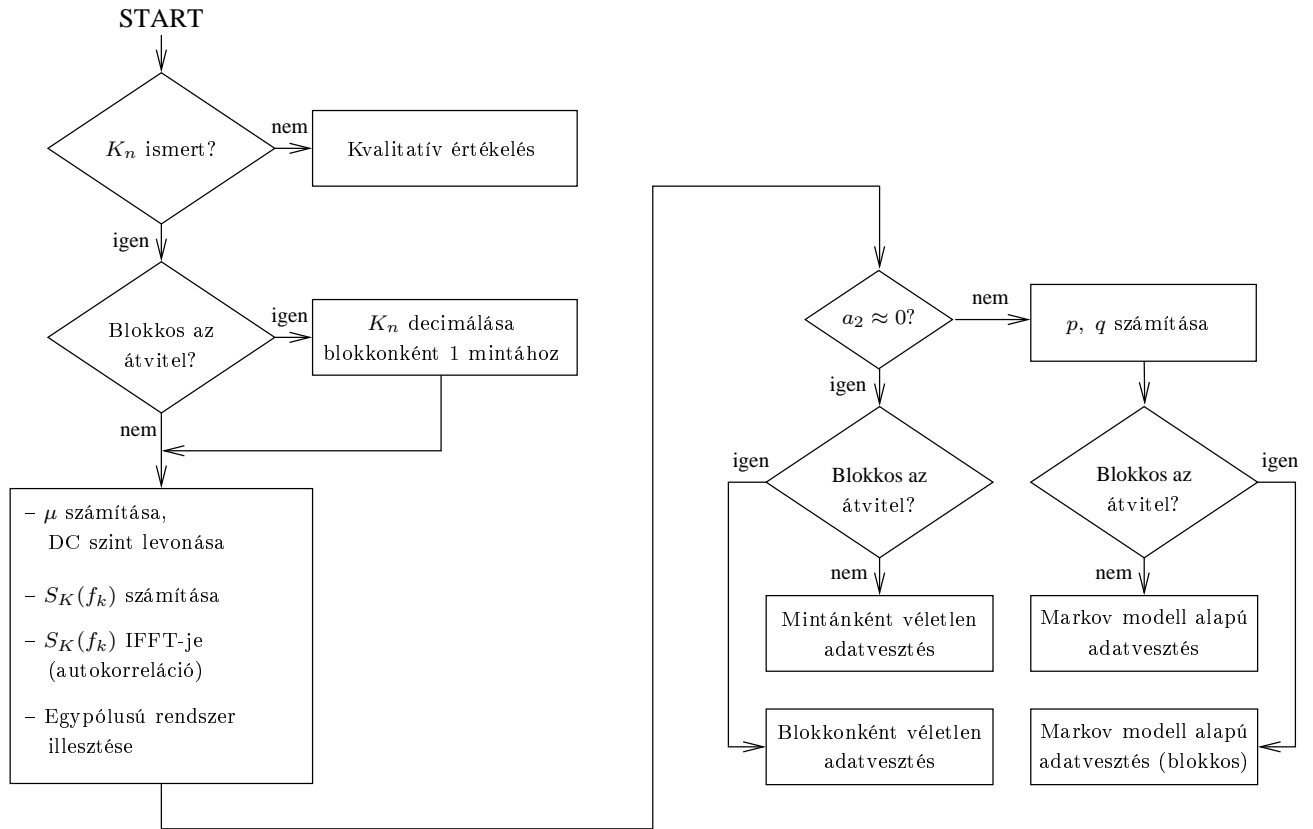
Az adatvesztési modellekre jellemző spektrumok alakja jellegzetes, ezt szemlélteti a 24. ábra. Identifikációjuk a vizsgált esetekben a K_n indikátorfüggvény PSD-je alapján is lehetséges. A folyamatot a 25. ábra szerint mutatom be. Lényeges, hogy a kommunikációs protokoll alapján K_n hozzáférhető kell legyen. Ennek hiányában csak kvalitatív értékelés adható. Pl. adatvesztéssel terhelt periodikus jelek spektrumának számításakor az egyes komponensekhez tartozó csúcs körül a (71), (72), (73) karakterisztikák jelennek meg. Az adatvesztési modell jellege tehát megfelelő vizsgálójelekkel is kimutatható.

Ha K_n a protokoll alapján ismert, az is ismert, hogy a kommunikáció blokkos-e. Ez utóbbi esetben blokkonként egyetlen indikátor elegendő, azaz K_n az M blokkmérettel decimálható.

A μ adatelérhetőségi arány számítható mint K_n egyenkomponense. Ezt az egyenszintet le kell vonni K_n -ből, hogy a PSD ne tartalmazza a $\delta(f_k)$ komponenst, ez ugyanis zavarja az átviteli karakterisztika illesztését.

A következő lépés az indikátorfüggvény $S_K(f_k)$ spektrumának számítása. Ehhez a K_n -ből vett N hosszúságú (esetleg átlapolódó) blokkokból számított Fourier-transzformáltakat kell átlagolni.

Ezután $S_K(f_k)$ inverz Fourier-transzformációjával (IFFT) ki kell számítani K_n autokorrelációs függvényét, és erre kell illeszteni modellt. A vizsgált adatvesztési modellekhez tartozó



25. ábra. Adatvesztési modell identifikációjának folyamata.

PSD-k alapján maximum egypólusú autoregresszív (AR) rendszer elegendő. Mintánként független adatvesztés esetén nincs szükség pólusra, Markov-modell alapú adatvesztés esetén egy pólus szükséges. Blokkos adatvesztés esetén zérusok is szükségesek lennének, de az M -mel történt decimáció után erre sincs szükség. Az illesztési feladat egyszerű, kísérleteinkben lineáris predikciós szűrőt (Linear Prediction Coding, LPC) alkalmaztunk, amely négyzetes értelemben minimalizálja a predikciós hibát [Jack89].

Ha már a 2. LPC paraméter is zérus ($a_2 \approx 0$), az adatvesztés független jellegű, amelynek egyetlen paraméterét, a μ adatelérhetőségi arányt már kiszámítottuk. Ha azonban $a_2 \neq 0$, Markov-modell szerinti az adatvesztés, a p és q paraméterek becslői pedig a következők:

$$\hat{p} = \hat{\mu}(1 - \hat{a}) + \hat{a}, \quad \hat{q} = \hat{\mu}(\hat{a} - 1) + 1, \quad (74)$$

ahol $\hat{a} = -a_2$. Végül ismét figyelembe kell venni, hogy az adatátvitel blokkos volt-e. Ha igen, a kiszámított $\hat{\mu}$, \hat{p} és \hat{q} paraméterek nem változnak, de kiegészítendőek az M blokkmérettel.

A szimulációs és kísérleti eredmények alapján az eljárás működőképes, de a téma kutatása nem lezárt. A módszer előnyeként említhető, hogy a modellillesztéshez a számítástechnikailag hatékony FFT algoritmust használja. Az illesztési hiba alapján detektálható, ha az adatvesztési modell nem felel meg a vizsgált három lehetőség egyikének sem. További kutatási terület lehet más adatvesztési modellek frekvenciatartománybeli vizsgálata, illetve annak feltárása, hogy különféle kommunikációt alkalmazó fizikai rendszerekben milyen modell szerinti adatvesztés lép fel.

5. Válogatott publikációk

- [1] Sujbert, L., G. Péceli, and Gy. Simon, "Resonator based non-parametric identification of linear systems", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 54. no. 1., Feb. 2005, pp. 386-390.
- [2] Görgényi, A., L. Sujbert, I. Bogár, K. Molnár, and T. Dabóczy, "DSP-based electromagnetic flowmeter with sinusoidal excitation", *Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, May 2005, Ottawa, Canada, pp. 1023-1026.
- [3] Sujbert, L., B. Vargha, "Active distortion cancelation of sinusoidal sources", *Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, May, 2004, Como, Italy, pp. 322-326.
- [4] Sujbert, L., "A new filtered LMS algorithm for active noise control", *Proc. Active '99 - The International EAA Symposium on Active Control of Sound and Vibration*, Dec. 1999, Fort Lauderdale, Florida, USA, pp. 1101-1110.
- [5] Sujbert, L., K. Molnár, Gy. Orosz, and L. Lajkó, "Wireless sensing for active noise control", *Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, May 2006, Sorrento, Italy, pp. 123-128.
- [6] Orosz, Gy. and L. Sujbert, "Signal Processing in Distributed Systems with Limited Resources," *Proc. ASCONIKK 2014 III.*, pp. 35-44, Veszprém, Hungary, Dec. 14-17, 2014.
- [7] Szarvas, A., and L. Sujbert, "Efficiency Testing of Active Noise Control by Acoustic Field Modeling," *Period. Polytech. Elec. Eng. Comp. Sci.*, Vol. 59, No. 4, pp. 147-159, 2015.
- [8] Sujbert, L., and Gy. Orosz, "FFT-based Spectrum Analysis in the Case of Data Loss," *Proc. IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 800-805, Pisa, Italy, May 11-14, 2015.
- [9] Sujbert, L., Gy. Orosz, FFT-based Spectrum Analysis in the Case of Data Loss, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 65, no. 5, pp. 968-976, May 2016.
- [10] Sujbert, L. Gy. Orosz, "FFT-based Identification of Data Loss Models", *Proc. 21st IMEKO TC-4 International Symposium and 19th International Workshop on ADC Modelling and Testing*, Budapest, Hungary, Sept. 2016., pp. 146-151.

6. Kapcsolódó publikációk

- [11] Molnár, K., I. Bogár, L. Sujbert, and A. Görgényi, "Dynamic weighing system of railway carriages", *Proc. XVII. IMEKO World Congress Metrology in the 3rd Millennium*, June 22-27, 2003. Dubrovnik, Croatia., pp. 825-828.
- [12] Gy. Orosz, L. Sujbert, G. Péceli, "Testbed for Wireless Adaptive Signal Processing Systems", *Proc. IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pp. 123-128, Warsaw, Poland, May 1-3, 2007.
- [13] Orosz, Gy., L. Sujbert, G. Péceli, "Spectral Observer with Reduced Information Demand", *Proc. IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Victoria, BC, pp. 2155-2160, Canada, May 12-15, 2008.

- [14] Orosz, Gy., L. Sujbert, G. Péceli, "Synchronization and Sampling in Wireless Adaptive Signal Processing Systems," *Period. Polytech. Elec. Eng. Comp. Sci.*, Vol. 54, No. 1-2, pp. 59-70., 2010.
- [15] Orosz, Gy., L. Sujbert, G. Péceli, "Adaptive Filtering with Bandwidth Constraints in the Feedback Path", *Signal Processing, Elsevier*, Vol. 92, No. 1, pp. 130-138., Jan. 2012.
- [16] Orosz, Gy., L. Sujbert, G. Péceli, "Analysis of Resonator-Based Harmonic Estimation in Case of Data Loss", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 2, pp. 510-518., Feb. 2013.

Hivatkozások

- [AD] www.analog.com
- [Astr90] K. J. Åström, B. Wittenmark, „*Computer Controlled Systems*”, Prentice-Hall, Inc. 1990.
- [Bend71] J. S. Bendat and A. G. Piersol, *Random Data: Analysis and Measurement Procedures*, New York, London, Sidney, Toronto, John Wiley and Sons, Inc., 1971.
- [Bereng94] Berenger, J.-P., „A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves”, *Journal of Computational Physics*, 114 (2). pp. 185- 200. 1994.
- [Bouf07] P. Boufounos, „Generating Binary Processes with All-pole Spectra” in: *IEEE Int. Conf. Acoustics, Speech and Signal Processing 2007*, Honolulu, HI, vol. 3, Apr. 15-20, 2007, pp. 981–984.
- [Broer03] P. M. T. Broersen, S. de Waele, and R. Bos, „Estimation of Autoregressive Spectra with Randomly Missing Data,” in *IMTC2003 - IEEE Instrumentation and Measurement Technol. Conf.*, Vail, CO, USA, May 20-22. 2003, pp. 1154–1159.
- [Eli87] S. J. Elliot, I. M. Stothers, P. A. Nelson, „A multiple error LMS algorithm and its application to the active control of sound and vibration”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing* vol. ASSP-35, pp. 1423-1434, Oct. 1987.
- [Ferra85] E. R. Ferrara, Jr., „Frequency domain adaptive filtering”, in: C. F. N. Cowan and P. M. Grant (ed.) *Adaptive Filters*, Prentice-Hall, Inc., 1985.
- [Ferraz81] S. Ferraz-Mello, „Estimation of Periods from Unequally Spaced Observations,” *Astronomical Journal*, vol. 86, pp. 619–624, Apr. 1981.
- [Fletch04] A. K. Fletcher, S. Rangan, V. K. Goyal, „Estimation from Lossy Sensor Data: Jump Linear Modeling and Kalman Filtering”, *Proc. of the 3rd Int. Symp. Information Processing in Sensor Networks*, Berkeley, California, USA, April 26-27, 2004, pp. 251–258.
- [Godf93] Godfrey, K. (ed.), „*Perturbation Signals for System Identification*”, Prentice-Hall, Inc. 1993.
- [Harris78] Harris, F., „On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform” *Proceedings of the IEEE* Vol. 66 No. 1. pp. 51-83, Jan. 1978.

- [Hohl08] O. Hohlfeld, R. Geib, and G. Hasslinger, „Packet Loss in Real-Time Services: Markovian Models Generating QoE Impairments”, *16th Int. Workshop on Quality of Service*, Enschede, June 2008, pp. 239–248.
- [Hoyl04] A. Høyland and M. Rausand, *System Reliability Theory: Models and Statistical Methods*, 2nd ed., Hoboken, New Jersey, John Wiley and Sons, Inc., 2004.
- [Jack89] Jackson, L.B., „*Digital Filters and Signal Processing*”, 2nd ed., Kluwer Academic Publishers, 1989. pp. 255-257.
- [Kajika12] Yoshinobu Kajikawa et al.: *Recent advances on active noise control: open issues and innovative applications*, APSIPA Transactions on Signal and Information Processing 1: 1-21 (2012)
- [Kidner06] M. R. F. Kidner, *Active noise control: a review in the context of the 'cube of difficulty'*, Acoustics Australia, vol. 34 (2), pp. 65-69, 2006.
- [Kop11] H. Kopetz, *Real-Time Systems*, Springer, 2nd ed., 2011, p. 378.
- [Kowal08] Kowalczyk, K., „Boundary and medium modelling using compact finite difference schemes in simulations of room acoustics for audio and architectural design applications”, PhD thesis, Queen’s University Belfast, 2008.
- [Kuo99] S. M. Kuo, D. R. Morgan: *Active noise control: a tutorial review*, Proceedings of the IEEE, vol. 87, No. 6, June, 1999, pp. 943-973.
- [Ljung99] Ljung, L., „*System Identification. Theory for the User*”, Prentice-Hall, Inc. 1999.
- [Lomb76] N. R. Lomb, „Least Squares Frequency Analysis of Unequally Spaced Data,” *Astrophysics and Space Science*, vol. 39, no. 2, pp. 447–462, Feb. 1976.
- [Naga06] T. Nagayama, B. F. Spencer, G. Agha, and K. Mechitov, „Model-based Data Aggregation for Structural Monitoring Employing Smart Sensors,” *3rd Int. Conf. on Networked Sensing Systems (INSS)*, 2006
- [Nagy92] F. Nagy, „Measurement of signal parameters using nonlinear observers” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-41 pp. 152-155, Febr. 1992.
- [Orosz12] Orosz, Gy., „Rezonátor alapú jelfeldolgozás szenzorhálózatokban”, (In Hungarian), Ph.D. thesis, Budapest University of Technology and Economics, Hungary, 143 p., 2012.
- [Peceli86] G. Péceli, „A common structure for recursive discrete transforms”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems* vol. CAS-33 pp. 1035-36, Oct. 1986.
- [Peceli89] G. Péceli, „Resonator based digital filters”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems* vol. CAS-36, pp. 156-159, Jan. 1989.
- [Plant12] G. Plantier, S. Moreau, L. Simon, J.-C. Valiere, A. Le Duff, and H. Bailliet, „Non-parametric Spectral Analysis of Wideband Spectrum with Missing Data via Sample-and-hold Interpolation and Deconvolution”, *Digital Signal Processing*, vol. 22, no. 6, pp. 994–1004, Dec. 2012.

- [Scar89] J. D. Scargle, „Studies in Astronomical Time Series Analysis. III - Fourier Transforms, Autocorrelation Functions, and Cross-Correlation Functions of Unevenly Spaced Data,” *Astrophysical Journal*, vol. 343, Part 1., pp. 874–887, Aug. 1989.
- [Sch93] Schnell, L. (ed.), „*Technology of Electrical Measurements*”, Wiley, 1993.
- [Schou91] Schoukens, J., R. Pintelon, „*Identification of Linear Systems*”, Pergamon Press 1991.
- [Sujb97] Sujbert, L., „Periodikus zavarhatások csökkentésének aktív módszerei”, (In Hungarian), Ph.D. thesis, Budapest University of Technology, Hungary, 95 p., 1997.
- [Taflo05] Taflove, A., Hagness, S. C., „*Computational electrodynamics: The finite-difference time-domain method*”, 3rd ed. Artec House, 2005.
- [Thonet05] Mathiesen, M., G. Thonet, N. Aakwaag, „Wireless ad-hoc networks for industrial automation: current trends and future prospects”, in: *Proceedings of the IFAC World Congress*, Prague, Czech Republic, July 4-8, 2005.
- [Xbow] www.xbow.com/Products
- [Welch67] P.D. Welch, „The Use of Fast Fourier Transform for the Estimation of Power Spectra: A Method Based on Time Averaging Over Short, Modified Periodograms,” *IEEE Trans. Audio Electroacoust.*, vol. AU-15, June 1967, pp. 70–73.
- [Wid96] B. Widrow, E. Walach, „*Adaptive Inverse Control*”, Prentice-Hall, Inc. 1996.
- [Zigbee] www.zigbee.org