

# TDK dolgozat

Bámer Balázs

# Tartalomjegyzék

<b>Előszó</b>	<b>2</b>
<b>1. Bevezetés</b>	<b>3</b>
<b>2. Elméleti háttér</b>	<b>6</b>
2.1. Zaj hatása a rezgéselnyomásra . . . . .	8
2.2. Adaptív szabályzók . . . . .	11
2.3. Az XLMS algoritmus . . . . .	12
2.4. Az ELMS algoritmus . . . . .	17
2.5. Az EXLMS algoritmus . . . . .	18
2.6. Egyéb adaptív algoritmusok . . . . .	19
<b>3. Gyakorlati megvalósítás</b>	<b>21</b>
3.1. Az XLMS algoritmus vizsgálata Matlab szimulációval . . . . .	21
3.2. Az EXLMS algoritmus vizsgálata Matlab szimulációval . . . . .	25
3.3. ADSP 2181 – az első gyakorlati megvalósítás . . . . .	27
3.4. A fixpontos számítások hátrányai . . . . .	32
3.5. Sharc 21061 – a sikeres megvalósítás . . . . .	35
3.6. A kísérleti hardver . . . . .	36
<b>4. Eredmények</b>	<b>39</b>
4.1. Tapasztalatok az elektronikus rendszerrel . . . . .	39
4.2. Az akusztikus zajcsökkentés eredményei . . . . .	40
4.3. Az egyszerű mechanikus rendszeren végzett kísérletek . . . . .	40
4.4. A bonyolultabb mechanikus rendszer viselkedése . . . . .	41
4.5. Következtetés . . . . .	49
<b>Összefoglalás</b>	<b>52</b>
<b>Irodalomjegyzék</b>	<b>53</b>

# Előszó

Jelen dolgozat a jelfeldolgozás egy érdekes interdiszciplináris területével, a rezgések aktív csökkentésének kérdésével foglalkozik. Az aktív zaj- és rezgéscsökkentés viszonylag fiatal tudományág, és mivel gyakorlati szempontból fontos jelenségekkel foglalkozik, kiemelkedő kutatási témának számít. A dolgozatban az elmélet bemutatása mellett nagy hangsúlyt fektetnek a módszerek gyakorlati viselkedésének tárgyalására is.

A bevezetésben néhány gyakorlati alkalmazáson keresztül bemutatom a rezgéscsökkentést mint feladatot. Felvázolom az aktív rezgéscsökkentés megvalósítási lehetőségeit, és kitérek a felhasználható eszközökre is.

Az elméleti alapokkal foglalkozó második fejezetben bemutatom a zaj- és rezgéscsökkentő eljárások működési elvét, bővebben a talán legelterjedtebbnek számító LMS algoritmus-családdal foglalkozom. Bemutatok itt egy újdonságnak számító algoritmust, és kitérek a mérés során mindig jelen levő zaj hatására az algoritmusok működésében.

A harmadik fejezetben a gyakorlati megvalósítás során szerzett tapasztalataimat ismertetem. Bemutatom az algoritmusokat ideális, szimulált környezetben. Felvázolom a megvalósított kísérleti összeállításokat, röviden kitérek a felhasznált jelfeldolgozó processzorok tulajdonságaira, és az eltérő számábrázolások hatásaira.

A negyedik fejezetben a négy gyakorlati kísérleti összeállítás eredményeit mutatom be és értékelem. Ezek között van nagyon egyszerű, inkább csak szemléltetésre alkalmas összeállítás, de végeztem kísérleteket akusztikus zajcsökkentéssel és egy gyakorlati probléma modelljének is felfogható mechanikus rezgéscsökkentő összeállítással.

# 1. fejezet

## Bevezetés

Mindennapi életünket és munkánkat számtalan mechanikus gép segíti. Ezek működése elkerülhetetlenül nemkívánatos zajokkal és rezgésekkel jár. A zajok és rezgések csökkentésének igénye jóformán egyidős a gépekkel. A magas zajszint nemcsak kellemetlen, hanem az egészségre is káros lehet, a zaj és a rezgések a gépek szerkezetének mechanikai fáradását is előidézik, ami rövidebb élettartamban, így magasabb költségekben nyilvánul meg.

Rezgések csökkentése egészen a legutóbbi időkig csak passzív módszerekkel volt lehetséges. Ilyen például az elegendően nagy fizikai távolság alkalmazása, szigetelés rezgéselnyelő anyagokkal, megfelelő alátámasztások és felfüggesztések alkalmazása, stb. Ezen módszerek közös hátránya, hogy megvalósításuk nagy fizikai méretekkel jár, drágák, és hatékonyságuk rendszerint nem kielégítő az alacsonyabb frekvenciákon.

A nemkívánatos rezgések csökkentésére egy másik kézenfekvő módszer is létezik: ahol a rezgést csökkenteni, illetve megszüntetni akarjuk, az eredetivel azonos, de azzal ellentétes fázisú jellel gerjesztjük a rezgő közeget. A két rezgés a hullámok szuperpozíciója elve szerint kioltja egymást, vagy legalábbis eredőjük kellően kicsi lesz az eredeti rezgéshez képest. Az elv megkövetel egy érzékelőt, amit a rezgésmentesíteni kívánt ponton helyeznek el. A beavatkozó rendszer ennek kimenő jelét fogja minimalizálni, ezért ezt a jelet hibajelnek nevezik. Az aktív rezgéscsökkentő módszerek rendszerint több rezgésmérő- és beavatkozó szerv segítségével érik el az eredményt. Erre azért van szükség, mert a rezgő rendszerek rendszerint nagy kiterjedéssel és sok szabadságfokkal rendelkeznek. A továbbiakban mégis egy hibajelforrást és egy beavatkozót tartalmazó rendszerekkel fogok foglalkozni, mivel az elv ezeken egyszerűbben mutatható be, és a kísérleti összeállításaim is ilyen rendszerek voltak. Ezek a rendszerek a több bemenetet és kimenetet tartalmazó rendszerek speciális eseteinek tekinthetők.

A rezgéscsökkentés tipikus alkalmazási területei közé tartozik a járművek rezgéseinek csökkentése. Itt általában a rezgő alkatrészek által okozott zaj csökkentése érdekében alkalmaznak rezgéscsökkentést, de cél lehet az alkatrészek élettartamának növelése is [1]. Másik tipikus alkalmazási terület lehet épületek rezgésmentesítése szélterhelés vagy földrengés okozta rezgések csökkentésére. Ekkor a cél kifejezetten az épület szerkezetének védelme [2]. Aktív rezgéscsökkentést érzékeny mérési összeállítások esetén is alkalmaznak. Ilyen eset lehet például egy elektronmikroszkóp egy magas épületben.

Az aktív rezgéscsökkentés ötlete viszonylag régóta ismert, megvalósítása azonban egészen az utóbbi időkig technikai nehézségekbe ütközött. Ha a rezgő rendszer időben állandó, akkor elvileg elképzelhető, hogy megfelelő szabályzót tervezzünk hozzá, miután a rendszert megfelelően identifikáltuk. Ekkor a kapott szabályzót analóg eszközökkel is megvalósíthatjuk, amire történtek is kísérletek már a második világháború előtt [4]. Ennek azonban két gyakorlati akadálya is van: egyrészt a rezgő rendszer rendszerint sok szabadságfokkal rendelkezik, így identifikációja nehézségekbe ütközhet, továbbá időbeni állandósága sem biztosított. Ez utóbbi különösen változó fordulatszámú gépek esetén igaz. Ez azt jelenti, hogy előre tervezett szabályzóval nem lehet célt érni, a szabályzónak követnie kell a rendszer változásait. Ehhez adaptív szabályzóra van szükség. Analóg eszközökkel ezt nagyon nehéz megvalósítani, ezért az aktív rezgéscsökkentés fejlődése csak a gyors digitális jelfeldolgozó processzorok (DSP) megjelenésével kezdődhetett.

A fentiekből következik, hogy a rezgéscsökkentő rendszernek adaptívnek kell lennie, a mindenkori referencia- és hibajel alapján a lehető legnagyobb elnyomást kell biztosítania. Ezek a rendszerek kizárólag digitálisan kerülnek megvalósításra, így lényegében programokról, rezgéscsökkentő algoritmusokról beszélhetünk. A digitális rész és az érzékelők, illetve a beavatkozók között analóg-digitális, illetve digitális-analóg átalakítók biztosítják a kapcsolatot. Az elektronikus rendszer megfelelő méretezés esetén lineárisnak tekinthető, és jó közelítéssel igaz ez akusztikus rendszerekre is. Mechanikus rendszerek esetén ez azonban már nem teljesül, de a tervezés során mégis sok esetben lineárisnak tekintik őket.

A rezgéscsökkentésre használatos algoritmusok mindig valamilyen költségfüggvény szerint minimalizálják a hibajelét. Leggyakrabban a hibajel négyzetét választják, mivel ez a valós rezgés teljesítményének leszorítását jelenti. Ezt könnyű matematikailag kezelni, és ennek algoritmusai hatékonyan közelítik az optimumot. Ilyen esetben az optimális működést megvalósító szűrőt Wiener-szűrőnek nevezik.

A gyakorlati alkalmazások szempontjából az aktív rezgéscsökkentő rendszereknek az alábbi követelményeknek kell megfelelniük [7]:

- I Maximális hatékonyság az elnyomni kívánt frekvenciatartományban. A feladat a felsorolási sorrendben egyre nehezebbé válik, ugyanakkor a gya-

korlati igényeknek megfelelően kevésbé szigorú specifikációnak kell megfelelni a rezgés csökkentő rendszereknek. Az elnyomandó frekvenciataromány alkalmazástól függően lehet egy vagy több diszkrét frekvencia, keskeny vagy széles frekvenciasáv.

- II Felügyelőt nem igénylő működés: az egyszeri üzembehelyezés után, ami természetesen magában foglalhatja a rezgő rendszer identifikációját, a rezgés csökkentő rendszer ne igényeljen emberi beavatkozást. Ennek eléréséhez elég robusztusnak kell lennie ahhoz, hogy a rezgő rendszer paramétereinek rendes, üzem közbeni változását követni tudja.
- III Az elektronikának, mérő- és beavatkozásszerveknek és a szoftvernek megbízhatóan, stabilan kell működni az adott körülmények között.

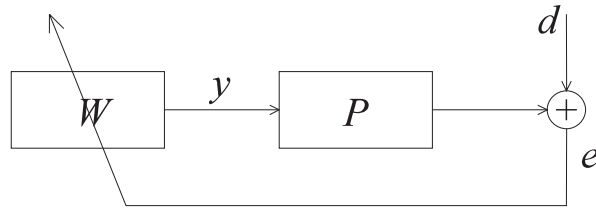
## 2. fejezet

### Elméleti háttér

Az előző fejezetben leírtak szerint feltételezem, hogy a rendelkezésre álló referenciajel megfelelően korrelál a zavaró rezgéssel, továbbá a rezgéscsökkentő rendszer egyetlen referencia-, illetve hibajel-bemenetet tartalmaz, és egyetlen beavatkozó szervet hajt meg. A rezgő rendszer válaszát a zavarójel és a beavatkozójel határozza meg. Feltételezem továbbá, hogy a teljes rendszer lineárisan közelíthető. Ez elsősorban a mechanikai rendszer modelljében jelent egyszerűsítéseket, melyek akkor helyesek, ha a mechanikus rendszerben nem jelentkeznek erősen a telítődések, továbbá a többi nemlineáris viselkedés (főleg súrlódás) „jóindulatúan” változtatja meg a rendszert. Ilyen hatások főleg a statikus nemlinearitás, és a monoton viselkedés (telítődés). Ekkor az elnyomás jellemzői romlanak, de instabilitás nem lép fel. Külön ki kell emelni a digitális rendszer által behozott nemlinearitások hatását. Ezekkel – így a kvantálással és a különböző számábrázolásokkal – a következő fejezetben fogok foglalkozni. Jelen fejezetben főleg a [8]-ban leírtakra támaszkodom.

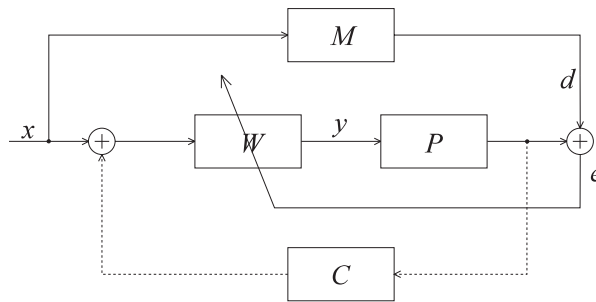
A rezgéscsökkentő rendszer tervezéséhez elkerülhetetlen, hogy ismerjük az elnyomni kívánt rezgés jellemzőit. Alapvetően kétféle jelet különböztethetünk meg, amelyek eltérő kezelést igényelnek. Ha a rezgés periodikus, a feladat viszonylag egyszerű, mert ilyenkor elvileg elegendő egyetlen periódus és a frekvencia ismerete a tökéletes elnyomáshoz. Sztochasztikus jelek esetén a helyzet bonyolultabb, általános esetben ilyenkor csak a nem túl alacsony autokorrelációjú jelek nyomhatók el (a speciális esetre, amikor ennél több is igaz, később kitérek). A valóságban természetesen a kétféle rezgés keveréke fordul elő, de az esetek egy részében az egyik komponens elhanyagolható. A rezgéscsökkentés területén a periodikus jeleket megkülönböztetett figyelemmel kell kezelnünk, mivel a rezgések jelentős hányada forgógépekből ered, így a periodikus összetevő jelentős.

Alapvetően kétféle struktúra képzelhető el az ellentétes fázisú jel előállítására: a visszacsatolt (2.1. ábra) és az előrecsatolt struktúra (2.2. ábra).



2.1. ábra.

Visszacsatolt struktúra. A  $W$  szabályzó az  $e$  hibajelből állítja elő az  $y$  beavatkozó jelet, ami a  $P$  átvitelrel jellemezhető beavatkozón keresztül szuperponálódik a  $d$  zavaró jellel, melyek eredménye az  $e$  hibajel.



2.2. ábra.

Előreccsatolt struktúra. Az  $x$  referenciajel két úton jut előre: egyrészt létezik egy  $M$  átvitelű tisztán mechanikai rendszer, melynek kimenete  $d$ , másrészt a  $W$  elektronikus szűrő  $y$  kimenete a  $P$  beavatkozó tagon keresztül jut előre. Ezek összegeként áll elő az  $e$  hibajel, ami a  $W$  szűrő viselkedését befolyásolja.

Az előbbi esetén csak a hibajel felhasználva állítjuk elő a beavatkozó jelet. A rendszer felépítéséből adódóan a hibajelből kell jósnia a beavatkozó jelet, így sztochasztikus jelekre csak nagyon korlátozottan használható. Periodikus rezgés esetén, állandósult állapotban rezonátoros rendszernek tekinthető, mert ideális esetben nulla hibajelből is meghatározott beavatkozó jelet állít elő. Itt gondot okoz, hogy a rezonátoroknak nemcsak az amplitúdóit, hanem a frekvenciáit is a hibajelből kell becsülni, ami sebességcsökkenéssel jár [3]. A továbbiakban csak előreccsatolt rendszerekkel foglalkozom, mivel ezek hatékonysága nagyobb a több információ miatt.

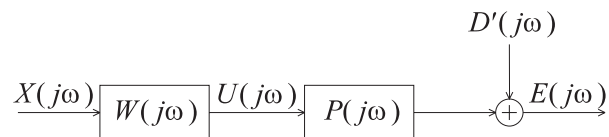
Az előreccsatolt struktúrában felhasználunk egy referenciajelet, ami általános esetben maga a zavaró rezgés. A referenciajel és a zavaró jel között elég erős kapcsolat kell, hogy fönnálljon, mert különben a referencia nem tölti be funkcióját,



és lényegében a visszacsatolt rendszerhez jutunk vissza. Periodikus jelek esetén a referenciajel elegendő, ha csak a zavaró rezgés frekvenciájáról és fázisáról hordoz információt, ezért itt forgógépek esetén a tengelyre csatlakoztatott tachométer is felhasználható. Ez feleslegessé teszi a frekvencia meghatározását, ezért az előrecsatolt rendszerek várhatóan gyorsabbak lesznek az ugyanolyan feltételek között működő visszacsatolt rendszereknél. Periodikus jelek esetén elvileg mindig megvalósítható a tökéletes rezgéselnyomás. Sztochasztikus jelekre ez csak akkor igaz, ha a  $W$ -t és  $P$ -t tartalmazó út késleltetése kisebb az  $M$  késleltetésénél, különben a hatékonyság erősen lecsökken. Előrecsatolt rendszerekben gondot okoz, ha a beavatkozó szerv és a referencia érzékelő között is kialakul csatolás (a 2.2. ábrán szaggatottal jelölt  $C$  út). Ez csak akkor okoz instabilitást, ha a  $CW$  eredője valamely frekvencián 1-nél nagyobb. Ha  $C$  kicsiny, akkor csak az adaptációt nehezíti meg. Ezt elvileg a parazita csatolás identifikálásával, és vele párhuzamosan megvalósított, de ellenkező fázisban járatott modelljével ki lehet küszöbölni [12].

## 2.1. Zaj hatása a rezgéselnyomásra

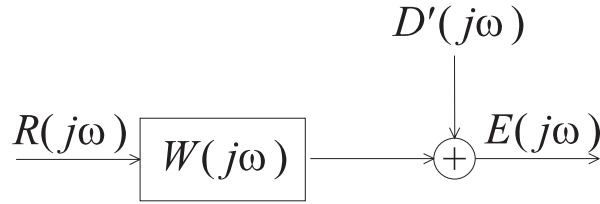
A mérés során elkerülhetetlenül jelentkező zajok hatásának vizsgálatához érdemes a rendszert más formában felrajzolni. Most eltekintek a rezgéscsökkentő algoritmus belső felépítésétől, és állandósult állapotban fogom vizsgálni, ami lehetővé teszi, hogy lineáris és időinvariáns digitális szűrőnek tekintsem. Mivel az algoritmus szempontjából a mechanikai rendszer és az azt körülvevő elektronika is diszkrét idejű, ezeket is hasonló digitális szűrővel modellezem (itt felhasználom az egész rendszer linearitására tett – igaz, nem mindig jogos – feltevést). A rendszer elemeit és a jeleket most spektrumukkal jellemzem (2.3. ábra).



2.3. ábra. Az előrecsatolt zajcsökkentő rendszer egyszerűsített blokkvázlata

Mivel az  $P(j\omega)$  mechanikus rendszer lineáris és időinvariáns, a bemenetére érkező zavarjelet, melyet a beavatkozó jellel összead, lehet úgy tekinteni, mintha már szűrt,  $D'(j\omega)$  formában érkezne az  $P(j\omega)$  kimenetére kapcsolódó összegzőre. Jelen rész feltevése szerint mind a mechanikus rendszer kimenetén mérhető  $D'(j\omega)$ , mind az  $X(j\omega)$  referenciajel tartalmaz olyan zaj összetevőt, amely minden más, a

rendszerben található jeltől független (korrelációjuk 0). Könnyű belátni, hogy ez a rendszer az adott feltételek mellett azonos a 2.2 ábrán látható rendszerrel. Ez a struktúra tovább egyszerűsíthető a 2.4 ábra szerint:



2.4. ábra. Az előrecsatolt zajcsökkentő rendszer szűrt referenciajellel

$W(j\omega)$  és  $P(j\omega)$  ugyanis a feltételek szerint felcserélhetőek, így a  $W(j\omega)$  rezgés-csökkentő rendszer bemenetére

$$R(j\omega) = P(j\omega)W(j\omega) \quad (2.1)$$

jelet adva a 2.3 ábra rendszerével azonos viselkedést kapunk. Ekkor a hibajel spektruma a következő formát ölti:

$$E(j\omega) = D'(j\omega) - W(j\omega)R(j\omega) \quad (2.2)$$

Bár mind a referenciajel, mind a mechanikus rendszer kimenetén (beavatkozás nélkül) mérhető válasz zajos, a rezgés bizonyos mértékű csökkentése mégis lehetséges. Két szélsőséges esetet különböztethetünk meg: az eredeti zavarójel teljesen elnyomható (itt periodikus jelekről van szó, így ennek elvi akadálya nincsen), ha a rendszert úgy tervezzük meg, mintha nem lenne zaj a referenciajelen. Ennek hátránya viszont, hogy zajos referenciajel esetén a zaj felerősítve jelenik meg a beavatkozó kimenetén. Ha a beavatkozó kimenetét 0-ra állítjuk, ezt a zajt tökéletesen elnyomjuk, de az eredetileg csökkenteni kívánt rezgéssel semmi sem történik. Belátható, hogy a hibajelet akkor sikerül négyzetes értelemben minimálisra csökkenteni, ha a maradó hiba és a rendszert meghajtó referenciajel teljesen korrelálatlanok [13]. A 2.4 ábra alapján belátható, hogy ez akkor teljesül, ha

$$E[R^*(j\omega)E(j\omega)] = 0. \quad (2.3)$$

Mivel a várhatóérték-képzés és  $W(j\omega)$ -val való szorzás lineáris műveletek, ezért felcserélhetőek, így a 2.2 egyenletet behelyettesítve

$$E[R^*(j\omega)D'(j\omega)] - W_{opt}(j\omega)E[R^*(j\omega)R(j\omega)] = 0, \quad (2.4)$$

ahol  $W_{opt}(j\omega)$  az a  $W(j\omega)$  spektrum, melynél a 2.3 egyenlet teljesül. Az utóbbi egyenletet a

$$S_{rd}(j\omega) - W_{opt}(j\omega)S_{rr}(j\omega) = 0 \quad (2.5)$$

formába is írhatjuk, ahol  $S_{rd}(j\omega)$   $R(j\omega)$  és  $D'(j\omega)$  kereszt-teljesítményspektruma, míg  $S_{rr}(j\omega)$   $R(j\omega)$  teljesítményspektruma:

$$S_{rd}(j\omega) = E[R^*(j\omega)D'(j\omega)] \quad (2.6)$$

$$S_{rr}(j\omega) = E[R^*(j\omega)R(j\omega)] \quad (2.7)$$

A 2.5 egyenletből levezethető az optimális rezgéscsökkentő állandósult állapotbeli átvitele a fenti teljesítményspektrum és kereszt-teljesítményspektrum függvényében:

$$W_{opt}(j\omega) = -\frac{S_{rd}(j\omega)}{S_{rr}(j\omega)} \quad (2.8)$$

A 2.8 egyenlet ismeretében már tervezhető a  $W$  szűrő, itt azonban csak az aktív zajcsökkentő rendszer viselkedését vezetjük le belőle. A 2.8 egyenletet a 2.2-be helyettesítve az elérhető legkisebb zaj teljesítményspektrumára az

$$S_{ee}(j\omega)_{min} = E[|D'(j\omega) - W(j\omega)R(j\omega)|^2] \quad (2.9)$$

eredményt kapjuk. Ezt a 2.6, 2.7 és 2.8 behelyettesítésével és egyszerű átalakítással

$$S_{ee}(j\omega)_{min} = S_{dd}(j\omega) - \frac{|S_{rd}(j\omega)|^2}{S_{rr}(j\omega)} \quad (2.10)$$

formába írható. A szűrt referenciajel 2.1 definícióját a a 2.6 és 2.7 kereszt- és teljesítményspektrumokba helyettesítve

$$S_{rd}(j\omega) = G(j\omega)S_{xd}(j\omega) \quad (2.11)$$

$$S_{rr}(j\omega) = |G(j\omega)|^2 S_{xx}(j\omega), \quad (2.12)$$

ahol  $S_{xd}(j\omega)$   $X(j\omega)$  és  $D'(j\omega)$  kereszt-teljesítményspektruma, míg  $S_{xx}(j\omega)$   $X(j\omega)$  teljesítményspektruma, beavatkozójel-mentes esetben. Mivel  $S_{dd}(j\omega)$  a mechanikus rendszer válaszána teljesítményspektruma szintén 0 beavatkozójel esetén, a mechanikus rendszer válaszána arányos megváltozása a rezgéscsökkentés bekapcsolásával az utóbbi két egyenletből:

$$\frac{S_{ee}(j\omega)_{min}}{S_{dd}(j\omega)} = 1 - \frac{|S_{xd}(j\omega)|^2}{S_{xx}(j\omega)S_{dd}(j\omega)}. \quad (2.13)$$

A levonandó tehát a referenciajel és a mechanikus rendszer beavatkozás nélküli válaszának koherenciája. Ebből könnyen látszik, hogy ha ez a két jel független egymástól, az egyenlet bal oldala 0 lesz, így véletlen zaj esetén rezgéscsökkentés nem lehetséges, míg ha koherenciájuk tökéletes, a levonandó értéke 1, így elvileg teljesen megszüntethető a rezgés. Az itt kapott eredmény természetesen az elméletileg elérhető legjobb rezgéscsökkentést jelenti lineáris időinvariáns rendszereket feltételezve. Periodikus zaj esetén enyhébb feltételeknek kell teljesülniük, amire még később kitérek.

## 2.2. Adaptív szabályzók

Az aktív rezgéscsökkentés fölfogható szabályozástechnikai feladatnak is. Eszerint a feladat olyan szabályozás létrehozása, ami a kívánt helyen minimális, vagy 0 választ (rezgés) eredményez. Az adaptív szabályzók a rendelkezésre álló jelekből (esetünkben a referenciajel és a hibajel) próbálják a szabályozott rendszer és a vele kapcsolatban álló jelek paramétereit becsülni, és így optimális szabályzást megvalósítani. Mivel a rendszer és a jelek időben változhatnak, az adaptív szűrő működése csak folyamatosan, valós időben képzelhető el. Ez az elv természetesen megengedi, sőt, szinte mindig meg is követeli a rendszer és a jelek paramétereinek előzetes felmérését, a tervezésbe történő beillesztését. Működésüket tekintve fontos kérdés a tranziens viselkedésük, tehát az az időszak, ameddig nagyjából alkalmazkodnak a szabályozott rendszerhez. Úgy kell megtervezni őket, hogy a kezdeti állapotból indulva tetszőleges, a tervezés követelményeivel nem ütköző mechanikai rendszer esetén képesek legyenek ahhoz alkalmazkodni. Stabilitási problémáknak nem szabad fellépni. Ezt lehetőleg matematikailag bizonyíthatóan kell biztosítani, például olyan algoritmust alkalmazni, amelynek optimumpontja egyértelmű, az állapottérből mindenholnan elérhető, és az algoritmus minden esetben az optimum felé tart. Erre a későbbiekben az általam is használt algoritmus bemutatásánál visszatérek. Az elmondottakból látható, hogy az adaptív szabályzó viselkedése a bemenetére jutó jelektől függ, így szigorúan véve nem lehet lineárisnak tekinteni. Állandósult állapotában, illetve lassan változó jelek esetén ez mégis jó közelítéssel igaz lesz, amit az előző rész tárgyalásában ki is használtam. A továbbiakban a bevezetőben leírtakkal összhangban a hibajel négyzetét tekintem költségfüggvénynek, mivel a ma használatos algoritmusok nagy többsége ezzel dolgozik.

Az adaptív szabályzók minőségi jellemzését a következő szempontok szerint tehetjük meg:

- I *Konvergenciasebesség*: azt mutatja meg, hogy az algoritmus mennyi idő alatt éri el állandósult állapotát. A gyakorlati alkalmazások szempontjából a kis konvergenciasebesség hátrányos, mert a rendszer nagyon lassan áll be, továbbá a paraméterek változását sem képes megfelelően követni.
- II *Maradó hiba*: az eltérés a ténylegesen elért hibajelek átlaga és a Wiener-szűrővel elérhető hibajel nagysága között. Általában elmondható, hogy ez és az előző tulajdonság csak egymás rovására javítható. Maradó hiba jellemzően olyan rendszerekben fordul elő, ahol sérül a kauzalitás (a rendszernek jósolnia kellene), illetve olyan többdimenziós rendszerekben, ahol a beavatkozók száma kisebb az érzékelőkénél (ilyenkor túl sok szabadságfok marad).
- III *Robusztusság*: azt fejezi ki, hogy mennyire képes az algoritmus hibás, specifikáción kívüli bemenőjel esetén is kielégítően (enyhébb követelmény esetén stabilan) működni.
- IV *Számítási követelmények*: magában foglalja egyrészt az algoritmus egy iterációjának végrehajtásához szükséges műveletek (rendszerint összeadás és szorzás) számára, másrészt a programkód és az adatok memóriaköltségére. A gyakorlatban alkalmazott DSP vagy más eszköz meghatározása nélkül azonban ma már nincs értelme erről a kérdéstről beszélni, mivel szinte minden eszközben rendelkezésre áll valamilyen fokú párhuzamosítási lehetőség. Elég, ha itt a szűrők megvalósítására használatos „multiply and add” utasításra, vagy a pipeline szervezésű FFT modulokra gondolunk.
- V *Numerikus tulajdonságok*: az algoritmus digitális megvalósítása magával vonja a véges pontosságú és átfogású fixpontos vagy lebegőpontos számok használatát. Ennek hatásaira és a gyakorlati eredményekkel foglalkozó fejezetben fogok kitérni.

## 2.3. Az XLMS algoritmus

Az adaptív szabályzóknak az idők folyamán sok típusát kifejlesztették, azonban máig klasszikusnak számítanak az LMS (Least Mean Squares), és a belőle továbbfejlesztett algoritmusok [5]. Népszerűségük nem véletlen: egyszerűek, matematikailag is

könnyen kezelhetőek, kis számításigénnyel is jó hatásfokot és robusztus viselkedést lehet velük elérni. A továbbiakban ezzel az algoritmussal és ennek továbbfejlesztett változataival fogok foglalkozni, mert a zaj- és rezgés csökkentés számos fontos problémája segítségével egyszerűen bemutatható.

Az LMS alapú algoritmusok a beavatkozójelet a referenciajel adott számú késleltetett mintájának súlyozásával állítják elő. Központi elemük így egy  $N$  együtthatós FIR szűrő, amelynek együtthatóit úgy hangoljuk, hogy a négyzetes hiba minimális legyen. Az  $u$  beavatkozójelet így a következő formában áll elő:

$$u(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i x(n-i) \quad (2.14)$$

ahol  $\mathbf{w}$  a szűrő impulzusválaszát tartalmazó vektor. (A továbbiakban az  $A$  átvitelű rendszer impulzusválaszát  $\mathbf{a}$ -val jelölöm, ha annak vektor volta hangsúlyos.) Ezt egyszerűbben az  $x(n)$  referenciajel és a véges  $\mathbf{w}$  konvolúciójával is felírhatjuk:

$$u(n) = x(n) \otimes \mathbf{w} \quad (2.15)$$

Az így előállított beavatkozójelet aztán D/A átalakítóval villamos jellé alakítják, aluláteresztő szűrővel simítják. Az így kapott jelet fölerősítik, majd a megfelelő beavatkozó szerven keresztül a mechanikus rendszert hajtják meg vele. A mechanikus rendszeren a hibaérzékelő által mért jelet ismét erősíteni kell, majd a A/D átalakítóban az átlapolódást elkerülendő aluláteresztő szűrővel szűrik (ez delta-sigma átalakító esetén elmarad). Az így kapott jelet mintavételezik és digitalizálják. A mechanikus rendszert tehát számos, egyéni átvittel és késleltetéssel rendelkező rendszer veszi körül, melyek együttes viselkedése lineárisnak tekinthető bizonyos feltételekkel. Ezek a mechanikus rendszer már tárgyalt feltételein kívül főleg az erősítőkre és a digitális-analóg átalakítókra vonatkoznak. Az erősítőktől megköveteljük, hogy torzításuk és zajuk kicsiny legyen, továbbá elegendő túlvezérlés-tartalékkal rendelkezzenek, mivel telítődésük durva nemlinearitással járna. Az analóg-digitális és digitális-analóg átalakítók esetén szintén el kell kerülni a túlvezérlést, ami mindkét irányban vágással vagy átfordulással járna. A megfelelő jel-zaj viszony elérése érdekében a felbontás nem lehet túl kicsiny. Érdemes továbbá mindkét irányú átalakítót a lehető legjobban kivezélve működtetni, mivel ellenkező esetben a felső bitek felhasználás szempontjából értéktelenek lesznek. Az A/D átalakító előtt pedig Nyquist-frekvencián, vagy alatta vágó aluláteresztő analóg szűrőt kell alkalmazni (kivéve, ha az átalakító delta-sigma elvű).

A fent leírt jelút így lineáris időinvariáns rendszernek tekinthető, és együtt az  $P(z)$  átvittel jellemezhető (2.3 ábra). Ez sok esetben időben állandónak tekinthető, mert a mechanikai rendszerek jó része ilyen szempontból változatlan, a többi

rendszer időbeli változását pedig elhanyagolhatjuk. Ennek a feltételezésnek a későbbiekben lesz nagy szerepe.

A mechanikus rendszer válasza, azaz a hibajel a  $d(n)$  zavar és a beavatkozó jel összegeként írható fel:

$$e(n) = d(n) + \mathbf{p} \otimes \mathbf{w} \otimes x(n). \quad (2.16)$$

Mivel a konvolúció lineáris művelet, a két FIR szűrő sorrendje felcserélhető, így a hibajel a következő alakban is fölírható:

$$e(n) = d(n) + \mathbf{w} \otimes r(n), \quad (2.17)$$

ahol

$$r(n) = \mathbf{p} \otimes x(n). \quad (2.18)$$

Ez a szűrt referenciajel, és az egyenlet szerint úgy áll elő, hogy a mechanikus és analóg elektronikus út  $P(z)$  modelljével szűrjük a referenciajelet. A 2.17 egyenletben a konvolúciót kibontva láthatjuk, hogy a rendszer válasza az adaptív szűrő minden együtthatójától lineárisan függ:

$$e(n) = d(n) + \sum_{i=0}^{N-1} w_i r(n-i). \quad (2.19)$$

A hibajelet az eddigieknek megfelelően négyzetes értelemben érdemes minimalizálni, így a minimalizálandó költségfüggvény a hibajel négyzete:

$$J = e^2(n) \quad (2.20)$$

A gyakorlatban ennek időbeni átlagát kell minimalizálni, azaz a

$$\min_{\mathbf{w}_n} E(e(n)^2) \quad (2.21)$$

értéket szeretnénk elérni, ami 2.17 felhasználásával a

$$\min_{\mathbf{w}_n} \left( E(r(n)^2) \right) - 2\mathbf{p}_n^t \mathbf{w}_n + \mathbf{w}_n^t \mathbf{R}_n \mathbf{w}_n \quad (2.22)$$

alakba írható, ahol  $\mathbf{R}_n$  a szűrt referenciajel utolsó  $N$  mintájának autokorrelációs mátrixa, és  $\mathbf{p}_n$  a  $d(n)$  zavarójel és a szűrt referenciajel  $N$  mintájának kereszt-korrelációs vektora. [14] szerint a négyzetes hibát minimalizáló  $\mathbf{w}_n$  értékére egyértelmű megoldás létezik, tehát a minimum globális:

$$\mathbf{w}_n^0 = -\mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{p}_n \quad (2.23)$$

Mivel  $\mathbf{R}_n$  és  $\mathbf{p}_n$  értéke a gyakorlatban rendszerint nem ismert, a minimumot meg kell keresni, amire adaptív algoritmust alkalmaznak. A  $\mathbf{w}$  minimumát egy  $N + 1$  dimenziós parabolafelületen keressük (ez következik abból, hogy a 2.19 négyzete minden  $w_i$  együtthatóban négyzetes), így a minimumot egy egyszerű, legmeredekebb úton leereszkedő algoritmus megtalálja [5].

Ennek egy lehetséges megvalósítása az alábbi rekurzív algoritmus:

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \alpha \frac{\partial J}{\partial w_i(n)}, \quad (2.24)$$

ahol  $\alpha$  a lépés mérete az  $N + 1$  dimenziós parabolafelületen.  $J$  definíciójából (2.20) pedig

$$\frac{\partial J}{\partial w_i(n)} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i(n)}. \quad (2.25)$$

A 2.19 egyenletből következik, hogy a jobb oldal parciális deriváltja  $r(n-1)$ . Közben hallgatólagosan feltételeztem, hogy  $\mathbf{w}$  együtthatói lassan változnak, így az nem befolyásolja jelentősen az eredményt. Így tehát a 2.24 rekurziós összefüggés végleges formája

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \mu e(n) r(n-i), \quad (2.26)$$

ahol  $\mu = 2\alpha$  a konvergencia együtthatója. Ezt az algoritmus XLMS (filtered-x LMS) néven ismerik. Előnye a klasszikus LMS algoritmussal szemben [14], ahol  $r$  helyett a tiszta referenciajel szerepel, hogy itt a szűrő adaptációjához érkező két jel útjában egyaránt szerepel a  $P(z)$  tag. Ha a referenciajelet alkalmaznák a szűrt referenciajel helyett, késleltetési-ido és fáziskülönbségek miatt instabil lenne a rendszer. A stabilitás függ továbbá a konvergenciasebességet meghatározó  $\mu$  paramétertől is. Ennek 0 értékénél természetesen nincs konvergencia, majd egyre nagyobb és nagyobb  $\mu$  értékeket alkalmazva a konvergencia gyorsul, azonban egy adott értéket meghaladva a konvergencia megáll, a rendszer instabillá válik. Gyakorlati szempontból [13] és [8] szerint maximális értéke

$$\frac{1}{r^2 N}, \quad (2.27)$$

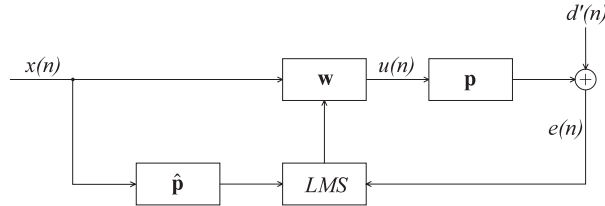
ahol  $\bar{r}^2$  a szűrt referenciajel átlagos teljesítménye. [14] szerint a maradó hiba teljesítménye és az elméletileg elérhető minimális hiba teljesítményének aránya

$$\frac{\mu N \bar{r}^2}{1 - \mu N \bar{r}^2}, \quad (2.28)$$



ami 0 konvergencia együtthatónál 0 (bár ekkor nincs értelme ennek értékéről beszélni, mert a konvergencia nem játszódhat le), és növekvő  $\mu$  esetén növekszik.

Az XLMS algoritmus gyakorlati megvalósításánál természetesen nincs mód a  $P(z)$ -vel jelölt elektromechanikus jelúton végigvezetni a referenciajelet, ezért a 2.5. ábrán látható közelítő megoldást alkalmazzák:



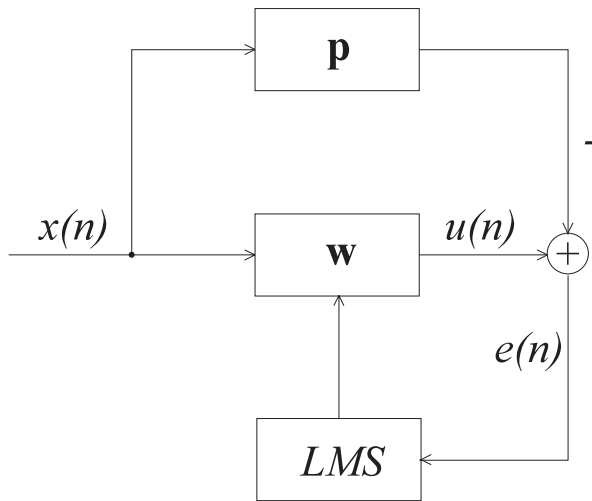
2.5. ábra. Az XLMS algoritmus gyakorlati megvalósításának blokkvázlata

Az eddig leírtaknak megfelelően az  $x(n)$  referenciajeltől most is a  $\mathbf{w}$  adaptív szűrővel állítjuk elő az  $u(n)$  beavatkozójelet, ami az  $\mathbf{p}$  blokkal jelzett mechanikus rendszert (és az azt körülvevő elektronikát) gerjeszti. A mechanikus rendszert érő  $d(n)$  zavarójelet továbbra is úgy kezeljük, hogy szűrve,  $d'(n)$  formában az elektromechanikus rendszer válaszához adódik hozzá, és így áll elő az  $e(n)$  hibajel. Ennek négyzetét minimalizálja az LMS jelzésű blokk úgy, hogy az előző mintákat az  $\mathbf{p}$  rendszert közelítő  $\hat{\mathbf{p}}$  szűrővel szűrt referenciajeltől veszi. Az adaptációval kapott együtthetők minden lépésben átmásoljuk a beavatkozójelet előállító szűrőbe.

Az XLMS algoritmus megvalósítása magába foglalja  $\hat{\mathbf{p}}$  előállítását is. Ehhez  $\mathbf{p}$  identifikálása szükséges, amire egy egyszerű LMS algoritmus használható a 2.6. ábra összeállításában.

Ebben az esetben a referenciajel lehet zaj, ami nagyjából egyenletes spektrumú kell, hogy legyen az algoritmus által lefedett frekvenciatartományban. Pontosabb eredmény eléréséhez azonban multiszinuszos gerjesztést használnak, ami állandó összetétele és periodikus volta miatt a diszkrét frekvenciákon nagyon jó identifikációt eredményez. A 2.6 ábra összeállításában az adaptív szűrő az elektromechanikus rendszer viselkedését „tanulja meg”, így állandósul állapotban együtthetői közvetlenül felhasználhatók a  $\hat{\mathbf{p}}$  szűrőben.

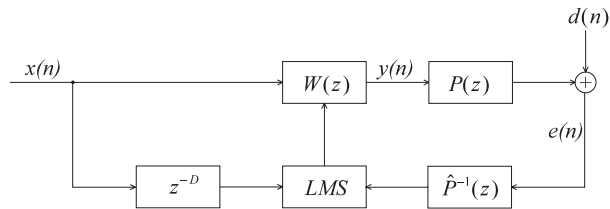
Bár az XLMS algoritmust számos esetben sikerrel alkalmazták a gyakorlatban, gondot okoz az elektromechanikus rendszer és az azt szimuláló  $\hat{\mathbf{p}}$  szűrő változó átvittele. A gyakorlati megvalósítással foglalkozó fejezetben ezzel részletesen foglalkozom. Ez természetesen adottság, melyen az algoritmus adott keretein belül tervezéssel nem lehet változtatni.



2.6. ábra. Az elektromechanikus rendszer identifikációja

## 2.4. Az ELMS algoritmus

Az előző részben említett probléma megoldására kifejlesztett algoritmusok egyike a következőképpen csökkenti a  $\hat{\mathbf{p}}$  változó átvitelét: ha a elektromechanikus rendszer inverzével szűrjük a hibajeleket, a beavatkozószervtől az adaptációt végző blokk kezdetéig közel csak késleltetés fog szerepelni, amit  $P(z)$  és annak közelítő inverze,  $\hat{P}^{-1}(z)$  okoz. Pontosabban fogalmazva a közelítő inverz helyén késleltetett inverz szűrőre van szükség, ami az inverz időben csonkított impulzusválaszának adott késleltetésével áll elő [15]. A referenciajelenek ezzel azonos úton kell eljutnia az adaptációt végző blokkba, így a referenciajelet egyszerűen késleltetni kell (2.7. ábra).



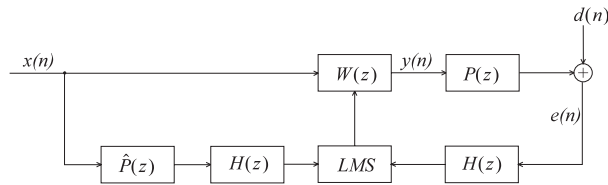
2.7. ábra. Az ELMS algoritmus blokkvázlata

Az így kapott algoritmus az ELMS (filtered error LMS) néven ismert. Bár az algoritmus viselkedése jó, van gyenge pontja. Az inverz csak akkor konstruálható meg

pontosan, ha  $P(z)$  minimálfázisú, azonban erre a gyakorlatban nem lehet számítani (ekkor különben késleltetésre sem lenne szükség). Általános esetben tehát csak közelítő megoldást lehet találni, továbbá a szükséges késleltetés miatt az algoritmus tervezésekor a késleltetett inverz szűrőn kívül a referenciajel késleltetését is kísérletekkel kell beállítani. További hátránya az algoritmusnak, hogy a késleltetett inverz szűrő nagyjából kétszeres hosszú igényel azonos pontosságú tervezés során, mint az XLMS algoritmus esetén az elektromechanikus rendszert közelítő szűrő, ami egyes alkalmazásokban megengedhetetlenül sok számítást igényel [6]. Ezen okok miatt az algoritmus behatóbb vizsgálatát nem végeztem el, mivel a következő bemutatásra kerülő módszerrel várhatóan jobb eredményeket lehet elérni.

## 2.5. Az EXLMS algoritmus

Az előző rész problémáira jelenthet megoldást a [6] cikkben megfogalmazott új ötlet. Ennek lényege, hogy megtartjuk az XLMS algoritmus összes elemét, beleértve a késleltetett inverznél egyszerűbb  $\hat{P}(z)$  szűrőt, és két egyforma FIR szűrővel egészítjük ki a hibajel és a referenciajel útját. Ezt a szűrőt a késleltetett inverzhez hasonlóan úgy tervezzük, hogy az elektromechanikus rendszerrel együtt az átvitele 1 körül ingadozzon, azonban lényeges különbség az előző algoritmussal szemben, hogy ez jóval rövidebb lehet az ELMS késleltetett inverzénél. Ennek oka az, hogy nem kell el látnia a referenciajel és hibajel késleltetés- és fáziskiegyenlítőjének szerepét, hanem csak az amplitúdóingadozást kell nagyjából csökkentenie. Gyakorlati példákkal meg fogom mutatni, hogy erre már az inverz nagyon rövid közelítései is alkalmasak, így a számításigény nem lesz lényegesen nagyobb az XLMS algoritmusénál.



2.8. ábra. Az EXLMS algoritmus blokkvázlata

A 2.8. ábrán látható algoritmus új eleme a  $H(z)$  FIR szűrő, amely a  $P(z)$  elektromechanikus rendszer inverzét közelíti. Mivel mind a hibajel, mind a referenciajel útjában szerepel, nem vezet be a két út között késleltetési-idő és fáziskülönbségeket, így a rendszer stabilitását nem rontja el. Az algoritmus az alábbi pontokon módosul:

$$\mathbf{w}_{n+1} = \mathbf{w}_n + \mu H(z)e(n)\bar{r}_n, \quad (2.29)$$

ahol

$$r_n = H(z)\hat{P}(z)x(n). \quad (2.30)$$

Mivel az EXLMS alapelve továbbra is azonos az XLMS algoritmusával, a  $\hat{P}(z)$  szűrő identifikációja az XLMS algoritmus ismertetésénél leírt módon történhet. Az egyetlen különbség a tervezésben a  $H(z)$  szűrő előállítás. Az eddig elmondottaknak megfelelően a  $H(z)$  szűrőt úgy kell megtervezni, hogy az alábbi egyenlőség közelítőleg igaz legyen:

$$|H(z)| = \frac{1}{|\hat{P}(z)|} \quad (2.31)$$

Az LMS alapú algoritmusok esetén a legkedvezőbb  $\mu$  értéket kísérletekkel kell megállapítani. Ezek eredménye szerint 6 dB-nél kisebb változás a konvergencia együttthatóban nincs lényeges hatással a konvergencia sebességére. Mivel az adaptáció hurokerősítése

$$L(z) = \mu |H(z)P(z)|^2 \quad (2.32)$$

feltéve, hogy  $P(z)$  és  $\hat{P}(z)$  egyenlő. Mivel a  $H(z)$  és  $P(z)$  szűrők szorzata négyzetesen szerepel a hurokerősítésben,  $H(z)$ -t úgy kell megtervezni, hogy a szorzat amplitúdó-ingadozása 3 dB-es tartományban legyen. A tervezés egyszerűen elvégezhető úgy, hogy a  $\hat{P}(z)$  szűrő FFT-vel nyert spektrumának pontonként reciprokát vesszük, majd az így nyert spektrum inverz Fourier transzformációjával kapott impulzusválasz elejéről és végéről (ez az előállítás miatt szimmetrikus) a kívánt egyenlő hosszúságú darabokat megcserélve egymás után másoljuk. A gyakorlatban ez nem ad kielégítő eredményt, mert az impulzusválasz csonkítása miatt pontatlan lesz, spektruma éles kiemeléseket és leszívásokat tartalmaz, ezért az így kapott impulzusválaszt még egy ablakfüggvénnyel simítani kell. Ennek hatásairól a gyakorlati kísérletekkel foglalkozó részben még fogok írni.

## 2.6. Egyéb adaptív algoritmusok

Természetesen nem csak a transzverzális adaptív szűrők terjedtek el az adaptív algoritmusok területén. A fent említett módszerek mind időtartományban dolgoztak, de léteznek frekvenciatartományban működő LMS algoritmusok is. Ezek előnye, hogy a konvolúció helyett a frekvenciatartományban pontonkénti szorzást alkalmazva egyes esetekben kevesebb számítást igényelnek az időtartománybeli algoritmusoknál, továbbá az egyes frekvencia-csatornákra eltérő  $\mu$  alkalmazható, amivel figyelembe vehetők pl. a referenciajel eltérő nagyságú komponensei.

Külön figyelmet érdemelnek a rezonátoros struktúrák, melyek nagyon hatékonyan valósítják meg a periodikus zajok elnyomását. Sokat ígérő megoldás az Adaptív Fourier Analizátor és az erre épülő zajcsökkentési eljárás, mivel ezzel kis számítási kapacitást felhasználva hatékonyan lehet változó frekvenciájú periodikus jeleket kezelni [19].

Ezekkel jelen dolgozatban nem foglalkozom, mert az meghaladná annak kereteit.

## 3. fejezet

# Gyakorlati megvalósítás

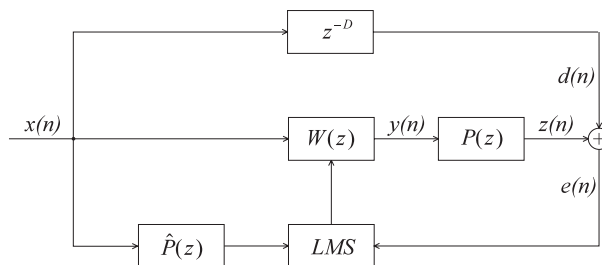
A rezgéscsökkentés kísérleti megvalósítására az előző fejezetben bemutatott algoritmusok közül az XLMS-t és az EXLMS-t választottam. Tettem ezt azért, mert az XLMS algoritmust széles körben alkalmazzák a gyakorlatban, a publikált tapasztalatok kedvezőek, így érdemes megismerkedni vele. Az EXLMS algoritmus a zaj- és rezgéscsökkentésben még újdonságnak számít, széles körű kipróbálása még nem történt meg, ezért további tapasztalatok gyűjtése érdekében érdemes vele kísérletezni. A kettőt együtt tekintve is érdekes következtetéseket lehet levonni, mert felépítésükben nagyon hasonlóak. Ezen algoritmusok választása praktikusnak bizonyult a megvalósítás szempontjából is, mivel hasonlóságuk nagyban leegyszerűsítette a fejlesztést és a kísérletezést.

A kísérletezést először ideális körülmények között, Matlab szimulációval végeztem, hogy az algoritmusok elvileg lehetséges legjobb viselkedését megismerhessem. A szimulációk során először a PC-n futó Matlab által használt IEEE duplapontos lebegőpontos számok ideálisnak tekinthető számítási pontosságával dolgoztam.

### 3.1. Az XLMS algoritmus vizsgálata Matlab szimulációval

Az XLMS algoritmus bemutatását viselkedésének vizsgálatával folytatom. A szimulációt a 3.1. ábrán látható, Matlab programmal megvalósított rendszeren végeztem.

Ebben a rendszerben az algoritmus feladata a 100 mintával késleltetett referenciajel kioltása. A referenciajelet megkapja a beavatkozójelet előállító, adaptációval előállított 200 együtthetős  $W(z)$  szűrő, ami a  $P(z)$  blokkba sűrített elektromechanikus rendszert hajtja meg. Az eddigieknek megfelelően most is az elektromechanikus rendszer válaszára szuperponálódik a  $D'(z)$  zavaró jel. Az így kapott hibajelből és

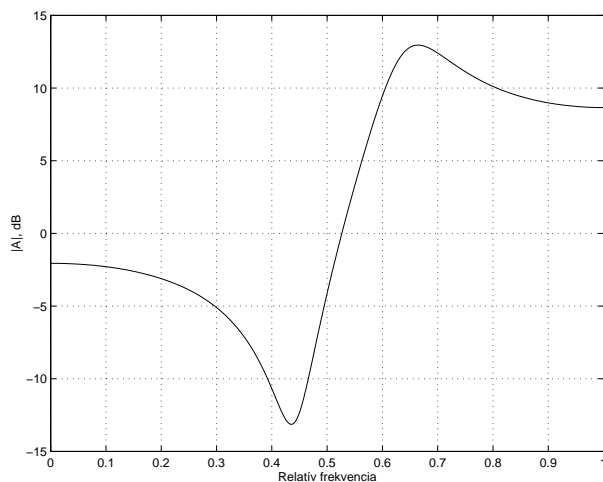


3.1. ábra. A szimulált XLMS algoritmus blokkvázlata

az  $R(z)$  szűrt referenciajeltől állítja elő az algoritmus a  $W(z)$  szűrő új impulzusválaszát. Az elektromechanikus rendszer szimulálásához az alábbi IIR szűrő időben csonkított impulzusválaszát használtam, mint 201 foksámú FIR szűrőt:

$$P_0(z) = \frac{z^2 - 0,4164z + 1,2346}{z^2 + 0,6627z + 0,6414}, \quad (3.1)$$

melynek frekvenciakaraktisztikája a 3.2. ábra mutatja:

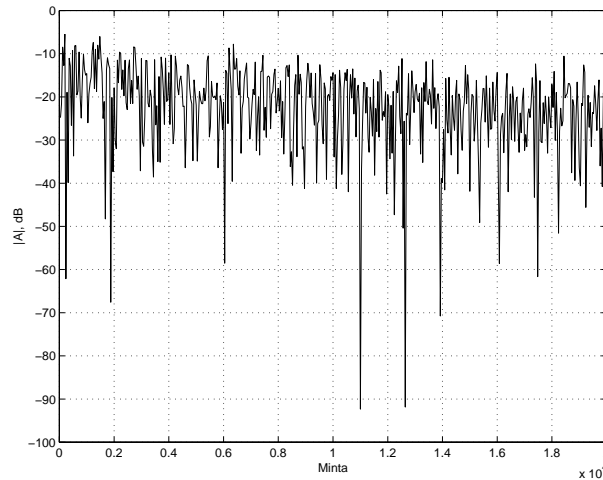


3.2. ábra. A szimulált elektromechanikus rendszer frekvenciakaraktisztikája

A referenciajel szűrését végző  $\hat{P}(z)$  szűrőt most egyszerűen  $P(z)$  -vel helyettesíttem, hogy a konvergenciasebességet és egyéb tulajdonságokat a pontatlan  $\hat{P}$  okozta fáziseltérés ne rontsa le.

Először az adaptáció sebességét vizsgáltam. A referenciajel egyenletes eloszlású

véletlen sorozat volt, melynek amplitúdója csúcstól csúcsig 1. Az amplitúdó értékének természetesen most nincs jelentősége, de később, a számábrázolás hatásainak vizsgálatokor a kivezérlés és jel-zaj viszony szempontjából fontos lesz. A konvergenciasebesség vizsgálatához a szimuláció minden egyes rendszerösszeállítására kísérletileg meg kell határozni az optimális  $\mu$  értéket. Ez ebben az esetben 0,002 -nek adódott. A 20000 lépés alatt mért hibajelet mutatja a 3.3. ábra:



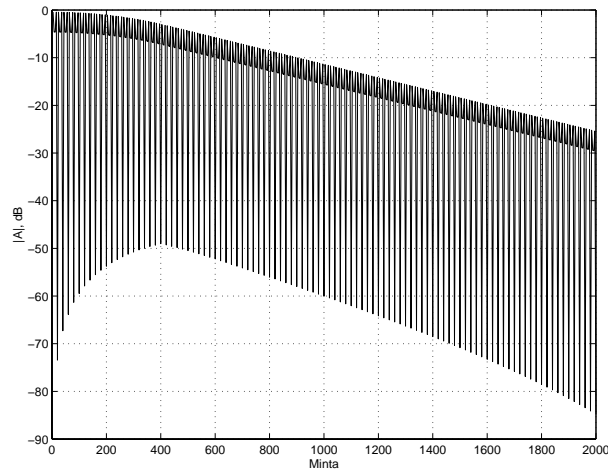
3.3. ábra. A vizsgált XLMS algoritmus hibajelének alakulása 20000 lépés alatt

Látható, hogy az elnyomás mindössze 10 dB a kiindulási helyzethez képest, és a konvergencia nagyon lassú. Ez az XLMS algoritmus azon tulajdonságának oka, hogy  $P(z)$  átvitele is erős hatással van az egyes frekvenciaösszetevők elnyomására. Ahol  $P(z)$  kiemel, ott gyorsabb az adaptáció, mert ott effektíve nagyobb a  $\mu$ , míg ahol elnyom, ott a konvergencia lassabbá válik a kisebb  $\mu$  miatt.

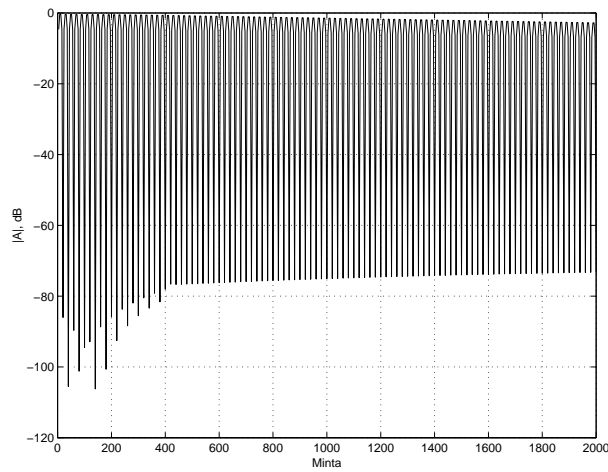
Ezt illusztrálják az alábbi ábrák, melyeken annak érdekében, hogy a konvergenciasebességeket össze lehessen hasonlítani mind egymással, mind az előző szimulációval, a  $\mu$  értékét végig változatlanul tartottam. A gerjesztőjelek az egyes esetekben különböző frekvenciájú szinuszjelek voltak, így a  $P(z)$  különböző csillapításainak vagy kiemeléseinek hatásait lehet tanulmányozni (3.4., 3.5., 3.6. és 3.7. ábrák). Mivel a gerjesztések energiája egyetlen spektrumvonalba tömörül, a megfelelő eredmény érdekében a  $\mu$  értékét erősen, 0,00005-re le kellett csökkenteni. Ezeket a szimulációkat csak a konvergenciasebesség illusztrálására végeztem, ezért elegendő volt 2000 lépést vizsgálni.

A szinuszos referenciajellel végzett kísérletek alapján nyilvánvaló, hogy  $P(z)$  túl erős csillapítása és túl nagy kiemelése egyaránt gondot okoz instabilitás vagy az adott





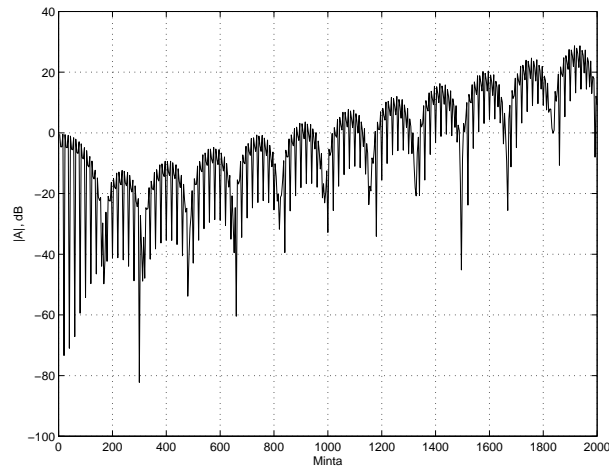
3.4. ábra. A vizsgált XLMS algoritmus hibajele  $\sin(0, 15f_N t)$  referenciajel esetén



3.5. ábra.

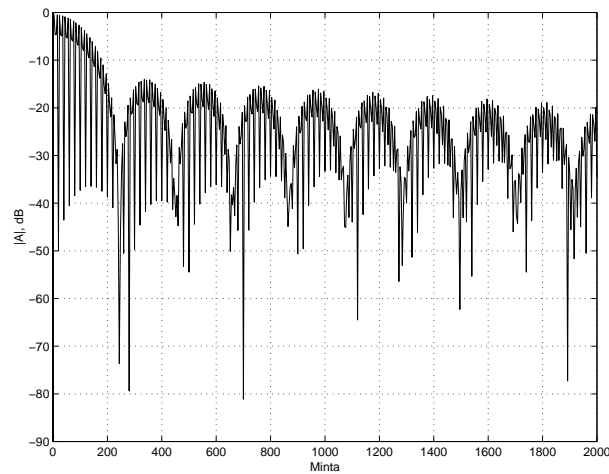
A vizsgált XLMS algoritmus hibajele  $\sin(0, 45f_N t)$  referenciajel esetén, ahol  $f_N$  a Nyquist-frekvencia. Látható, hogy az erős csillapítás a  $\mu$  csökkenését eredményezi, ami rontja a konvergenciasebességet.

frekvenciatartomány lassú konvergenciája formájában. A mechanikus rendszer és az elektronika tulajdonságai azonban a tervezés szempontjából adottságok, azokat csak korlátozott mértékben lehet megváltoztatni. Itt a tervező lehetőségeit leginkább az érzékelők és beavatkozók elhelyezése jelenti.



3.6. ábra.

A vizsgált XLMS algoritmus hibajele  $\sin(0,65f_N t)$  referenciajel esetén. Az erős kiemelés instabilitást okoz.

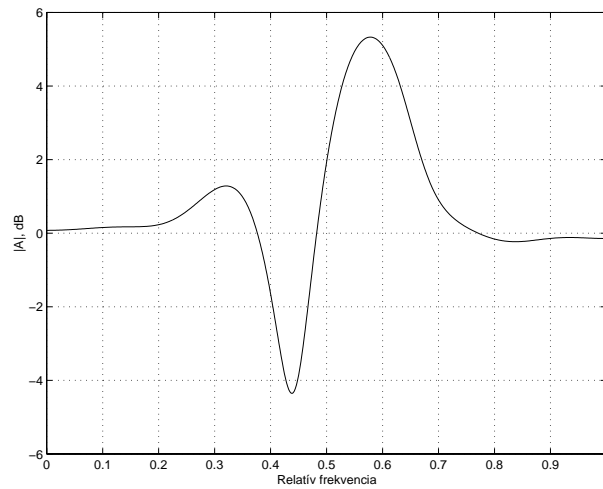


3.7. ábra. A vizsgált XLMS algoritmus hibajele  $\sin(0,85f_N t)$  referenciajel esetén

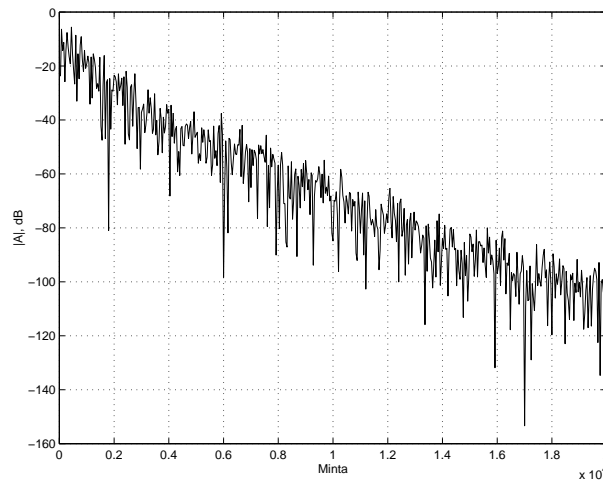
## 3.2. Az EXLMS algoritmus vizsgálata Matlab szimulációval

Az EXLMS algoritmus viselkedésének vizsgálatát először szintén Matlab környezetben végeztem, az XLMS algoritmusnál leírtakkal azonos feltételek mellett (21. oldal).

Először 21 együtthatós FIR szűrőt alkalmaztam  $H(z)$  helyén, aminek frekvenciamenete a 3.8. ábrán látható, az EXLMS algoritmus hibajelét pedig a 3.9. ábra mutatja.



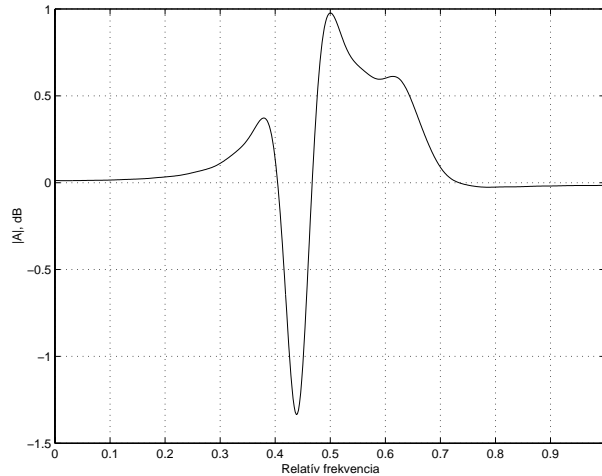
3.8. ábra.  $|(H(z)P(z))|$  21 együtthatós  $H(z)$  szűrő esetén



3.9. ábra. Az EXLMS hibajele 21 együtthatós  $H(z)$  szűrő esetén

Látható, hogy – bár a szűrőnk a hurokerősítésnél elmondott követelményeket nem teljesíti – már így is óriási javulást mutat a maximális konvergenciasebesség

tekintetében az XLMS algoritmushoz képest. Ebben az esetben  $\mu$  optimális értékének 0,015 adódott. Az adaptáció a 20000 lépés alatt még nem fejeződött be, de az ideális körülményeknek megfelelően az elnyomás már így is közel 100 dB mértékű. A második kísérletben a jobb eredmény érdekében pontosabb közelítést, 61 együtthatós  $H(z)$  szűrőt alkalmaztam. Ennek a mechanikai rendszerrel együtt mért amplitúdó-ingadozása már teljesíti a fent megfogalmazott ökölszabályt (3.10. ábra), és ennek megfelelően a konvergencia is nagyon gyorsá vált (3.11. ábra).

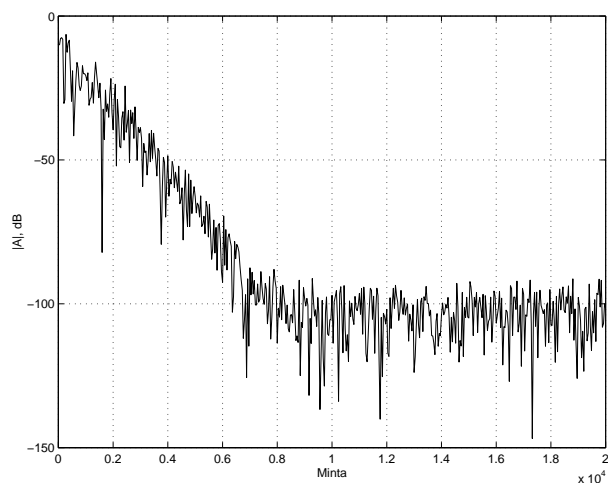


3.10. ábra.  $|(H(z)P(z)|$  61 együtthatós  $H(z)$  szűrő esetén

Az igazi rendszeren végzett kísérletek ezt nem mindig igazolják: a gyakorlatban a 21 együtthatós  $H(z)$  jobban szerepelt a 61 együtthatósánál. Az itt bemutatott jó elméleti viselkedés azonban a gyakorlatban is tapasztalható, erről bővebben a 3. fejezetben lesz szó.

### 3.3. ADSP 2181 – az első gyakorlati megvalósítás

Az XLMS és EXLMS algoritmusok gyakorlati megvalósítására először az Analog Devices ADSP 2181-es digitális jelfeldolgozó processzorára épülő EZ-KIT Lite kísérleti kártyát választottuk. Döntésünket az indokolta, hogy ez a Tanszéken elérhető legnagyobb teljesítményű fixpontos DSP, a fejlesztőrendszer jól ismert, könnyen kezelhető volt. A processzor ár/teljesítmény aránya nagyon kedvező tömeges ipari alkalmazásra, ezért ez a rendszer alkalmas arra is, hogy megismerjem egy, a gyakorlatban is elfogadható árral és számítási kapacitással rendelkező DSP tulajdonságait, korlátait.

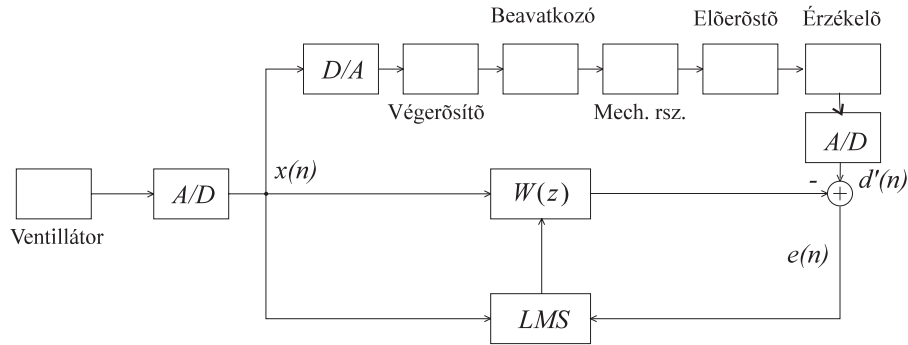


3.11. ábra. Az EXLMS hibajele 61 együtthatós  $H(z)$  szűrő esetén

Az EZ-KIT Lite kártyán található ADSP 2181 processzor egyszerű felépítése ellenére jelentős számítási teljesítményt nyújt. Az architektúra 16 bites Harvard, ami lehetővé teszi egyetlen ciklus alatt egy tetszőleges matematikai művelet, továbbá a program- és adatmemóriába irányuló egyidejű adatmozgatás (egy-egy szó írása vagy olvasása) elvégzését. Az általunk használt eszköz 33 MIPS teljesítményű volt [17].

A kísérleti kártyán helyet kapott egy Analog Devices AD1847 típusú 16 bites sztereo CODEC is, melynek mintavételi frekvenciáját 5,5125 kHz-től 48 kHz-ig 14, ipari szabványnak számító értékre lehet beállítani. A CODEC felbontása elegendő volt, egyedül a kártya zaja volt a vártnál kissé nagyobb, de az elért eredményeket ez sem befolyásolta. Szigma-delta átalakítókat tartalmaz, aminek viszont jelentős késleltetése van, és ez a kísérletek során többször gondot is okozott.

A kísérletezést a rendszer megismerése után az identifikációt végző LMS algoritmus megvalósításával kezdtem. Ennek blokkvázlatát a 3.12. ábra mutatja. Az identifikáció sikerének kulcsa az ábrán látható: a  $W(z)$  adaptív szűrő a vele párhuzamosan kötött D/A átalakító, erősítő, beavatkozó szerv, mechanikai rendszer, érzékelő, A/D átalakító utat identifikálja, tehát pontosan azt, ami majd az XLMS, illetve EXLMS algoritmusban szerepelni fog [9] [10]. Ennek fontosságát akkor tapasztaltam meg, amikor a kísérletek legelején az analóg referenciajelet közvetlenül az erősítőre adtam, és az XLMS algoritmust nem lehetett stabilra beállítani. Az identifikáció során nem szabad túl erős gerjesztést alkalmazni, mert az telítésbe viheti a mechanikai rendszert, ami nemlineáris viselkedéshez vezet. További fontos



3.12. ábra. A beavatkozó szervtől a hibajel-érzékelőig terjedő út identifikációja

tapasztalat, hogy az ábrázolási tartományhoz képest kis számok jelentősen rontják a jel/zaj viszonyt. Ennek oka az, hogy ilyenkor a felső bitek kiesnek az ábrázolásból, így 16 helyett kevesebb bit hordozza a jelet. Törekedni kell ezért arra, hogy az analóg-digitális átalakító a túlvezérlés veszélye nélkül a lehető legnagyobb mértékben ki legyen vezérelve, továbbá figyelni kell a műveletek sorrendjére is. Például a

$$u(n) = \mu \sum_{i=0}^{N-1} h_i x(n-i) \quad (3.2)$$

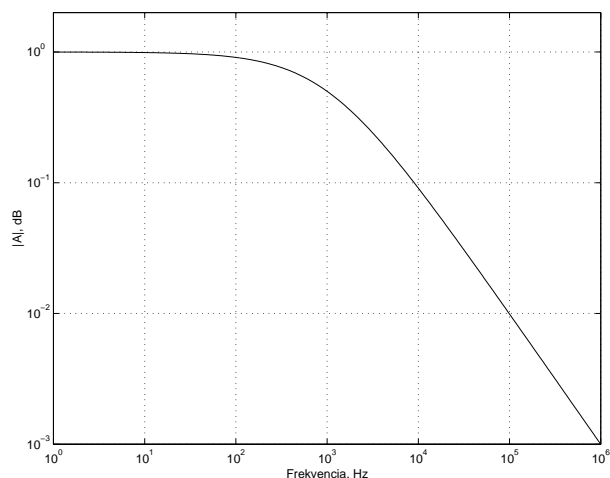
számítást tekintve nem mindegy, hogy a kis  $\mu$  értékkel történő szorzást mikor végzem el (ilyen számítás-részlet ténylegesen szerepelt a program egyik verziójában). Maga a szűrő két körpufferre épül, melyek közül egyik az  $N$  késleltetett bemenőjel értéket tartalmazza, a másik pedig a szűrő együtthatóit. A tényleges algoritmus a következő:

- I Az aktuális  $x$  érték beírása a késleltető puffer legöregobb értékének helyére
- II Az összegző nullázása és az első együttható betöltése
- III Ciklus  $N-1$  lépésre
  - I Összeg = összeg + aktuális  $x$  érték \* annak együtthatója
  - II A következő  $x$  érték és együttható betöltése a pufferekből (ez és az előző művelet ténylegesen egyszerre zajlik)
  - III Összeg = összeg + utolsó  $x$  érték \* annak együtthatója

Ebben az algoritmusban a  $\mu$ -vel történő szorzást egyformán könnyű a konvolúció előtt és mögött megvalósítani, ha azonban előtte végezzük el, az egész szorzás alatt jóval kisebb számokkal dolgozunk, mint ha csak utána végeznénk el. Ez a rosszabb jel/zaj viszony miatt a hiba halmozódásával jár.

Az identifikációt a fenti módszeren kívül a már megemlített rezonátoros struktúrával is meg lehet oldani. Ez különösen akkor van előnyös, ha a rendszer is rezonátoros struktúrára épül, vagy nagy rendszerzaj mellett kell az identifikációt végezni [11].

Az LMS algoritmus megfelelően működött a vázolt megvalósításban. A továbbiakban a kísérletezést zajcsökkentéssel folytattam, amit zaj és harmonikus jelek esetén is kipróbáltam. Az egyik sokat vizsgált rendszer két analóg hangfrekvenciás aluláteresztő szűrő volt, melyek összegzett kimeneti jeléhez is hozzá lehet férni. Ennek frekvenciamenete a 3.13 ábrán látható, és a feladat az volt, hogy az egyik bemenetre adott, a referenciával azonos zajt a másik bemenetre kötött beavatkozó jellel elnyomjuk. Itt tehát még tisztán elektronikus rendszerrel foglalkoztam, így a nemlineáris hatások nem nagyon ronthatták az eredményt. A várakozásokkal ellentétben a kísérleti rendszer nagyon rosszul szerepelt. Elnyomása gyenge volt (pár dB), és nagyon instabil volt. Ez azért is furcsa volt, mert maga a vizsgált rendszer nagyon egyszerű volt, 8 kHz-es mintavételi frekvenciánál még a Nyquist-frekvencián is kevesebb, mint 20 dB elnyomása volt, a frekvenciasáv jelentős részében pedig az átvitel lineárisnak volt tekinthető.



3.13. ábra.

A kísérletekben használt analóg összegző szűrő egyik csatornájának átvitele

A másik, általam vizsgált rendszer egy akusztikus zajcsökkentő összeállítás volt. A feladat klasszikus: zajos helységben dolgozók fülét kell védeni a zajártalomtól, esetünkben ez fejhallgatóval történt, melyen kívül egy referenciamikrofon volt, belül a fül mellett egy hibamikrofon, és a fejhallgató hangszórója volt a beavatkozó szerv (természetesen csak az egyik csatornát valósítottuk meg). Zajforrásként egy zajgenerátorral meghajtott hangszóró szolgált.

Az eredmények hasonlóak voltak a tisztán elektronikus változathoz: a rendszer instabil, és alig hallhatóan elnyom. Itt azonban másik érdekes jelenséget is lehetett tapasztalni: amikor a referenciajelet közvetlenül a zajgenerátorból vettük, akkor a zajforrástól elég messze menve az elnyomás jelentős mértékben megjavult. E mögött a jelenség mögött az áll, hogy az digitális-analóg átalakítóra adott beavatkozójeletől az analóg-digitális átalakítón beolvasott hibajelig terjedő elektroakusztikus út késleltetése túl nagy. Amennyiben ez a késleltetés és a zajforrástól a referencia beolvasásáig terjedő út késleltetés összege nagyobb, mint a zajforrástól a hibamikrofonig terjedő út késleltetése, zaj jellegű jelet nem lehet hatékonyan elnyomni, mert a rendszer nem tud jóslni. Amikor megnő a távolság a zajforrás és a hibamikrofon között, az elektronikus referenciajel-képzés alacsony késleltetése már kompenzálni tudja a beavatkozót és hibamikrofont tartalmazó út késleltetését (ebben a késleltetés nagy részét a szigma-delta rendszerű CODEC okozza). Az elektronikus referenciajel-képzés inkább didaktikus célokat szolgált, amennyiben ez a probléma gyakorlatban merült volna fel, nem lehetne ezt alkalmazni. Periodikus jelek esetén más a helyzet, mivel azok könnyen előrejelezhetők korábbi mintáikból. Erre a jelenségre még később is vissza fogok térni.

Fölmerült a kérdés, hogy mi okozhatja ezt a viselkedést. Valószínűsíthető volt, hogy a dolog háttérben numerikus okok állnak, ezért kipróbáltam az LMS algoritmus-család több módosítását is, így a szivárgó LMS-t ([14]) (természetesen XLMS-re alkalmazva). Ennek lényeges eleme az adaptáció megvalósításánál van:

$$w_i(n+1) = \alpha w_i(n) - \mu e(n)r(n-i), \quad (3.3)$$

ahol  $\alpha$  1-nél kisebb, de „majdnem 1” szám. Jelentősége az, hogy egy kis energia-disszipáció árán megakadályozza az együtthatók túlcsoordulását, és csökkenti a véges számábrázolásból adódó zaj hatását. Alkalmazásával természetesen az elnyomás mértéke is csökken.

Kipróbáltam a kis amplitúdójú véletlen zaj hozzáadását a referenciajelhez, aminek szintén hasonló hatása van, mint a szivárgó LMS algoritmusnak, de egyik próbálkozás sem hozott sikert.



### 3.4. A fixpontos számítások hátrányai

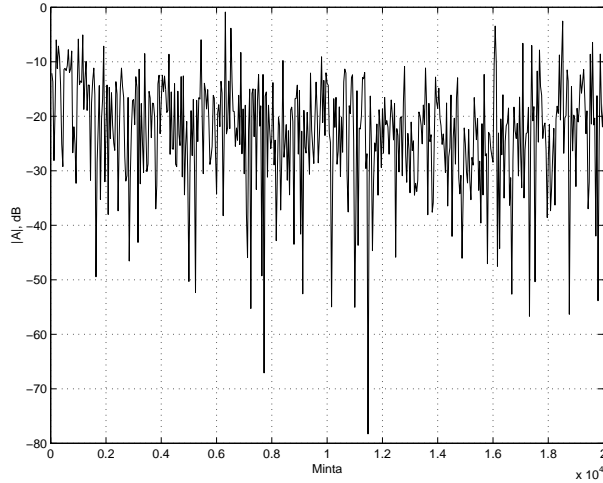
Fölmerült a gyanú, hogy a fixpontos számábrázolás lehet az instabilitás oka. Ennek kiderítéséhez Matlab alatt kezdtem vizsgálni az algoritmusok működését. A korábbi, ideális körülményeket teremtő Matlab programot alakítottam át úgy, hogy tetszőleges fixpontos és lebegőpontos számábrázolások szimulálására legyen képes. Az alapelv az volt, hogy minden, a rendszerben szereplő jel magán viselje a számábrázolás korlátait, tehát csak kívánt számú értékes bit legyen az amúgy közönséges Matlab számokban, és a számok abszolút értéke se haladja meg a modell határait. Ehhez írtam egy csonkító függvényt, ami a kívánt számú bitre csonkítva adja vissza a paraméterül kapott skalárt vagy vektort, továbbá a beállított abszolútérték-határ átlépése alapján telítődésbe viszi azt. Vektorokon a műveletet természetesen pontonként végzem el. Ezt a függvényt minden számítás eredményére meghívom, így az összes, a rendszerben szereplő szám mindig megfelel a követelményeknek. A rendszerben fixen szereplő számokat (például szűrőegyütthetők) még inicializálásakor csonkítom.

A digitális jelfeldolgozásban a fixpontos számításoknál általában kétféle viselkedés állítható be túlcsoordulás esetére. Így van ez az ADSP 2181 processzoron is. A hagyományos megközelítés esetén a legértékesebb, de már nem ábrázolható bitet elhagyva egyszerűen a maradék biteken hordozott szám lesz az eredmény. Ha egy ilyen rendszerben egyesével növelünk egy számot, fűrészfog-jelet kapunk, melynek amplitúdója a legnagyobb ábrázolható érték. A másik üzemmód esetén az eredmény túlcsoordulás esetén az éppen érvényes előjellel azonos előjelű, a lehető legnagyobb abszolút értékű szám lesz. Ez a működés – bár a másikhöz hasonlóan nemlinearitást visz a rendszerbe – a tapasztalat szerint kevesebb káros hatással jár, ezért általában ezt alkalmazzák. Ilyen megfontolásból én is a telítődéses üzemmódot valósítottam meg. Az ADSP 2181-es processzor számábrázolási tartománya közel  $-1$ -től egyig terjed.

Lebegőpontos számokra a hatékonyság érdekében nem valósítottam meg az ábrázolási tartomány abszolút értékének ellenőrzését. Ez azonban csak látszólag hiányosság, hiszen még 8 bites kitevő esetén is csak a kitevő által meghatározott dinamika nagyjából  $2^{256}$ , azaz 1541 dB. Ilyen dinamikát nem lehet elérni a valóságban, így ha az algoritmus ilyen mértékben változó számokat produkál, akkor az instabil.

A Matlabbal végzett kísérletek eredménye az volt, hogy telítődés az algoritmus több pontján előfordulhat, de jellemzően a  $H(z)$  és  $\hat{P}(z)$  szűrők kimenetén történt, mivel azok jelentős kiemeléseket tartalmaznak. Mivel ezekről a sérült jelek minden esetben az adaptációt végző részbe jutnak, megállapítható, hogy az adaptáció folyamata érzékeny a telítődés okozta torzításra. Az következő ábrák az EXLMS algoritmus viselkedését mutatják telítődés esetén, 61 együtthetős  $H(z)$  szűrő esetén.

A 3.14. ábra a korábbi szimulált rendszerekkel azonos XLMS algoritmus hibajelét mutatja az elérhető leggyorsabb konvergencia esetén. Ez a rendszer csak a korlátos, az ADSP 2181-et utánzó számábrázolásban tér el a korábbtól, és megállapítható, hogy a konvergencia drasztikusan leromlott. A 3.15. ábrán láthatjuk a referenciajelet szűrő  $H(z)$  kimenetén megjelenő jelet, aminek abszolút értéke több helyen eléri az egyet, tehát ott a számítás eredménye torzul. Az algoritmus a halmozódó hibák miatt a szimuláció végére instabillá vált.

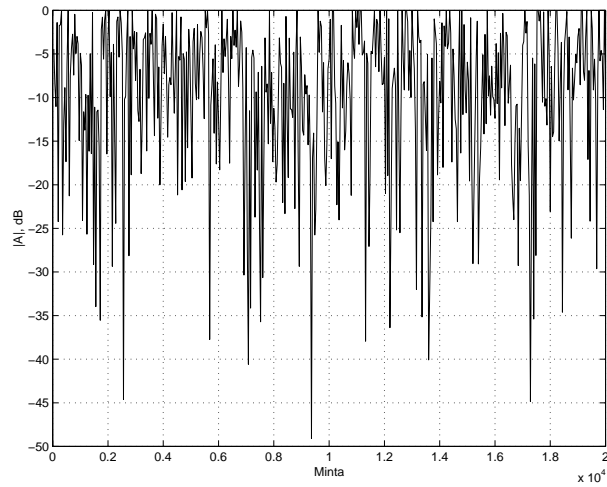


3.14. ábra.

Az EXLMS algoritmus hibajelének alakulása 16 bites, telítődéses számábrázolás esetén

A helyzet menthető, ha a telítődő számoknak egy kis többlet helyet adok, ahol el férhetnek: 16 bites tört- és 8 bites egészrésszel dolgozó fixpontos számok használata esetén a számítási pontosság lényegében azonos a 16 bites, csak törtrészt tartalmazó számokéval, mivel az algoritmus csak „esetenként, szükség szerint” használja az egészrészt. A 8 bit nem volt szükséges, a tapasztalatok szerint 6 is elég lett volna, azonban biztonsági tartaléknak inkább kettővel többet alkalmaztam. A 3.16. ábrán látható, hogy ez a kis módosítás jelentősen javította az algoritmus viselkedését. A Motorola 56000-es DSP család pontosan ilyen 24 bites processzor, viszont a laboratóriumban rendelkezésre álló kártya régi, különösen a memóriája kicsi (kétszer 256 szó).

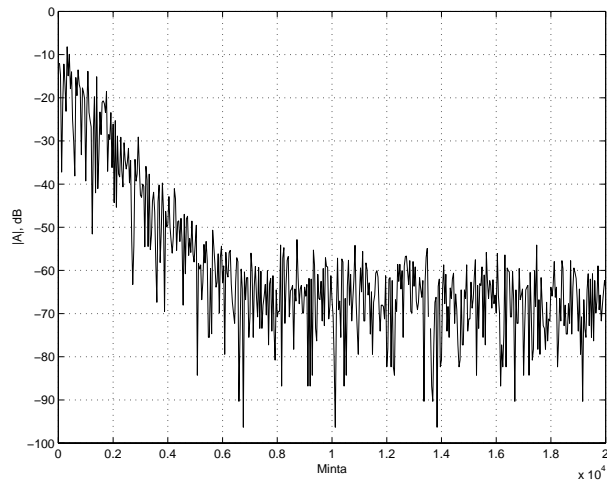
Az ADSP 2181 esetén elvileg lehetőség lenne szoftveresen 8 bites törtrésszel és 8 bites egészrésszel rendelkező számokat kialakítani, azonban ez nem járható út. Még az eléggé laboratóriumi körülmények között, 16 bites törtrészű és 8 bites egészrészű



3.15. ábra.

Az EXLMS  $r(n)$  szűrt referenciajele 16 bites, telítődéses számábrázolás esetén

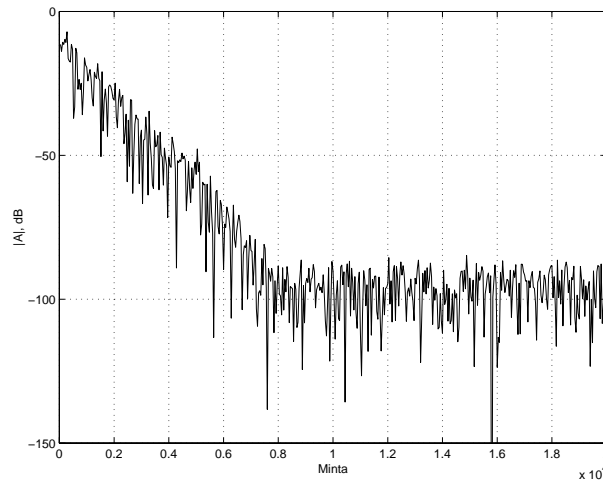
számokkal folytatott szimuláció is mindössze 50 dB-t tudott elnyomni, ami gyakorlati esetben jóval kevesebb is lehet. A számábrázolás nem korlátozhatja ennél jobban az elvileg elérhető optimumot.



3.16. ábra.

Az EXLMS algoritmus hibajelének alakulása 8,16 bites, telítődéses számábrázolás esetén

Lefuttattam a szimulációt 24 bites mantisszával rendelkező lebegőpontos számok esetére is, aminek a hibajelét a 3.17. ábra mutatja. Látható, hogy ez már elegendő pontosságot nyújt, jól megközelíti az ideálisnak tekinthető IEEE duplapontos számokkal elért eredményt. (3.11. ábra)



3.17. ábra.

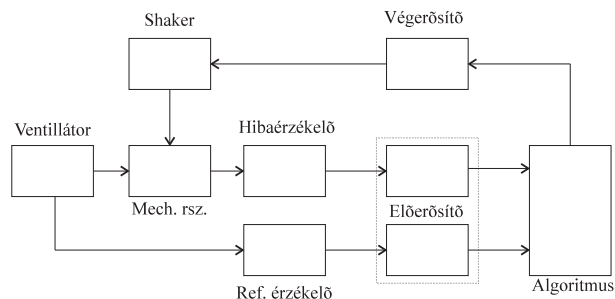
Az EXLMS algoritmus hibajelének alakulása 24 bites, lebegőpontos számábrázolás esetén

### 3.5. Sharc 21061 – a sikeres megvalósítás

A Matlab szimuláció után tehát nyilvánvaló, hogy kielégítő számítási teljesítmény eléréséhez más processzorra kell áttérni. Az ADSP 2181-en ugyan lenne lehetőség duplapontos számítási rutin alkalmazására, ez azonban az additív műveletek esetén minimum kétszer, a szorzások esetén pedig négyszer annyi számítást igényelne, mint az egyszerű számokat használó program. A helyzet sajnos még ennél is rosszabb, mert az architektúra sajátosságait ki nem használó rutinok esznek a hatékony párhuzamos utasítások használatától, és további overheadet jelentő kiegészítő utasításokat kell tartalmazniuk.

A választásunk ezek után az Analog Devices egy lebegőpontos processzorára esett, a szintén fejlesztőrendszer formájában rendelkezésre álló Sharc 21061-es processzorra [18]. Ez képes 32 bites fixpontos, és IEEE egyszeres pontosságú (24 bites mantissza + 8 bites kitevő alakú) lebegőpontos számokkal számokkal dolgozni (tulajdonképpen 40 bit mantissza + 8 bit kitevő formátumú lebegőpontos számokat is

képes használni megfelelő memória-kialakítás esetén, azonban erre nem volt szükség). A próbakártyán ugyanaz az AD1847 típusú CODEC dolgozik, mint a fixpontos kártyán. Ezt 8 kHz-es mintavételi frekvencián járattva, 4-szeres alulmintavételezéssel használtuk. Ennek oka kettős volt: egyrészt így a szigma-delta átalakító relatív késleltetése a negyedére csökken, másrészt így több idő marad a számítások elvégzésére. Gyakorlati szempontból se nagyon jelentene ez megkötést, mivel a rezgés csökkentés során előforduló zavarok frekvenciája nem nagyon lépi túl az 1 kHz-et.



3.18. ábra. A rezgésnyomásra használt összeállítás

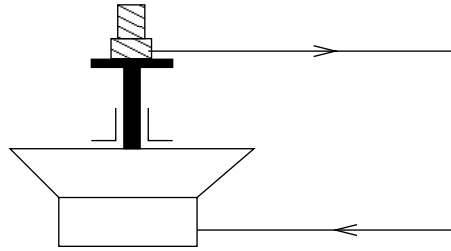
### 3.6. A kísérleti hardver

Az identifikáció működését az ADSP 2181 alkalmazásánál már bemutattam. A 3.18. ábrán látható rendszer egyes egységei a következők voltak:

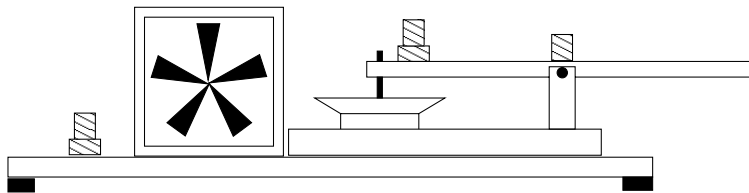
*Ventillátor és asztal:* a gumitalpakon álló farostlemez közepére egy nagy ventillátor van szerelve, mint zaj-, illetve rezgésforrás. Lapátjainak száma öt, de túlságosan jól ki volt egyensúlyozva, ezért a keltett rezgések periodikus összetevője nagyon alacsony volt. Az egyik lapátra egy kis fémfület kellett erősíteni az erősebb rezgések érdekében. A ventillátor egy változtatható csapolású toroid transzformátoron keresztül van a hálózatra kötve, így fordulatszámja (és ezzel együtt a rezgések amplitúdója) szabályozható.

*Rezgő rendszer:* két rendszert vizsgáltunk, melyeken a rezgést csökkenteni kell. Az egyszerűbb esetben a beavatkozó (shaker) tengelye volt a rezgő rendszer, ami tökéletesen merevnek tekinthető kapcsolatot létesített a beavatkozó és a hibajelzékelő között. A továbbiakban ennek a rendszernek a neve „egyszerűbb” lesz, mechanikai modelljét a 3.19. ábra mutatja. A bonyolultabb rendszer (3.20. ábra) az asztalra egy csillapított állvánnyal szerelt 3 mm-es 150 mm × 200 mm méretű, középen megfogott alumíniumlemezről áll, ami az asztalhoz képest leginkább rövidebb középvonala körül képes elfordulni, de a csillapítás által megengedett mértékig

az asztalhoz képest függőlegesen is rezeghet. Ehhez rugalmasan kapcsolódik a beavatkozó: a kapcsolatot shaker beavatkozó tengelye jelenti, amelyet a lemezhez rugó feszít. Ez az összeállítás – ha távolról is – de a [2] épületeken alkalmazott rezgés-csökkentésének modellje is lehet.



3.19. ábra. Az egyszerűbb rendszer vázlata



3.20. ábra. Az bonyolultabb rendszer vázlata

*Rezgésérzékelő:* két típust használtunk: két Brüel & Kjaer 4399 típusú piezoelektromos gyorsulásmérőt, és egy könnyebb, de tizedakkora érzékenységű Brüel & Kjaer 4502 típusú, szintén piezoelektromos gyorsulásmérőt. A hibajelét mindkét mechanikus rendszer esetében a rezgéselnyomás helyéről vettük: az első esetben közvetlenül a shaker tengelyére volt erősítve a gyorsulásmérő, a bonyolultabb rendszer esetében pedig a beavatkozó felőli oldalon a fémlemez szélére. A referenciajel képzéséhez szintén gyorsulásmérőt alkalmaztunk, ami vagy a ventilátor mellé volt az asztalra erősítve, vagy a bonyolultabb rendszer esetén a fémlemez forgástengelye fölé, magára a fémlemezre.

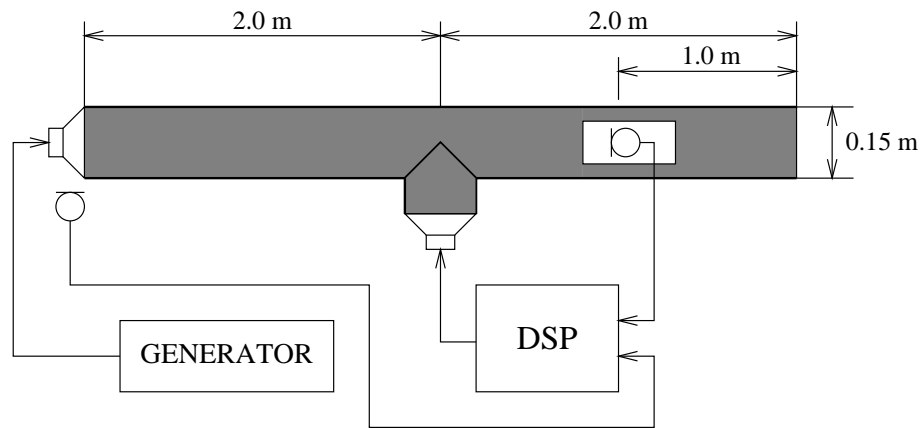
*Előerősítő:* A két gyorsulásmérő jelét egy Ariel Proport 656 típusú erősítő erősítette használható szintre (eltekintve az elválasztó jellegű, csak a táplálásért felelős kis bemeneti erősítőtől). Ez két csatornás audio előerősítő, melyben analóg-digitális átalakító, DSP processzor, digitális-analóg átalakító is van (mindkét irányban szigma-delta). Ennek a kísérletek szempontjából nem volt jelentősége, egyszerűen átmentek

rajtuk a jelek. A csatornák erősítése az előlapon elhelyezett 20 dB-es csillapítás kapcsolókkal és potenciométerekkel 60 dB tartományban szabályozható.

*Teljesítményerősítő:* TR-1700 típusú hangfrekvenciás teljesítményerősítő.

*Beavatkozó szerv:* a laborban hallgatói mérésekre használt házi készítésű shaker. Lényegében egy hangszóró, melynek membránja hiányzik, és a központosító membránra egy függőlegesen megvezetett rúd van ragasztva, ami menettel kapcsolódhat a mechanikai rendszerhez.

A mechanikus rendszeren kívül kipróbáltam a fixpontos processzor esetében már megismert tisztán elektronikus rendszert, és egy akusztikus zajcsökkentési összeállítást is, ami a 3.21. ábrán látható. Ebben az esetben egy hosszú műanyag cső egyik végén helyezkedik el a zajforrásként használt hangszóró, közepén egy T csatlakozásba szerelve a beavatkozójelet előállító hangszóró, majd a cső nyitott vége és a beavatkozó hangszóró között félúton egy hibamikrofon. A referenciajelet a beavatkozó hangszóró membránja mellől vettük, de kipróbáltuk a közvetlen elektronikus referenciajel-képzést is. Az előbbi esetben gondot okozott az, hogy a beavatkozó hangszóró is érzékelhetően hatott a mikrofonra, de ettől a mérési összeállítás még használható maradt.



3.21. ábra. Klasszikus zajcsökkentési feladat: zajelnyomás csőben

## 4. fejezet

# Eredmények

Az előző fejezet utolsó részében ismertetett összeállításokon, Sharc 21061-es jelfeldolgozó processzorral születtek végül értékelhető eredmények. Jól látszott az, hogy a hibajel nagy késleltetése nagyon lerontja a nem periodikus jelek elnyomását. Az egyes frekvencia-összetevők konvergenciájának sebessége függ azok amplitúdójától, továbbá – ha a vártnál kisebb mértékben is – de jelentkeztek az EXLMS algoritmus előnyei is az XLMS-sel szemben.

### 4.1. Tapasztalatok az elektronikus rendszerrel

A tisztán elektronikus rendszer elég egyszerű ahhoz, hogy a kezdeti kísérleteket, a hibakeresést azon végezzük. Periodikus jelek esetén nagyjából a várakozásoknak megfelelően működött.

Színuszjelet alkalmazva zavaró és referenciajelként a konvergencia nagyon gyors volt, és az elnyomás is jelentős mértékű (akár 40 dB). Ekkor jól látszott a különbség is az XLMS és EXLMS algoritmus között: az utóbbi konvergenciája gyorsabb volt. Háromszögjel esetén hasonlóan jó eredményeket kaptam, mert alapvetően ennek is kicsi a felharmonikus-tartalma (a harmonikusok amplitúdója négyzetesen csökken). Ekkor már látszott az az egyébként várható jelenség, hogy a felharmonikusok kisebb amplitúdójuk miatt lassabban csökkennek, és a hozzájuk képest relatíve nagyobb zaj miatt a maradó hiba is nagyobb, mint az alapharmonikus esetében. Ez még inkább így történt négyszögjel-gerjesztés és referencia használata esetén. A felharmonikus-tartalom itt már jelentős, és mivel a spektruma jóval egyenletesebb, az alapharmonikus energiája is relatíve alacsonyabb az előző két jelénél, és a felharmonikusok is relatíve kicsik. Ez az előző esethez képest tovább rontotta a konvergenciát és növelte a maradó hibát.

Zaj gerjesztés esetén legfeljebb 10 dB csökkenést tapasztaltam a hibajelben. Ez



főleg az analóg-digitális és digitális-analóg átalakítók nagy késleltetéséből adódik, és mivel a jel nem periodikus, az adaptív algoritmus nem képes azt az eddigi mintákból hatékonyan jósolni. Az EXLMS algoritmus konvergenciasebessége kicsit itt is jobb volt az XLMS-énél.

## 4.2. Az akusztikus zajcsökkentés eredményei

Az előző fejezetben bemutatott akusztikus zajcsökkentő összeállítás az elektronikus rendszerhez hasonló eredményeket adott. Harmonikus gerjesztés esetén elég jelentős elnyomást tapasztaltam, a felharmonikusokkal azonban itt is gond volt. Zaj gerjesztés esetén az elnyomás ismét legfeljebb 10 dB-t ért el, azonban ha a referenciajelet közvetlenül a zajgenerátorról vettem, a referenciajeltől a hibamikrofonig terjedő késleltetést sikerült nagymértékben csökkenteni. Ekkor már jelentős, 20 dB-es zajcsökkenést sikerült elérni. A zaj csökkenését természetesen a hibamikrofonnál kell érteni, de ilyenkor a terembe lesugárzott zaj is jelentős mértékben csökkent.

## 4.3. Az egyszerű mechanikus rendszeren végzett kísérletek

Az egyszerű mechanikus rendszer már igazi rezgéscsökkentési összeállítás volt, de jellemzőiben túlságosan ideálisnak tekinthető. A shaker közvetlenül, egyéb terhelés nélkül hajtja meg a rezgésérzékelőt, így az algoritmusnak még erősebb kiemelésekkel vagy leszívásokkal sem kell megküzdenie, a nemlinearitás pedig ismeretlen volt.

Érdeemes pár szót ejteni az elnyomandó jel tulajdonságairól is. A 4.2. ábrán látszik, hogy erős szinuszos összetevője van, ami többé-kevésbé állandó amplitúdójú, ugyanakkor az alacsonyabb felharmonikusok amplitúdója időben nagyon ingadozik, de még azok is jelentősek. A jel tartalmaz jelentős véletlen zajt is, így összességében ideálisnak tekinthető a kísérletezéshez.

Az egyszerű mechanikus rendszer viselkedése egyszerűsége folytán nagyon hasonló volt a fenti két rendszeréhez. Az összetett zavarból nagyon szépen elnyomta a periodikus összetevőt, viszont a zaj amplitúdójában nem tapasztaltam változást (ezt nehéz is az elnyomás nélküli esethez képest megítélni, mert akkor a jóval kisebb amplitúdójú zaj egy nagy szinuszjelre van szuperponálva). Érdekes módon a gyorsulásmérőt kézzel megérintve nem tapasztaltam a csökkenést, bár ez már csak azért sem tekinthető hiteles ellenőrzésnek, mert ilyenkor maga a rendszer is megváltozik.

Érdekes módon sem ez, sem a bonyolultabb rendszer nem boldogult a kis amplitúdójú rezgésekkel (melyeket kisebb feszültségen járatott ventilátorral nyertem).

Ennek vizsgálata további kísérletezést igényel. A probléma megkerülésére tettünk egy kis fület az egyik lapátra.

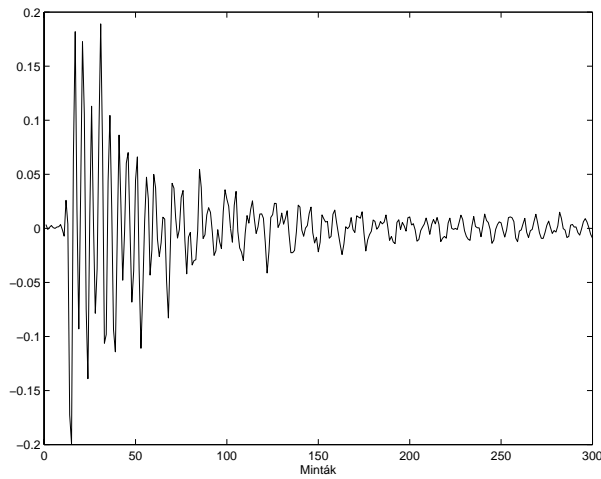
## 4.4. A bonyolultabb mechanikus rendszer viselkedése

Hosszas kísérletezés után sikerült ezt a többé-kevésbé lineárisan viselkedő kísérleti rendszert összeállítani. Ez összetettségét tekintve már elég realiztikus ahhoz, hogy komolyabb vizsgálatokat lehessen végezni rajta, ugyanakkor elég jól viselkedett, tehát nem mutatott túl kellemetlen nemlineáris tulajdonságokat. Az ábrák nagy részét LeCroy LT342 digitális oszcilloszkóppal készítettem, melyet azért volt kényelmes használni, mert valós időben tudott FFT-t végezni. A spektrumokat mutató ábrák 16 db. 5000 pontos FFT átlagolásával, 10 kHz-s mintavételi frekvenciával készültek.

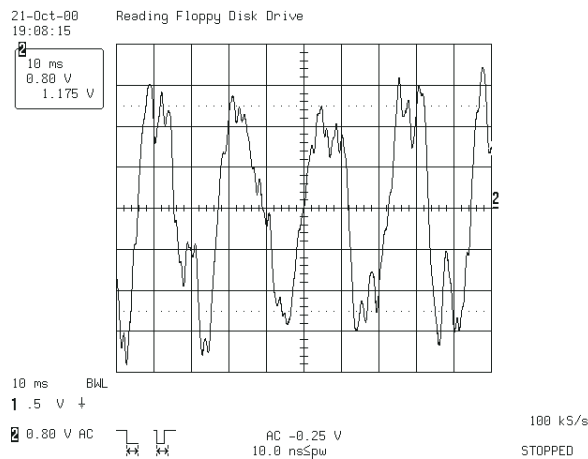
A rendszer impulzusválasza a már említett digitális-analóg átalakító - teljesítményerősítő - shaker - fémlemez - gyorsulásmérő - előerősítő - analóg-digitális átalakító útra a 4.1. ábrán látható. Az egyes komponensek eltérő sebességgel csengenek le, és a végén maradó kis jel miatt valószínűsíthető, hogy a rendszer identifikációja nem volt tökéletes, vagy enyhe nemlineáris hatások vannak jelen. Jól látszik az említett út jelentős, 12-14 minta környéki késleltetése is. 13 mintával és 2 kHz-es mintavételi frekvenciával számolva ez 6,5 ms. Ennyi idő alatt még ha csak 1 km/s-nek is tekintjük a rezgések terjedési sebességét a szilárd anyagokban (ez erős alsó becslés, de így valószínűleg a késleltetések miatt nem lesz ennél alacsonyabb), a rezgések 6,5 métert tesznek meg. Mivel a távolság a ventilátor és a hibajel-érzékelő között nem volt fél méter, így jól látszik, hogy a rendszernek nem sok esélye van a teljesen korrelálatlan mintákból álló zajt elnyomni.

A rendszert először itt is az XLMS algoritmussal vizsgáltam, ezzel alapvetően jók voltak a tapasztalatok. A 4.2. és a 4.3. ábrákon rendre elnyomás nélkül és elnyomással látható a hibajel. Az eddigi tapasztalatoknak megfelelően az alacsony frekvenciás periodikus összetevőket kiszedte belőle, de a késleltetés miatt a véletlen zaj bennmaradt.

Érdekes lehet megvizsgálni a rendszer kezdeti konvergenciasebességét is. Ehhez a rendszert sokáig magára hagytam, hogy elérhesse az állandósult állapotát, majd újraindítottam (a kártyára szerelt megszakítást generáló gombbal ezt valós időben lehet megtenni, mert a megszakításkezelő rutinban minden belső változót nullázok). Két ilyen kísérletet mutat a 4.4. és a 4.5. ábra. Látható, hogy a kezdeti konvergencia nagyon gyors, elég alacsony szintre eljut a hibajel fél másodperc alatt, de utána 18 másodperc alatt se éri el az állandósult állapotot. Ennek az lehet az oka, hogy a periodikus összetevők elnyomását hamar „megtanulja” a rendszer, azonban a véletlen



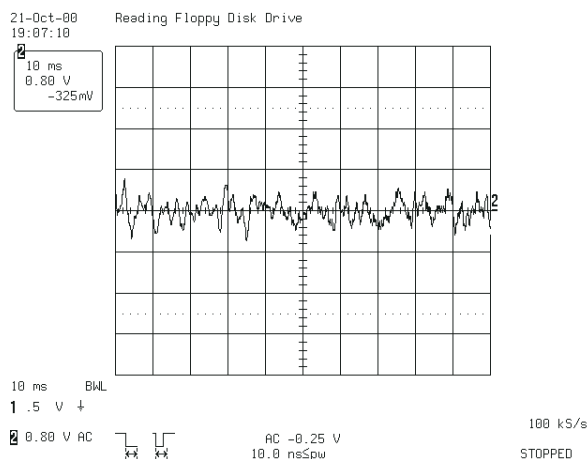
4.1. ábra. A bonyolult rendszer impulzusválasza



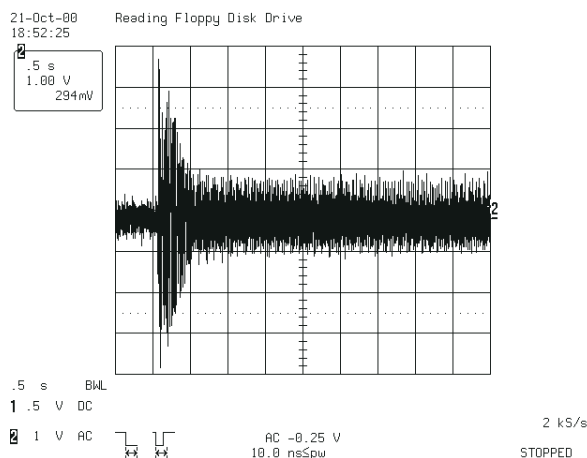
4.2. ábra. XLMS hibajele elnyomás nélkül

zaj statisztikai tulajdonságairól csak hosszabb idő alatt tud valamennyi információt begyűjteni. Gondot okozhatnak továbbá a mechanikus rendszerben és a szűrőben levő leszívások, melyek erősen csökkentik a konvergencia sebességét.

A hibajel spektrumát a 4.6. és a 4.7. ábra mutatja rendre elnyomás nélkül és bekapcsolt elnyomással. A rezgés csökkentéssel az alapharmonikus közel 40 dB-lel csökkent, de – ha nem is ilyen mértékben – vele azonos szintre csökkentek a felharmonikusok is. A zaj viszont lényegében változatlanul megmaradt. Itt is kipróbáltam



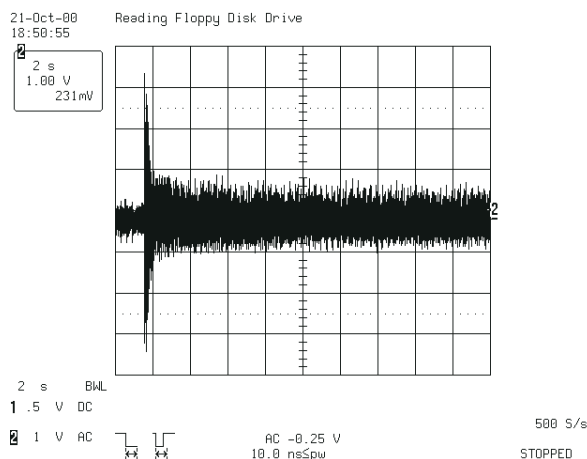
4.3. ábra. XLMS hibajele elnyomással



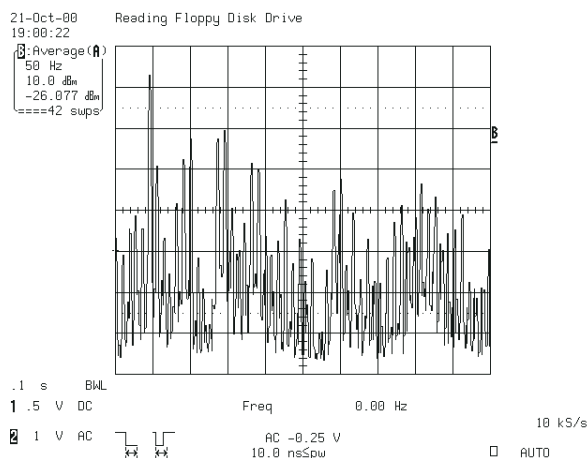
4.4. ábra. XLMS kezdeti konvergenciája 5 másodpercen keresztül vizsgálva

a „kézrátételes” hatékonyság-ellenőrzést, és itt meglepő módon érzékelhető volt a különbség.

Az XLMS algoritmus vizsgálata után az EXLMS algoritmussal folytattam a kísérleteket. Először 61 együtthetős  $H(z)$  szűrőt terveztem, mert az elméleti kísérletekben az jobban szerepelt. Összehasonlítóképpen terveztem és kipróbáltam egy 21 együtthetős  $H(z)$  szűrőt is, és ez meglepő módon jobban szerepelt hosszabb társánál. Ez látható a spektrumokat összehasonlító négy ábrán is. a 4.8. és a 4.9. ábra a 61 együtthetős esetben mutatja a hibajel spektrumát rendre elnyomás nélkül és



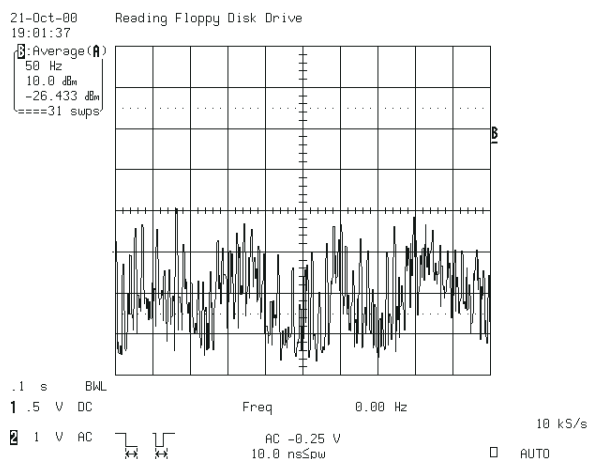
4.5. ábra. XLMS kezdeti konvergenciája 20 másodpercen keresztül vizsgálva



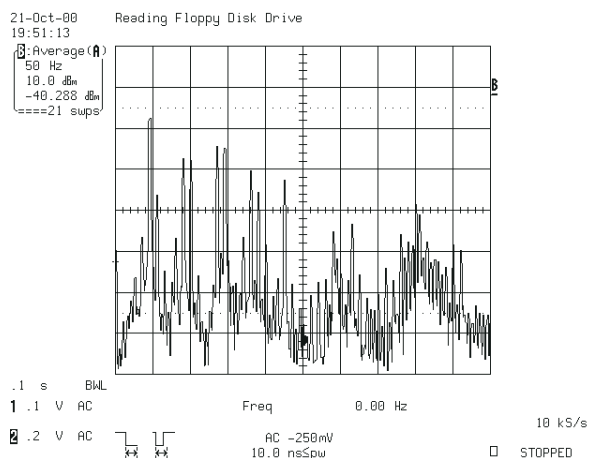
4.6. ábra. XLMS hibajelének spektruma elnyomás nélkül

elnyomással, míg a 4.10. és a 4.11. ábrákon a 21 együtthatós  $H(z)$  szűrővel működő algoritmus hibajelének spektruma szerepel. A kísérleteket ezért a 21 együtthatós rendszerrel folytattam.

Az EXLMS algoritmus kezdeti konvergenciája a várakozásoknak megfelelően gyorsabb volt, mint az XLMS esetében (4.12. és 4.13. ábrák). A kezdeti gyors szakasz nem javult ugyan számottevően, azonban a második, lassabb konvergencia itt már megtörténik a megfigyelés 18 másodperce alatt, ami mindenképpen a  $H(z)$  szűrő frekvenciamenet-kiegyenlítő hatásának köszönhető.

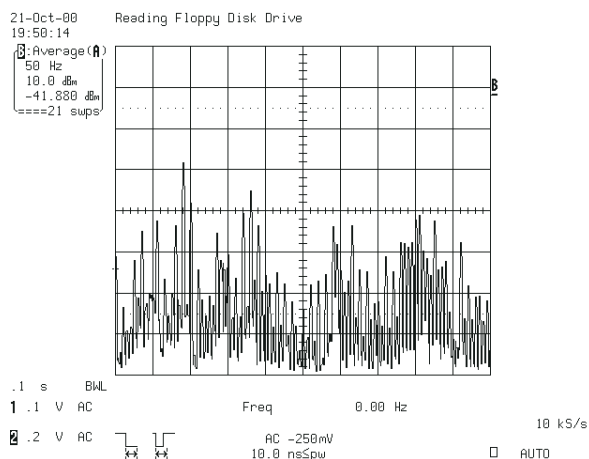


4.7. ábra. XLMS hibajelének spektruma bekapcsolt elnyomással



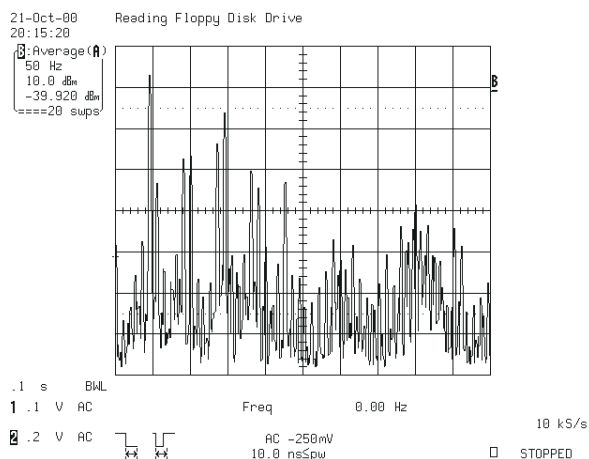
4.8. ábra. EXLMS hibajelének spektruma elnyomás nélkül ( $H(z)$  fokszáma 61)

Érdekességképpen megvizsgáltuk, hogy mi történik, ha a referenciajelet nem a ventilátor mellől vesszük a kis asztról, hanem a fémllemezről annak forgástengelye fölött. Itt elvileg csak kis mértékben hat a beavatkozójel, viszont az asztal az alátámasztáson és tengelyen keresztül rázza a fémlmezt, így ez is alkalmas referenciajel-forrás lehet. Itt a kisebb, 4502 típusú gyorsulásmérőt alkalmaztuk. Az új összeállítással kapott spektrumokat a 4.14. és a 4.15. ábrák mutatják. Ebben az esetben már a felharmonikusok csökkentésével is gondja volt az algoritmusnak, ami valószínűleg



4.9. ábra.

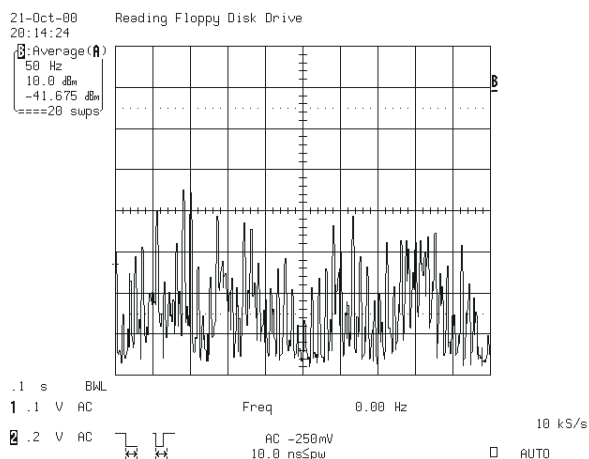
EXLMS hibajelének spektruma bekapcsolt elnyomással ( $H(z)$  fokszáma 61)



4.10. ábra. EXLMS hibajelének spektruma elnyomás nélkül ( $H(z)$  fokszáma 21)

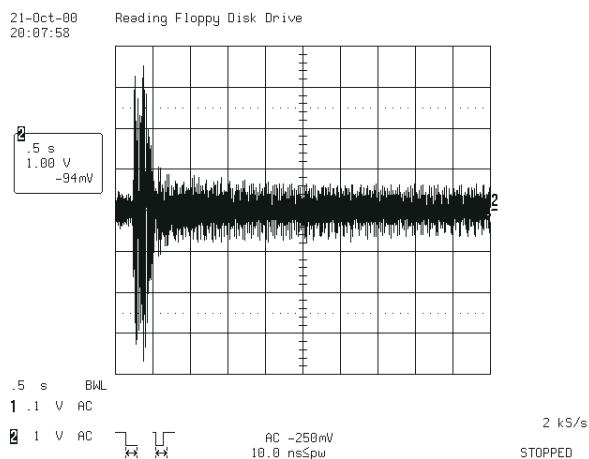
azt jelenti, hogy mégis van káros csatolás a shaker és a referencia-érzékelő között.

A hatékony rezgéscsökkentéshez sztochasztikus jelek esetén erős koherencia szükséges a referenciajel és a kikapcsolt elnyomás mellett mérhető hibajel között, ezért a teljes rendszert és annak várható viselkedését jól jellemezheti az egyes érzékelők jelei között számított koherenciafüggvény, mint azt a zaj hatásával foglalkozó részben láttuk:



4.11. ábra.

EXLMS hibajelének spektruma bekapcsolt elnyomással ( $H(z)$  fokszáma 21)

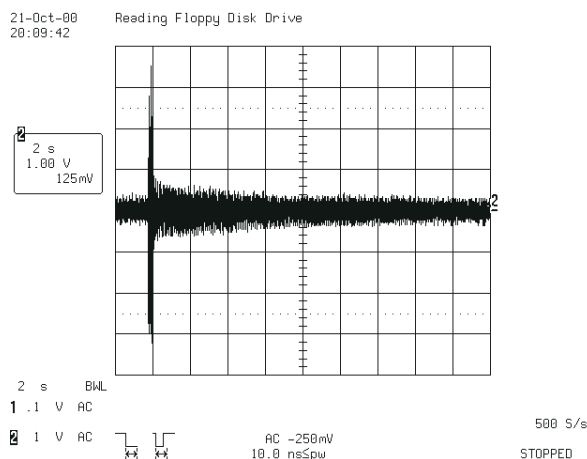


4.12. ábra. EXLMS kezdeti konvergenciája 5 másodpercen keresztül vizsgálva

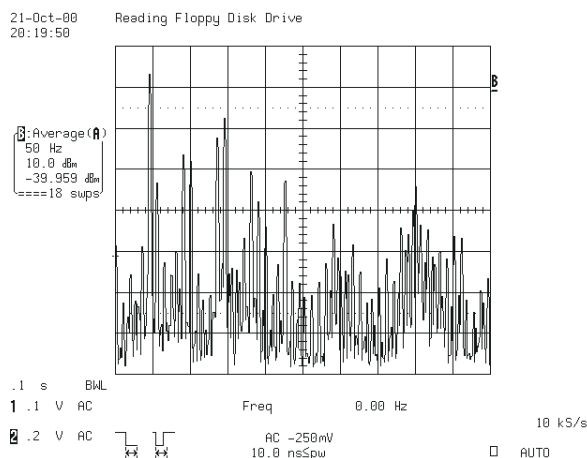
$$C_{ab} = \frac{|S_{ab}(j\omega)|^2}{S_{aa}(j\omega)S_{bb}(j\omega)}. \quad (4.1)$$

Mivel a jel alapharmonikusának egy periódusa kb. 180 mintányi, a koherencia számításánál ennél jóval hosszabb csúszóablakkal kell FFT-t számolni. Az csúszóablak ablakolása Hanning ablakkal történt. A koherenciafüggvényt három esetben számítottam ki:





4.13. ábra. EXLMS kezdeti konvergenciája 20 másodpercen keresztül vizsgálva

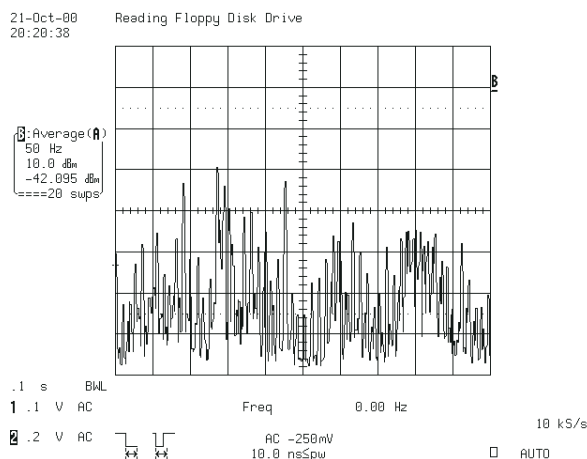


4.14. ábra.

EXLMS hibajelének spektruma elnyomás nélkül (referenciajel a lemez közepéről)

I A hibajelét előállító Brüel & Kjaer 4399 gyorsulásmérő és a kis asztalra szerelt azonos típusú referencia-forrás között (4.16. ábra). A rezgés forrása a ventilátor volt. Látható, hogy a releváns frekvenciatartományban is igen egyenetlen a koherencia, ami valószínűleg nem kis mértékben oka a nem túl sikeres mérési eredményeknek.

II A második esetben szintén ventilátoros gerjesztéssel végeztem mérést, de



4.15. ábra.

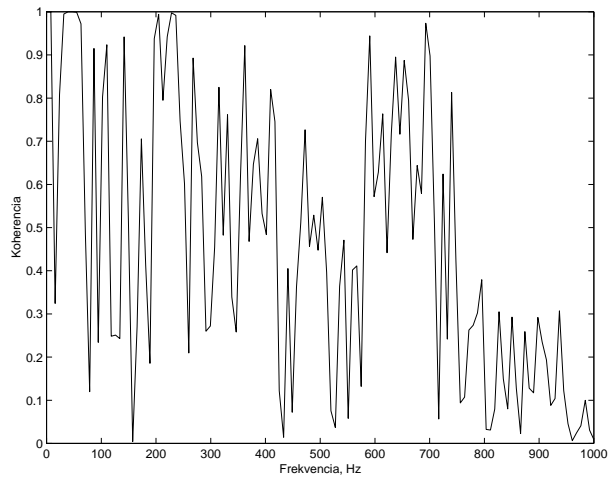
EXLMS hibajelének spektruma bekapcsolt elnyomással (referenciajel a lemez közepéről)

most a referenciajelet a fémlemez közepéről vettem a Brüel & Kjaer 4502 gyorsulásmérővel (4.16. ábra). Itt már jelentősebb volt a koherencia, de még mindig nagyon egyenetlen. Ennek ellenére mégsem ez az összeállítás volt a sikeres, ennek valószínűsíthető okát már leírtam.

III A harmadik összeállításban azt vizsgáltam, hogy mennyire erős a koherencia a beavatkozó szerv gerjesztése és a hibajel között. Ehhez a zajgenerátor jelét a shakerre vezetve a hibajel volt az egyik jel, a másik pedig a zajgenerátor közvetlen jele (4.18. ábra). A várakozásokkal ellentétben ebben az esetben is erősen egyenetlen maradt a koherenciafüggvény. Ennek oka valószínűleg a rendszer rezonanciájában és nemlineáris tulajdonságaiban keresendő.

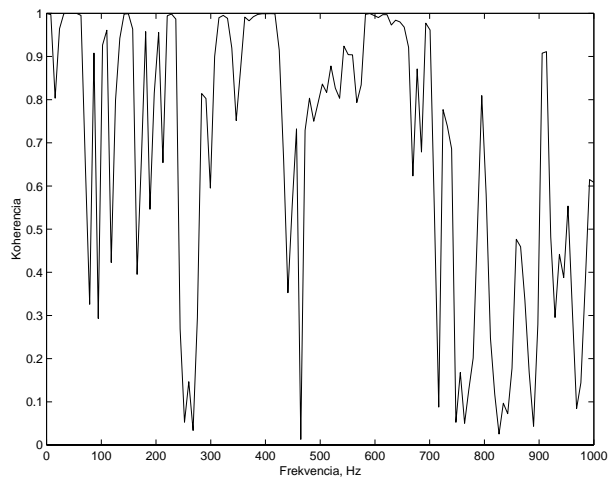
## 4.5. Következtetés

A lebegőpontos DSP-n megvalósított rendszer összességében elég jól szerepelt. Azért, hogy az akusztikus rendszerrel rosszabb eredményt ért el, valószínűleg a nemlineáris hatások felelősek, amit a koherenciafüggvények is alátámasztanak. Eredményként lehet elkönyvelni azt is, hogy sikerült 400 együtthatós adaptív szűrőt megvalósítani úgy, hogy időben belefért egy 200 fokszámú  $\hat{P}(z)$  szűrő és két rövidebb  $H(z)$  szűrő



4.16. ábra.

Koherenciafüggvény a hibajel és az asztalon mért referenciajel között, ventilátoros gerjesztés esetén

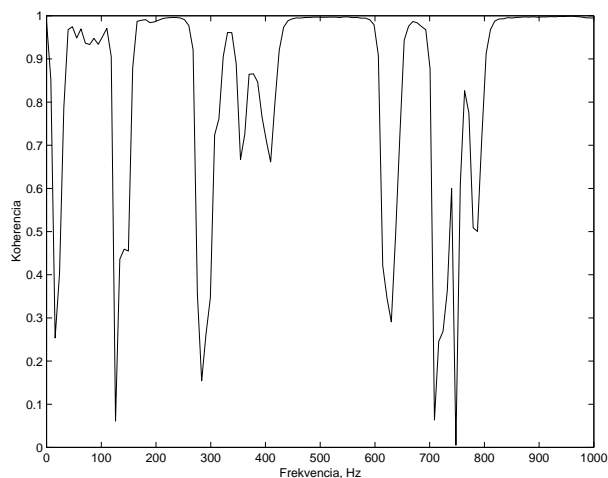


4.17. ábra.

Koherenciafüggvény a hibajel és a fémlemez tengelye fölött mért referenciajel között, ventilátoros gerjesztés esetén

is. Most a mintavételi frekvencia (alulmintavételezéssel számolva) 2 kHz volt, amit a rezgések alapvetően alacsony frekvenciája miatt érdemes lehet tovább csökkenteni.

A nemlineáris hatások által okozott problémák érdekes területnek ígérkeznek,



4.18. ábra. Koherenciafüggvény a hibajel és zajgenerátor jele között

ezért munkám folytatásaként nemlineáris hatások kompenzálásával szeretnék foglalkozni. Érdekes lehet továbbá a visszacsatolt rendszerek vizsgálata is, ami periodikus jelek esetén lehet különösen jelentős. Ilyen esetben ugyanis ezt a struktúrát is eredményesen lehet alkalmazni, és óriási előnye az előrecsatolt rendszerekkel szemben, hogy nem igényel referenciajelet, így egy beavatkozót feltételezve egyetlen bemeneti jelet (hibajelet) használva képes ellátni feladatát.

# Összefoglalás

A dolgozat bemutatta az aktív zajcsökkentés feladatát. Ismertette a megvalósításra alkalmas algoritmusokat, különös tekintettel az adaptív transzverzális szűrőket alkalmazó eljárásokra.

A Matlab szimulációk és a zajcsökkentési probléma sajátosságai alapján az előre-csatolt struktúra került megvalósításra, ADSP 2181 16 bites fixpontos processzoron. A gyakorlati eredmények elmaradtak a várakozásoktól, ugyanis sok esetben nagy maradó hiba lépett fel (még periodikus rezgés esetén is), illetve a rendszer erősen szintfüggő tulajdonságokat mutatott sztochasztikus gerjesztés esetén.

Fentiek alapján Matlab szimulációk készültek, amelyek bizonyították, hogy az algoritmus és társai esetében a 16 bites fixpontos megvalósítás nem kielégítő. Az adott feladatra, különösen az adaptációt megvalósító LMS "magra" legalább 24 bites számokat érdemes használni, de teljes körű, a szintfüggőség problémáját is kiküszöbölő megoldást csak lebegőpontos processzor alkalmazása nyújt.

A dolgozat gyakorlati eredményeinek alapjául szolgáló mérési összeállítás ezért egy ADSP 21061 (Sharc) lebegőpontos processzort tartalmazó jelfeldolgozó kártyát alkalmazott, amellyel már kielégítő eredményeket lehetett elérni, de a mechanikai nemlinearitások problémája került előtérbe.

# Irodalomjegyzék

- [1] Hisashi Sano, Shuichi Adachi, „Two-Degree-of-Freedom Active Control of Road Noise Inside Automobiles”, in: *Proceedings of the Conference on Active Control of Sound and Vibration* (ed: Stephen J. Elliott, Gábor Horváth) OPAKFI Budapest, 1997
- [2] T. Kobori, „Structural Control of Buildings under Earthquakes and Strong Winds”, *Proceedings of the Conference on Active Control of Sound and Vibration* (Stephen J. Elliott, Gábor Horváth) OPAKFI Budapest, 1997
- [3] Sujbert L., „Periodikus zavarhatások csökkentésének aktív módszerei”, Ph. D. értekezés, BME Budapest 1997.
- [4] P. Lueg, „Process of silencing sound oscillations” U. S. Patent 2043416, 1936 június 9.
- [5] B. Widrow, S. D. Stearns, „*Adaptive Signal Processing*”, Prentice-Hall, 1985
- [6] L. Sujbert, „A New Filtered LMS Algorithm for Active Noise Control”, *Proceedings of Active 99 The 1999 International Symposium on Active Control of Sound and Vibration*(Scott Douglas) Fort Lauderdale, 1999
- [7] Sen M. Kuo, Dennis R. Morgan, „Active noise control: A tutorial review” *Proceedings of the IEEE*, vol. 87, No. 6. June, 1999
- [8] C.R. Fuller, S.J. Elliott, P.A. Nelson, „*Active control of vibration*” Academic Press London, 1996
- [9] L. Ljung, „*System Identification. Theory for the User*”, Prentice-Hall 1999
- [10] J. Shoukens, R. Pintelon, „*Identification of Linear Systems*”, Pergamon Press 1991

- [11] L. Sujbert, G. Péceli, Gy. Simon, „Resonator based Identification of Linear Systems” IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Budapest, 2001 benyújtva
- [12] Nelson, P. A., Elliott, S. J., „*Active control of sound*” Academic Press London, 1992
- [13] Simon Haykin, „*Adaptive Filter Theory*” Prentice-Hall, 1986
- [14] Sanjit K. Mitra, James F. Kaiser, „*Handbook for Digital Signal Processing*” John Wiley & Sons, 1993
- [15] B. Widrow, E. Walach, „*Adaptive Inverse Control*” Prentice-Hall, 1996
- [16] J. S. Bendat, A. G. Piersol, „*Random Data: Analysis and Measurement Procedures*” John Wiley & Sons, 1996
- [17] „*ADSP-2100 Family User’s Manual*” Analog Davices 1995
- [18] „*ADSP-2106x SHARC User’s Manual*” Analog Davices 1996
- [19] L. Sujbert, G. Péceli, „Periodic Noise Cancellation Using Resonator Based Controller”, *Proceedings of the Conference on Active Control of Sound and Vibration* (Stephen J. Elliott, Gábor Horváth) OPAKFI Budapest, 1997