AKTÍV MÁGNESES ÁRNYÉKOLÁS

TDK dolgozat

Csohány Tibor V. éves villamosmérnök hallgató

Konzulens: **Dr. Sujbert László** Méréstechnika és Információs Rendszerek Tanszék

> Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem 2003



Tartalomjegyzék

1.	Bevezetés	
2.	A rendszer specifikációja	6
3.	Az eljárás működése	8
-	3.2. A periodikusság kihasználása	
-	3.3. Jelmodell felállítása	11
-	3.4. Megfigyelő tervezése	
-	3.5. Adaptív Fourier-analízis	
-	3.6. Zajelnyomó tervezése	
-	3.6.1. Zajelnyomás egy csatornára	
-	3.6.2. Zajelnyomas több csatornara	
-	 3.6.3. Konvergenciasedesseg novelese	
-	5.7. Atviteli kalaktelisztika merese	20
4.	Hardver ismertetése	
2	4.1. Szenzorok	
2	4.1.1. Hall-effektus	
4	4.1.2. Szenzorkínálat	
4	4.2. A szenzorokat tartalmazó erősítő áramkör működése	
4	4.3. Tekercsek méretezése	
	4.3.1. Mechanikai méretek	
	4.3.2. Elektromos paraméterek	
	4.3.3. Kapott paraméterek	
4	4.4. Jelfeldolgozo egyseg	
2	4.5. Kelerenciajel eloanitasa	
5.	Az algoritmus implementálása	
6.	Mérési eredmények	
7.	Összefoglalás, kitekintés	43
8.	Irodalomjegyzék	45
Fü	iggelék A	46
Fü	iggelék B	49
₽#	errolály C	E 0
гu	Iggelek U	
Fü	iggelék D	51

1. Bevezetés

Az emberek egészségének és életének megóvása mellett fontos szemponttá válik manapság, hogy a gépek, berendezések stabil működése is biztosított legyen. Erre vonatkozólag egyre több szabványt adnak ki, és egyre több országban döntenek úgy a kormányok, hogy ezeknek a szabványoknak a betartását kötelezővé teszik. Egy ilyen irányú törekvés az elektromágneses összeférhetőség is. Az ezzel kapcsolatos teendőket és elvárásokat is szabványba foglalták, melynek száma EN 50081-1 és EN 50082-1. Ezeket a nemzetközi előírásokat a magyar szabványügyi társulat az itthon szokásos MSZ jelöléssel teljes egészében átvette. A szabvány megléte után 1999. szeptember 9-én lépett hatályba a gazdasági és a közlekedési, hírközlési és vízügyi miniszter 31/1999. (VI.11.) GM-KHVM számú együttes rendelete [7],[10] (rendelet) az elektromágneses összeférhetőségről. E rendelet kiadása része az EU-val való jogharmonizációs folyamatnak. A rendelettel a 89/336/EEC számú EU irányelv hazai bevezetése történt meg. Ebből is látszik az a törekvés, hogy a rengeteg elektronikus eszközzel járó megnövekedett elektromos és mágneses tér hatását újra a természetes szint közelébe szorítsuk vissza.

Képet kapunk a mágneses tér mértékéről, ha megnézzük, milyen vizsgálatokat ír elő erre vonatkozóan a fent említett szabvány. Alapvetően a mágnesességgel kapcsolatban kétfajta mérést említhetünk, először is a hálózati frekvencián (50 Hz vagy 60 Hz, országfüggő) történik egy méréssorozat, másrészt pedig, egy nagyobb térerősségű impulzus segítségével. Az elsőként említett eljárás során mérést végeznek 1-3-10-30-100 A/m-es térerősségen. Ezeket a tereket huzamosabb ideig fenttartják, és vizsgálják a berendezés működését. A második esetben nagyobb térerősségű 100-300-1000 A/m-es impulzusokat bocsátanak ki, a szabványban megadott kitöltési tényezővel és frekvencián. Mindkét esetben azt várják, hogy hibátlan működést produkáljon a vizsgált eszköz. Ezek a számok nem mondanak semmit, amíg nincs mihez viszonyítani. Nehezen eldönthető, hogy ezek az értékek mennyire kicsik vagy nagyok. A Föld mágneses terének erősségéről azonban mindenkinek van fogalma. Már az általános iskolában ismert, hogy ennek köszönhető az iránytű működése, de térereje nem elég ahhoz, hogy egy nagyobb mágnesrudat elfordítson. Már kevésbé ismert adat a pontos számszerű érték, mely 0.5 Gauss környékén van. Természetesen ez sem egy állandó érték, függ a tengerszint

feletti magasságtól, a szélességi körtől, a talaj összetételétől és sok egyéb más dologtól is. Ennek ellenére jó viszonyítási alap. Ezek után már csak azt kell meghatározni, hogy a fent említett értékek hány "Gaussnak" felelnek meg. A $B=\mu_0$ *H ($\mu_0=1.257*10^{-6}$ Vs/Am) összefüggés segítségével ez megtehető. Ez alapján azt kapjuk, hogy a hálózati frekvencián történő mérések 0,012 Gauss – 1.25 Gauss, míg az impulzusszerűek 1.25 Gauss – 12.5 Gauss intervallumba esnek. A mérések kialakítása azért történt így, mert hasonló hatások érhetik az embert és a gépeket is mindennapi használat során. Azt mindenki döntse el maga, hogy a saját egészsége szempontjából megengedhető-e a Föld mágneses terét 10-15-ször meghaladó térerősség, de az biztos, hogy ezek az értékek méréstechnikai szempontból még mindig nagyon alacsonyak.

Ennek ellenére felmerülnek olyan esetek, ahol ez az érték sem megengedett. Ezek az igények nem a mindennapokban merülnek fel, hanem a nagy pontosságot igénylő kísérletek esetén. Ilyen esetekben azonban valahogy meg kell szüntetni a mágneses hatásokat. Mint minden zavarszűrésnek, a mágneses tér kizárásának is a legkézenfekvőbb módja az árnyékolás. Ezen belül az irodalom megkülönbözteti a passzív és az aktív árnyékolási technológiákat. Passzív árnyékolásról beszélünk, ha az eszköz, amely az árnyékolást végzi, nem vesz fel plusz teljesítményt, és nem igényel semmiféle energiát. Ez, az esetek nagy többségében (villamos árnyékolás esetén) azt jelenti, hogy valamely vezető anyagból készült hálóval, lemezzel, köpennyel körbevesszük az árnyékolandó rendszert, a védőburkot leföldeljük és így megóvtuk a rendszerünket a káros külső hatásoktól. A másik típus az aktív árnyékolás. Ebben az esetben az árnyékoló rendszer plusz energia befektetését igényelheti. Működési elve általában az, hogy a zavarral ellentétes fázisú jelet állít elő, így a zavar és az általunk előállított jel összege nullát ad. Az akusztikus zajok esetén már széles körben alkalmazott az aktív zajcsökkentés. Ilyen rendszerek működnek repülőgépek utasfülkéiben. Ebben az esetben a hajtóművek által generált nagymértékű hanghatásokat csökkentik le ezzel a módszerrel. Az aktív módszerek akkor kapnak létjogosultságot, ha a passzív árnyékolás valamely okból nem megoldható. Mágneses esetben erről van szó. Ugyanis míg az elektromos tér esetén, ha körbeveszzük egy elég sűrű ráccsal a rendszert, akkor szinte teljesen elszigetelhető a külső elektromos hatásoktól, addig a mágneses árnyékolás passzív módon csak úgy oldható meg, ha valamilyen mágnesezhető anyagból készült teljesen zárt dobozba tesszük. A teljesen zárt doboz annyira szigorúan értendő, hogy nem képezhető a doboz falára akkora nyílás sem, amin keresztül csak egy vékony vezeték fér át. Ez azonban nem megfelelő megoldás, hiszen azt szeretnénk, hogy a teljesen leárnyékolt eszközből valamilyen úton kinyerhessük az információt, és mi is tudjunk információt közölni vele. Ilyen információ például a mérés indítása és leállítása is.

Mivel mágneses árnyékolást szerettem volna megvalósítani, csak az aktív eljárás jöhetett szóba. Ennek segítségével elérhető, hogy ha nem is nullára, de elég alacsony szintre szorítsuk a mágneses térerősséget.

A mágneses terek árnyékolása rendkívül meghatározó eleme a fotoelektron spektroszkópiának. Ennél az eljárásnál ugyanis a mágneses tér hatására felhasad a spektrum, és plusz spektrumvonalak jelennek meg. Az eljárást kis terek is képesek befolyásolni, ez indokolja a mágneses terek nagymértékű elnyomását. Erről bővebben olvasható [13]-ban és [14]-ben. Mindkét irodalom javaslatot is ad az árnyékolásra. Ők is kétféle eljárást említenek: az egyik az aktív, tekercsek segítségével, a másik a passzív, ferromágneses anyaggal való körbezárás. Az általam is felhozott indokok miatt mind a ketten az első megoldás megvalósítását javasolják, és felvetik a négyzet felületű tekercs lehetőségét is. A [13]-ben a kitűzött cél az indukció 10⁻⁴ T alá szorítása.

A dolgozatban gyakran előforduló mértékegységekről és jelölésekről ad tájékoztatást a következő néhány összefüggés:

H=Mágneses térerősség [A/m] *B*=Mágneses indukció [Tesla:T] $B=\mu_0*H$ $\mu_0=1.257*10^{-6}$ Vs/Am 1 T=10000 Gauss=1 Vs/m² 1 A/m=0.013 Oersted

Ez úton szeretném megköszönni dr. Sujbert Lászlónak az eszköz elkészítése és a dolgozat írása közben nyújtott segítségét és tanácsait. Köszönet illeti meg Dudás Józsefet és Baur Györgyöt, akik a tekercsek elkészítésében szakmai tanácsokkal és szerszámokkal támogattak. Végül de nem utolsó sorban szeretném megköszönni Bajnok Józsefnek, aki a tekercselő szerkezet elkészítésében segített.

2. A rendszer specifikációja.



2.1. ábra Megépítendő rendszer blokkvázlata

A rendszer, melyet meg szerettünk volna alkotni, a 2.1-es ábrán látható. A működés lényege, hogy a szenzor méri a "B" mágneses indukciót, egy "A" feszültségerősítő segítségével a DSP számára feldolgozható nagyságúra növeljük a szenzorok jelét, a DSP előállítja az ellentétes fázisú jelet, melyet a 'P' teljesítményerősítő segitségével eljuttatunk a beavatkozó tekercshez. A tekercsekben létrejön a "B" mágneses indukció, mely ellentétes irányú és ugyanakkora nagyságú, mint a "B" indukció. A térben ezek a vektorok összeadódnak, így kioltják egymást.

Hall-effektuson alapuló érzékelőket alkalmazunk, hogy az egyes szenzorok csak a rájuk merőleges komponenst érzékeljék. A szenzoroknak a bevezetőben említett okok miatt a Föld mágneses terével összevethető nagyságú jelek mérését kell megoldaniuk, azaz körülbelül 2 Gauss és ennél kisebb indukciók mérése a cél. A tér mind a három komponensét szeretnénk kioltani, ezért 3 szenzor szükséges. A kis jelek miatt az erősítés elkerülhetetlen, de mivel az eszköz egyébként is sok erőforrást igényel, ezért ezek táplálását egy 9 V-os elem segítségével szeretnénk megoldani, ezzel növelve az érzékelő egység mobilitását és csökkentve az erőforrásigényt.

Az egész erősítő és érzékelő áramkört úgy terveztük megoldani, hogy leválasztható legyen a rendszertől, és külön is működőképes egységet alkosson, az erősítést

változtathatóvá téve pedig nagyobb intervalumban képes legyen a mágneses terek érzékelésére.

A 3 csatorna miatt több-bemenetű, és -kimenetű jelfeldolgozó egységre volt szükség. A tanszéken kifejlesztettek egy 8 csatornás jelfeldolgozó rendszert [11], így ennek felhasználása adekvált. Ez a rendszer egy AD 21061-es Analog Devices DSP [4] köré épül, így a processzorválasztás adódott. Teljesítményerősítőnek szintén a tanszéken található erősítőt szerettük volna használni. Ez az eszköz audio alkalmazásokhoz készült, így sajnos nem képes 20 Hz alatti jeleket kiadni. Ennek megfelelően az eszköz sem lesz képes a DC komponens elnyomására. A tekercsekből szintén három darab kell, hogy a tér minden irányában tudjuk a zajt csillapítani. A csillapított térnek geometriai méreteit tekintve akkorának kell lennie, hogy oda behelyezhető legyen a mágneses hatásokra érzékeny kísérleti eszköz. Mivel a tér homogenitása a tekercsek középontjában a legjobb, így a csillapítás is várhatóan ott lesz a legtökéletesebb. Tehát a tekercseknek akkorának kell lenniük, hogy beleférjen egy kísérleti összeállítás. Mivel nagy átmérőjű kör alakú keretek elkészítése nem állt módunkban, így a tekercseket négyzet alakú tartószerkezetre készítjük el.

3. Az eljárás működése

A dolgozat során aktív zajelnyomó rendszer kerül bemutatásra, melynek működési elve, hogy az elnyomni kívánt zajhoz egy ellentétes előjelű zajt ad hozzá. A rendszer digitális jelfeldolgozó processzort igényel, a jelentős számítási igény kiszolgálására. Ezért az egész rendszer mintavételezett és kvantált jelekkel dolgozik. Éppen ezért az analóg világ és a megvalósított rendszer között eltérések adódhatnak, de ezek a modellezésből, mintavételezésből, kvantálásból adódó hibák elhanyagolható mértékűek, erre a problémára nem térek ki dolgozatomban. Az elhanyagolás jogosságát igazolta a működő rendszer.

3.1. A probléma megfogalmazása

Az elvégzendő feladat megértése érdekében tekintsük a 3.1 ábrát.



3.1. ábra Aktív zajelnyomó rendszer

Az ábrán szereplő jelek a következők:

- $\mathbf{x}_n \in \mathbf{C}^K$ Referenciajel, amely az elnyomandó jellel kapcsolatos információt hordozza; (K elemű komplex értékeket tartalmazó sorvektor)
- $\mathbf{u}_n \in \mathbf{C}^L$ Az elnyomandó jel; (L elemű komplex értékeket tartalmazó sorvektor)
- y_n ∈ C^M a zajelnyomó struktúra kimenő jele; (M elemű komplex értékeket tartalmazó sorvektor)
- $\mathbf{A}(z) \in \left[\frac{N(z)}{D(z)}\right]^{L \times M}$ átviteli függvény mátrix, melynek minden eleme z-ben racionális

törtfüggvényként modellezhető;

• **s**_n=**u**_n-**A**(z) **y**_n különbségi jel, vagy hibajel;

• "F" magát a zajelnyomó struktúrát jelöli;

Az ábrán egy általános aktív zajelnyomó rendszer modellje látható. A zajelnyomó eljárás célja, hogy valamely költségfüggvényre nézve minimalizálja a hibajelet. A feladatot ezek után megfogalmazva:

• Minimalizáljuk a $C(\mathbf{e}_n)$ -t, ha ismert $\mathbf{A}(z)$, \mathbf{x}_n és \mathbf{u}_n .

Ahol $C(\mathbf{e}_n)$ a költségfüggvény.

A fentiekben vázolt rendszer egy szabályozási körként működik, ezért a feladatot megfogalmazhatjuk úgy is, hogy keresendő a megfelelő struktúra és a hozzá tartozó paraméterkészlet. Az általam választott struktúra egy előrecsatolt (feedforward) struktúra (3.2 ábra.), ahol H(z) az adaptív szűrő, mely a kimeneti jel alapján, valamely eljárás segítségével a kívánt szűrő karakterisztikáját állítja elő. $A_1(z)$ és $A_2(z)$ a rendszer átviteli karakterisztikája.



3.2. ábra Feedforward struktúra

Ez a struktúra megkapja közvetlenül a referencia jelet az adaptív szűrő bemenetén, és bár a valóságban nem mindig az ábrának megfelelő kapcsolat áll fenn a referenciajel és az elnyomandó jel között, de ez magának a struktúrának mint modellnek a működését nem befolyásolja. Általában ugyanis a referenciajel egy külön forrásból származik, és korrelált az elnyomandó jellel. Jobb eredményeket érhetünk el, ha a referenciajel nem terhelt szélessávú zajjal. Ennek a struktúrának nagy előnye, hogy elvileg képes 0 hibajel előállítására, hiszen a rendszer egy becslést ad a következő mintára.

3.2. A periodikusság kihasználása

Miután ismerjük a struktúra vázlatát, kihasználhatjuk az elnyomandó jelek periodikuságából származó előnyöket. Mint ismert, bármely periodikus jel reprezentálható komplex exponenciálisok lineáris kombinációjaként. (3.1) Ez ismert mint Fourier-reprezentáció.

$$x_{n} = \sum_{k=-L}^{L} X_{k} c_{k,n}$$
(3.1)

ahol:

$$c_{k,n} = e^{j2\pi f_1 k n}; k = -L..L$$
(3.2)

 f_1 az alapharmonikus frekvenciája. A dolgozatban diszkrét esetet vizsgálok, (DSP-vel való feldolgozás miatt) ezért 0<f<1 relatív frekvencia szerepel minden előfordulásnál.

A jelek sávkorlátozottsága miatt (amely a mintavételezés miatt mindig igaz):

$$Lf_{l} < 0.5 < (L+1)f_{l}$$
 (3.3)

A 3/2 –es ábrán látható jelekre a következő sorfejtés áll fenn:

$$\mathbf{x}_{n} = \sum_{k=-L}^{L} \mathbf{X}_{k} c_{k,n}$$
(3.4)

$$\mathbf{d}_{n} = \sum_{k=-L}^{L} \mathbf{D}_{k} c_{k,n}$$
(3.5)

$$\mathbf{y}_n = \sum_{k=-L}^{L} \mathbf{Y}_k \, \boldsymbol{c}_{k,n} \tag{3.6}$$

$$\mathbf{e}_{n} = \sum_{k=-L}^{L} \mathbf{E}_{k} c_{k,n}$$
(3.7)

Komplex exponenciális bemenőjel esetén az A(z) átviteli függvény mátrix egy komplex elemű mátrixszal reprezentálható. Ez a felbontás számunkra azért jelent előnyt, mert ismert tény, hogy a periodikus jelek komponensenként kiolthatók. Azaz egy adott felharmonikus kioltható egy vele azonos frekvenciájú jel segítségével. Tehát, ha az elnyomandó jel komponensenként megegyezik az általunk generált jellel, (3.8) akkor a kimeneten a hibajel 0 lesz.

$$\mathbf{d}_{k} = \mathbf{A}_{k} \mathbf{y}_{k}; \ k = -L..L \tag{3.8}$$

Periodikus esetre tehát a zajelnyomás nem más, mint a fenti (3.8) egyenlet megoldásait megtalálni. Azaz keresett y_k

$$\mathbf{y}_{k} = \mathbf{A}_{k}^{\#} \mathbf{d}_{k}, \quad k = -L..L \tag{3.9}$$

Ebben az esetben # pszeudoinverzet jelent. Természetesen, ha \mathbf{y}_k és \mathbf{d}_k dimenziója megegyezik, akkor a hagyományos inverz használható. Ez azt az esetet takarja, amikor a beavatkozók és az érzékelők száma azonos. Ha a bemenőjel amplitúdója fázisa és frekvenciája nem változik, akkor a 0 hiba megcélozható. A valóságban természetesen ez nem valósul meg, a zajelnyomás akkor sikeres, ha a rendszer elég gyorsan képes követni ezen paraméterek változását. A követési hiba annál kisebb, minél gyorsabb a rendszer, ezért a gyakorlatban fontos paraméter a rendszer konvergenciasebessége.

3.3. Jelmodell felállítása

A fentiek alapján felállítható periodikus jelekre a koncepcionális jelmodell.(3.3 ábra) Ugyanis a fent megmutatott módon, a periodikus jelek komponensekre bonthatóak, és állandósult állapotban frekvenciájuk és amplitúdójuk állandónak tekinthető.



3.3. ábra koncepcionális jelmodell rezonátorokkal

Elég kézenfekvő megoldásnak tűnik úgy képzelni a bemenő jelet, hogy minden egyes frekvencián, ahol a bejövő jel komponenst tartalmaz, működik egy rezonátor, amelyik előállítja a megfelelő amplitúdójú és fázisú komponenst. Ezen komponensek összegeként áll elő a bejövő jel. A modellben szereplő minden egyes csatorna olyan lineáris rendszer, amelynek egyetlen pólusa van az egységkörön, z_{i.}

ahol :

$$z_{i} = \frac{c_{i,n+1}}{c_{i,n}} = e^{j2\pi f_{i}}; i = 1..N$$
(3.10)

3.4. Megfigyelő tervezése

A következő lépés a megfigyelő tervezése a jelmodellhez. Ha ugyanis kialakítottuk a jelmodellhez a megfigyelőt, és az megfelelően működik, akkor a megfigyelő állapotváltozóiban előáll az elnyomandó jel komponensekre bontva. Általánosságban a megfigyelők szerkezete a 3.4-es ábrán látható.



3.4. ábra Megfigyelők szerkezete

A megfigyelt rendszer állapotváltozós leírása:

$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_n$	(3.10)
$\mathbf{y}_n = \mathbf{C}\mathbf{x}_n$	(3.11)
A megfigyelőé:	
$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{G}\mathbf{y}_n$	(3.12)
$\hat{\mathbf{y}}_n = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}_n$	(3.13)
Állan dágult állan ath an	

Állandósult állapotban:

$$\hat{\mathbf{x}}_n = \mathbf{x}_n \tag{3.14}$$

Felhasználva az állapotegyenleteket,(3.10, 3.11, 3.12, 3.13) a következő összefüggést kaphatjuk meg:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} - \mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}_n + (\mathbf{G}\mathbf{C} - \mathbf{A})\mathbf{x}_n$$
(3.15)

Felhasználva (3.14)-et

$$\mathbf{F}=\mathbf{A}-\mathbf{G}\mathbf{C} \tag{3.16}$$

Innen megkapjuk a megfigyelőnk állapotváltozóira vonatkozó rekurzív formulát.

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+l} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{G}[\mathbf{y}_n - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}_n]$$
(3.17)

A megfigyelő tervezése a **G** mátrix (egy kimenet-egy bemenet esetén vektor) meghatározását jelenti **F** függvényében. **F** struktúra tetszőleges lehet, de a (3.17) egyenlettel adott esetben a megfigyelt rendszer struktúrája (**A**) beépül a megfigyelőbe, és **G** egy állapotvisszacsatolási probléma megoldásaként adódik. Esetünkben a koncepcionális jelmodell alapján adódó mátrixok a következők:

$$\mathbf{A} = \left\langle \mathbf{z}_i \right\rangle \tag{3.18}$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{c}^{\mathrm{T}} = [1, 1, \dots 1] \tag{3.19}$$

Az előírt karakterisztikus polinom legyen: $\mathbf{D}(\lambda)$ amelynek vezető együtthatója 1. Keresett:

$$\mathbf{G} = \mathbf{g} : \det(\lambda \mathbf{E} - (\mathbf{A} - \mathbf{g}\mathbf{c}^{\mathrm{T}})) = \mathbf{D}(\lambda)$$
(3.20)

A pólusok és a sajátértékek egyenlők a rendszerben. Továbbá, ha a 3.5 ábrán látható megfigyelőre olyan megkötést teszünk, hogy a pólusok az egységkörön egyenletesen helyezkedjenek el, g_i -re a (3.21)-es összefüggést kapjuk. Ez illeszkedik az általunk kitűzött feladathoz, ahol egy adott frekvenciát és annak felharmonikusait szeretnénk elnyomni.

$$g_i = \frac{1}{N} z_i \tag{3.21}$$



3.5. ábra A megfigyelő strúktúrája

A megfigyelő struktúra bemutatásához hozzátartozik az átviteli függvény felírása is. Egy csatorna átvitele:

$$Q_i = \frac{g_i}{z - z_i} \tag{3.22}$$

A zárt hurok átvitele a bemenettől a visszacsatolt jelig:

$$P(z) = \frac{\hat{Y}(z)}{Y(z)} = \frac{\sum_{i=1}^{N} Q_i(z)}{1 + \sum_{i=1}^{N} Q_i(z)}$$
(3.22)

Amely a már említett megkötés mellett, hogy a pólusok az egységkörön egyenletesen helyezkednek el. ($z_i = \sqrt[N]{1}$)

$$P(z) = z^{-N} \tag{3.23}$$

Ami azt fejezi ki, hogy a rendszernek N ütem késleltetése van, ahogy ennek a DFT transzformálás esetében lennie kell. Zárt hurokban felírható a hibajelre vonatkozó átviteli függvény is.

$$E(z) = 1 - P(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^{N} Q_i(z)}$$
(3.24)

Tehát a hibajel átviteli függvényének a rezonátor pozíciókban zérusa van, másképpen megfogalmazva, a hibajel egy fésűszűrőt valósít meg, melynek leszívásai a koncepcionális jelmodell frekvenciáin helyezkednek el. (3.6 ábra)

Egy csatorna átvitele szintén jól jellemzi a rendszert. (3.7 ábra)



3.6. ábra A hibajelre vonatkozó átviteli függvény

3.7. ábra Egy rezonátor átviteli függvénye

3.5. Adaptív Fourier-analízis

Az előző pontban bemutatott struktúra, a feladat egy jó megoldása arra az esetre, ha az elnyomandó jel komponenseinek paraméterei nem változnak, ha azonban a megfigyelő rezonátorainak frekvenciája eltér a bejövő jel komponenseinek frekvenciájától, a becslő torzított lesz. DFT esetén, azaz, ha a pólusok az egységkörön egyenletesen vannak, ez a torzítás a jól ismert "picket fence" jelenség, illetve a "leakage". A frekvencia kismértékű változásaira ad megfelelő megoldást az adaptív Fourier-analízis (későbbiekben: AFA). A különbség a már ismert rezonátorstruktúra és az AFA között az, hogy az első esetben egy előre beállított frekvenciakészletünk van, míg az AFA esetén a rezonátorok frekvenciáját a mindenkori bemenő jel komponenseinek frekvenciájára hangolja az eljárás.

A jelmodell ebben az esetben:

$$y_n = \mathbf{c}_n^T \mathbf{x}_n \tag{3.26}$$

ahol:

$$c_{k,n} = e^{j\frac{2\pi}{N}kn}; k = -L.L; N = 2L+1$$
 (3.27)

Ebben az esetben az alapharmonikus $f_1=2\pi/N$.

Az állapotegyenlet következőképpen írható:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} = \hat{\mathbf{x}}_n + \frac{1}{N} \overline{\mathbf{c}}_n \{ \mathbf{y}_n - \mathbf{c}_n^T \hat{\mathbf{x}}_n \}$$

$$\hat{\mathbf{y}}_n = \mathbf{c}_n^T \hat{\mathbf{x}}_n$$
(3.28)
(3.29)

Az egyes csatornák működése úgy jellemezhető, hogy a hibajelet a vonatkozó $c_{k,n}$ függvény konjugáltja zérus frekvenciára keveri, majd integrálás után a $c_{k,n}$ függvény vissza az eredeti frekvenciára. Amennyiben a keverés eredménye valóban nulla frekvenciájú jel, akkor a megfigyelő illeszkedik a jelmodellhez, az állapotváltozók értékét nem kell megváltoztatni. Ha a bemenőjel frekvenciája eltér, akkor a keverés után a frekvencia nem zérus lesz. Az állapotváltozó pedig, állandósult állapotban, egy forgó komplex vektor, és a forgás sebessége arányos a frekvencia eltérés mértékével. Így ennek ismeretében a rezonátorok hangolhatóak:

$$f_{1,n+1} = f_{1,n} + \frac{1}{2\pi N} angle(\hat{x}_{1,n+1}, \hat{x}_{1,n})$$
(3.30)

ahol x az alapharmonikushoz tartozó állapotváltozó, "*angle*" pedig két komplex szám szögét adja meg. (3.27) és (3.30) ismeretében megadható \mathbf{c}_{n+1} .

$$\mathbf{c}_{k,n+1} = \mathbf{c}_{k,n} \, e^{j \, 2 \, \pi f_{1,n+1} k} \tag{3.31}$$

Ha rezonátorokat mindig a módosított $\mathbf{c}_{k,n}$ értékekkel működtetjük, és a frekvencia megváltozása kis mértékű, akkor a rendszer kellően gyors lesz.

3.6. Zajelnyomó tervezése

3.6.1. Zajelnyomás egy csatornára

Az előző fejezetben ismertetésre került a rezonátoros struktúra és annak adaptív változata. A 3.5. ábrán látható megfigyelő, periodikus jelek esetén, állandósult állapotban (3.14) nulla hibajelet állít elő. Ezt úgy is interpretálhatjuk, hogy elnyomja a bejövő jelet. Tehát a struktúra kimenetével vezérelve a beavatkozókat a szenzorokon keresztül záródik a szabályozó hurok, és az érzékelőkön a hibajel jelenik meg. A visszacsatoló hurok ezzel előállt, de fizikai közegben az összeadás valósul meg, nem a különbségképzés, ezért a kimeneten -1-gyel való szorzás szükséges. Ezen kiegészítések mellett elvileg előállt a zajelnyomó struktúra.

A gyakorlatban azonban nem ilyen tisztán megvalósítható az eljárás, mivel ott a struktúra által előállított beavatkozó jel a fizikai rendszeren csatolódik vissza, így megszorzódik a fizikai rendszer átvitelifüggvényével is. (3.8. ábra) Tehát, ha zajelnyomást szeretnénk elérni, akkor olyan jelet kell előállítani, amely a fizikai rendszer átvitelével megszorzódva azonos amplitúdójú, de ellentétes előjelű lesz a zajjal.



3.8 ábra Zajelnyomó hurok blokkvázlata

A hurokban szereplő A(z) fizikai rendszer átviteli függvénye tetszőleges lehet, ezért olyan struktúrát kell választanunk, amely képes megoldani a zajelnyomást bármilyen A(z)esetén. Ez nem jelent mást, mint a rezonátorstruktúra paramétereinek megfelelő megválasztását. Természetesen zajelnyomásról is csak akkor beszélhetünk, ha a zaj frekvenciáján működnek a rezonátorok. Az AFA alkalmas erre a feladatra, de a felhasználásának módja már nem egyértelmű. Használható az AFA önmagában, bemenetére közvetlen módon az elnyomni kívánt zajt téve, de ha rendelkezésünkre áll egy referenciajel, akkor jelentős sebességnövekedést érhetünk el azzal a módszerrel, hogy az AFA bemenetére a referenciajelet kötjük, míg egy másik rezonátorstruktúra bemenetére az elnyomni kívánt zajt. A két struktúra között az teremt kapcsolatot, hogy a zajt megkapó rezonátorstruktúra rezonátorait az AFA által a referenciajelből kiszámolt együtthatók segítségével működtetjük. Így az AFA beállása jobban kézbentartható, és gyorsabb is, mintha a zajt kapná a bemenetén. Mivel az együtthatók pontosabbak, és értékük gyorsabban követi a változásokat, a teljes struktúra is nagyobb konvergenciasebességgel rendelkezik.

Stabilitási problémák elkerülése érdekében minden rezonátor kimenetén szorozni kell egy w_i komplex szorzóval, valamint használni szoktak a kimeneten egy (α) konstanssal való szorzást, mely a hurokerősítést szabályozza. Ennek értékét elég kicsire választva a rendszer stabilizálható, ha a (3.32) fennáll. Ennek bizonyítása megtalálható [1] 3.2-es fejezetében.

$$\frac{-\pi}{2} < \operatorname{arc}(\mathbf{A}(w_i)) + \operatorname{arc}(w_i) < \frac{\pi}{2}; \quad i = 1..N$$
(3.32)

ahol arc(wi) az i-edik rezonátor kimenetén alkalmazott szorzó.

w_i-ket úgy választva, hogy azok realizálják 1/A(z)-t, amire elvileg megvan a lehetőség, hiszen a rezonátorok számlálói bármilyen konstanssal szorozhatóak, a (3.32) feltétel biztosan teljesül. Probléma azonban, hogy nem minden esetben realizálható 1/A(z). De ha A(z) kellően sok pontban ismert, és az adott pontokban számolható az inverze, akkor a legközelebbi mért pontból számolt w_i-t választva paraméternek, a rendszerünk stabilitása biztosított lesz. Ez tulajdonképpen az átviteli karakterisztika egy frekvenciatartománybeli mintavételezését jelenti.

3.6.2. Zajelnyomás több csatornára

Többcsatornás esetre, kiindulva a 3.8-as ábrából, de ezúttal a vektorokat mátrixoknak feltételezve, a következő átviteli függvény adódik

$$\mathbf{F}(z) = \mathbf{A}(z) \sum_{i=1}^{N} \mathbf{R}_{i} Q_{i}'(z)$$
(3.33)

ahol \mathbf{R}_i a hibajelvektort a rezonátorok bemeneteire csatoló mátrix. Kihasználva, hogy

$$\mathbf{R}_{i} = \boldsymbol{\alpha} \mathbf{W}_{i}; \quad \mathbf{W}_{i} \in \mathbf{C}^{M \times L}$$
(3.34)

 $F(\omega)$ -ra 3.35-ös egyenlet adódik.

$$\mathbf{F}(z) = \alpha \mathbf{A}(z) \sum_{i=1}^{N} \mathbf{W}_{i} Q_{i}'(z)$$
(3.35)

A stabilitás feltétele, hogy

$$\lambda_{l}(\omega) = \lambda_{l}(\alpha \mathbf{A}(\omega) \sum_{i=1}^{N} \mathbf{W}_{i} \mathbf{Q}_{i}'(\omega)); \ l = 1..L$$
(3.36)

sajátértékek közül egyik sem öleli körül a -1pontot. (Nyquist-kritérium)

Az [1]-ben található levezetés alapján ez ekvivalens a 3.37-tel.

$$-\pi/2 < \operatorname{arc}(\lambda_{l,i}) < \pi/2$$

$$\lambda_{l,i} = \lambda_l (\mathbf{A}(\omega_i) \mathbf{W}_i); l = 1..L, \ i = 1..N$$
(3.37)

Azaz a sajátérték valós része legyen pozitív. A rezonátoros zajelnyomó rendszer esetén tehát meg kell határozni \mathbf{W}_i -t, úgy, hogy a fenti stabilitási feltétel kielégüljön. Amennyiben M=L, azaz a kimenetek és a bemenetek száma megegyezik, a feladat megoldhatósága nem kétséges. Ha M>L, azaz a kimenetek száma nagyobb, mint a bemenetek száma, a feladat szintén megoldható, mivel rank($\mathbf{A}(\omega_i)$)=rank(\mathbf{W}_i)=L. A gyakorlati szempontból fontos M>L esetben is megoldható, de ennek bizonyítása nem triviális. Lásd [1].

Az egycsatornás esethez hasonlóan a paraméter megválasztásának jó módszere a 3.38-as összefüggés.

$$\mathbf{W}_{i} = \mathbf{A}^{\#}(\boldsymbol{\omega}_{i}); \ i = 1..N$$
(3.38)

()[#]-a pszeudoinverz képzést jelenti.

1. M=L esetén, azaz ha a beavatkozók és az érzékelők száma megegyezik

$$\mathbf{W}_{i} = \mathbf{A}^{-1}(w_{i}); \ i = 1..N$$
 (3.39)

A pszeudoinverz normál inverzképzéssé alakul.

2. M>L esetén, a rendszerben több beavatkozó van, mint érzékelő.

$$\mathbf{A}(\boldsymbol{\omega}_i)\mathbf{W}_i = \mathbf{A}(\boldsymbol{\omega}_i)\mathbf{A}^{\#}(\boldsymbol{\omega}_i) = \mathbf{I}_M;$$
(3.40)

3. M<L esetén, kevesebb beavatkozó, mint érzékelő

$$\mathbf{A}(\boldsymbol{\omega}_{i})\mathbf{W}_{i} = \mathbf{A}(\boldsymbol{\omega}_{i})\mathbf{A}^{\#}(\boldsymbol{\omega}_{i}) = \mathbf{P}_{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M} & \\ & \mathbf{0}_{L-M} \end{bmatrix} \mathbf{V}^{H}; \qquad (3.41)$$

3.6.3. Konvergenciasebesség növelése

Alkalmazni szoktak egy harmadik struktúrát is, melynek előnye, hogy az inverz karakterisztikát nem a rezonátorstruktúra számlálója segítségével kell megvalósítani. A három blokkból álló struktúra esetén is az AFA szolgáltatja a $c_{n,k}$ együtthatókat mindkét rezonátorstruktúra számára. De míg az előző, egy rezonátorkészletet tartalmazó esetben az inverz karakterisztika és az integrálás is ugyanazon struktúra feladata volt, addig az új konstrukció segítségével megoldható, hogy az első struktúra átvitele egységnyi lesz, és elvégzi a bejövő jel frekvenciakomponensekre bontását. A második struktúra megkapja közvetlenül az előző rezonátorkészlet állapotváltozóit, és elvégzi az integrálást, és lehetőség van az átviteli függvénnyel való szorzásra az állapotváltozók átadásának pillanatában. Egy ilyen rendszer blokkvázlata látható a 3.9 ábrán.



3.9. ábra Három egységből álló zajelnyomó struktúra

A bemutatott eset kiterjeszthető egycsatornásról többcsatornásra. Ebben az esetben azonban nem elég egy csatorna inverz átviteli karakterisztikájával szorozni, fel kell venni egy átviteli mátrixot, amely tartalmazza az egyes beavatkozók és érzékelők közti átviteli függvényeket, és az állapotváltozók átadása során ennek a mátrixnak az inverzével kell szorozni. Az eljárás azt sem köti meg, hogy a beavatkozóknak és az érzékelőknek azonos számban kell jelen lenni a rendszerben. Ebben az esetben az átviteli mátrix nem lesz kvadratikus, így az inverzképzést a pszeudoinverz veszi át (lásd fentebb).

Abban a speciális esetben, amikor az érzékelők és a nem saját beavatkozójuk közötti átviteli függvény 0, és a beavatkozók száma (L) megegyezik az érzékelők számával, az inverzmátrix diagonális lesz, azaz a feladat szétesik L db független rendszerre, ahol az egyes rendszerek egycsatornásnak tekinthetőek, és a stabil működéshez elég az adott csatorna átviteli

függvényének inverzével szorozni. Ilyen eset például a mágneses térek kioltása is. Mágneses terek esetén a szenzorok (esetünkben Hall-szondák) csak a rájuk merőleges komponensét érzékelik a térnek. Tehát egy pontban a mágneses tér ismeretéhez 3 db szenzor szükséges. Ezért tekinthetjük a három érzékelőt tartalmazó rendszert többcsatornásnak, de függetleneknek, vagy egycsatornásnak, ahol az "érzékelő" 3 db szenzorból áll. Talán ez a második megközelítés jogosabb, hiszen a tér egy pontjában a mágneses térről csak akkor van pontos információnk, ha mindhárom irányú komponenst ismerjük. Ha nagyobb térfogatú egységben szeretnénk a mágneses teret csökkenteni, akkor több ilyen szenzorhármast kell elhelyeznünk, és ez esetben valóban többcsatornás rendszert kapunk, melynek stabilitásához már ismerni kell az átviteli mátrix minden elemét, hiszen ezek nem lesznek függetlenek. Ez is azt a megközelítést teszi indokolttá, hogy a három szenzort egy egységnek tekintsük.

3.7. Átviteli karakterisztika mérése

Az eljárás stabilitásának feltételei nagyban függenek a fizikai rendszer átviteli karakterisztikájától. Lehetőség van ennek megoldására a fizikai rendszer inverz átviteli függvényének ismeretében. Általában azonban A(z) nem ismert és pontos identifikálása sem lehetséges, mivel a véges impulzusválasz nem garantált, de ha véges az impulzusválasz, akkor is nagy fokszámú polinomok szükségesek az identifikáláshoz, melynek eredményeként jelentős számításigény növekedés várható. Mivel azonban a rendszernek jelentős fázistartaléka van, ezért megengedhető, hogy egy közeli (a tényleges és az alkalmazott pont fáziskülönbsége $<\pi/2$) pontban ismert értékkel számoljunk. Tehát ha az átviteli függvényt ismerjük "elég sok" pontban, akkor az eljárás működőképes lesz.

Az átviteli karakterisztika mérésére több módszer is használható:

- 1. gerjesztés fehér zajjal, kiértékelés FFT segítségével
- 2. Gerjesztés multiszinusszal, kiértékelés FFT -vel
- 3. Adaptív szűrő segítségével, melynek paramétereit általában LMS algoritmus segítségével állítják be

Az 1. módszer kapcsán felmerül az a probléma, hogy azon frekvenciákon, ahol az átviteli függvény értéke kicsi, nem gerjeszti eléggé a rendszert.

A 2. módszerrel ez a probléma nem merül fel, ha a szinuszkészlet megfelelően van összeválogatva. Ám ennek a módszernek a nehézségét éppen az jelenti, hogy a megfelelő gerjesztőjelet kiválasszuk.

A harmadik módszert általában ott alkalmazzák, ahol maga a zajelnyomó struktúra is adaptív elven működik. Ha a szűrő impulzusválasza véges, akkor tulajdonképpen az 1. módszer egy implementációja történik. Általam választott eljárás a 2. típusú, mivel a zajelnyomó struktúra adaptív, ezáltal nem kell előállítanom külön gerjesztő jelet, ezt a feladatot megoldják a rezonátorok. A mérés során egy szinusszal történt a gerjesztés az intermodulációs torzítás elkerülésének érdekében. Az átviteli karakterisztika mérésére a 3.10. ábrán látható elrendezést használtam. Állandósult állapotban a struktúra állapotváltozói a Fourrier-komponensekkel egyeznek meg. Ha a generátor és az analizátor bázisfüggvényei ($c_{k,n}$) az ábrán látható módon megegyeznek, állandósult állapotban $A(z_i)$ értékei kiszámíthatók:

$$\mathbf{A}(\mathbf{z}_i) = \frac{\mathbf{x}_i}{\mathbf{x}_i}; \quad i = 1..N$$
(3.42)

illetve az $\mathbf{x}_i = 1$; i = 1..N beállítással:

$$\mathbf{A}(\mathbf{z}_i) = \hat{\mathbf{x}}_i; \quad i = 1..N \tag{3.43}$$



3.10. ábra Átviteli függvény mérése rezonátoros struktúrával

Az átviteli függvény fázisa ezzel a módszerrel csak $0..2\pi$ tartományban mérhető, de a zajelnyomó eljárás során nincs szükségünk az elvesző információra. Ha $A(z_i)$ kimenete zajmentes, akkor α =1 választással működtethető a struktúra. Zajos kimenet esetén érdemes exponenciális átlagolást alkalmazni. Ennek megvalósítása α megfelelő megválasztásával megtehető. Az átlagolás időállandója:

$$\lambda_{exp} = (1 - \alpha)^{\frac{1}{N}}$$
(3.35)

A bemutatott struktúrával egyszerre nagy számú pontban nem mérhető az átviteli karakterisztika, a felmerülő nagy számítási igény miatt, ezért a rezonátorpozíciókat kell változtatni. A zajos kimenetből származó átlagolás tovább növeli a mérési időt, ezért érdemes egy AC rezonátorpárt és az ofszet kiküszöbölése érdekében egy DC rezonátort alkalmazni a mérés során. Az átviteli karakterisztika *K* pontban való méréséhez, *K*-szor meg kell ismételni az eljárást, minden lépés után áthangolva a rezonátorokat. Az eljárás lassú, de nagy pontosságú mérést tesz lehetővé. Több csatorna esetén egyszerre egy csatornát gerjesztve és a megfelelő számú analizátort működtetve szintén pontos értékeket kapunk.

Az előállított átviteli függvény pontjainak invertálása történhet matematikai segédprogram segítségével (MatLab).

4. Hardver ismertetése

4.1. Szenzorok

A piacon nem túl sok gyártó foglalkozik mágneses tér érzékelésére alkalmas szenzor készítésével, és a legtöbb esetben azokat mint fordulatszám-jeladó árusítják, és mivel ebben az esetben nem fontos a karakterisztika linearitása, nem is fordítanak erre túl nagy figyelmet. Ennek ellenére több gyártónál is találtam a feladat megoldására alkalmas érzékelőket. Kivétel nélkül az összes Hall-effektus alapján működik.

4.1.1. Hall-effektus

A Hall-effektus a mozgó töltéshordozók eltérülése következtében a mozgás irányára merőleges feszültség létrejötte mágneses térben [8], [9]. Oka a jól ismert Lorenz-erőtörvény (4.1.)

$$\mathbf{F} = q(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) \tag{4.1}$$



4.1. ábra

A fellépő V_H a Hall-feszültség:

$$V_H = \frac{IB}{qnt} = R_H \frac{IB}{t}, \qquad (4.2)$$

ahol *I* a mintán átfolyó áram(A), *B* a mágneses indukció (T), *q* az elemi töltés (C), *n* a szabad töltéshordozók száma (m⁻³), *t* a mintadarab vastagsága (m), és

$$R_H \equiv \frac{1}{qn} \tag{4.3}$$

A Hall-együttható (m³/C)

Gyengén adalékolt félvezetőkben a kétféle töltéshordozó jelenléte és eltérő mozgékonysága miatt

$$R_{H} = \frac{1}{q} \frac{p\mu_{p}^{2} - n\mu_{n}^{2}}{(p\mu_{p} + n\mu_{n})^{2}}$$
(4.4)

ahol p és n a lyuk-, illetve elektronkoncentráció, μ_p és μ_n a megfelelő mozgékonyság.

Jól látható, hogy R_H és mintavastagság ismeretében, a mintán állandó nagyságú áramot áthajtva, a mért feszültség egyenes arányosságban lesz a mágneses tér értékével. Ráadásul a feszültség értéke olyan tartományba esik, amely méréstechnikailag nem jelent túl nagy kihívást. Ez az ok, amiért a szenzorgyártók ezt az effektust választják a szenzorok működésének alapjául.

4.1.2. Szenzorkínálat

Néhány gyártó, amely a szenzorait megfelelőnek találtam:

Micronas [2]	http://www.micronas.com
Allegro [3]	www.allegromicro.com
SensorSolution [4]	http://www.sensorsolutionscorp.com/

A fenti gyártók által kínált típusok összehasonlítása:

Típus	Mérési tartomány	Érzékenység
		5 / 6
Micronas	±500 G	5 mv/G
Hall-401,805		
Allegro	±900 G	1,3 mV/G
UGN3503LT		
SensorSolution	±500 G	2.5 mV/G
M12 –AH5		
Allegro	±500 G	5 mV/G
UGN3515		

A választásom az Allegro UGN3515 típusára esett. Érzékenységben ez a legjobb, amit találtam, és ingyen mintában beszerezhető volt a számomra szükséges mennyiség. Néhány adat a szenzorról:

			Limits			
Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Тур.	Max.	Units
Supply Voltage	V _{cc}	Operating	4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I _{cc}	B = 0, V _{CC} = 6 V, I _O = 0	-	7.2	10	mA
Quiescent Voltage Output	V _{oq}	B = 0, I ₀ = 1 mA, T _A = 25°C	2.425	2.500	2.575	V
Output Voltage	V _{OH}	B = +X*, I _o = 1 mA	-	4.7	-	V
	V _{OL}	B = -X*, I _o = -1 mA	-	0.2	-	V
Output Source Current Limit	I _{olm}	B = -X*, V _O = 0	-1.0	-1.5	-	mA
Bandwidth (-3 dB)	BW		-	30	_	kHz
Clock Frequency	f _c		-	170	-	kHz
Output Resistance	r _o	$I_0 \leq -2 \text{ mA}$	-	1.0	-	Ω
Wide-Band Output Noise (rms)	e _o	B = 0, BW = 10 Hz to 10 kHz, $I_0 \le -1$ mA, $C_0 = 100$ pF	-	400	-	μV

ELECTRICAL CHARACTERISTICS over operating temperature range, at V_{cc} = 5 V (unless otherwise noted).

A teljes adatlap: [3]

4.2. A szenzorokat tartalmazó erősítő áramkör működése

A szenzorok 5 V-os tápfeszültséget igényelnek, természetesen a mágneses térnek nem csak erősségét, hanem irányát is mérik. Az irány jelzését úgy oldották meg, hogy a tápfeszültség felét tekintik a nulla szintnek, és ehhez képes a pozitív irányú tér esetén fölfelé, ezzel ellentétes irányú tér esetén lefelé mozdul el a feszültségszint. Az elkészítés során igény merült fel a jelek erősítésére, mivel az eszköz alapvetően kis mágneses terek kompenzálására szolgál, az erősítés értékét 100-ra választottuk. Ezt minél egyszerűbben szerettük volna megoldani, hogy a lehető legnagyobb mértékben kihasználhatóak maradjanak a szenzorok jó tulajdonságai. Ilyen a széles tartományban lineáris karakterisztika, a hőmérsékletváltozásra való viszonylagos érzéketlenség.

A megoldás alapjául egy invertáló erősítő alapkapcsolás szolgált. A megvalósult kapcsolás nem sokban különbözik ezen alapesettől, de meg kellett oldani, hogy a kis terek esetén is jelenlévő körülbelül 2.5 V-os középszint ne vezérelje túl az erősítőt. Az már rögtön az

elején felmerült, hogy a szenzorok tápfeszültségét egy feszültségreferencia segítségével állítsuk elő, ha térmentes esetben a szenzorok pontosan a tápfeszültség felét adták volna ki, a problémát megoldotta volna egy 2.5 V-os másik feszültségreferencia. Ezt ugyanis az erősítő + lábára kötve, egy nullponteltolást lehetett volna végrehajtani. Így az erősítő kimenetén csak a hasznos jel jelent volna meg, erősítve. A szenzorokból megépített próbapaneles kísérletek azonban azt mutatták, hogy ez a középszint nem pontosan a fele a tápfeszültségnek, ráadásul az egyes szenzorok között is eltérést tapasztaltam. Nagyjából azt az eredményt kapva, hogy a szenzorok középszintje a tápfeszültség 48-52%-a, minden egyes szenzornál különböző érték, de egy-egy szenzor esetén állandó. Tehát, ha egyszer bemérésre került, hogy a szenzor nullszintje a tápfeszültség 48.5%-a akkor a következő mérés is ugyanezzel az eredménnyel járt. A középszint stabilitása miatt elég egyszer beállítani az adott szenzorhoz tartozó erősítő áramkör ofszetjét, a későbbiekben ez nem okoz majd problémát, és ha a szenzor nem érzékel teret, akkor az erősítő kimenetén is nulla feszültséget kapunk. Egészen pontosan, mivel nagyon nagy erősítést szeretnénk megvalósítani, csak a szenzor zajából adódóan fog eltérni az erősítő kimenete a nullától. Felvetődött egy másik megoldandó feladat is.

Mivel a mérés során sok egyéb műszerre is szükség lesz, ezért a kábelek számának csökkentése érdekében, egy elem segítségével oldottuk meg a táplálást. Továbbra is stabil tápfeszültséget igényeltek a szenzorok, hogy a nullponteltolás megvalósítható legyen. Ezen szempontoknak eleget téve a 4.2 ábrán látható megoldás került megvalósításra. Az áramkör táplálását egy 9 V-os elem látja el. J11 és J12 egy-egy 2.5 V-os feszültségreferencia (LM 285Z-2.5, adatlap: [12]). Egymással sorba kapcsolva előállítják a szenzorok tápfeszültségéül szolgáló stabilizált 5 V-ot. A közös lábukon pedig megjelenik az ofszetek alapjául szolgáló 2.5 V. R1 ellenállás szerepe, hogy az elem feszültsége és a stabil 5 V közötti különbséget felvegye, és áramkorlátot biztosítson. R2 R3 R4 R5 feszültségosztó szerepet tölt be. R4-gyel és R5-tel vannak párhuzamosan kapcsolva a potenciométerek, amelyek segítségével megoldható lesz külön-külön az egyes szenzorok nullpontjának beállítása. Az R4-en és R5-ön eső feszültség összege ugyanis a Kirchhoff-törvények miatta meg kell, hogy egyezzen az egyes potenciométereken eső feszültségekkel, így a potenciométerek segítségével ennek megfelelő mértékben eltolható a középszint. És mivel az eltolás előre láthatóan kis mértékű lesz, de finoman állíthatónak kell lenni a pontos beállítás kedvéért, ezért R2/R4 arányát nagyra kellett választani. Ezzel a módszerrel megoldódott, hogy ne kelljen nagyon drága, többfordulatú, pontos potenciométereket alkalmazni, de az állíthatóság finomsága mégis megfelelő mértékű legyen.





Előállt az erősítők számára az ofszet feszültség, és a szenzorok számára a stabil 5 V. Maga az erősítő áramkör a 4.3. ábrán látható. A kis terek miatt nagy erősítést szükséges alkalmazni, viszont az is szempont volt, hogy minél nagyobb tartományban lehessen mérni a szenzorok segítségével, erre jumperek segítségével egy egyszerű, de a későbbiekben rendkívül hasznosnak bizonyuló megoldás került alkalmazásra. Az erősítés mértékét a bemeneti impedancia és a visszacsatoló ágban lévő impedancia aránya határozza meg. Ezért, hogy változtatni lehessen az erősítés értékét, a visszacsatoló ágban párhuzamosan kapcsoltam két ellenállást, és a második leválaszthatóságát egy jumper segítségével oldottam meg. Mivel a bemeneti ellenállást 1 kOhmra választottam és 100-as és 10-es erősítés elérése volt a cél, ezért a visszacsatoló ágban stabilan bekötésre került egy 100 kOhmos ellenállás és a már említett módszer segítségével egy 10 kOhmost kapcsoltam vele párhuzamosan. Így ha a jumper rajta van, akkor a visszacsatoló ágba a két ellenállás eredője kerül, ami körülbelül 9.1 kOhm lesz. Ezzel elértem a 100 és a 10 körüli erősítést is. A 4.3. ábrán látható, hogy az ellenállásokkal párhuzamosan ugyanígy jumper segítségével beiktatható egy 3.3 nF-os kondenzátor is. Erre azért volt szükség, mert a tesztmérések során kiderült, hogy a szenzornak ilyen erősítések mellett már jelentős mértékű zaja van. Ezzel a megoldással az erősítő egy aluláteresztő szűrőként is viselkedik, és így a zaj egy jelentős részét kiszűri. Vágási frekvenciája ~500 Hz.





Viszont, ha nagyobb frekvenciákon szeretnék mérni, akkor a hasznos jel átvitele is sérülne a szűrő miatt, ezért ez is leválasztható módon került megvalósításra.

Az erősítő kiválasztása döntő jellegű volt az áramkör megfelelő működése érdekében. A legfontosabb szempont az elemes táplálásból adódó alacsony fogyasztás volt, az erősítés mértéke és a jelkövetés sebessége nem támasztott extrém követelményeket. A választás az Analóg Devices AD822-es erősítőjére esett [5]. Ez egy alacsony fogyasztású FET bemenetekkel rendelkező 3 V/ μ s slew rate-es erősítő. Hőmérséklet érzékenysége 3 μ V/C°, és a tápfeszültsége is széles tartományban változtatható (±1.5 V-±18 V). A teljes kapcsolás megvalósításához összesen 4 db erősítőre volt szükség, mivel azonban 2 van egy tokban, csak kettő alkatrészt kellett beszerezni. 3 db kell a csatornák erősítéséhez, és a negyedik a referenciafeszültség előállításához, amelyhez képest a másik három erősítő kimenetén megjelenik az érvényes feszültség. Ezen referenciafeszültség előállítása már megtörtént, hiszen a feszültségreferenciák közös lábainál megjelent a 2.5 V. A negyedik AD822-esből egy

követőkapcsolást kellett kialakítani. Így az áramszükséglete is fedezve volt a kimenet referenciájának, és nem a feszültségreferenciákon kellett áthajtani a szükséges áramokat. (4.4. ábra)



4.4. ábra

Minden IC tápfeszültsége és földje közé betervezésre került egy-egy 100 nF-os zajszűrő kondenzátor is. Ebből összesen 6 darabot használtam fel: 2 az erősítőkhöz, 3 a szenzorokhoz, és egy az egész rendszer bemeneteként szolgáló elem bekötési pontjához. A teljes áramkör alkatrész szükséglete a B Függelékben megtalálható.

Az áramkörhöz (A Függelék A.1. ábra) OrCAD 9.1 segítségével megterveztem egy kétoldalú nyomtatott áramkört. A tervezés során szempont volt, hogy a szenzoroknak a tér három irányának megfelelően kell elhelyezkedniük, és egymáshoz minél közelebb kell lenniük. Ezt csak úgy vált megoldhatóvá egy nyákon, hogy az egyik szenzort a beültetés során hosszabb kivezetéssel került beforrasztásra, és a lábait derékszögben meghajlítottuk. Ezzel a módszerrel ez a szenzor a kártyára merőleges teret tudja majd érzékelni, míg a maradék két irányt, a normális módon egymásra merőlegesen elhelyezett másik két szenzor méri majd.

A 100 nF-os kondenzátorokat a lehető legközelebb próbáltam elhelyezni a szenzorokhoz és a két IC-hez, ezzel próbálva minél tökéletesebb zavarszűrést megvalósítani.

Törekedtem arra, hogy az erősítők áramellátását biztosító huzalok képesek legyenek elviselni az őket érő nagyobb terhelést, ezért a táp és földhuzalokat dupla vastagságúra választottam, mint a jelvezetékeket. (A Függelék A.2., A.3., A.4. ábra)

A panel elkészítése után beforrasztottam az elemeket, majd teszteltem az áramkört. A tesztmérések során azt tapasztaltam, hogy a 100 Ohmos ellenállásokon nem esik akkora feszültség, hogy minden csatorna ofszetelése megoldható legyen, ezért ezeket 300 ohmos ellenállásokra cseréltem. Így már elegendő mértékben tudtam állítani a feszültségszinteket, és az állítás finomsága sem változott annyit, hogy számottevő vagy érzékelhető legyen.

4.3. Tekercsek méretezése

4.3.1. Mechanikai méretek

A megoldani kívánt feladatból adódóan fizikailag nagy méretű tekercsekre volt szükség, ezt a tervezés során végig szem előtt kellett tartani, hiszen akkor van értelme elnyomni a teret a tekercsek középpontjában, ha oda betehető egy kísérleti összeállítás térre érzékeny része. Mivel az elnyomás az egymásra merőlegesen elhelyezett tekercsek geometriai középpontjában történik, ezért oda kell elhelyezni a szenzorokat tartalmazó kártyát. A hasznos térrész ebből adódóan a kártya alatt, illetve felett található. Általában a szenzorok feletti térrész használható, ezért ennek kell olyan geometriai paraméterekkel rendelkeznie, amely lehetővé teszi a tényleges kihasználtságot. Ezen megfontolások arra vezettek, hogy legalább 350-400 mm átmérőjű tekercsekre van szükség. Ekkora méretben kör alakú tartószerkezetet kialakítani nem állt módunkban, ezért a tekercseket négyzetes keretekre valósítottam meg. A végleges fizikai mérete a legkisebbnek 370*370 mm-es oldalhossz és 56 mm-es magasság, a középső 400*400*56, a legnagyobb 430*430*56 mm. A méretek közötti különbség abból adódik, hogy a tekercseknek el kell férniük egymásban. A tekercsek közepébe történő könnyebb be-, illetve kipakolás érdekében a tekercsek úgy lettek rögzítve egymáshoz, hogy elfordíthatóak egy-egy tengely körül, így beállíthatóak egy közös síkba. A mérési összeállítás behelyezése után, pedig visszafordíthatóak a megfelelő pozícióba. A D függelékben található kép a tekercsekről a tér irányába befordított pozícióban, és összecsukott állapotban is.

4.3.2. Elektromos paraméterek

Második szempont a kelteni kívánt tér nagysága volt. Ennek érdekében a következő képletből indultam ki:

 $B = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \oint \frac{dl \times r}{r^2}$ Mivel nem kell pontosan ismernem a tekercsek tulajdonságait, csak a paraméterek nagyságrendjét, ezért nem követünk el nagy hibát, ha a kör alakú tekercs paramétereivel számolunk. (lásd még [6])

$$B = \frac{\mu_0 NI}{2R} \tag{4.5}$$

ahol N a menetek száma, I az átfolyó áram erőssége, R a kör alakú tekercs sugara, μ_0 a permeabilitás, B a mágneses indukció.

A cél az, hogy maximálisan B=15 Gauss előállítható legyen a tekercsek segítségével.

A fenti képletből (4.5) tehát ismert paraméter B=1,5 mT, μ_0 , R=0,2 m ezen kívül felső korlátot tudunk adni *I*-re, *I*=3 A. Ezekből az adatokból számolva kiadódik a menetszámra egy minimális érték, ami nem egészen 160 menetet jelentene. Viszont nem akarjuk teljesen kivezérelni a jelenlegi erősítőnket, így a menetszámot növelni kellett. Végül 400 menetes tekercs létrehozása tűnt megoldható feladatnak Ebben az esetben az áramerőség értéke 1.2 A-re adódott, ha 15 Gauss indukciót szeretnénk. Ez megfelelő megoldásnak tűnt.

Egy ekkora tekercsnek már jelentős soros ellenállása is van. Mi esetünkben ez az érték

 $R = K N^{*}\rho/A$

ahol:

R, az ellenállás, K a kerület, N a menetszám, ρ a réz fajlagos ellenállása, A a huzal keresztmetszete.

Ez számszerüsítve:

4*0,4(m)* 400*0,0175(mm²/m)/0,16(mm²)=70,42 Ohm

ahol:

keret oldalainak száma, keret egy oldalának hossza, menetszám, réz fajlagos ellenállása 1mm²-es huzal esetén 1 m hosszhoz, a huzal keresztmetszete (ilyen keresztmetszetű drót volt alkalmas arra, hogy felfeküdjön a szögletes keretre, és a tekercselés során ne okozzon gondot a szakítószilárdsága).

A tekercs soros ellenállását méréssel is ellenőriztük, szintén 70 Ohm körüli értéket kaptunk.

Ezen kívül jelentős induktivitása is van. Ennek megállapítására elvégeztünk néhány mérést, a kapott eredmény:

oldalhossz:	43 cm	40 cm	37 cm
Mérési frekv.			
50 Hz	163 mH	138 mH	95 mH
2 kHz	177 mH	150 mH	100 mH

4.3.3. Kapott paraméterek

Az előző fejezetekben kapott eredményekből jól látszik, hogy a jelenlegi erősítők segítségével, amely maximálisan 30 V-ot és 3 A-t tud leadni, nem hozhatólétre a 15 G indukció nagyobb frekvenciákon. Hiszen maximálisan U/Z, azaz DC-n 30 V/70.42 Ohm =0,426 A, míg magasabb frekvenciákon, ahol Z értékét már L is befolyásolja, ennél csak kisebb áramot tud felvenni a tekercs, és így kisebb térerőséget lesz képes előállítani.

A fenti megfontolások alapján kialakult, hogy milyen paraméterekkel rendelkező tekercs a cél. Egészen pontosan 3 db tekercsre volt szükségem, melyek között nem okoz jelentős paraméterváltozást a méretek kis különbsége, melyre az egymásba helyezhetőség kényszerített. A kapott értékek: 3db tekercs, mindegyik 400 menetes, 0,16 mm²-es rézhuzalból, négyzet alakú keretre tekercselve, melynek oldalhosszai rendre 37, 40, 43 cm.

Az elkészítés sem volt triviális feladat, ugyanis a tanszéken fellelhető tekercselő szerkezetek nem tudtak befogni 40 cm oldalhosszúságú kereteket, ezért kénytelen voltam magam elkészíteni egy olyan eszközt, amely erre a feladatra alkalmas. A tekercselést magát is én végeztem kézi hajtás segítségével, mivel nem mertük vállalni a kockázatot, hogy motor segítségével hajtsuk a szerkezetet, félve az esetleges aszimmetriák által okozott mechanikus feszültségekből származó szakadásoktól.

4.4. Jelfeldolgozó egység

A jelfeldolgozó egység magja egy AD 21061 DSP fejlesztő kártya (bővebben: [5].) Maga a DSP egy 32 bites lebegőpontos processzor, három különböző műveletvégző egységgel. Ezek: szorzóáramkör, shifter és ALU, egyidejűleg működtethetőek. A processzor módosított Hardward-arhitekturájú, azaz külön van választva a program és az adatmemória, de mind a két memóriaterületen lehet adatokat tárolni. Tartalmaz 2*8 regisztert az adatmemória és 2*8 regisztert a program memória címzésére. Ezekhez külön címszámító áramkörök tartoznak. A processzor 40 MHz-es külső órajellel működik, ez megfelel 40 MFLOPS-nak, azaz a processzor képes 1 másodperc alatt 40 millió lebegőpontos művelet végrehajtására.

A fejlesztőkártya tartalmaz a DSP-n kívül egy sztereó codecet, sorosportot, 3db nyomógombot és 2 LED-et és a csatlakozósorokra kivezették a DSP lábait, így bármelyik jel hozzáférhető.

A fentebb bemutatott fejlesztőkártyát integrálva a tanszéken kifejlesztettek egy jelfeldolgozó rendszert [11], mely a csatornák számát 2-ről 8-ra növeli 4 db sztereó codec segítségével. A codec-ek 16 bites szigma-delta analóg digitális átalakítókat tartalmaznak, és 16 bites DA-kat. Elérhető mintavételi frekvenciák: 8, 16, 32, 44 kHz. A bemenetek maximálisan 1.578 V_{pp} feszültséget képesek fogadni, és a kimeneten maximálisan 1,578 V_{pp} amplitúdójú jelet lehet kiadni. Mind a bemenetek mind a kimenetek lehetnek AC vagy DC csatoltak. A választás csatornánként jumperek segítségével lehetséges. DC csatolás esetén lehetőség van az ofszetek beállítására is.

4.5. Referenciajel előállítása

Rendszernek része a referenciajelet előállító egység is. Az eljárás igényel egy referenciajelet, melynek frekvenciája megegyezik az elnyomandó jel frekvenciájával, de nem terhelt szélessávú zajjal. Ez a mi esetünkben egy feszültségtranszformátor, amely a hálózati feszültséget transzformálja le kb. 100 mV-os tartományra. A referenciajel előállítása azért történik a hálózati feszültségről, mert a készülékek nagy többsége, mely mágneses teret gerjeszt, mint például a monitorok tápegységei, generátorok a hálózati frekvencián működnek és így az általuk gerjesztett tér is ilyen frekvenciájú. A 3. pontban ismertetett struktúra azt igényli, hogy az elnyomandó jel és a referenciajel korrelált legyen. Azaz egyikből valamilyen transzformáció segítségével jól becsülhető legyen a másik jel. Ezzel periodikus jelek esetén ekvivalens feltétel, hogy a frekvenciájuk megegyezzen.

5. Az algoritmus implementálása

A program assembly nyelven íródott, Visual-DSP fejlesztőkörnyezetet használva. A DSP fejlesztőkártya bővítéseként elkészített 8 csatornás jelfeldolgozó rendszer biztosított egy keretrendszert, mely megoldotta a csatornák mintavételezését, és a beolvasott 16 bites fixpontos értékek lebegőpontossá alakítását. A keretrendszer szerkezetét az 5.1-es ábrán láthatjuk.



5.1. ábra A program folyamatábrája

A keretrendszer két becsatlakozási pontot ad. Az első az inicializálás. Ebben a szakaszban beállíthatjuk a változóink kezdőértékét, kiválaszthatjuk a mintavételezési frekvenciát, és memóriaterületeket foglalhatunk le adatok számára. Második a felhasználói rutin, ide írhatja meg a felhasználó a saját függvényeit, eljárásait, melyeket le szeretne futtatni minden interrupt esetén. Az interruptokat a hardver biztosítja, gyakoriságuk a beállított mintavételi frekvencia függvénye.

Az AD21061-DSP két regiszterkészletet biztosít a felhasználók számára, melyek között egy utasítás segítségével lehet váltani. Ezt kihasználva úgy van megírva a keretrendszer, hogy a felhasználó használhatja az egyik regiszterkészletet, a keret pedig a másikat. Így a következő interrupt végrehajtásakor azt a felületet látjuk, amit az előző rutin lefutásának végén, kivéve a bemenetek elhelyezésére szolgáló memóriaterületet, ahol az új, beolvasott értékek találhatóak. Így a program írása során nem kellett az AD átalakító vezérlésével foglalkozni, és a minták is automatikusan eljutottak a kimenetre.

Az algoritmus implementálása csatornánként külön történt meg, de egymás után végrehajtódnak ugyanazon interrupt kiszolgáló rutinon belül. Elvben lehetőség lett volna az egyidejű számításra is, amelynek köszönhetően csökkenthető lett volna az elvégzendő műveletek száma, és ez által növelhető a mintavételi frekvencia, de a véges regiszterkészlet ezt megakadályozta.

Egy csatorna kiértékelése 2 fő egységből áll. Először végrehajtódik a bejövő jel frekvencia analízise, majd a második egységben a súlyozás és integrálás. A műveletek megismétlődnek a másik két csatornára is, majd az AFA segítségével előállítjuk az új bázisfüggvényeket.

A rutin legvégén a kimenetek -1-gyel és α értékével megszorzódnak, majd visszakerül a vezérlés a keretprogramhoz, mely elvégzi a kimenetek kihelyezését a csatornákra, majd továbbadja a vezérlést a főprogramnak.

A programban nincsenek megkülönböztetve a csatornák, lényegtelen, hogy melyik irányú szenzortól érkeznek a jelek. Egyetlen dologra kell figyelni, hogy a megfelelő érzékelőbeavatkozó párhoz tartozó átviteli karakterisztikát használjuk az adott csatornára.

Jelenleg 8 kHz-es mintavételi frekvencia mellett csatornánként 40 komplex rezonátor működik, ez 50 Hz-es alapjel esetén 39 felharmonikust jelent és 2 kHz-ig elnyomást.

6. Mérési eredmények

A mérés demonstrációs jellegű volt, célja az eljárás működésének bemutatása. Ezért az elnyomandó jelet is mi generáltuk, egy 1 méter átmérőjű 400 menetes kör alakú tekercs segítségével, melynek meghajtásáról egy toroidtranszformátor gondoskodott. A mérési összeállítás a 6.1-es ábrán látható.



6.1.ábra A mérési elrendezés vázlata

A mérés során egy számítógép segítségével vezéreltük a DSP-kártyák alkotta jelfeldolgozó egységet. A rendszer bemenetéül szolgáló jeleket a tekercsek középpontjába helyezett szenzorkártya biztosította. A kimenetet egy erősítőre vezettük. Az erősítő kimenetei hajtották meg az általam készített tekercseket. A DSP bemenetére kerülő jeleket oszcilloszkóp segítségével figyeltük. Az elrendezésről fénykép található a C függelékben. (C.1. C.2. ábra)

A három csatorna teljesen egyformán működik, ezért csak az egyiknek a jelét vizsgáltuk tüzetesen, a másik kettő esetében csak megfigyeltük, hogy a rendszer valóban elnyomta a jelet. A felhasznált műszerek felsorolása megtalálható a B függelékben.

A 6.2 ábrán látható a rendszer bekapcsolása előtt a szenzor által mutatott térerősség és annak átlaga, a 6.3.-as ábrán a jel spektruma, a 6.4-en a spektrum átlagolva.



6.1. ábra Egy csatorna időfüggvénye, ha az elnyomás ki van kapcsolva.Felső görbe: átlagolatlan, alsó görbe átlagolt jel



6.2. ábra Elnyomandó jel spektruma



6.3. ábra Elnyomandó jel spektrumának átlaga





6.4. ábra. Rendszer bekapcsolt állapotában egy csatorna időfüggvénye.Felső görbe: átlagolatlan, alsó görbe átlagolt időfüggvény



6.5. ábra. Rendszer bekapcsolt állapotában egy csatorna jelének spektruma



6.6. ábra. Rendszer bekapcsolt állapotában egy csatorna spektrumának átlaga

A két mérés beállításai között annyi különbség van, hogy a bekapcsolt állapotban az időfüggvény átlagolása esetén 10-szeresére növeltük a felbontást. Az átlagolásra a nagy zaj miatt volt szükség. A zaj nagy része a szenzortól származik, az erősítési arány nagysága miatt. Mivel azonban a struktúrának is van átlagoló hatása, ezért ez nem zavarja a működésben a rendszert. Ennek bizonyítéka az 50 Hz-es alapharmonikuson történő 40 dB-nél nagyobb elnyomás, és hogy a felharmonikusok elnyomása is megtörtént. Az átlagolt spektrumon jól megfígyelhető a rezonátorpozíciókon történő leszívás. A szenzorokból származó jel elnyomás előtt 1,4 V-os csúcsértékű szinusz, ez 100 erősítést és 5 mV/G érzékenységet figyelembe véve, 2.8 Gauss indukciónak felel meg. A mérés során 40 dB elnyomás volt tapasztalható az alapharmonikusra, azaz a jel amplitúdója körülbelül 1/100-ára változott. A maradó indukció 50 Hz-en ebből adódóan 0.028 Gaussnak felel meg, ez a Föld mágneses terének körülbelül 5 százada. Ez teljesíti a [13]-ban célul kitűzött 1 Gaussos határt, de még elmarad a [14]-ben előírt ± 0.02 mGausstól. Mindkét előírás a Fotoelektron spektroszkópiához tartozó mérésekről ad információt.

A rendszer beállási sebességét is megmértük, ehhez a rendszer és a mérés egyidejű indítása volt szükséges. Az eredmény a 6.8-as ábrán látható.



6.7. ábra. A rendszer beállása

A rendszer indítása abban a pillanatban történt, amikor az ábrán látható jel amplitúdója kis mértékben megnövekedett. Az indítást követően 270 ms-mal a rendszer már teljes elnyomást biztosított, ez 50 Hz jel esetén 13.5 periódust jelent.

Vizsgáltuk még az időtartománybeli jelet, ha az elnyomandó jel amplitúdója lassan változik. Ezt a rendszer képes volt olyan sebességgel követni, hogy a szenzorok által mért jelen a változás nem látszott ki a zajból.

A szenzorok, és az elnyomás mértékének hitelesítése érdekében készítettünk egy mérés sorozatott egy Teslaméter segítségével is. A mérőműszer szintén Hall-szondás mérőfejjel rendelkezik, amely a rá merőleges komponenst érzékeli. A mérést végeztünk közvetlenül a szenzorok közelében, majd a szenzoroktól 7 cm-es, és 15 cm-es távolságban is. A kapott eredmények a 6.9-es, 6.10-es,6.11-es és 6.12-es ábrán láthatóak.



6.8. ábra Az elnyomandó jel Teslaméter által mért spektruma



6.9. ábra Elnyomás a szenzorok környékén



6.10. ábra Elnyomás 7 cm-es távolságban



6.11. ábra elnyomás 15 cm-es távolságban

Az elnyomás tényét ez a mérés is igazolta. Ebben az esetben a szenzorok közelében az alapharmonikusra ~40 dB-es elnyomás volt mérhető, de a harmadik rezonátorpozíciótól, 150 Hz-től kezdve a rezonátorok közelében jelentős zajnövekedés volt tapasztalható. Ennek ellenére látszanak a rezonátorok leszívásai, a kettéosztott csúcsokon. A zaj megnövekedésére magyarázat lehet a mérés során végig meglévő zaj, vagy a mérőműszer kalibrálásából adódó hibák, de a pontos ok kiderítése további kutatást igényel. A szenzoroktól távolodva az elnyomás mértéke csökken, ahogy ez várható is volt. A harmadik mérés esetében, mikor a szenzoroktól 15 cm-es távolságban vizsgáltuk a teret, már nem igazolható a tér homogenitása, és már jelentős mértékben megközelítettük az egyik tekercset is, melynek tere szintén a távolság függvénye. A megjelenő magasabb zajszint ellenére sikeresnek mondhatóak az ellenőrző mérések is, mivel mindkét mérés igazolta az eljárás használhatóságát.

A mért átviteli függvények (6.13. ábra) azt mutatták, hogy a rendszer egyszerű, és nem tartalmaz nemlinearitásokat.



6.13 ábra A mért átviteli karakterisztikák. Fentről lefele: 3-as csatorna, 2-es csatorna, 1-es csatorna



6.14 ábra Az egyes csatorna fáziskarakterisztikája

Az 50 Hz-en történő mérés hibával terhelt volt, a mintavételi frekvencia és a mérési frekvencia nagy különbsége miatt. Az értéket kicseréltük a 100 Hz-en mért átvitel értékére, ez megtehető volt a rendszer jelentős fázistartaléka miatt.

7. Összefoglalás, kitekintés

A munkám során periodikus mágneses zajok elnyomására alkalmas szerkezet került megépítésre, melynek során az elvégzendő feladatok közé tartozott az alkalmas érzékelők felkutatása és kiválasztása, egy áramkör megtervezése és megvalósítása, egy speciális processzor architektúra, a jelfeldolgozó processzorok megismerése, egy kiválasztott típus programozása, a zajelnyomó rendszer elméleti hátterének áttekintése, majd az algoritmus implementálása. Létrehoztam továbbá 3 darab nagyméretű légmagos tekercset, melyek a rendszer beavatkozóiként működnek.

A dolgozat részletesen bemutatja a zajelnyomó rendszer működését és elvi hátterét, az elkészült áramkör működését, és a tervezéssel kapcsolatos meggondolásokat. Külön alfejezetben foglalkozik a tekercsek méretezésével és a paramétereinek meghatározásával. Fizikai magyarázatot ad a szenzorok működésére, és ismerteti a kiválasztott típus paramétereit. A rendszer működését mérési eredményekkel támasztja alá.

Elért eredmények a következők:

- 50 Hz-hálózati frekvencián 40 dB-es csillapítás
- a felharmonikusok teljes kioltása 2 kHz-ig
- az elnyomandó jel kismértékű frekvenciaváltozásainak követése
- 0-3 Gauss amplitúdójú térerőség teljes elnyomása
- indítás után ~300 ms-mal teljes elnyomás
- hosszútávú stabil működés
- a szenzoráramkört leválasztva a rendszertől 0-50 Gauss-ig terjedő mágneses tér érzékelésére alkalmas áramkör

Az eszköz jelenleg csak a ~50Hz-es és ennek felharmonikusain megjelenő komponensek kioltására alkalmas, de mind a szenzorkártya, mind a jelfeldolgozó egység képes a DC-jelek érzékelésére is, jelenleg azonban, mivel az erősítők nem képesek csak 20 Hz-nél nagyobb frekvenciaartományban dolgozni, ezért a DC komponens kioltása nem megoldható feladat, ráadásul az elnyomható jeleknek is az erősítők teljesítménye szab határt. Jelentős előrelépés lenne a jelenlegi erősítők helyett egy alkalmasabb elkészítése és a rendszerbe integrálása, ezzel megoldva a DC komponens és a magasabb térerőség elnyomásának problémáját.

Szintén megoldásra vár az a feladat, hogy széles frekvenciatartományban működtethető legyen a rendszer, ehhez a program olyan módosítása szükséges, hogy ne konstans értékekkel szorozzon a két rezonátorstruktúra között, hanem intelligens módon az éppen elnyomandó frekvenciához tartozó együtthatókészletet alkalmazza. Ennek értékeit a tárkapacitás fizikai korlátai miatt, valószínűleg interpolálással kell előállítani.

Egy másik lehetséges út a rendszer továbbfejlesztésére, hogy újabb szenzorhármasokat helyezünk el az árnyékolni kívánt térben, és/vagy újabb beavatkozó egységeket, ezzel az elnyomást nagyobb térfogatra megoldva. Ebben az esetben azonban az egyes szenzorok nem tekinthetőek függetleneknek, és az [1]-ben található többcsatornás modell alkalmazása válik indokolttá.

8. Irodalomjegyzék

- [1] Sujbert László, "*Periodikus zavarhatások csökkentésének aktív módszerei*" Ph.D. értekezés, BME, Budapest, 1997
- [2] http://www.micronas.com
- [3] http://www.allegromicro.com
- [4] http://www.sensorsolutionscorp.com/
- [5] http://www.analog.com
- [6] http://www.phys.unsw.edu.au/PHYS2939/pdf/lecture2_Biot-Savart%20.pdf
- [7] http://www.meei.hu/hu/hl99101.shtml
- [8] http://www.ett.bme.hu/elftvacuum/pub/wplazma/plaz7.html
- [9] http://www.kfki.hu/fszemle/archivum/fsz9903/belez.html
- [10] http://www.gm.hu/dokk/main/gkm
- [11] Bogár István, Faragó Ákos, Molnár Károly "8 csatornás jelfeldolgozó rendszer fejlesztése" Önálló laboratórium jegyzőkönyv 2002
- [12] http://www.national.com/pf/LM/LM285-ADJ.html
- [13] J. Wayne Rabalais, "Principles of ultraviolet Photoelectron Spectroscopy", John Wiley & Sons, 1977
- [14] Thomas A. Carlson, "*Photoelectron and Auger Spectroscopy*" 1975 Plenum Press, New York

Függelék A



A.1. ábra Teljes kapcsolási rajz



A.2. ábra A tervezett nyák layoutja



A.3. ábra Alkatrész oldali huzalozás



A.4. ábra Forrasztás oldali huzalozás

Függelék B

Alkatrészlista:

2 db AD822 6 db 100 nF kondenzátor 3 db 4.7 kOhm potméter 3 db 1 kOhm ellenállás 3 db 10 kOhm ellenállás 3 db 100 kOhm ellenállás 3 db 3.3 nF kondenzátor 3 db nyákra szerelhető BNC ajzat 6 db 2 pólusú jumper 2 db LM 285Z-2.5 feszültség referencia 1 db kétpólusú nyákba ültethető sorkapocs 1 db 9 V-os elem 2 db 5.6 kOhm ellenállás

2 db 100 Ohm ellenállás

2 db 300 Ohm ellenállás

A mérések során felhasznált műszerek:

LT342 LeCroy Waverunner 2 csatornás oszcilloszkóp Iwatsu SS6122 4 csatornás oszcilloszkóp Siemens M 05009 Mágneses térérzékelő WAYNE KERR Precision Component Analyzer 6425 West Sound DS-150 Sztereo teljesítménz erősítő EMG TR 1700 teljesítménz erősítő

Függelék C



C.1. ábra Mérési elrendezés



C.2. ábra Mérési elrendezés (tekercsek)

Függelék D



D.3 ábra Tekercsek egy síkban



D.2. ábra Tekercsek szétnyitva 3 dimenzióba