

Diplomaterv



## Nyilatkozat

Alulírott *Faragó Ákos*, a Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem hallgatója kijelentem, hogy ezt a diplomatervet meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem és a diplomatervben csak a megadott forrásokat használtam fel. Minden olyan részt, amelyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

---

*Faragó Ákos*



# Tartalomjegyzék

<b>Kivonat</b>	<b>XI</b>
<b>Abstract</b>	<b>XIII</b>
<b>1. Bevezetés</b>	<b>1</b>
<b>2. A rezgéskeltők jellemzői</b>	<b>5</b>
2.1. Az elektrodinamikus rezgéskeltők felépítése . . . . .	5
2.2. A működési elv . . . . .	6
2.3. A nemlineáris működés . . . . .	7
2.4. Szabályzó struktúrák . . . . .	8
<b>3. Adaptív algoritmusok</b>	<b>13</b>
3.1. Az LMS algoritmuscsalád . . . . .	14
3.1.1. Az LMS algoritmus . . . . .	14
3.1.2. Az XLMS algoritmus . . . . .	16
3.1.3. Az EXLMS algoritmus . . . . .	18
3.1.4. Többcsatornás XLMS algoritmus . . . . .	19
3.2. A referenciajel . . . . .	20
3.3. A szabályzó elhelyezése . . . . .	21
<b>4. Valós idejű implementálás</b>	<b>25</b>
4.1. Az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya . . . . .	25
4.2. Az ADSP-21061 SHARC jelfeldolgozó processzor . . . . .	27
4.2.1. Struktúra . . . . .	28
4.2.2. Aritmetika . . . . .	28
4.2.3. Memória, címzés, periféria interfész, DMA . . . . .	28
4.2.4. Soros port, J-TAG port . . . . .	29
4.2.5. Teljesítmény . . . . .	29
4.2.6. Általános programszervezés . . . . .	29
4.3. A DSP programok működése . . . . .	30

4.3.1.	Az identifikációt megvalósító program . . . . .	32
4.3.2.	Az „A” struktúrát megvalósító program . . . . .	33
4.3.3.	Az „B” struktúrát megvalósító program . . . . .	34
4.3.4.	Az „C” struktúrát megvalósító program . . . . .	34
<b>5.</b>	<b>Eredmények</b>	<b>35</b>
<b>6.</b>	<b>Összefoglalás</b>	<b>45</b>
6.1.	Továbbfejlesztési lehetőségek . . . . .	45
	<b>Irodalomjegyzék</b>	<b>49</b>
	<b>Függelék</b>	<b>51</b>
F.1.	A mérésekhez használt műszerek . . . . .	53
F.1.1.	A elektrodinamikus rezgéskeltő torzításának mérése . .	53
F.1.2.	A elektrodinamikus rezgéskeltő identifikációja . . . . .	53
F.1.3.	A szabályzó megvalósítása . . . . .	54

## Kivonat

A diplomaterv az elektrodinamikus rezgéskeltők (angolul: shaker) alacsony-frekvenciás alkalmazásakor fellépő torzítás csökkentésével foglalkozik.

Először bemutatja a shakereket (alkalmazási terület, működési elv), majd ismerteti a fizikai felépítésükből, illetve az elektronikus működésükből adódó korlátaikat (nemlineáris átvitel).

Sok esetben elvárás alacsony frekvencia mellett nagy amplitúdójú jelek előállítása. Ez, a shaker nemlineáris működése miatt, a jel torzulásával jár. A torzítás csökkentésére többféle megoldás létezik, egyik ezek közül egy olyan visszacsatolt struktúrájú megoldás, amely a rendszer átvitelének meghatározásával a gerjesztőjel olyan előtorzítását végzi el, amelyre a rendszer a várt, torzítástól mentes gyorsulásjelet adja. E módszer hátránya, hogy a visszacsatolt jelleg miatt csupán hibajelet felhasználva felhasználva állít elő gerjesztést, ezért jobb megoldásnak tűnik az az eljárás, amelyben a gerjesztőjelbe történő beavatkozás a nem kívánatos felharmonikusokat is tartalmazó gyorsulásjel felhasználásával megvalósított szabályozási körrel történik.

Ezen adaptív módszer az aktív zaj-, illetve rezgéscsökkentés egy speciális esete, ezért a következő fejezet az egyik leggyakrabban alkalmazott és itt is megvalósításra kerülő megoldás – az LMS-algoritmus és továbbfejlesztett változatai – elméleti hátterét tárgyalja.

Ezt követi az implementálás bemutatása, amely ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya segítségével történik, felépítéséből adódóan ugyanis a jelfeldolgozó processzor (DSP) a legalkalmasabb nagy számításigényű feladatok on-line elvégzésére. Az alkalmazott jelfeldolgozó processzor 32 bites lebegőpontos aritmetikája biztosítja a megfelelően nagy dinamikát, amellyel nagymértékű elnyomás érhető el. A következő fejezet a különböző megvalósítások eredményeit tárgyalja, tekintettel a számításigényükre, az alkalmazható frekvenciatartományra, illetve az általuk elérhető zajkomponens-elnyomásra.

A dolgozat összefoglalásában ismerteti a elkészített algoritmusok alkalmazhatóságát, illetve összegzi a megvalósítás eredményeiből levonható következtetéseket. A diplomaterv a lehetséges és szükséges továbbfejlesztési lehetőségek ismertetésével zárul.





## Abstract

This master thesis introduces the possibility of the *suppress of distortion generated by shakers at low frequency*.

First the electrodynamic shakers are introduced (functional parameters), and according to these characteristics, the limits of usage are discussed (non-linear transfer).

In some application high amplitude at low frequency is required, which can be only improved by the distortion of the signal, due to the nonlinear transfer function of the shakers mentioned earlier. For suppress this distortion two classes of structure can be applied. Such forms of nonlinearity can often be compensated for by pre-distortion in the control system so that the output has the required waveform. The main disadvantage of this solution is that it only uses the error of the controller to achieve distortion cancellation. Hence it should be more sufficient to modify the source signal to gain the required waveform on the output by applying additional controller which uses the output signal of the shaker containing the unrequired harmonics.

This adaptive method is a particular application of the active noise and vibration cancelling: the controller applied uses a feedforward control concept based on the well known filtered-x LMS-algorithm. Hence the theoretical base of the LMS adaptive algorithms are presented.

After a short summarizing of the usage of the controller, the paper introduces the implementation of a simplified measure system using electrodynamic shakers. The real-time controller is implemented by ADSP-21061 EZ-KIT LITE signal processing development board. The digital signal processor (DSP) is the most suitable device to solve large computation tasks in real-time. The applied DSP has a 32 bit floating point arithmetic which provides high precision and wide dynamic range for the controller.

The next chapter introduces the results of the DSP softwares considering the distortion cancellation and the speed of the convergence.

Finally, the thesis discusses the further possibility of the development of this active distortion cancelling application in the future, considering the results and the experiences.



# 1. fejezet

## Bevezetés

A rezgéskeltő olyan eszköz, amellyel előírt időfüggvényű vibrációk állíthatók elő. Felhasználási területe igen sokrétű: termékfejlesztés, sokk-terhelés, rezgés-vizsgálat, „squeak-and-rattle” tesztek (magyarra talán nyikorgás-zörgés tesztnek fordítható), igénybevételvizsgálat és leggyakoribb alkalmazása, a szerkezetek mechanikai átviteli függvényének analízise. Ahhoz, hogy ezen vizsgálatok helyes eredményt szolgáltatassanak, a mérés során az alábbiaknak kell teljesülnie:

- Megfelelő shaker alkalmazása
- A rezgéskeltő rögzítési pontjának, helyzetének meghatározása
- A shaker rögzítése oly módon, hogy a csatolás minél tökéletesebb legyen a mechanikai rendszer és a shaker között
- Nagytisztaságú gerjesztőjel generálása

A különböző mérésekhez különböző shakereket fejlesztettek ki: elektrodinamikus, piezoelektromos, pneumatikus, hydro-servo kialakítású rezgéskeltők léteznek. A shaker rögzítését leginkább a mérés célja és a mérendő mechanikai rendszer tulajdonságai határozzák meg. A harmadik előírás a shaker és a vizsgált rendszer közötti kapcsolatra vonatkozik: minél kisebb mechanikai impedancia elérése a cél, mivel ekkor a mechanikai rendszer gerjesztőjele megegyezik a rezgéskeltő bemenetére adott gerjesztőjellel. A negyedik pontban említett gerjesztőjelet meghatározza az alkalmazás célja, a mechanikai rendszerben található nemlinearitások, a mérés dinamikataromány, a mérésre rendelkezésre álló idő, a rendszerben jelenlévő zaj és a mérésre használt shaker típusa. Ezek alapján a gerjesztőjel lehet tranziens, random, illetve legelterjedtebben szinuszos.

A shakerek használatakor viszont felmerül egy probléma, amelyet a következő példa szemléltet: az elektromos rendszerekhez hasonlóan egy mechanikai rendszert is jól leír átviteli függvénye, ez felírható egy jól ismert gerjesztőjellel meghajtva a rendszert a gerjesztésre adott válaszát figyelve. Ezt az eljárást alkalmazzák mechanikai szerkezetek analízise esetén (3.6. ábra). A vizsgálat pontosságát alapvetően meghatározza, hogy a gerjesztőjel minden paraméterében ismert legyen. Egy ilyen mérés során viszont gondot okoz, hogy a gerjesztőjelet a rezgéskeltő fogadja, a mechanikai rendszer a shaker átvitelével módosított jelet kapja meg, azaz a mérés nem a generátor jelére adott választ vizsgálja. Másszóval: a felírt átvitel a shaker és a mechanikai rendszer együttes átvitele lesz. Ez nem okozna gondot, ha a rezgéskeltő átvitele a működési frekvenciasávban azonos és ismert lenne, de, amint ezt a későbbiekben látni fogjuk, nem így van.

A diplomaterv ennek a problémának az ismertetésével és egy megoldási lehetőségével foglalkozik. Mivel a különböző típusú rezgéskeltők különböző gerjesztőjelek melletti alkalmazásának bemutatása túlmutatna e dolgozat keretein, a diplomaterv csak a legelterjedtebben használt elektrodinamikus rezgéskeltők és szinuszos gerjesztés esetére szorítkozik.

Ebben az esetben a méréshez használt gerjesztőjel szinuszjel, amelyet a shakerre vezetve, az ahhoz rögzített mechanikai rendszer rezgéseit figyelik. A rendszer válaszát gyorsulásérzékelővel mérik, amely a bemenő rezgésjelre töltés-, illetve feszültségjelet szolgáltat. Amennyiben a gerjesztőjel tiszta szinuszos jel, a shaker és a mért rendszer közötti impedancia minimális és a gyorsulásérzékelő átvitele lineáris, a vizsgálatához használt erősítők nincsenek túlvezérelve, a mérés végeztével helyes eredményre számíthatunk. Azonban a mérésben felhasznált shakerek gerjesztő feszültség hatására gyorsulásjelet szolgáltatnak: alacsonyabb frekvencián azonos mértékű gyorsulás a mozgórész nagyobb kitérésével érhető el, így a bemenet és kimenet között nem egyszerű arányosság áll fenn, tehát a rezgéskeltő átvitele nem lineáris, ezért szinuszos forrás esetén a mechanikai rendszert gerjesztő gyorsulásjel tartalmazza annak felharmonikusait is.

A dolgozat első része az elektrodinamikus rezgéskeltők bemutatásával foglalkozik, ismerteti felépítésüket, működési elvüket, illetve a felépítésükből adódó nemlineáris átvitelüket. Ezek után a nemlinearitás megszüntetésének két főbb megközelítésének rövid ismertetése következik: kézenfekvő megoldás a nemlinearitás megmérése, majd egy olyan gerjesztőjel készítése, amely az ismertté vált nemlineáris átvittel módosulva éppen a kívánt szinuszos rezgéshez vezet. Ennél hatékonyabb eljárás egy olyan előrecsatolt struktúra alkalmazása, amely a gyorsulásjelben található felharmonikusokkal ellentétes előjelű komponenseket generál, majd összegezve az eredeti gerjesztőjellel állítja elő a tiszta szinuszos jelet.

Mivel ez utóbbi módszer az aktív zaj-, illetve rezgés csökkentés egy speciális esete, ezért megvalósítására az adaptív algoritmusok jól alkalmazhatók, erre legelterjedtebben rezonátoros struktúrát vagy LMS alapú algoritmusokat használnak. A következő fejezet a megépített rendszerben alkalmazott LMS típusú algoritmusok elméleti háttérét foglalja össze, egy-egy alfejezet részletesen tárgyalja a különböző megvalósítások működését, megemlíti azok előnyeit, illetve hátrányait. A fejezet utolsó része a szabályzó mérőrendszerbe való illesztését tárgyalja, majd a kiegészített mérőrendszer különböző lehetséges struktúráinak ismertetésével zárul.

A 4. fejezet az előző fejezetben bevezetett három struktúra megvalósítását mutatja be. A realizálás ADSP-21061-es típusú digitális jelfeldolgozó processzorra épülő EZ-KIT Lite fejlesztői kártyán történik. A processzor 50 MHz-es órajele megfelelő számítási kapacitást nyújt, emellett 32 bites lebegőpontos aritmetikával rendelkezik, amely elegendően nagy számítási pontosságot biztosít ahhoz, hogy állandósult állapotban a maradék hiba minél kisebb legyen, illetve a megvalósított szabályzó hurokerősítésében jelenlévő széles dinamikatartomány sem okoz gondot.

Az 5. fejezet a különböző megvalósításokkal elért eredményeket ismerteti, különös tekintettel az egyes struktúrák által elérhető zajkomponens-elnyomásra, beállításra és stabilitásra.

Az utolsó fejezet összefoglalja megvalósítás során szerzett tapasztalatokat, végül a diplomatervet a megépült rendszer hiányosságait kiküszöbölő fejlesztések rövid ismertetése zárja.



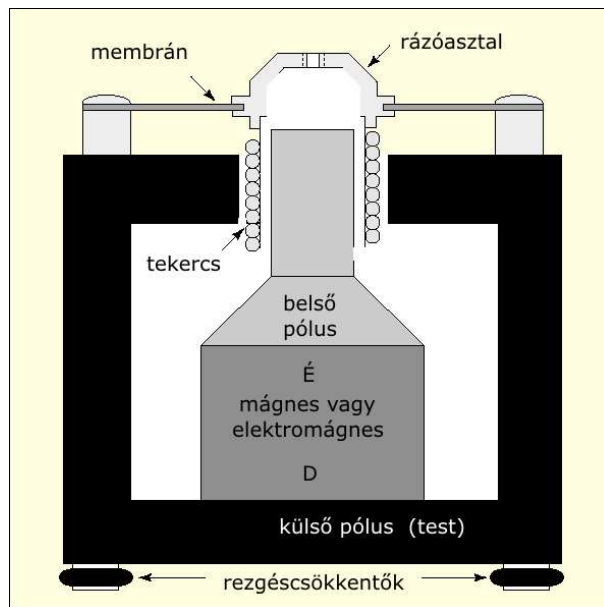
## 2. fejezet

### A rezgéskeltők jellemzői

A rezgéskeltő olyan eszköz, amely feladata olyan rezgés előállítása, amelynek gyorsulásértéke arányos az őt vezérlő áram erősségével. Elterjedten használják különböző eszközök, berendezések fizikai jellemzőinek vizsgálatakor. A különböző mérésekhez különböző elven működő shakereket fejlesztettek ki: elektrodinamikus, piezoelektromos, pneumatikus, hydro-servo kialakítású rezgéskeltők léteznek. Ez a fejezet a diplomatervben felhasznált elektrodinamikus rezgéskeltőket [1] ismerteti.

#### 2.1. Az elektrodinamikus rezgéskeltők felépítése

A 2.1. ábrán egy elektrodinamikus rezgéskeltő belső felépítése látható [2]. A shaker szerkezetében hasonlít egy hangszóróhoz, ám mozgórésze annál sokkal nehezebb és robusztusabb. Az eszköz központi eleme egy egyrétegű tekercs, amely egy tengelyirányban elmozdítható rúdhoz van rögzítve. A rúd anyaga mágnesezhető fém és egy állandó mágneshez vagy egy elektromágneshez van rögzítve. A mágnes másik pólusa az állórészszel érintkezik, legtöbb esetben a készülék háza tölti be ezt a szerepet. A mozgórész rugalmas rögzítését egy acélmembránnal oldották meg. A mozgórészhez kapcsolódik még a rázóasztal, amelyhez a mérendő test rögzíthető a rajta található menetes furattal. Azért, hogy a kísérletből minél jobban kiszűrjék a környezet behatásait, a rezgéskeltő rugalmas gumilábakon áll.



2.1. ábra. Elektrodinamikus rezgékeltők felépítése

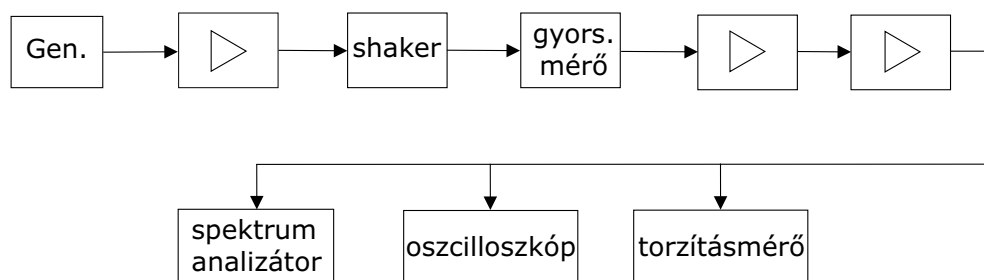
## 2.2. A működési elv

A 2.1. ábrán végigkövethetők a rezgékeltő működésének alapját adó mágneses kör egyes elemei. A műszer közepén egy állandómágnes vagy elektromágnes helyezkedik el, ehhez kapcsolódik egy mágnesezhető fémrúd, amely így az északi pólusként vezeti meg a fluxusvonalakat. A mágnes déli pólusához van a rezgékeltő fémháza rögzítve, amely körkörösén körbeveszi a belső pólust. A két pólus között légrés van, ez igen kis méretű, így a reluktancia minimális, a mágneses tér intenzitása maximális. A fluxusvonalak a légrésen keresztül záródnak, ezáltal egy sugárirányú mágneses teret létrehozva. Ebben a légrésben helyezkedik el a shaker bemenetére kötött tekercs. A gerjesztőjel hatására a tekercsen átfolyó áram a Lorentz-törvénynek megfelelően kitéríti a mozgórészt. Az elmozdulást előidéző erő függ a tekercset metsző fluxus nagyságától, a tekercsben folyó áram erősségétől, illetve a mágneses térben lévő tekercs hosszától. A tekercset, a tekercset rögzítő tengelyt és a rázóasztalt együttesen armatúrának nevezik. Ehhez az armatúrához kell a vizsgálandó testet rögzíteni. Az armatúra megvezetése gondoskodik arról, hogy gerjesztés hatására csak tengelyirányú elmozdulás történjen, oldalirányú kitérés így nem okozhat mérési hibát [3].



## 2.3. A nemlineáris működés

A 2.2. ábrán egy egyszerűsített, a mechanikai átviteli függvény mérését végző kísérleti összeállítás látható. Mint látható a mérés a shakeren és a generátoron kívül tartalmaz egy gyorsulásmérőt és annak kimenőjelét mérő műszereket, illetve a villamos jelek megfelelő kondicionálását végző teljesítmény-, mikrofon-, végfokerosztókat.

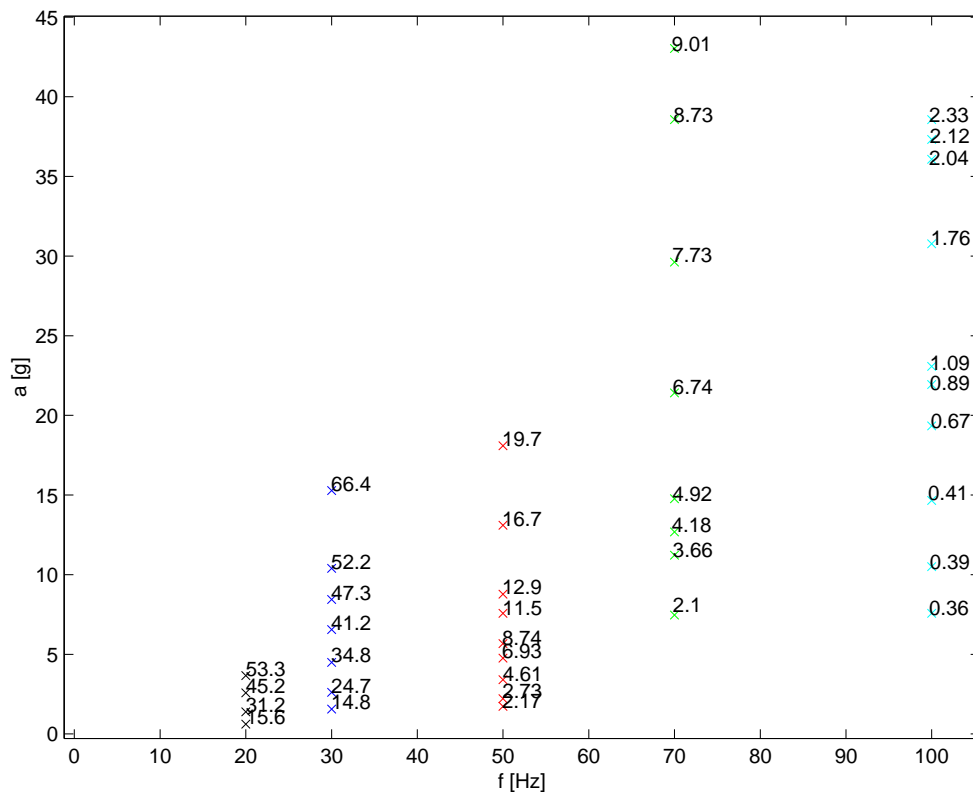


2.2. ábra. A visszacsatolt struktúra blokkvázlata

A gyorsulásmérőket elterjedten alkalmazzák, hogy mechanikai rendszerek fizikai jeléből (pl. rezgés) villamos jeleket generáljanak. Ezen eszközök piezoelektromos elven működnek: a bennük lévő piezoelem sarkain a gyorsulásmérőkhöz erősített test rezgésének megfelelő nagyságú töltésmennyiség jelenik meg. A napjainkban használatos eszközök már integráltan tartalmazzák a töltéserősítőt, ezzel használatuk kényelmesebbé válik, mivel feszültségjel szolgáltatnak. Még ezen feszültségkimenetű gyorsulásmérők is olyan kis méretűek és kis tömegűek lehetnek, hogy alkalmazásuk nem okoz jelentős beavatkozást a mért rendszerbe. Emellett átvitelük is igen széles frekvenciasávban nagy pontossággal egységnyi, ezért ez sem okoz járulékos mérési hibát. Meg kell említeni, hogy precíz mérésekhez a gyorsulásmérőkhöz a gyártó mellékeli azok átviteli karakterisztikáját, amely nem a típusonként előírt adatot tartalmazza, hanem minden egyes eszköz egyedi méréséből adódik, így azzal a mért eredmények korrigálhatók [4].

Az ábrán látható összeállítással ezért lehetőség van a rezgéseltető torzításának mérésére: az ismert tiszta szinuszos forrás, a lineáris átvitelű, kis tömegű gyorsulásmérő, a kivezérelhetőségi tartományban használt erősítő esetén, ha a mért jel alakja eltér a gerjesztőjelétől, akkor azt kizárólag a shaker nemlineáris átvitele okozhatja.

A mért értékek MATLAB programmal feldolgozva és ábrázolva a 2.3., 2.4. és 2.5. ábrákon láthatók. Az első grafikon a 2.2. ábrának megfelelő mérési elrendezésben kapott eredményeket mutatja: adott frekvenciapontok-

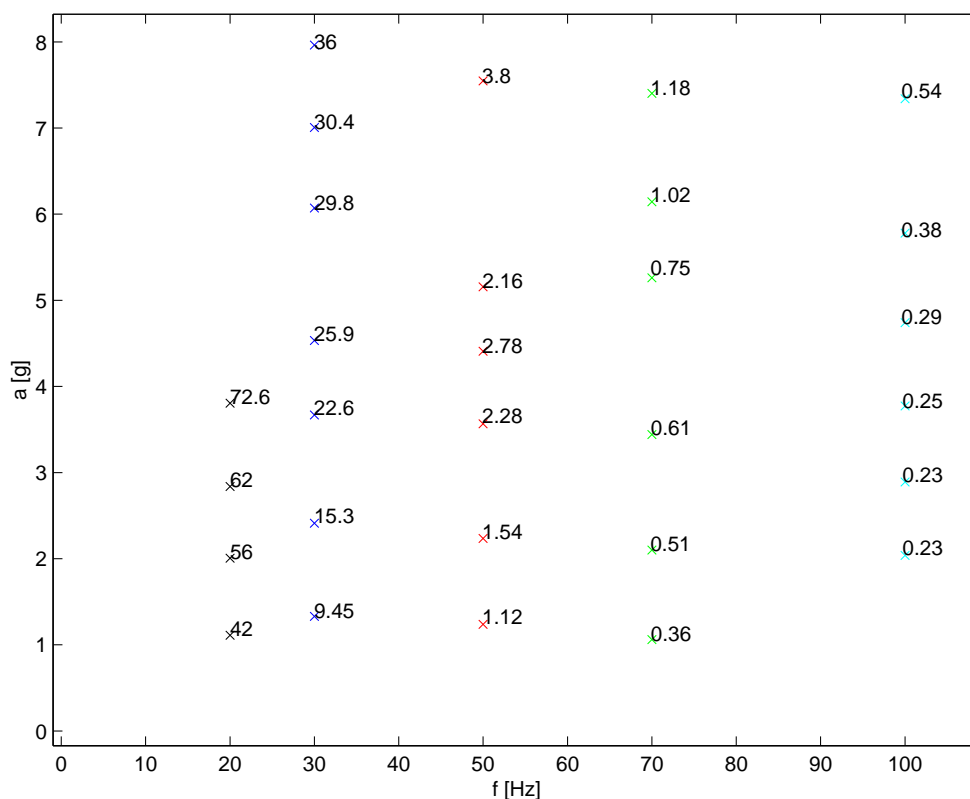


2.3. ábra. Az elektrodinamikus rezgékeltő torzítása terheletlen rázóasztallal

ban különböző gyorsulások mellett a kitéréshez tartozó torzításértékek vannak feltüntetve. Leolvasható, hogy alacsony frekvencián már kisebb kitérés esetén is igen jelentős torzítás tapasztalható. Ez a torzítás a frekvencia növekedésével erősen csökken, még nagy gyorsulásértékek mellett is lineárisnak tekinthető a működés. A további két ábra azt az esetet mutatja, amikor a rázóasztal a gyorsulásmérőn kívül súlyokat is mozgatott, az eredmények rendre 56 és 122 grammos terhelések mellett születtek. Látható, hogy minél nagyobb súlyt kell a shakernek mozgatni, annál lineárisabb a karakterisztikája.

## 2.4. Szabályzó struktúrák

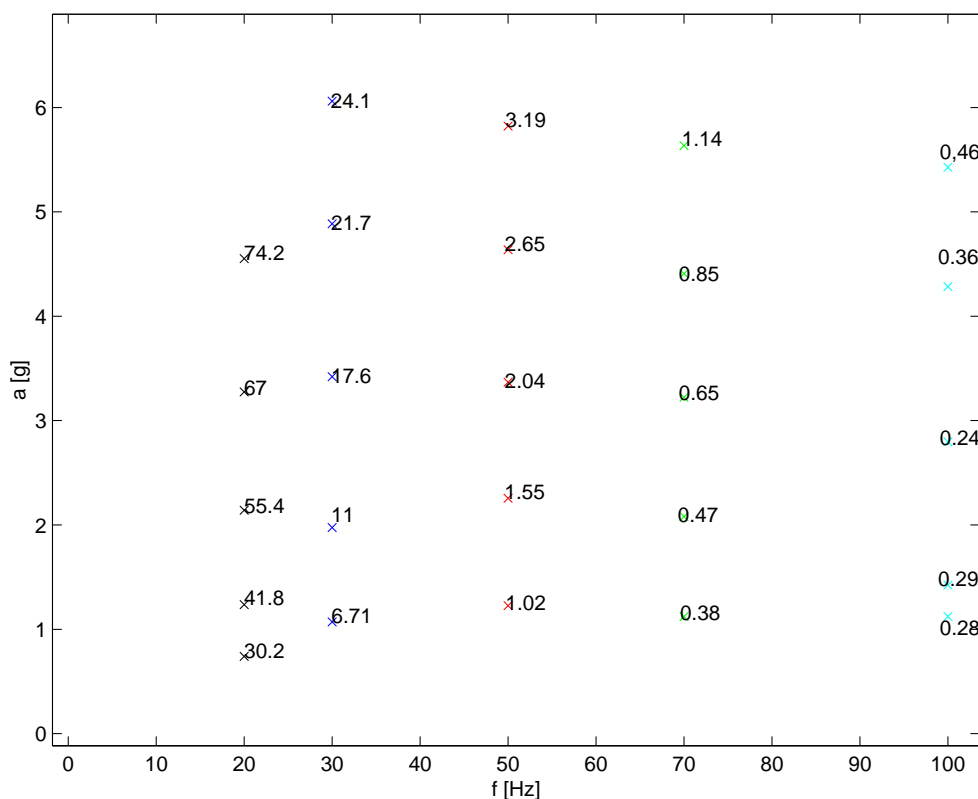
Az előzőekben bemutatott mérési elrendezés is lehetővé teszi a shaker átviteli karakterisztikájának felvételét, ezáltal lehetőség van a torzítás kiküszöbölésére: ismert kimenőjel és átvitel esetén a bemenőjel meghatározható az



2.4. ábra. Az elektrodinamikus rezgékeltő torzítása 56 g terhelés mellett

átvitel inverzének kiszámításával, majd annak kimenőjellel való szorzásával. Ez történhet például a mérés számítógéppel vagy jelfeldolgozó processzorral való kiegészítésével, ekkor a megoldás továbbfejleszthető, ha a jelfeldolgozó processzor nem csak az átvitel inverzének számítását végzi, hanem az ily módon kiszámított gerjesztőjelet is előállítja (a generátor teljesen elhagyható, ha a mérés során szükséges szinuszos jelet is jelfeldolgozó processzor állítja elő).

Hatékonyabb megoldás azonban szabályzó alkalmazása a gerjesztőjel előállítására. Mivel mind a shaker bemenetére adott elektromos gerjesztőjelet, mind a kimeneten előálló mechanikai gerjesztőjelet folyamatosan mérhető, a kettő különbségéből adódó hibajel tájékoztat a rendszer hibájáról, így lehetőség van e hibajel felhasználásával olyan szabályozás megvalósítására, amely megszünteti a rendszer hibáját. A szabályozás célja ekkor a hibajel megszünetetése, ami elérhető a gerjesztőjelet olyan megváltoztatásával, amely hatására az átvitel során éppen a hibajellel ellentétes fázisú és megegyező



2.5. ábra. Az elektrodinamikus rezgéseltő torzítása 122 g terhelés mellett

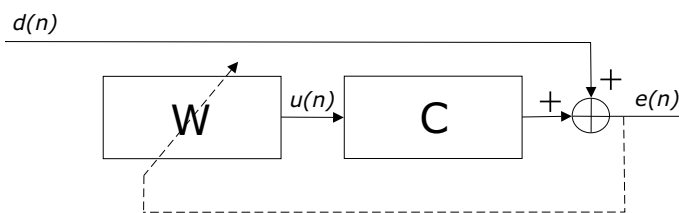
amplitúdójú komponensek keletkeznek. Mivel az előforduló jelek alapvetően periodikusak vagy sztochasztikus jelek lehetnek (általános esetben e két tulajdonság együttesen fenn áll, de ezek közül valamelyik domináns), ezek különböző kezelést igényelnek. A periodikus jeleket a frekvenciatengely mentén elegendő véges sok pontban ábrázolni, illetve korábbi mintái alapján előírhatók, ezáltal periodikus esetben a tervezés egyszerűbb.

A kioltó jel előállítása két megközelítésben végezhető el: visszacsatolt (2.6. ábra), illetve előre-csatolt (2.7. ábra) struktúra alkalmazásával [5].

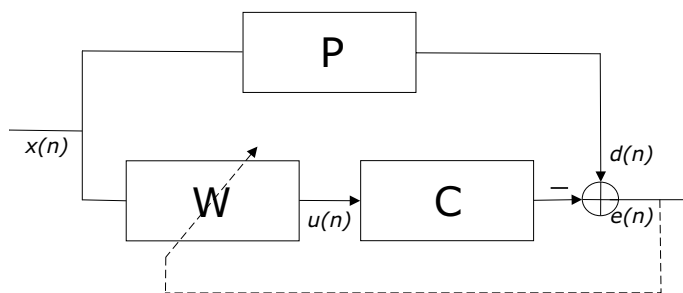
Az előbbi esetén a  $W$  szabályzó mindössze az  $e(n)$  hibajel felhasználásával állítja elő  $u(n)$  beavatkozó jelet, amely a  $C(s)$  átvitelű beavatkozón áthaladva összegződik a  $d(n)$  zavarjellel. Az átvitel a zavarjelre és hibajelre felírva

$$\frac{E(s)}{D(s)} = \frac{1}{1 - C(s)W(s)} \quad (2.1)$$

alakú [5].



2.6. ábra. A visszacsatolt struktúra blokkvázlata



2.7. ábra. Az előrecsatolt struktúra blokkvázlata

Amennyiben a beavatkozó fázisa maximálisan lapos és fázistolásmentes, a szabályzó arányos tagnak tekinthető. Sajnos megvalósítás során  $C(j\omega)$  a jelterjedésből adódó késleltetés miatt minden esetben rendelkezik fázistolással. Ez a fázis a frekvencia növekedésével nő,  $\frac{\pi}{2}$  értéket elérve a rendszer instabillá válik. Ezzel szemben az erősítés a frekvencia növekedésével csökken, így a működési tartomány megnő.

Előnye ennek a struktúrának, hogy amennyiben a hurokerősítés nagy és negatív ( $-C(s)W(s) > 1$ ) – ahogy az aktív szabályzóknál szokásos –, akkor az átvitel lényegében független  $C(s)$ -től. Ez alacsonyfrekvenciás működés esetén megvalósul, így ilyen esetben hatásos, ezzel szemben mivel a beavatkozó jelet a szabályzó a hibajel felhasználásával becsli, ezért szélessávú, illetve sztochasztikus jelek esetén alkalmazása korlátozott. Periodikus jelek esetén, állandósult állapotban rezonátornak tekinthető, mivel nulla bemenőjel esetén is kimenetén meghatározott jel áll elő. Ekkor a hibajelből történik a rezonátoros tagok frekvenciájának meghatározása, ami a beállási sebesség csökkenéséhez vezet.

Az előrecsatolt struktúra abban különbözik a visszacsatolt rendszerű megoldástól, hogy  $W$  szabályzó felhasznál egy ún. referencai jelet a  $C$  beavat-

kozó vezérléséhez. Ez a referenciajel általános esetben a zavarjel is lehet, de mindenképpen előírás, hogy a zavarjellel korrelált legyen, ellenkező esetben a visszacsatolt struktúra áll elő. Mivel ekkor nincs szükség a frekvencia meghatározására, azonos periodikus zavarjelek esetén a visszacsatolt struktúránál gyorsabb beavatkozó készíthető. Szélessávú jelek esetén csak akkor van lehetőség teljes zavarkomponens-elynomásra, ha a referenciajel feldolgozása hamarabb megtörténik, mint ahogy az (illetve a vele korrelációban lévő zavarjel) a  $P$  rendszeren keresztül a különbségképzőbe érkezne, azaz kauzális szabályzó készíthető. Periodikus jelek esetén a szabályzó csak fázis és amplitúdóbeállítást végez minden frekvencián. Az átvitel ennél a struktúránál

$$\frac{E(s)}{D(s)} = 1 + \frac{W(s)C(s)}{P(s)} \quad (2.2)$$

alakban áll elő. Zavarjel-elynomás a  $W(j\omega) = -P(j\omega)/C(j\omega)$  értékei mellett lehetséges [5].

A fent említett okok miatt periodikus jelek esetén mind előrecsatolt, mind visszacsatolt struktúra alkalmazott, sztochasztikus jelek esetén csak az előrecsatolt rendszerek eredményesek.

Mivel általános alkalmazás esetén a működés során a paraméterek változása gyakori a szabályzók adaptív megvalósításúak.

## 3. fejezet

# Adaptív algoritmusok

Mint azt már korábban említettük, a rendszer átvitelének meghatározásával, majd annak paramétereinek megváltoztatásával lehetőség van az átviteli tulajdonságok megváltoztatására is. Például a megismert átvitel inverzével előtorzított gerjesztőjellel kiküszöbölhető valamely nemlineáris rendszer, így a shakerek torzítása is. Ez az eljárás azonban mindenegyves működési összeállításban – pl. különböző frekvenciákon, különböző fizikai elrendezésben stb. – igényel egy-egy rendszeridentifikációt, majd egy-egy jelgenerálást, a beavatkozás csak ezek után valósulhat meg. Ezáltal ezzel a módszerrel csak a már „megtanult” elrendezésekben van lehetőség megfelelően beavatkozni, illetve alkalmazását lassúvá és kényelmetlenné teszi, hogy a fenti három lépést (rendszeridentifikáció–gerjesztőjelelőállítás–gerjesztés) minden esetben el kell végezni, ami időt és esetleg rendszerleállítást igényel. Természetesen lehetőség van a gerjesztőjelek eltárolására és későbbi azonos működés esetén való felhasználására (ezzel a hosszadalmas identifikáció elhagyható), de az ilyen megvalósítás fizikai korlátja lehet a gerjesztőjel-kollekció nagy mérete, amelyet memóriában tárolni kell tudni. További gond, hogy mind az identifikáció, mind a pillanatnyi működésnek megfelelő gerjesztőjel kiválasztása kezelőszemélyre van bízva, azaz a rendszer nem képes autonóm működésre.

Ennek ellenére továbbra is igény mutatkozott egy olyan eljárásra, amely változó gerjesztőjelek, különböző elrendezések esetén is hatékonyan használható, emellett a gyors, on-line, autonóm beavatkozás lehetősége legtöbbször nem csak a rendszer egy adottsága, hanem az ahhoz kapcsolódó műszeregyüttes egyetlen helyes működésének alapja is.

Ezen okok miatt terjedtek el az off-line megoldásokat felváltó adaptív szabályzásokat megvalósító módszerek.

## 3.1. Az LMS algoritmuscsalád

Az adaptív szabályzók számtalan típusát kifejlesztették az évek során, de máig klasszikusnak számítanak az LMS, illetve a belőlük továbbfejlesztett algoritmusok. Az eljárás célja az, hogy a hibajel teljesítményét a legkisebbre csökkentsék (Least Mean Square). Az LMS alapú megoldások elterjedtségének az az oka, hogy néhány igen jó jellemzőjük kiemeli a másfajta megvalósítások közül [6]:

- Robusztusság: a paraméterek kismértékű változására stabilak maradnak
- Egyszerűség: számításigényük – a többi megbízhatóságában, pontosságában az LMS algoritmushoz mérhető eredményt produkáló eljárásokhoz képest – alacsony, így egyszerűbb, ezért olcsóbb processzorral is implementálhatók
- Maradó hiba: megfelelő paraméterválasztással alacsony értéken tartható
- Konvergenciasebesség: viszonylag nagy, gondot jelenthet, hogy a sebesség növelése a maradó hiba növekedése és a stabilitás csökkenésének irányába hat

Az emellett matematikailag is igen jól leírt, könnyen kezelhető eljárások (elméleti alapját már korábban lefektették [7], de alkalmazása csak az utóbbi időben, a jelfeldolgozó processzorok elterjedésével vált lehetővé) további előnyös tulajdonsága, hogy az iteratív modellillesztés elméleti levezetésében előírt, de a gyakorlatban nehezen kezelhető statisztikai paramétereket pillanatnyi értékekkel helyettesítik, ezáltal a bonyolult számítások, illetve az információhiány megkerülhető [8].

Ebben a dolgozatban a leggyakoribb, a megépült rendszerben is használt típusok ismertetésére szorítkozunk.

### 3.1.1. Az LMS algoritmus

Az LMS algoritmus (3.1. ábra) a beavatkozó jelet a referenciajel adott számú késleltetett mintájának súlyozásával állítja elő. Így központi eleme egy  $N$  együtthatós transzverzális FIR szűrő, amelynek együtthatóit úgy adaptáljuk, hogy a négyzetes hiba minimális legyen. Az  $u(n)$  beavatkozó jel ezért a következő formában áll elő:

$$u(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_{n-i} x(n), \quad (3.1)$$



$$u(n) = \mathbf{w} * x(n), \quad (3.2)$$

ahol  $\mathbf{w}$  a szűrő impulzusválaszát tartalmazó vektor. Az algoritmus másik bemenőjele a rendszerben jelenlévő zavarjel ( $u(n)$ ), amelyet az eljárással csökkenteni szándékozunk, oly módon, hogy a két jelet különbségképzőbe vezetve megvizsgáljuk, hogy az algoritmus az adott ütemben mekkora hibával közelítette a  $d(n)$  jelet az  $u(n)$  beavatkozó jellel, majd az ábrán LMS címkével jelölt blokk az  $x(n)$  referenciajel és az  $e(n)$  hibajel segítségével számolt mértékű korrekciót végez az adaptív szűrő együtthatóin, és a következő ütemben ezzel az új készlettel számolja a beavatkozó jelet. Az algoritmus helyes működése esetén a hiba csökken, a rendszer egyre jobban követi a  $d(n)$  jelet. A hibajel a  $d(n)$  zavar és az  $u(n)$  beavatkozó jel összegeként írható fel:

$$e(n) = d(n) - u(n), \quad (3.3)$$

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w} * x(n), \quad (3.4)$$

$$e(n) = d(n) - \sum_{i=0}^{N-1} w_{n-i} x(n) \quad (3.5)$$

Mivel a hibajel teljesítményét szeretnénk a lehető legkisebbre csökkenteni, ezért a minimalizálandó költségfüggvény a hibajel négyzetének várható értéke:

$$J = E\{e^2(n)\} \quad (3.6)$$

Mivel e kifejezés paramétereinek értéke a legtöbb esetben nem ismert, a minimumot meg kell keresni, amelyre adaptív algoritmust alkalmaznak. A négyzetes hibát minimalizáló  $\mathbf{w}$  értékét egy  $N+1$  dimenziós parabolafelületen keressük (ennek oka, hogy a hibajel négyzetének kifejezésébe  $e(n)$  fenti definícióját megfelelően behelyettesítve  $\mathbf{w}$  együtthatóban  $N$  négyzetes kifejezéshez jutunk), így a minimumot egy egyszerű, a legmeredekebb úton leereszkedő algoritmus megtalálja:

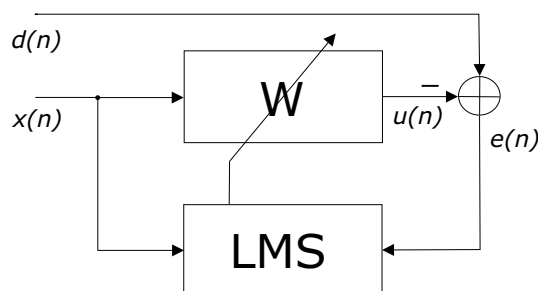
$$w(n+1) = w(n) + \alpha \frac{dJ}{dw(n)}, \quad (3.7)$$

ahol  $\alpha$  a lépés mérete az  $N+1$  dimenziós parabolafelületen. A fenti egyenletbe  $J$ , illetve  $e(n)$  definícióját (3.6, 3.5.) behelyettesítve a rekurzív algoritmus

$$w(n+1) = w(n) + \mu e(n) x(n) \quad (3.8)$$

alakúra változik, ahol  $\mu = 2\alpha$  a konvergencia-együttható [8]. Ez az algoritmus az LMS algoritmus.

Az ezzel az algoritmussal megvalósított rendszer stabilitása függ  $\mu$  nagyságától, annak 0 értékénél természetesen nincs konvergencia. Növekvő  $\mu$ -t



3.1. ábra. Az LMS algoritmus blokkvázlata.

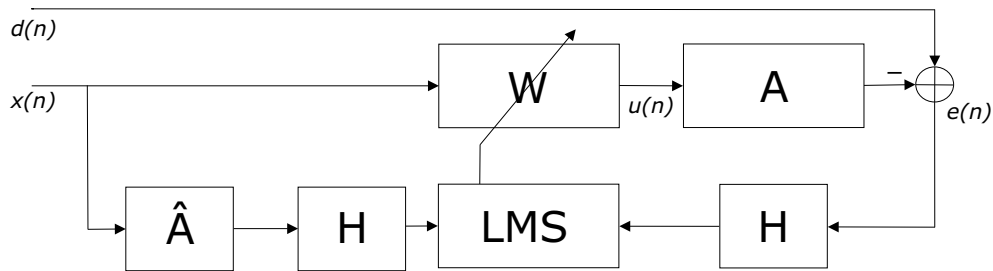
választva a konvergencia sebessége eleinte nő, azonban egy adott optimális értéket meghaladva a rendszer sebessége fokozatosan csökken, majd egy maximális értéknél nagyobb  $\mu$ -t alkalmazva a rendszer instabillá válik.

Léteznek olyan alkalmazások, amelyekben az LMS algoritmus nem használható, ugyanis a rendszer hiányossága, hogy a jelek különböző úton terjednek, így feldolgozásuk, például összegzésük esetén a fázisuk az adott alkalmazásban a megengedhetőnél jobban eltér, amely hibás eredményre, a rendszer instabilitásához vezethet.

### 3.1.2. Az XLMS algoritmus

Az LMS algoritmus hátránya, hogy nem alkalmazható olyan esetekben, amikor nem közvetlenül használható (esetleg nem hozzáférhető) a kimenete, például, ha egy mikrofont alkalmazunk két akusztikus jel különbségének képzésére (ellentétes fázisú jelek összegzésére), akkor a különbségképzőbe nem a hangszórót (beavatkozószer) meghajtó jel kerül, hanem annak az elektromos-akusztikus átalakítás, illetve az akusztikus átvitel során módosult változata. Ezt a problémát oldja meg az XLMS algoritmus (3.2. ábra), amely az LMS algoritmushoz hasonlóan az  $x(n)$  referenciajeltől a  $W$  adaptív szűrő segítségével számítja az  $x(n)$  beavatkozó jelet. Az így előállított beavatkozó jelet ezután D/A átalakítóval villamos jellé alakítják, majd aluláteresztő szűrővel simítják. A kapott jelet felerősítik, majd a megfelelő beavatkozó szerven keresztül a szabályozni kívánt rendszert hajtják meg vele. A hibaérzékelő által mért jelet is erősíteni kell, majd D/A átalakítóban az átlapolást kerülendő aluláteresztő szűrővel szűrik. Az így kapott jelet mintavételezik és kvantálják. A D/A és A/D átalakítók közötti egységeket (az átalakítókat is) magába foglaló  $A$  rendszer tehát számos késleltetéssel és egyéni átvittel rendelkező elemből épül fel, amely összességében lineárisnak tekinthető, ha az elemek teljesítenek bizonyos feltételeket: az erősítők

torzítása és zaja legyen kicsi, mind az erősítők mind az analóg-digitális és a digitális-analóg átalakítók esetében kerülni kell a túlvezérlést, mivel az jelentős nemlinearitást vinne a rendszerbe. A minél magasabb jel-zaj viszony érdekében az átalakítók felbontása legyen elegendően nagy, és a bemenő jelek minél jobban közelítsék a maximális kivezérlést, ellenkező esetben a felső bitek a felhasználás szempontjából értéktelenek lesznek. Amennyiben a rendszer bemenetén nem szigma-delta A/D átalakítót alkalmazunk, a vezérlő jel spektrumát a Nyquist-frekvencia alatti tartományra kell korlátoznunk.



3.2. ábra. Az XLMS algoritmus blokkvázlata.

Most is a  $d(n)$  jel hordozza a környezetből származó zavarjelet, ezt a referenciajellel összegezve áll elő az  $e(n)$  hibajel, ennek négyzetét minimalizálja az eljárás úgy, hogy az LMS algoritmus a hibajel mellett most az  $A$  rendszert modellező  $\hat{A}$  szűrővel szűrt  $r(n)$  jelet használja (neve is innen adódik: filtered-X LMS). Ekkor az algoritmus rekurzív formulája az alábbi alakúra változik:

$$w(n+1) = w(n) + \mu e(n) r(n), \quad (3.9)$$

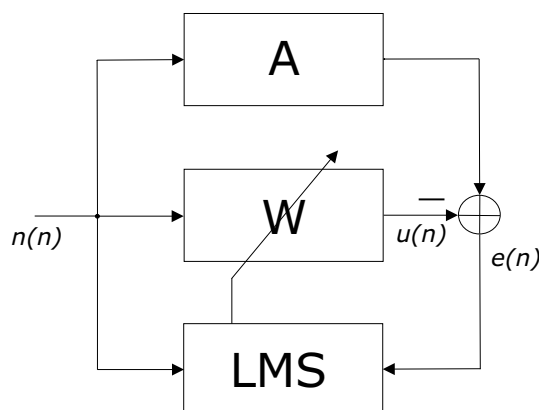
ahol  $r(n)$  a referenciajelből az

$$r(n) = \sum_{i=0}^{N-1} a_{n-i} x(i) \quad (3.10)$$

egyenlettel számítható. Ezen  $a$  szűrőegyütthatók az XLMS végrehajtása előtt alkalmazott, az  $A$  rendszeren végzett identifikáció eredményeként állnak elő.

Az identifikáció során olyan gerjesztőjelet kell alkalmazni, amely a rendszert minden olyan frekvenciapontban gerjeszti, ahol azt későbbiekben az XLMS algoritmussal használni kívánjuk, legelterjedtebb esetben ez lehet kellemetlen egyenletes spektrumú zaj vagy multiszínuszos jel.

Az identifikáció történhet például LMS algoritmus segítségével (3.3. ábra). Ekkor az LMS a  $W$  adaptív szűrővel modellezi az  $A$  rendszert, oly módon, hogy ütemenként úgy frissíti a szűrő paramétereit, hogy azok egyre pontosabban közelítik rendszer impulzusválaszának együtthatóit.



3.3. ábra. Identifikáció LMS algoritmussal.

Az XLMS algoritmus előnye az LMS algoritmussal szemben, hogy a referenciajelet hozzákéslelteti, illetve fázisban is illeszti az akusztikai/mechanikus rendszer átvitelével módosult hibajelhez, így az algoritmus stabilitása biztosítható. Ezt használja fel a későbbiekben ismertetett aktív torzításcsökkentő algoritmus is.

### 3.1.3. Az EXLMS algoritmus

Bár az XLMS algoritmust igen elterjedten használják, alkalmazásakor gondot jelenthet, hogy az rendszert alkotó elektromos/akusztikus/mechanikai egységek átvitele igen nagy dinamikával ingadozhat (bizonyos frekvenciákon – ahol az erősítés értéke kicsi, a beállítás igen lassú, mivel az sok lépést vesz igénybe, ha a beállítás sebességét itt növelni szeretnénk, az más frekvenciákon, ahol a beállítás gyors volt, a rendszert instabillá teszi). Erre jelenthet megoldást, ha az XLMS minden elemét megtartva a 3.4. ábrán látható módon a referenciajel és a hibajel útjába egy-egy FIR szűrőt iktatunk be (innen adódik az elnevezés is: filtered-Error filtered-X LMS, azaz EXLMS). Ekkor megfelelő méretezéssel elérhető, hogy az eredő átvitel egységnyi érték körül ingadozzon a használt frekvenciatartományban, így a beállítás mindenütt közel azonos lesz. Mivel mindkét felhasznált jel azonos elemeken ( $A$  és  $H$ , illetve  $\hat{A}$  és  $\hat{H}$ ) halad keresztül, az elért gyorsabb beállítás nem okoz a két jel között fáziskülönbség-növekedést, illetve a késleltetési idők sem nőnek. Mivel közel egységnyi átvitel a cél, a  $H$  szűrő specifikációja

$$|H| = \frac{1}{|\hat{A}|} \quad (3.11)$$

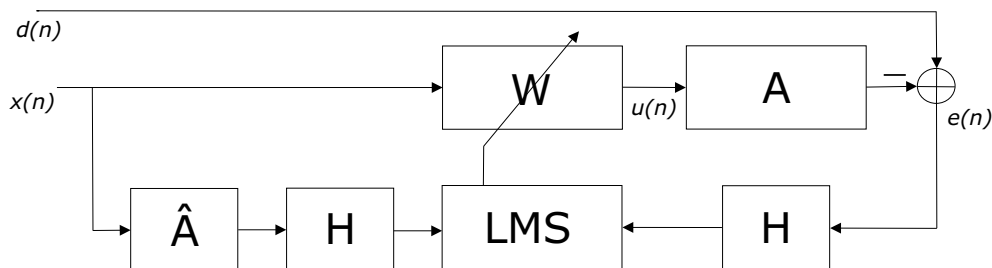
alakban adódik, azaz a modellszűrő inverzeként áll elő. ezt felhasználva az adaptív algoritmus egyenlete a következő alakú:

$$w(n+1) = w(n) + \mu p(n) q(n), \quad (3.12)$$

ahol  $p(n)$ -t és  $r(n)$ -t

$$p(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h_{n-i} e(n) \quad \text{és} \quad q(n) = \sum_{i=0}^{L-1} h_{n-i} r(n) \quad (3.13)$$

egyenletekből kaphatjuk meg. Ennek a megvalósításnak további előnye, hogy csak a jelamplitúdóra van hatással, a fázist nem változtatja.



3.4. ábra. Az EXLMS algoritmus blokkvázlata.

### 3.1.4. Többcsatornás XLMS algoritmus

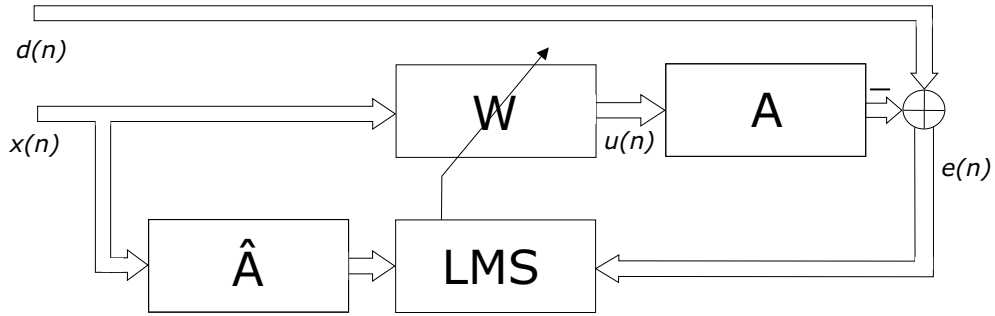
A 3.5. ábrán egy többcsatornás XLMS algoritmus (Multiple channel filtered-X LMS) blokkvázlata látható. A rendszer tervezését nehezíti, hogy egyszerű paraméterkészlet helyett az átvitelt most mátrixok adják meg. Gyakorlati megvalósításban ez csatornánkénti szűrők alkalmazását jelenti.

Amennyiben a rendszer  $K$  referenciajelet használ, és  $M$  beavatkozó jelet állít elő, a beavatkozó jelet az  $m$ -edik csatornán az

$$u_m(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=0}^{N-1} w_{mki} x(n-i) \quad (3.14)$$

egyenlet adja meg. Azaz minden egyes kimenethez  $K$ , így a teljes rendszerhez  $K * M$  adaptív szűrő tartozik. Az átviteli rendszer modellezését minden csatornára külön-külön el kell végezni, azaz  $L$  hibajel esetén a referenciajelet kimenetenként  $L$  (összesen tehát  $M * L$ ) számú modellszűrő szűri, az LMS  $k$ -adik bemenetén

$$r_{lmk}(n) = \sum_{j=0}^{N-1} c_{lmj} x_k(n-j) \quad (3.15)$$



3.5. ábra. Többcsatornás XLMS algoritmus.

jelet kapja. Ezzel a rekurzív algoritmus alakja:

$$w_{mki}(n+1) = w_{mki}(n) + \alpha \sum_{l=1}^L e_l(n) r_{lmk}(n-i), \quad (3.16)$$

ahol  $\alpha$  a konvergencia mértékét meghatározó paraméter,  $e(n)$  hibajel pedig

$$e_l(n) = d_l + \sum_{m=1}^M \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=1}^K r_{lmk}(n-i) w_{mki} \quad (3.17)$$

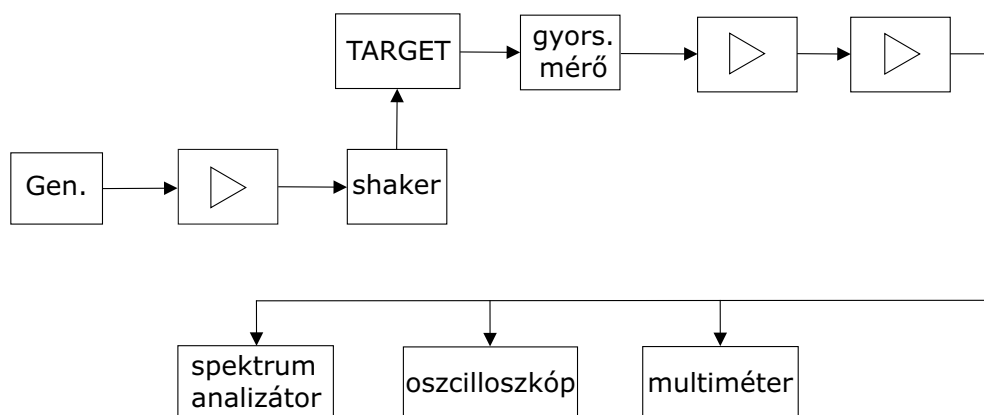
alakú.

## 3.2. A referenciajel

Az előrecsatolt struktúrát megvalósító különböző típusú LMS algoritmusokban egyaránt kiemelt fontosságú bemenőjel a referenciajel, amely szűrésével áll elő a szabályzó egyetlen kimenőjele, a beavatkozó jel. A referenciajelre vonatkozó legfontosabb követelmény, hogy az elnyomandó zajjal korrelált legyen [9]. Ez periódikus esetben könnyen teljesíthető: elegendő, ha a referenciajel frekvenciája megegyezik a zavarjel frekvenciájával. Ekkor a referenciajel tipikusan olyan jel, amely a zavarjel frekvenciájának megfelelő komponens mellett annak felharmónikusait is tartalmazza, majd ezek súlyozott összegzésével áll elő a beavatkozójel. Szélessávú zajok esetében a helyzet bonyolultabb, mivel legtöbb esetben mikrofon a referenciajelforrás, ez stabilitási problémákat okoz, alkalmazásával ugyanis visszacsatolás keletkezik a mikrofon és a beavatkozó hangszóró között. Továbbá a mikrofon átvite nem tökéletesen zajmentes és lineáris, így a referenciajel nem lesz ideális, ami magasabb maradó hibát eredményez. Ezen okok miatt míg periódikus esetben akár 40...60 dB elnyomás is elérhető, a szélessávú zavarjel elnyomása 20...30 dB nagyságrendjébe esik [9].

### 3.3. A szabályzó elhelyezése

Mint azt a Bevezetésben említettük, a rezgéseltők egyik alkalmazási területe mechanikai rendszerek mechanikai átviteli függvényének vizsgálata, amely lehetőséget ad a szerkezet fizikai viselkedésének mélyebb megismerésére. Egy ilyen mérési elrendezés látható a 3.6. ábrán is. Ekkor a generátor szolgáltatja a shaker számára a gerjesztőjelet, amely átviteli függvényének megfelelően fog erre gyorsulásjellel reagálni és a hozzárögzített, TARGET elemmel jelzett, szerkezetet rezgetni. A vizsgált céltárgyhoz van rögzítve egy gyorsulásmérő is, amely kimenetén az általa mért gyorsulásnak megfelelő feszültségjelet ad. Ez a válaszjel vizsgálható oszcilloszkópon, spektrumanalizátoron vagy multiméteren, a mérés céljának megfelelően, illetve a kiadott gerjesztőjelből és a mért válaszjelből átvitel a mechanikai átvitel számítható.



3.6. ábra. Mechanikai átviteli függvény mérése rezgéseltővel

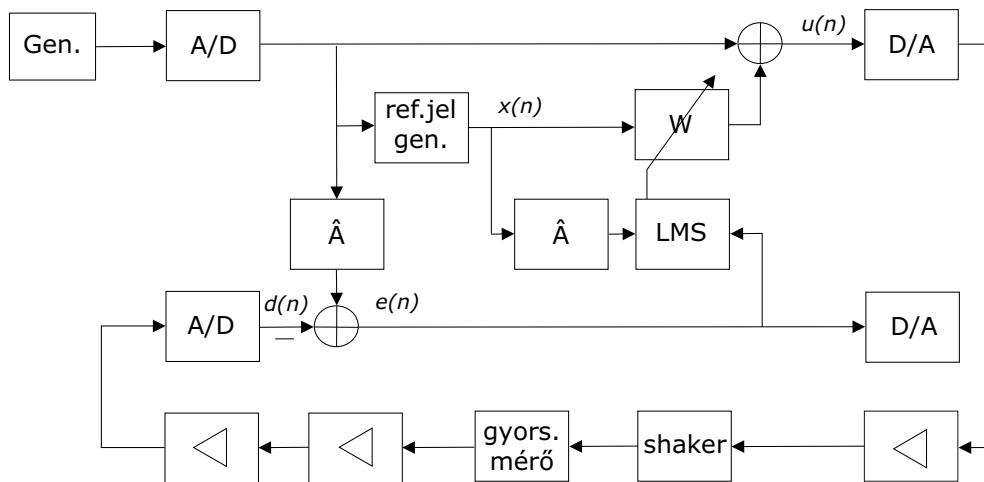
Látható, ahhoz, hogy a számított átvitel helyes legyen a rezgéseltőt gerjesztő jel és a testet gerjesztő rezgés között arányos kapcsolat kell, hogy fennálljon, azaz a shaker átvitele lineáris átvitelű kell legyen.

A szabályzórendszer megtervezésénél cél volt, hogy a lineáris működés elérése minél kevesebb járulékos elem felhasználását igényelje. Ezért az eredeti – generátor, erősítők, rezgéseltő, gyorsulásmérő alkotta – rendszert csak az algoritmusokat megvalósító DSP kártyával terveztük kiegészíteni, így a járulékos feladatok (mint például az algoritmus igényelte referencia-jel előállítás) megoldása is a jelfeldolgozó processzorral történt.

Az említett eljárások közül az XLMS algoritmusra esett a választás, mivel a rendszert alkotó elemek együttes késleltetése a beavatkozótól a hiba-jelérzékelőig igen nagy.

A feladat megoldására így is többféle lehetőség adódik:

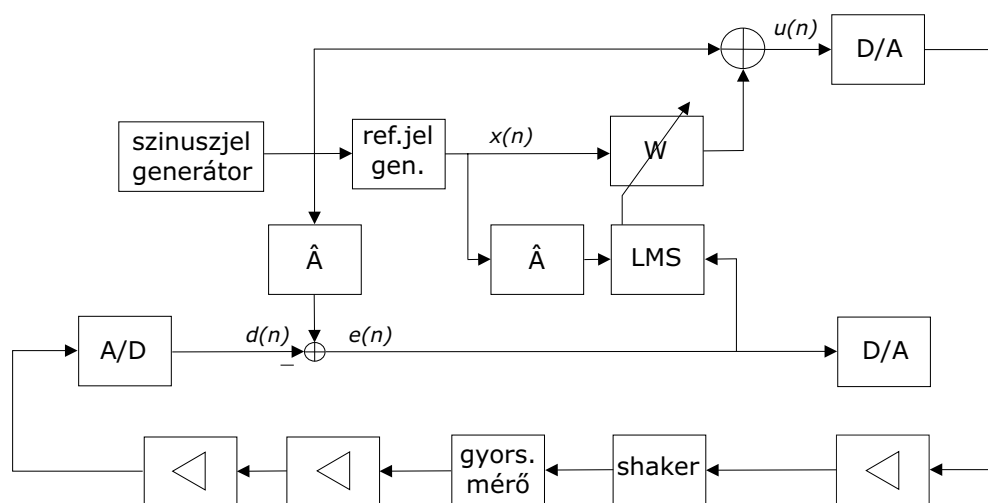
- A) Egyik lehetséges kialakításban (3.7. ábra) a jelfeldolgozó processzor a jelforrásként szolgáló generátor és a rezgéskeltő közé ékelődik be, és a kimenetén előálló beavatkozájellel történik a rezgéskeltő meghajtása. Ekkor a DSP feladata az egyik bemenetén vett gerjesztőjel XLMS algoritmussal való olyan előtorzítása, amellyel állandósult állapotban gyorsulásérzékelő szinuszjelet ad ki. Ezt a jelet szabályzó a másik bemenetén beolvassa, a két jel különbségképzése a szabályzón belül történik meg, az adaptáció ezt a különbséget próbálja minimalizálni.



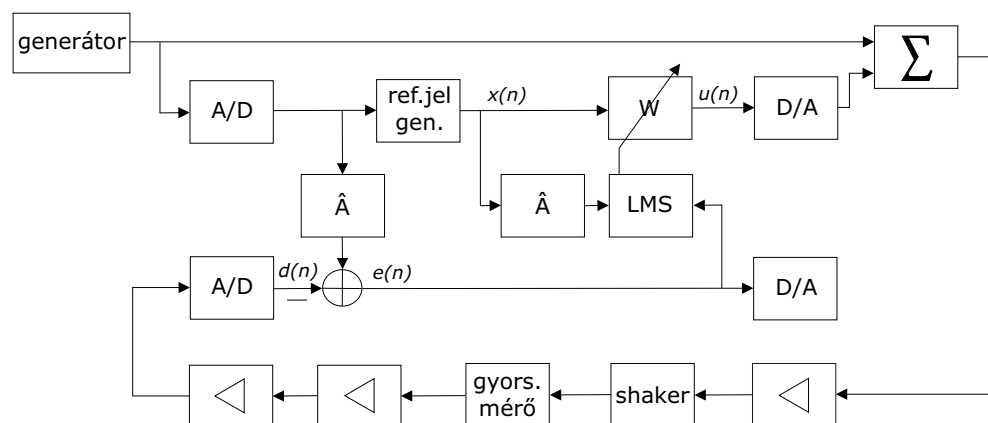
3.7. ábra. Az „A” struktúra blokkvázlata.

- B) Másik megoldás lehet az, amikor a DSP kártya az adaptív algoritmust felhasználó szabályzón kívül a jelforrás szerepét is betölti (3.8. ábra). Mivel ekkor a gerjesztő- és referenciajel előállítása is a processzoron belül történik, elkerülhető a generátor frekvenciájának mérési pontatlanságából adódó véletlenszerű hibák megjelenése, ezáltal a két jel fázisa és frekvenciája is azonos lesz, így gyorsabb beállítás mellett alacsonyabb maradó hiba érhető el. További előny, hogy járulékos beavatkozás nélkül beállítható a gerjesztőjelek amplitúdója, így a szabályzó hurokerősítése és az adaptáció sebessége is kézben tartható. Mindemellett ekkor generátor alkalmazására nincs szükség, így a kártya önálló vezérlésre is képes.
- C) Végül lehetséges egy olyan struktúra is, amely mintegy kiegészíti az alkalmazása nélküli rendszert: a generátor jelét felhasználva csak korrigálójelet állít elő, majd ezt a jelet a generátorról érkező jelhez adva áll elő a rezgéskeltő gerjesztőjele (3.9. ábra).





3.8. ábra. A „B” struktúra blokkvázlata.



3.9. ábra. A „C” struktúra blokkvázlata.

Ebben a megvalósításban a jelfeldolgozó kártyán kívül történik az alapharmonikus és a torzító hatást kiváltó felharmónikusokat kioltó komponensek összegzése, ezt a feladatot egy aluláttersztő szűrő oldja meg.



## 4. fejezet

# Valósídejű implementálás

A diplomaterv eddig bemutatta a rezgésanalízis során felhasznált shakerek jellemzőit, alkalmazásuk során előálló nemlineáris működésből adódó problémát, felkínált több lehetőséget ennek megoldására, e megoldások közül az XLMS alapú adaptív algoritmust kiválasztva tárgyalta annak elméleti hátterét, majd a rendszer szabályzóval való kiegészítését. Ezek után sor kerülhet a szabályzó digitális jelfeldolgozó processzorral való implementálására.

### 4.1. Az ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártya

A feladat megoldása az Analog Devices Inc. által gyártott ADSP-21061 EZ-KIT Lite fejlesztői kártyán történt. A cég legtöbb termékéhez biztosít egy ehhez hasonló fejlesztői környezetet, amellyel mentesíti az alkalmazás fejlesztőit a processzort kiszolgáló áramkör megtervezésétől és legyártásától. Az ilyen fejlesztői eszközök célja, hogy az adott processzor minél több szolgáltatása minél egyszerűbben elérhető legyen.

Mivel az áramkör általános célú, széleskörű alkalmazásra készült, a leghatékabban használt ki- és bemeneteket és funkciókat tartalmazza, illetve lehetőséget nyújt különböző módon történő használatra [10]:

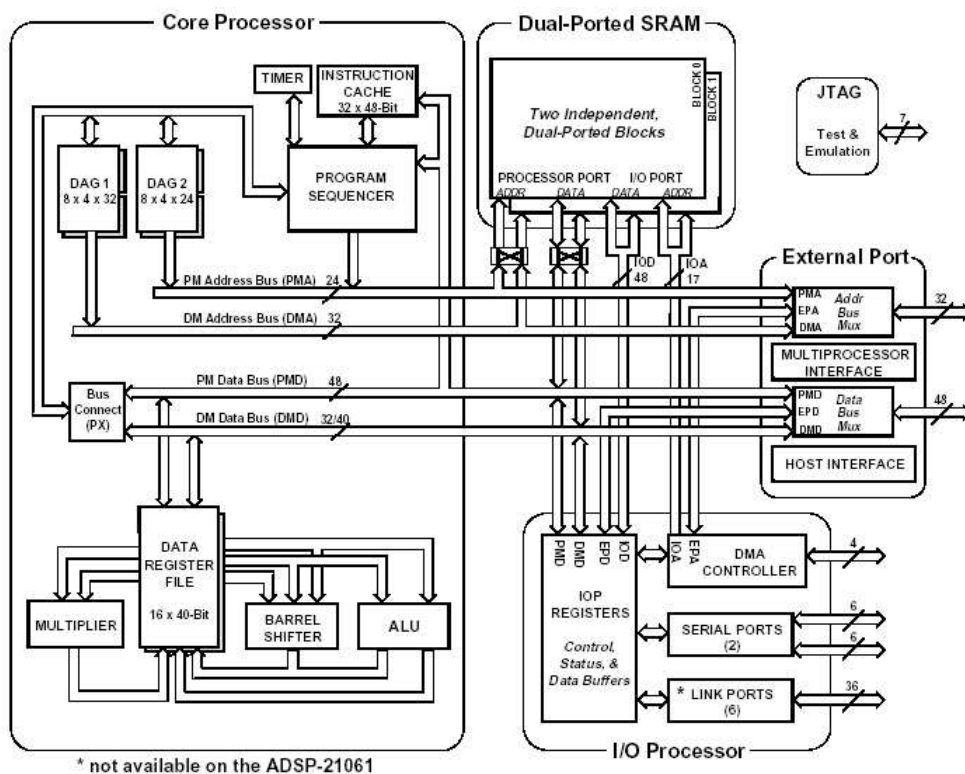
- Programozás: az alkalmazói program fejlesztése PC-n történik, ehhez a gyártó programot mellékel. A szoftver letöltése egyszerűbb esetben történhet szabványos RS-232 porton keresztül, azonban kényelmesebb megoldás a kártyán található J-TAG portra csatlakozva felprogramozni a processzort. Ekkor debugger, szimulátor és emulátor segíti a szoftverfejlesztést: lehetőség van a programfutás pontos követésére, töréspontok elhelyezésére, a regiszterek, memóriacellák értékeinek akár gra-

fikus vizsgálatára is, további előny, hogy a program letöltés megismétlése nélkül megváltoztatható. Az ezt megvalósító programcsomag és a számítógépbe illeszthető jelfeldolgozó kártya viszont igen magas áron kapható. A DSP assembly és C nyelveken programozható, bár utóbbi lényegesen meggyorsíthatja a szoftverfejlesztést, illetve komplex műveleteket végrehajtó utasításokat is tartalmaz, a jelfeldolgozási feladatoknál elvárt valósidejű korlátok sokkal jobban tervezhetők assembly nyelven megírt kóddal, mivel ekkor az utasítások végrehajtásának menete, illetve az utasításokhoz szükséges processzeridő kézbe tartható.

- Kommunikáció: a már említett, programozásra használt J-TAG, illetve RS-232-es porton kívül több más lehetőség adott a DSP-vel való kommunikációhoz: a programozáson túl a soros port alkalmas másik DSP, számítógép, illetve bármilyen szabványos RS-232-es soros porttal rendelkező eszköz csatlakoztatására. Mivel a DSP nem rendelkezik szabványos RS-232 lábakkal, ezért a busz vezérlését egy UART IC-vel, valamint egy RS-232 driverrel oldja meg, melyek vezérlése a DSP külső memóriabuszához illesztett PAL-lal történik. Jelfeldolgozási szempontból talán legfontosabbak a kártyán elhelyezett sztereó be-, illetve kimenetek, amelyekhez jack dugókkal van mód csatlakozni, az analóg-digitális átalakítást  $\Sigma\Delta$  A/D átalakítókkal megvalósított sztereó kodek végzi, melynek mintavételi frekvenciája az alkalmazást megvalósító szoftverből állítható. Kivezetésre kerültek még a DSP azon lábai is, amelyeket a fejlesztői környezet nem használ, ezekhez tűske-sorokkal kártyára való forrasztása után van mód csatlakozni, ezáltal tovább bővíthetők az a megvalósítható funkciók köre.
- Memória: a processzor külső memóriabuszára a BOOT programot tartalmazó EPROM csatlakozik, a program megváltoztatásával (az alkalmazás EPROM-ba való beégetésével) a fejlesztői kártya autonóm működésű eszközzé alakítható.
- Kezelői felület: a kártyán négy LED és három nyomógomb található. A LED-ek a processzor DSP\_FLAGx regisztereinek állapotait jelzik, a nyomógombok pedig a RESET, a FLAG\_1 és az IRQ lábakra csatlakozva adnak lehetőséget kezelői beavatkozásra.

## 4.2. Az ADSP-21061 SHARC jelfeldolgozó processzor

A fejlesztői kártya központi eleme az Analog Devices ADSP-21061 SHARC jelfeldolgozó processzora, felépítése a 4.1. ábrán látható [11].



4.1. ábra. Az ADSP-21061 SHARC felépítése

A jelfeldolgozó processzorok nagy számításigényű valós idejű jelfeldolgozási feladatok elvégzésére kialakított speciális mikroprocesszorok. Az teszi őket alkalmassá komplex feladatok on-line megoldására, hogy egy mikroprocesszortól általánosan elvárt minden funkció mellett speciális aritmetikai egységgel is rendelkeznek, különleges belső memóriabuszuk és utasításkészletük pedig támogatják a párhuzamos adatfeldolgozást és műveletvégrehajtását.

### 4.2.1. Struktúra

A SHARC betűszó a processzor elnevezésében a Super Harvard ARhitecture Computer struktúra alkalmazására utal. A DSP-k belső memóriabusza az általános célú x86-os processzorok Neumann architektúrájától eltérően Harvard kialakítású: külön memória szolgál az adatok és a programkód tárolására, és ezek a memóriaterületek dedikált buszokkal érhetők el. Ezáltal lehetőség van azok párhuzamos használatára, azaz a programkód és az operandusok egyidejű betöltéséhez, így a feldolgozás gyorsítására. Az ADSP-21061-es processzor Super Harvard architektúrája e rendszer továbbfejlesztésének tekinthető, négy független, párhuzamosan elérhető buszt tartalmaz: két adatbusz, egy utasításbusz és egy I/O busz.

### 4.2.2. Aritmetika

A műveleteket három egység végzi: az ALU, a MAC és a shifter. Ezek párhuzamos hozzáférésűek, így lehetőség van egyidejű használatukra. A feldolgozott adatok 32 bites IEEE single-precision floating-point szabványos formátumban, illetve kiterjesztett (extended precision) üzemmód esetén 40 biten vannak ábrázolva. Az aritmetikai egységek a processzor 16 regiszterét használva végeznek számításokat. Emellett 16 további (másodlagos) regiszter áll rendelkezésre, de egyidejűleg csak az egyik regisztercsoport használható, a másik addig inaktív. Ennek előnye, hogy a tipikusan IT okozta programmegszakítás esetén nem kell a munkaterület mentését végző, overheadet és hibalehetőséget jelentő eljárásokat megvalósítani, ezt automatikusan elvégzi a processzor, emellett egyúttal kizárja az inaktív regiszterekben tárolt adatok felülírását is. A chipben megvalósított utasítás-cache a következő utasítás kódját szolgáltatja. Ezek alapján egyetlen órajel alatt adatmemóriából és a utasításmemóriából egy-egy adat regiszterekbe olvasása, a regiszterekben tárolt adatokon a szorzó és az összeadó egységekben egyidejűleg egy-egy művelet végrehajtása és a utasítás cache-sel a következő végrehajtandó utasítás kódjának betöltése történik.

### 4.2.3. Memória, címzés, periféria interfész, DMA

A DSP rendelkezik 1Mbit on-chip SRAM memóriával. A memóriaterület a Harvard-architektúrának megfelelően két részre van osztva, 32 bites adat-, illetve 48 bites kódterületre. Mind az adatmemóriához, mind az utasításmemóriához tartozik egy-egy adatszímszó egység. Ezen egységek hardver szinten támogatják cirkuláris bufferek megvalósítását, emellett a processzor támogatja a direkt és indirekt memóriacímzést. Az indirekt memóriacím-

zés leggyakoribb alkalmazása az említett cirkuláris bufferek elérése. Egy memóriatömbből az adatszűrő egység a következő módon alakít ki cirkuláris buffert: a memóriaterülethez egy mutatóregisztert rendel hozzá, amely a cirkuláris buffer báziscíméhez képesti eltolást tárolja, értéke maximálisan a buffer hossza lehet. A mutatóregiszter az alkalmazásnak megfelelően a memóriatömbben tárolt adathoz való hozzáférés esetén adott értékkel inkrementálódik vagy dekrementálódik. Amennyiben a mutató regiszter olyan értékre módosulna, amely nagyobb (negatív mutatóérték esetén kisebb), mint a buffer hossza, akkor a regiszter tartalma ezen értéknek a buffer hosszával osztott maradékra lesz. Ilyen módon egy körkörös vagy cirkuláris buffer jön létre, amely nagyon kedvező néhány tipikus jelfeldolgozási algoritmus (FIR szűrés, FFT) megvalósításakor.

Amennyiben nem lenne elegendő a tokon belül elhelyezett memória, lehetőség van további külső memória illesztésére, amely akár a program-, akár az adatterület alá rendelhető, ez a belső busz külső buszhoz multiplexált csatlakoztatásával vezérelhető. Ezzel a külső busszal lehetőség van a belső memória és külső memória, külső periféria, host processzor, soros port közötti kommunikáció megvalósítására. Az adatátvitel sebességét növeli, hogy a DSP rendelkezik DMA vezérlővel, amely a belső vagy a külső memória és valamely más eszköz végez adatmozgatást a processzormag terhelése nélkül.

#### **4.2.4. Soros port, J-TAG port**

A processzor két szinkron soros porttal rendelkezik, amelyek sebessége maximálisan 40 Mbit/sec. Az Analog Devices által a DSP-hez kínált EZ-ICE Emulátor kártya a processzor IEEE JTAG 1149.1 szabványnak megfelelő, belső emulátorfunkciók kivezetésére szolgáló J-TAG porthoz csatlakoztatásával lehetőség van a DSP belső állapotainak vizsgálatára.

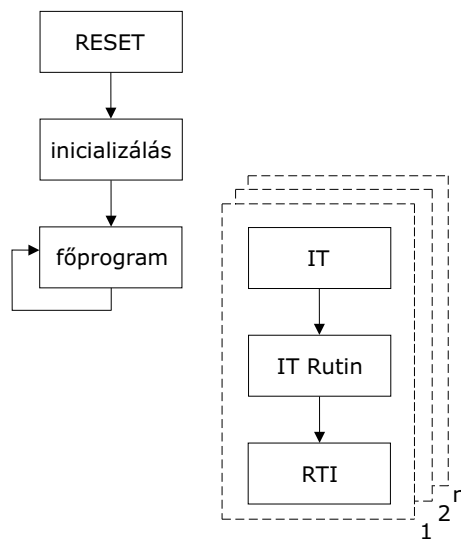
#### **4.2.5. Teljesítmény**

ADSP-21061 processzor maximális órajelfrekvenciája 50 MHz. Mivel a DSP az utasítás cache segítségével órajelütemenként egy utasítást hajt végre, így az utasításvégrehajtási sebesség 50 MIPS (Million Instructions Per Second).

#### **4.2.6. Általános programszervezés**

A program-megvalósítás tárgyalása előtt érdemes közelebbről megvizsgálni a jelfeldolgozó rutinok működését. A 4.2. ábrán on-line DSP alkalmazásokat

megvalósító program általános felépítése látható [12]. Az alkalmazás a RESET jel után inicializálással indul. Ekkor történik meg a változók deklarálása, a szükséges memóriaterületek allokálása, regiszterek kezdőértékének beállítása. A helyes működéshez eddig tiltott megszakítások engedélyezése után a programfutas a főprogramban folytatódik. Ekkor, általános esetben, nem történik érdemi műveletvégzés, a program végtelen ciklusban egy megszakítás beérkezésére vár. A megszakítás beérkezésének hatására a vezérlés átadódik az azt kiszolgáló rutinra, amely lefutása után a program a főciklusba tér vissza, itt újabb megszakítás beérkezéséig végtelen ciklusban várakozás történik.



4.2. ábra. Jelfeldolgozó rutinok általános felépítése

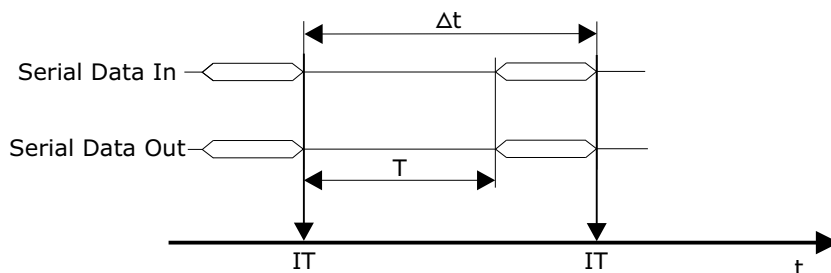
### 4.3. A DSP programok működése

A feldolgozni kívánt adat az EZ-KIT Lite káryán elhelyezett A/D átalakítóra érkezik, majd kvantálás és mintavételezés után a DMA segítségével soros porton keresztül az adatok tárolására kijelölt memóriacellába kerülnek. Az alkalmazás úgy lett elkészítve, hogy az A/D és D/A átalakítók mintavételi frekvenciáját, a soros porton keresztüli kommunikációt, a DMA vezérlő funkcióinak beállítását, a programfutas megszakítástáblán alapuló szervezését és a működés többi paraméterének meghatározását egy keretprogram végzi, a jelfeldolgozó alkalmazások pedig a DSP soros portjának megszakítását kezelő rutinokként vannak megvalósítva. Ezáltal a hardveroldal rejtve marad az



alkalmazás felől, a memóriacellák, ki- és bemenetek és a regiszterek változóként érthők el. A keretprogram újrahasznosítható, az alkalmazást implementáló kód megváltoztatható, lecserélhető, ez a keretprogram átírását nem igényli [13].

Mivel megszakítást a bemeneten várt adat egy újabb mintájának megérkezése vált ki, a kiszolgálórutinak mintavételi idő áll rendelkezésre a számítások elvégzésére, amely maximális korlátot jelent a végrehajtható utasítások számára, azaz a megvalósítható alkalmazások komplexitására [14]. Az elkészített programok időzítési viszonyait a 4.3. ábra mutatja.



4.3. ábra. A programműködés időzítési diagramja

Az ábrán a  $\Delta t$  az A/D átalakító mintavételi idejét,  $T$  a megszakítás bekövetkeztekor lefutó kiszolgálórutin maximális idejét jelenti. A programok az A/D átalakító 8 kHz-es mintavételi frekvenciája mellett működnek, a DSP 50 MHz-es órajelen fut (ami 50 MFLOP műveletvégzési sebességet jelent), a beérkező adatok nyolc 16 bit széles szóból állnak, ezek beolvasása a DSP 16 MHz-es SCLK órajelére történik.

$$\Delta t = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{8kHz} = 125\mu s \quad (4.1)$$

$$t_{adatmozgats} = 8 \cdot 16 \cdot \frac{1}{16MHz} = 8\mu s \quad (4.2)$$

$$T = \Delta t - t_{adatmozgats} = 117\mu s \quad (4.3)$$

$$T_{CPU} = \frac{1}{f_{CPU}} = \frac{1}{50MHz} = 20ns \quad (4.4)$$

A 4.3. egyenlet alapján maximum  $117\mu s$  hosszú lehet a program. A 4.4. egyenlettel kiszámolt DSP utasításidőt figyelembe véve a kiszolgálórutin 5850 utasításból állhat (valójában a keretprogrammal vezérelt adatmozgatást és más műveleteket is el kell tudni végezni, ám ezek kis számú utasítást igényelnek, ezért e közelítő számításból elhagyhatók).

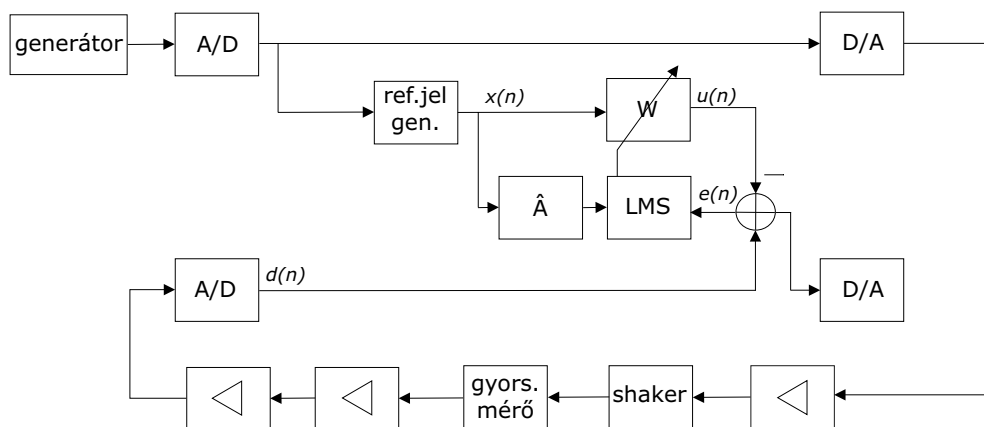
A számítások elvégzése után az kész adatok ismét a memóriába kerülnek, onnan a DMA a következő megszakításkor a beolvasással egyidőben a D/A átalakító bemenetére küldi, annak kimenetén előáll az analóg jel (ez azt jelenti, hogy a feldolgozott adat a csak beolvasást követő ütemben áll elő, ami nem okoz problémát, ha a feldolgozás során ezt szem előtt tartjuk).

### 4.3.1. Az identifikációt megvalósító program

Az identifikáció LMS algoritmussal történik a 4.4. ábrán bemutatott módon. A gerjesztőjel ebben az esetben zajgenerátoron beállított szélessávú zaj, ezzel elérhető, hogy a működési tartományban minden pontban megfelelő mértékű gerjesztés legyen. Ezt a jelet megkapja mind a DSP-programmal megvalósított  $W$  adaptív szűrő, mind a vizsgált rendszer. A két egység erre adott válaszjelét különbségképzőre vezetve hibajel készül. Ezt a hibajelét használja fel az LMS algoritmus, hogy a  $W$  szűrő együtthatóit úgy változtassa meg, hogy ennek a hibajelnek az értéke csökkenjen, másszóval: az identifikáció végeztével a FIR szűrő együtthatói a rendszer impulzusválaszát fogják adni. Az identifikáció végét ezáltal a hibajel megfelelően kis értékre való csökkenése jelzi, ez a „megfelelően kis érték” kezelői döntés, lehet például a hiba kezdeti értékének 40 dB-lel való csökkenése (így a leállítás és a szabályzás indítása akár automatizálható is). Ennek detektálását segíti, hogy a hibajel kivezetésre kerül, amire az ad módot, hogy a rendszer egyetlen kimenete a kártyán található sztereókimenetek egyik csatornáját foglalja csak le. A program futása után az ily módon meghatározott szűrőegyütthatók felhasználásának több módja is lehetséges. A diplomatermben az EZ-ICE emulátorkörnyezet által kínált „memóriaterület fájlba írása” funkcióval történik az adatmentés, majd a szabályzóprogram ebből a fájlból tölti be azokat.

Az ismertetett megoldás azért is előnyös, mert a belső jelszétválasztással és különbségképzéssel a vizsgált rendszer részének tekinti az A/D és D/A átalakítókat is, így az azok által okozott késleltetések is megjelennek az impulzusválaszban.

Az identifikáció során beállított modellszűrő hosszát úgy kell beállítani, hogy a vizsgált rendszer teljes impulzusválaszát tartalmazza, a szabályzóban alkalmazott adaptív szűrők együtthatóinak számát pedig a mintavételi frekvencia és a működési frekvencia aránya határozza meg, hiszen helyes értékek csak akkor állnak elő, ha egy teljes periódus mintáinak feldolgozása megtörténik. A modellszűrő 400 együttható mellett tartalmazza a teljes impulzusválaszt (grafikus ábrázolásra az EZ-KIT Lite fejlesztőrendszer lehetőséget ad, így ellenőrizhető, hogy az alkalmazott együtthatószám mellett valóban lecseng-e az impulzusválasz modellje). Az adaptív szűrő együtthatóinak száma az alkalmazott legalacsonyabb frekvenciától függ: a szabály-



4.4. ábra. A kísérleti rendszer identifikációja

zó az AC csatolt codec-ek miatt nem törekszik DC szinten is felharmonikus-  
elnyomásra, első megközelítésben 20 Hz-es alsó határ lett meghatározva,  
amely a 8 kHz-es mintavételi frekvenciát figyelembe véve 400 együttthatós  
megvalósítást indokol.

#### 4.3.2. Az „A” struktúrát megvalósító program

A program struktúráját a 3.7. ábrán már bemutattuk. A processzor ezt  
valósítja meg a következőképpen. A beérkezett adat nullátmeneteinek vizs-  
gálatával meghatározza annak frekvenciáját, majd egy azzal azonos frek-  
venciájú 5-10%-os kitöltési tényezőjű impulzust generál. Ezáltal megfelelő  
referenciajel áll elő: a jel az bemenő szinuszjel alapharmonikusa mellett meg-  
felelően nagy amplitúdával tartalmazza a felharmonikusokat is, illetve a jel  
energiatartalma is elegendő. Az előzőekben bemutatott identifikáció ered-  
ményeképp előállt együttthatókat tartalmazza az  $\hat{A}$  modellszűrő. Így a be-  
menőjelet azzal megsűrve az  $A$  rendszer kimenetéről vett jellel megegyező  
fázisú lesz, ezáltal a különbségükből képzett hibajel előállítását fázishelyesen  
végezzük. Azonos módon történik a referenciajel fázisának beállítása is, így  
a szabályozás visszacsatolásának tekinthető LMS algoritmus stabilitását biz-  
tosítani lehet. A  $W$  szűrő tulajdonképpen a referenciajelben található frek-  
venciakomponensek súlyozását végzi és beavatkozójelet állít elő. A beavatko-  
zójelet a rendszer bemenetét jelentő D/A átalakítón keresztül jut erősítés után  
a shakerre. A shaker rezgésjelét a gyorsulásmérő alakítja át feszültségjellé,  
amely megfelelő jelkondicionálás A/D átalakítás után kerül a szabályzóba.  
Ekkor történik a modellszűrővel szűrt gerjesztőjellel való különbségképzése,  
az előálló hibajel a beavatkozójelet shaker átvitelével torzított tiszta szinuszos

gerjesztőjeltől való eltérését adja meg. Ezt a hibajelet használja az LMS algoritmus a  $W$  szűrő együtthatóinak megváltoztatására. Ennek mértéke függ konvergenciát meghatározó paraméter és természetesen a pillanatnyi hibajel nagyságától.

Stabil működés esetén, a szabályzó állandósult állapotában a  $W$  szűrő kimenetén a shaker torzításával ellentétes előjelű komponensek állnak elő, amelyeket az alapharmonikust jelentő gerjesztőjellel összegezve, majd a vizsgált rendszer bemenetére adva ezen beavatkozó jelet, az annak átvitelével módosulva éppen tiszta szinuszos jelet ad.

Mivel a bemutatott XLMS algoritmusnak egyetlen kimenő jele van, az identifikációhoz hasonlóan itt is megtörténik a hibajel kivezetése, amely értéke oszcilloszkópon követhető.

A megvalósítás során gondot okozott, hogy a gerjesztőjel frekvenciamérésének pontosságát ebben az elrendezésben meghatározza a mintavételi frekvencia, ezért annyiban változott a fenti megoldás, hogy a frekvenciamérés interpolációval lett kiegészítve. Ezzel csökkenteni lehetett a gerjesztőjel mintavételezése során egy minta csúszásból adódó, a hibajelben érzékelhető lüktetést.

### 4.3.3. Az „B” struktúrát megvalósító program

Ez a struktúra annyiban jelent más megoldást, hogy a gerjesztőjel előállítását is a processzor végzi, így nincs szükség generátorra. A mérési elrendezés és a program által megvalósított funkciók blokkvázlata a 3.8. ábrán látható. A megoldás további előnye, hogy a jelgenerálás DSP-n belüli megvalósítása kiküszöböli az analóg-digitális átalakítás okozta felbontóképességbeli problémát, így egyszerűbb módon szolgáltat pontosabb eredményt.

Mivel a beavatkozótól a hibajelképző szervig nem változott a jelút, az „A” típusú megoldásnál alkalmazott identifikálás megismétlésére nincs szükség.

### 4.3.4. Az „C” struktúrát megvalósító program

A harmadik megvalósítás (3.9. ábra) a probléma más megközelítését jelenti, ekkor a cél nem egy szinuszos választ generáló beavatkozójel előállítása, hanem az alkalmazott gerjesztőjelhez korrigálójel készítése: a szabályzó csak a torzítást kiküszöbölő felharmónikusok előállítását végzi, kimenetén olyan jel áll elő, amely a gerjesztőjellel szuperponálva szinuszos választ eredményez. Ezt a jelösszegzést esetünkben egy analóg aluláteresztő szűrő végzi, ezáltal megváltozott a vizsgált rendszer, így az átvitelt meghatározó identifikáció újbóli elvégzése szükséges.

## 5. fejezet

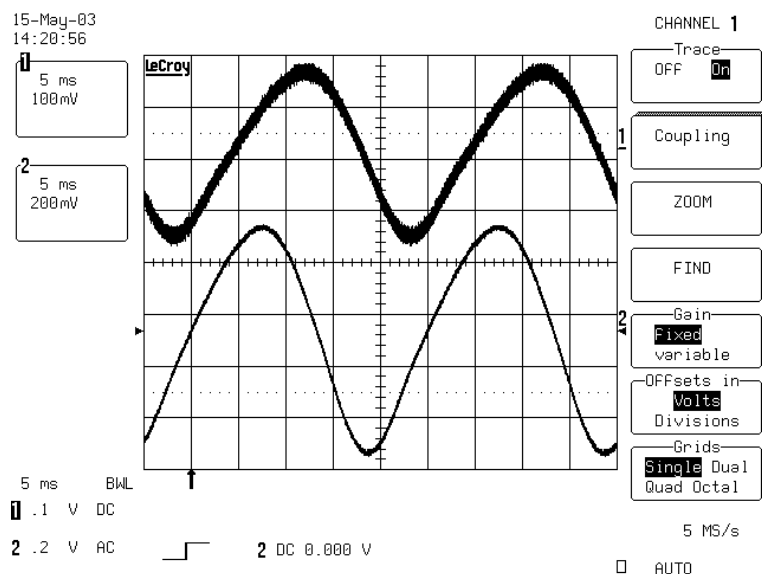
# Eredmények

Ebben a fejezetben az előző két részben bemutatott három struktúra alkalmazásával elért eredmények kerülnek bemutatásra.

- A) A belső hibajel számítással megvalósított szabályzó működése előtt, illetve bekapcsolt állapota mellett mérhető értékek láthatók a 5.1. és a 5.2. ábrán. A felső jel az algoritmus hibajele, alatta pedig a rezgéseltő kimenetét mérő gyorsulásérzékelő jele látható. Megfigyelhető, hogy bekapcsolt állapot mellett a korábban a tiszta szinuszos gerjesztésre adott torz jel szinuszosá válik, ezt a kimenőjelben található felharmonikusok elyomásával éri el a szabályzó, amelyet a 5.3. és a 5.4. ábrán látható spektrumok szemléltetnek.

A rezgéseltő kimenetén első esetben a tiszta szinuszos gerjesztőjel hatására 20.1%-os torzítású jel áll elő, ez az érték a szabályzó alkalmazásával 0.85%-ra csökken.

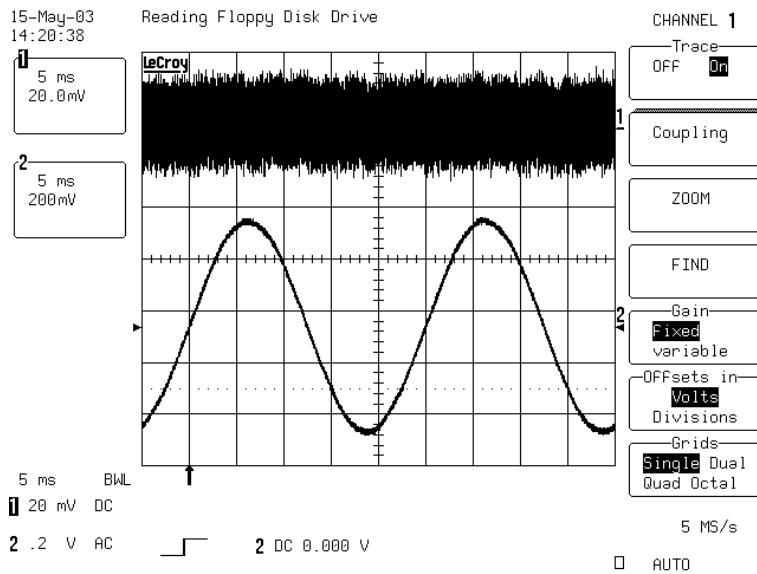
- B) A 5.5. és a 5.6. ábrán láthatók a DSP-vel előállított gerjesztés mellett megvalósított szabályzó működése előtt, illetve működése közben mérhető XLMS-hibajel (felül), illetve a gyorsulásmérő által mért rezgésjel (alul). Utóbbi 22.3%-os torzítását a szabályzó alkalmazásával 0.42%-os értékere lehetett csökkenteni. E két jel spektruma a 5.7. és a 5.8. ábrákon láthatók.
- C) Végül a mindössze zavarjelkomponenst előállító megoldás eredményeit mutatják be a 5.9. és a 5.10. ábrák. A látható, hogy a torzítást okozó felharmonikusok kioltására ez a módszer is alkalmas: a (felül ábrázolt) hibajel a szabályzó alkalmazásával lecsökken, ugyanekkor (alsó) rezgésjel torzítása jelentősen is csökken, ez a kezdeti 42.4%-os érték 0.49%-ra való redukálását jelenti. A rezgésjelek felharmonikus tartalma a 5.11. és a 5.12. spektrumábrákon láthatók.



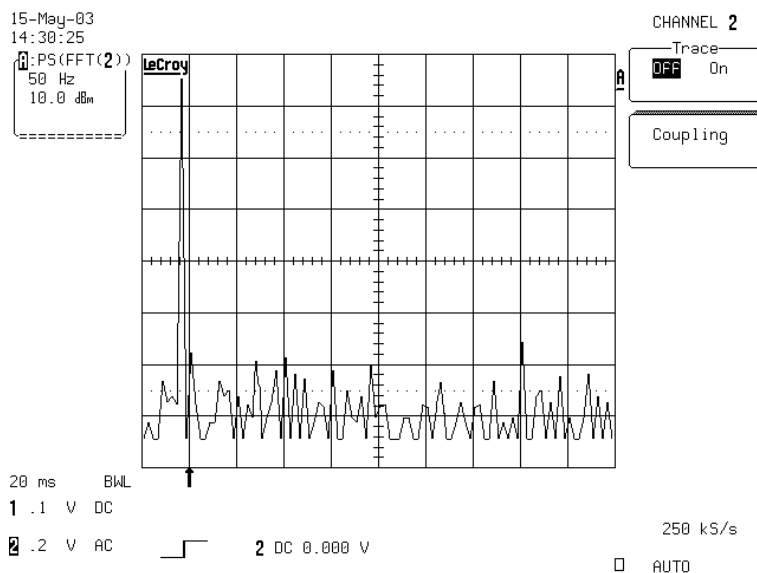
5.1. ábra. A shaker kimenete és az algoritmus hibajele a szabályzó működése nélkül „A” struktúra esetén

Mindhárom struktúra esetén mértük a beállási időt, amelyek az 5.13. 5.14. és 5.15. ábrákon tekinthetők meg. Látható, hogy „A” és „C” struktúrák használata esetén közel egyforma eredmények születtek, míg a „B” megoldás, amely belső szinuszgenerátort használ, ezeknél megközelítően kétszer gyorsabb, mivel itt nem lép fel a beolvasott jelek kvantálásából adódó bizonytalanság, így a konvergencia gyorsabb.

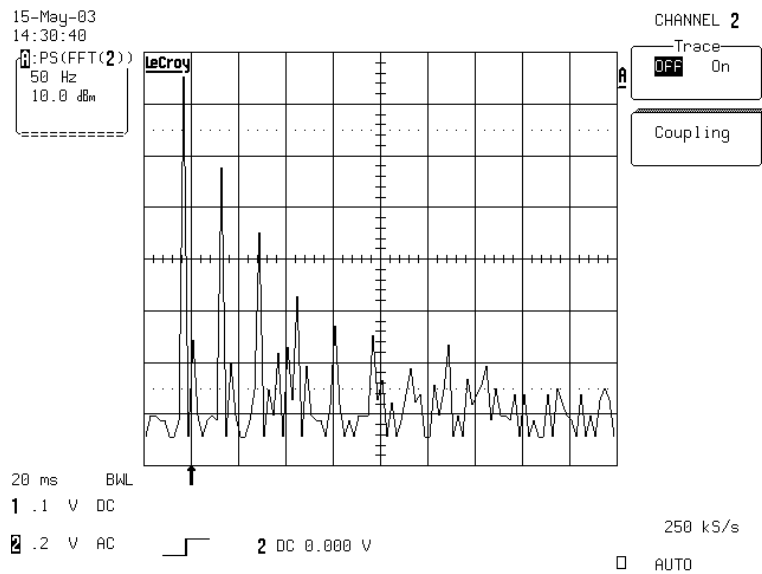
Mint ahogy az az oszcilloszóp felvételein is látható, a mérés során az elvárt hibajel értékét egy nagyságrenddel meghaladó nagyfrekvenciás zaj volt jelen. Ez csökkentette a szabályzó hatékonyságát, korlátozta az alkalmazásával elérhető minimális torzítást.



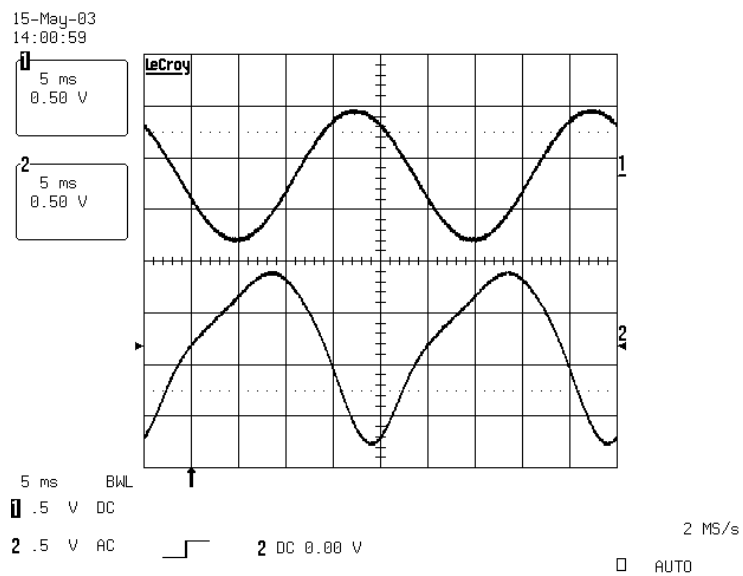
5.2. ábra. A shaker kimenete és az algoritmus hibajele a szabályzó működése mellett „A” struktúra esetén



5.3. ábra. A rezgéskeltő kimenetének spektruma a szabályzó működése nélkül „A” struktúra esetén

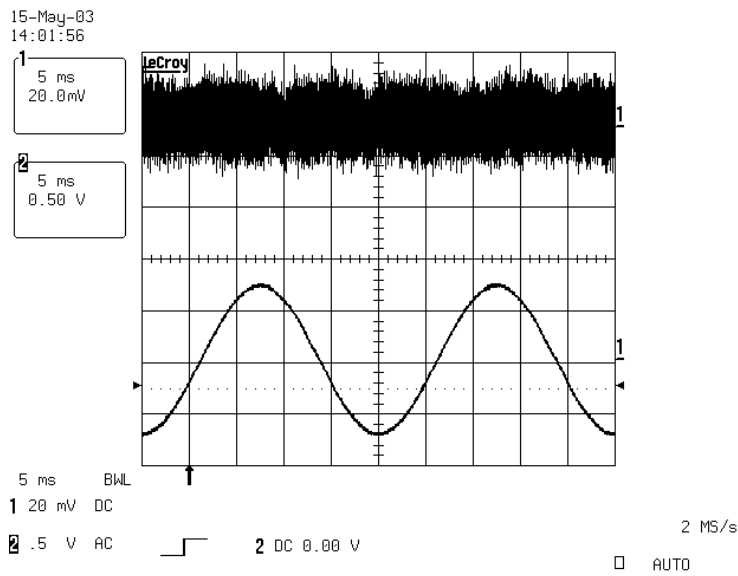


5.4. ábra. A rezgékeltő kimenetének spektruma a szabályzó működése mellett „A” struktúra esetén

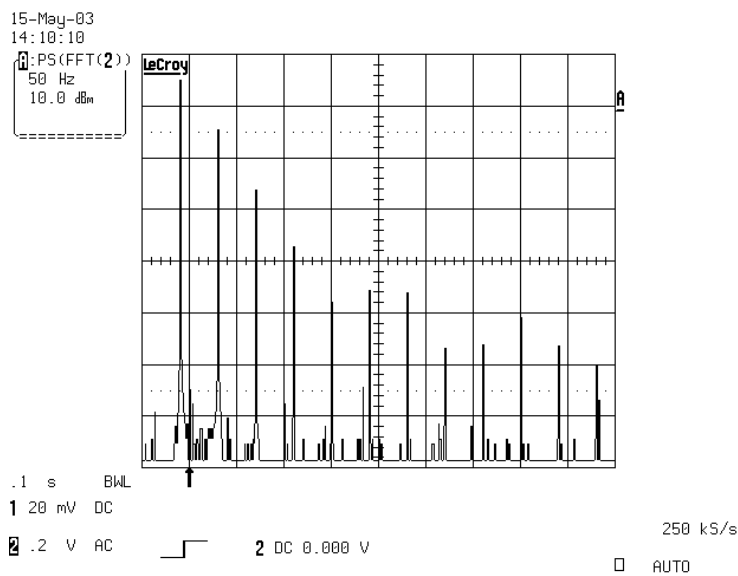


5.5. ábra. A shaker kimenete és az algoritmus hibajele a szabályzó működése nélkül „B” struktúra esetén

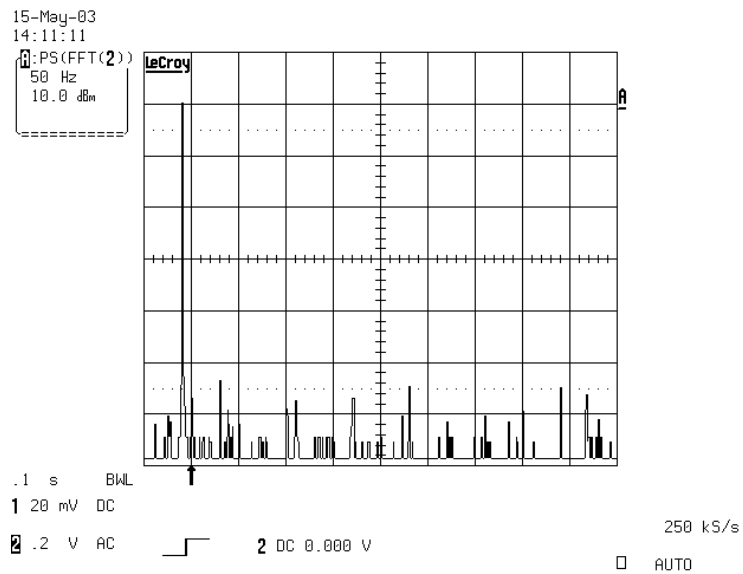




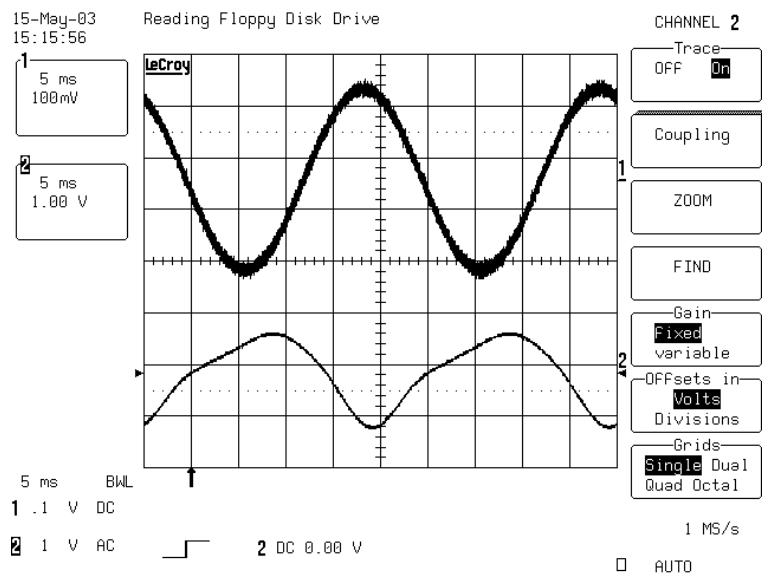
5.6. ábra. A shaker kimenete és az algoritmus hibajele a szabályzó működése mellett „B” struktúra esetén



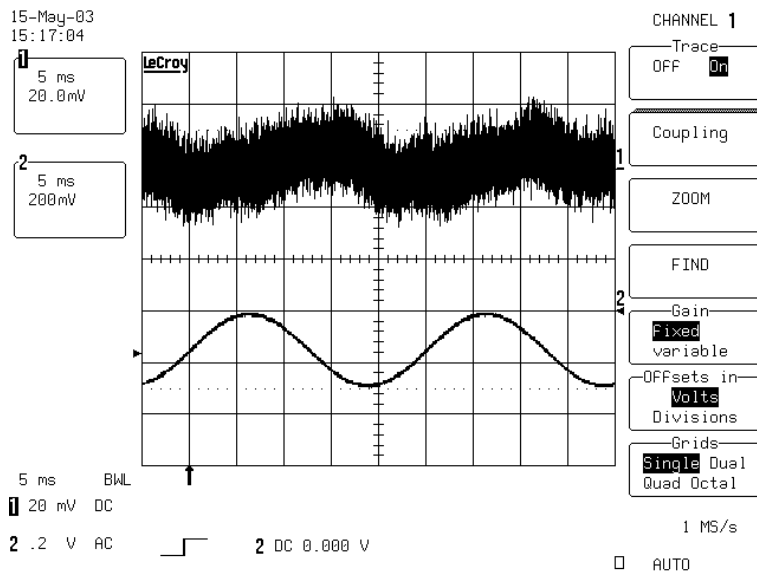
5.7. ábra. A rezgékeltető kimenetének spektruma a szabályzó működése nélkül „B” struktúra esetén



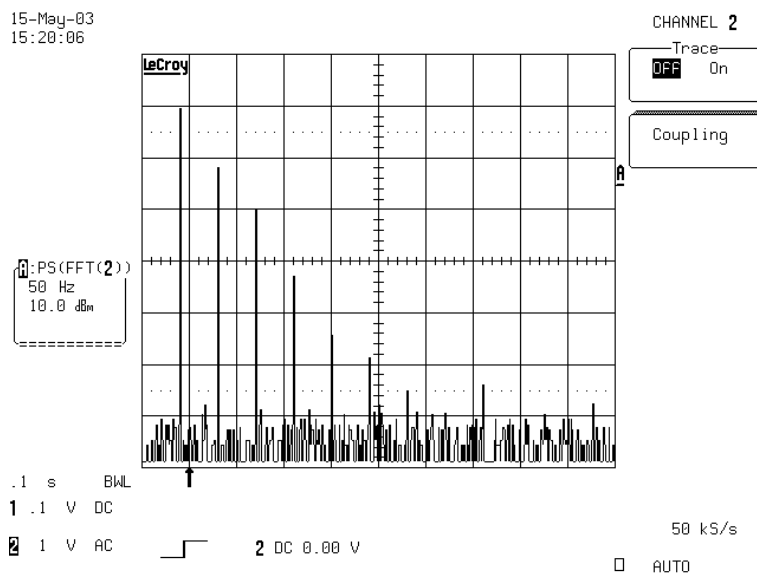
5.8. ábra. A rezgékeltő kimenetének spektruma a szabályzó működése mellett „B” struktúra esetén



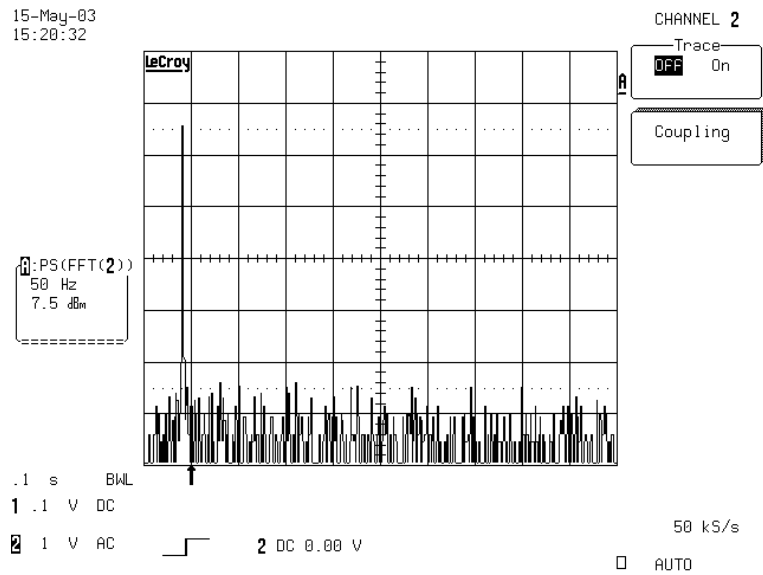
5.9. ábra. A shaker kimenete és az algoritmus hibajele a szabályzó működése nélkül „C” struktúra esetén



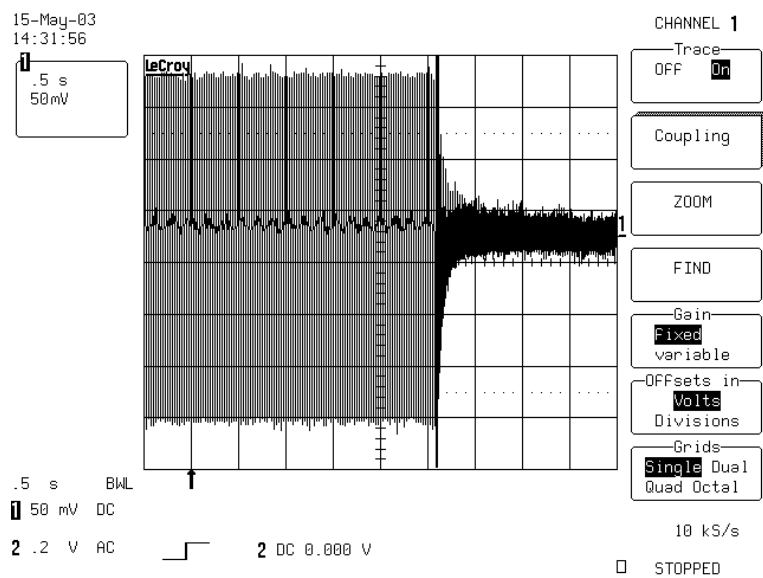
5.10. ábra. A shaker kimenete és az algoritmus hibajele a szabályzó működése mellett „C” struktúra esetén



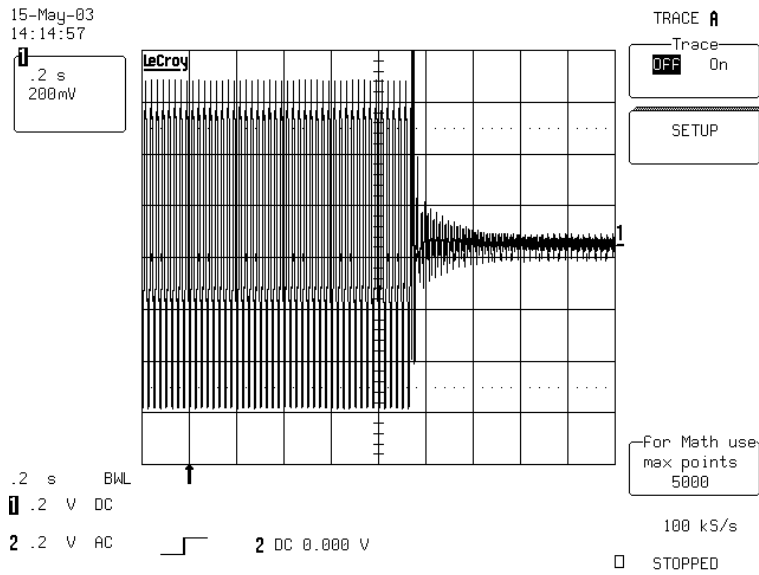
5.11. ábra. A rezgékeltő kimenetének spektruma a szabályzó működése nélkül „C” struktúra esetén



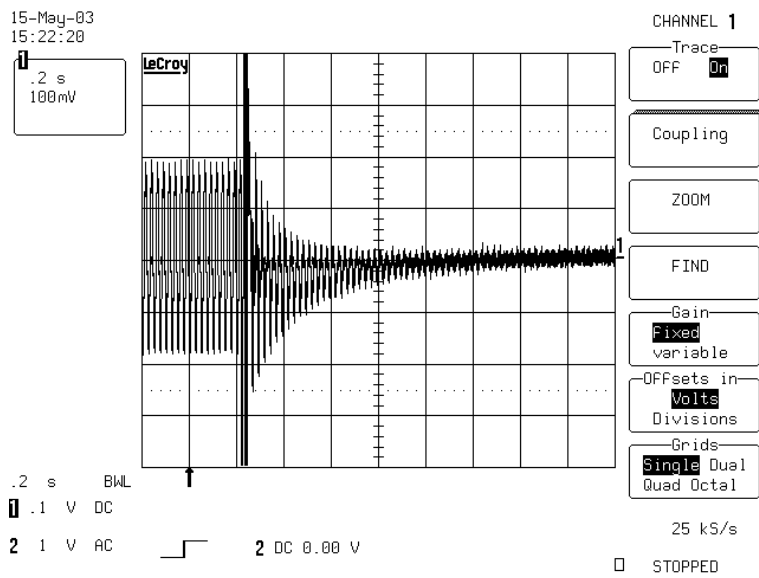
5.12. ábra. A rezgékeltő kimenetének spektruma a szabályzó működése mellett „C” struktúra esetén



5.13. ábra. A szabályzó hibajelének csökkenése „A” struktúra esetén



5.14. ábra. A szabályzó hibajelének csökkenése „B” struktúra esetén



5.15. ábra. A szabályzó hibajelének csökkenése „C” struktúra esetén



## 6. fejezet

# Összefoglalás

Célunk az elektrodinamikus rezgékeltőkben alacsonyfrekvencián tapasztalható torzítás csökkentése volt. A megoldáshoz XLMS alapú szabályzó alkalmazását választottuk, amelyet egy 32 bites lebegőpontos DSP processzoron valósítottunk meg.

A diplomaterv első fejezetei a rezgékeltők jellemzőit, a vázolt nemlineáris probléma természetét, a megoldáshoz választott algoritmusok és szabályzók elméleti hátterét tárgyalták, majd rátért a dolgozat célját képező megvalósítás bemutatására és annak eredményeinek ismertetésére.

A megvalósított szabályzóval az alkalmazott elektrodinamikus rezgékeltő torzítását a szabályzó nélkül tapasztalható torzítás 5%-a alá lehetett csökkenteni, és erre széles működési tartományban volt mód. A rendszer hosszabb ideig is stabilan, feladatát ellátva képes volt a beavatkozásra.

### 6.1. Továbbfejlesztési lehetőségek

Az előző fejezetekből kiderült, hogy az adaptív algoritmusok megfelelő, könnyen alkalmazható megoldást jelentenek a vázolt problémára. Ugyanakkor azt is meg kell jegyezni, hogy a megvalósítás, mint azt az eredmények mutatják, nem volt tökéletes. Az implementáció legfőbb hiányosságai:

- Az algoritmus maradó hibája, ezáltal a shaker kimenő szinuszjelének torzítása nem elegendően alacsony (a diplomaterv kiírásakor a torzítás 0.01% körüli értékre való csökkentése volt a megfogalmazott cél)
- A szabályzó alkalmazhatóságának alsó határa 30 Hz körüli értékre adódott, ennél alacsonyabb frekvencián nem lehetett stabil működést elérni
- A beállási idő nagy, amely a kitűzött célnak megfelelő, de ugyanezen szabályzó például akusztikai alkalmazások során már nem adna

kielégítő megoldást

- A hibajelben egy lüktetésszerű amplitúdónövekedés, illetve -csökkenés volt tapasztalható
- Az alkalmazói beavatkozás (pl. akonvergencia paraméterének megváltoztatása) korlátolt

A fent vázolt problémák továbbfejlesztés során megoldhatók, annak elméleti akadálya nincs, a diplomatervben leegyszerűsített, stabil működést biztosító megvalósítások születtek.

Az első és második pontban említett probléma kiküszöbölhető, amennyiben a gerjesztőjel frekvenciájának mérése pontosabb, ehhez a jel periódusidejének és nullátmenetének pontosabb mérésére van szükség, ami az alkalmazott interpoláció mellett több periódusra elvégzett átlagolással, illetve PLL alkalmazásával lehetséges. Ez az oka a hibajel periódikus növekedésének, majd csökkenésének is, mivel azt a gerjesztőjel és az előállított beavatkozájel különbségeként adódó hibajel a gerjesztőjel nullátmenetének  $\pm 1$  mintányi mintavételi bizonytalansága okozza.

Az alkalmazói beavatkozás pl. MATLAB program Analog Devices Inc. termékeihez kifejlesztett toolkitjével valósítható meg, illetve egy másik megoldás lehet az ADI ADSP-21065-ös jelfeldolgozó processzora köré épített fejlesztői kártya alkalmazása. Az áttérés az alkalmazás megváltoztatásával nem jár (a két processzor kódkompatibilis), de az azt kiszolgáló keretprogram átírását igényli (a két kártyán alkalmazott különböző elemek felprogramozása miatt). Ekkor ugyanis lehetőség van a kártyán található nyomógombokkal például az alkalmazott XLMS algoritmus konvergenciaparaméterének, „B” struktúra alkalmazása esetén a gerjesztőjel frekvenciájának beállítására.

Másik lehetőség a szabályzó kiegészítése a BME Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszékén egy TDK munka keretében elkészített nyolcszatornás jelfeldolgozó kártyával. Ekkor az azon található DIP kapcsolókkal lehetőség van a szintén a kártyán található CPLD-ben megvalósított funkciók elérésére, amely funkciókat a felhasználó programozhatja. E kártya alkalmazásának további előnye, hogy be- és kimenetei DC csatolt üzemmódban is működhetnek, ezáltal a kitűzött alacsonyfrekvenciás alkalmazás is lehetővé válik. Ez a lehetőség, illetve a kártya nyolc kimenete lehetővé teszi belső állapotok, jelek kivezetését, amellyel a szabályzó 30 Hz alatti instabil működésének oka kereshető meg [13].

A dolgozatban ismertetett nemlineáris probléma megoldása során tapasztalatokat szereztünk egy XLMS algoritmussal megvalósított adaptív szabályzó működéséről, illetve DSP processzoron való megvalósításáról. A tanulság az, hogy a rendszer stabilitásának, illetve helyes működésének alapja



a helyesen megválasztott referenciajel. Mivel a diplomatervben bemutatott egyszerűbb megvalósítás is eredményesnek mondható, érdemes a fent vázolt fejlesztéseket elvégezni, mivel az adná a diplomaterv feladataként kiírt probléma teljesértékű megoldását.



# Irodalomjegyzék

- [1] „*Product Data – Mini-shaker Type 4810*” Brüel & Kjær, [www.bksv.com](http://www.bksv.com)
- [2] G. F. Lang, D. Snyder, „Understanding the Physics of Electrodynamic Shaker Performance” *Sound and Vibration* October 2001.
- [3] G. F. Lang, „Electrodynamic Shaker Fundamentals” *Sound and Vibration* April 1997.
- [4] „*Product Data – Piezoelectric DeltaShear Accelerometers Uni-Gain, DeltaTron Type 4399*” Brüel & Kjær, [www.bksv.com](http://www.bksv.com)
- [5] Valami Madár, „Aktív zajcsökkentés meg minden”, *IEEE Signal Processing Magazine* October 1993.
- [6] Bámer B., „*Aktív rezgés csökkentés*”, TDK dolgozat, BME Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék, Budapest, 2001.
- [7] P. Lueg, „Process of silencing sound oscillations” U. S. Patent 2043416, June 9. 1936.
- [8] Kollár I., Péceli G, Németh I., Sujbert L., „*Digitális jelfeldolgozás (Hallgatói segédlet)*”, BME Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék, BME VIMM 4084, Budapest, 2001.
- [9] Sujbert L., „Periódusos zajok elnyomásának aktív módszerei”, *Akusztikai szemle* III. évfolyam (1998/99) 1-3. szám
- [10] „*ADSP-2100 Family User’s Manual*” Analog Davices 1995.
- [11] „*ADSP-2106x SHARC User’s Manual*” Analog Davices 1996.
- [12] Sujbert L., „*Jelfeldolgozó processzor alkalmazása*” mérési útmutató, BME Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék, 2001.

- [13] Bogár I., Molnár K., Faragó Á., „*Nyolccsatornás jelfeldolgozó rendszer fejlesztése*”, TDK dolgozat, BME Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék, Budapest, 2002.
- [14] Naszádos L., „*Jelfeldolgozó processzorok alkalmazása*” előadássorozat, BME Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék, BME VIMM 9318, Budapest, 2002.

# Függelék



## **F.1. A mérésekhez használt műszerek**

### **F.1.1. A elektrodinamikus rezgéseltő torzításának mérése**

- Phillips PM-5192 függvénygenerátor
- EMG TR-1200 teljesítményerősítő
- Brüel & Kjær 4810 elektrodinamikus rezgéseltő
- Brüel & Kjær 4399 piezoeletromos gyorsulásérzékelő
- Előerősítő
- ARIEL Model 656 audio erősítő
- LeCROY Waverunner LT342 digitális oszcilloszkóp
- HAMEG HM 8027 torzításmérő
- PC munkaállomás, Analog Devices Inc. EZ-ICE emulátorprogram, MATLAB program

### **F.1.2. A elektrodinamikus rezgéseltő identifikációja**

- Hewlett-Packard HOI-3722A zajgenerátor
- EMG TR-1200 teljesítményerősítő
- Brüel & Kjær 4810 elektrodinamikus rezgéseltő
- Brüel & Kjær 4399 piezoeletromos gyorsulásérzékelő
- Előerősítő
- ARIEL Model 656 audio erősítő
- LeCROY Waverunner LT342 digitális oszcilloszkóp
- PC munkaállomás, Analog Devices Inc. EZ-ICE emulátorprogram
- „C” struktúra esetén KROHN-HITE model 3322 szűrőbank

### **F.1.3. A szabályzó megvalósítása**

- Phillips PM-5192 függvénygenerátor
- EMG TR-1200 teljesítményerősítő
- Brüel & Kjær 4810 elektrodinamikus rezgékeltő
- Brüel & Kjær 4399 piezoelektromos gyorsulásérzékelő
- Előerősítő
- ARIEL Model 656 audio erősítő
- LeCROY Waverunner LT342 digitális oszcilloszkóp
- HAMEG HM 8027 torzításmérő
- PC munkaállomás, Analog Devices Inc. EZ-ICE emulátorprogram
- „C” struktúra esetén KROHN-HITE Model 3322 szűrőbank