

AKTÍV MÁGNESES ÁRNYÉKOLÁS

DIPLOMATERV

Készítette: **Csohány Tibor**

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

Budapesti Műszaki és
Gazdaságtudományi Egyetem
2004



Nyilatkozat

Alulírott, **Csohány Tibor**, 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, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

.....
Csohány Tibor

Tartalomjegyzék

Tartalmi összefoglaló	5
Abstract.....	6
1. Bevezetés	7
2. A rendszer specifikációja.	10
3 Az eljárás működése	12
3.1 A probléma megfogalmazása.....	12
3.2 A periodikusság kihasználása	14
3.3 Jelmodell felállítása.....	15
3.4 Megfigyelő tervezése	16
3.5 Adaptív Fourier-analízis	19
3.6 Zajelnyomó tervezése	20
3.6.1 Zajelnyomás egy csatornára	20
3.6.2 Zajelnyomás több csatornára.....	22
3.6.3 Konvergenciasebesség növelése	23
3.7 Átviteli karakterisztika mérése.....	24
4 Hardver ismertetése.....	27
4.1 Szenzorok.....	27
4.1.1 Hall-effektus	27
4.1.2 Szenzorkínálat	28
4.2 A szenzorokat tartalmazó erősítő áramkör tervezése.....	29
4.3 A teljesítményerősítő	34
4.3.1 A tervezés menete	35
4.3.2 Tápfeszültségek előállítása.....	35
4.3.3 Bemenő jel kondicionálása.....	37
4.3.4 A PWM jel előállítása	39
4.4 Tekercsek méretezése	43
4.4.1 Mechanikai méretek	43
4.4.2 Elektromos paraméterek.....	44
4.5 Jelfeldolgozó egység	46
4.6 Referenciajel előállítása	47
5 Az algoritmus implementálása	48
6 Mérési eredmények.....	50
6.1 Audio erősítőt használva	50
6.2 Az új erősítőt használva	57
7 Összefoglalás, kitekintés.....	63
8 Köszönetnyilvánítás.....	65

9 Irodalomjegyzék	66
10 Ábrajegyzék.....	67
Függelék A	69
Függelék B	72
Függelék C	74
Függelék D	75
Függelék E	76
Függelék F	77

Tartalmi összefoglaló

A feladat elvégzése során aktív mágneses árnyékolást valósítottam meg. Az eljárás lényege, hogy mérjük a mágneses teret, majd a mért térrel ellentétes fázisú de azonos nagyságú mezőt indukálunk. Az adott térrészben a mágneses indukciók összeadódnak, és kioltják egymást, így eredőként null-tér jön létre. Ennek megoldásához szükség volt egy érzékelő egység, és egy speciális teljesítményerősítő megtervezésére és elkészítésére.

A megvalósított rendszer hall szenzoros érzékelőkkel méri a teret, és különleges nagy méretű légmagos tekercseket használ beavatkozóként. A jel feldolgozása egy Analog Devices 21061 lebegőpontos DSP segítségével történik. Az eljárás rezonátoros szabályozási kört valósít meg, és a szükséges rezonátorfrekvenciákat adaptív Fourier elemző (AFA) segítségével önmaga határozza meg. A fentiekből kitűnik, hogy a rendszer csak periodikus tér elnyomására alkalmas és nincs felkészítve impulzusszerű összetevők detektálására. Azonban a minket körülvevő tér nagy része a tápegységek, monitorok, generátorok és a föld mágneses tere által létrehozott összetevőkből áll. Ezek periodikusak és a legjelentősebb részük 50Hz-es hálózati frekvencián és felharmonikusain találhatóak.

A dolgozat bemutatja a két lehetséges árnyékolási eljárást, a választott aktív és az elvetett passzív módszert, és megindokolja az aktív eljárás használatát. Körbejárja az algoritmus alkalmazhatóságát és korlátait, és részletesen elemzi annak működését is. Bemutatja a rendszer megépítése során felmerülő kérdéseket, és ezekre megoldást is ad. Kiemelt fontossággal tárgyalja a szenzorokat tartalmazó erősítő áramkör és a teljesítmény erősítő tervezésével kapcsolatos kérdéseket. Néhány szóban bemutat egy implementálási módszert, egy valós hardware-en. Az elkészült rendszeren méréseket is végeztünk. A 6. fejezet részletesen bemutatja ezen mérések eredményét, és értékeli is azokat. A dolgozat zárásaként összefoglalás található, melyben elemzem az elért eredményeket és elvégzett feladatokat. Kitekintésként pedig, felsorolásra kerül néhány lehetőség az eszköz továbbfejlesztésére, és használhatóságára.

Abstract

The objective of my thesis work was to create an active magnetic noise reduction system. The substance of the procedure is that the magnetic field is measured, and a coil induces a magnetic field of the same size, the phase of which is the inverse of the original. The two magnetic fields are summed in the air, and they block each other out. It was necessary to develop and build a special power amplifier and a sensor unit to activate this system.

The realised system measures the magnetic field with hall sensors, and uses a special big size air-core coil as actuator. The sensor signals are processed with an Analog Devices 21061 floating-point DSP. The program on the processor creates a control loop with resonators, and the required frequencies of the resonators come from the adaptive Fourier analyser. This algorithm runs on the DSP as well. The system was not designed for the reduction of a magnetic impulse; it is only capable of decreasing the periodic magnetic field. Most of the time it is enough, because the sources of the magnetic noises (the monitors, the power supplies and transformers) works on 50 Hz and generate periodic disturbance.

The thesis shows the two ways of the shielding procedure, the selected active and the rejected passive method, and it justifies the application of active shielding. It examines possibilities and limitations of the algorithm, and analyses its functioning. It demonstrates the problems that arose during the planning of the system, and provides solution to them. It places special emphasis on the design of the sensor unit and the power amplifier. In a few words it introduces the implementing method in a real hardware. Some measuring was made with the completed system. The 6th chapter demonstrates and evaluates the results of the measuring. At the end of the thesis the achieved results, and completed exercises are summarized, and recommendations are made for the possible improvements and applicability of the instruments

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 fenntartják, 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 mágnes rudat 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 mérés technikai 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 zavar szűrésnek, 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 körbe vesszük 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 körbe vesszük egy elég sűrű rácscsal 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 én feladatul a mágneses árnyékolást kaptam, csak az aktív eljárás jöhetett szóba. Ez már a feladat kitűzése időpontjában nyilvánvaló volt. Ennek segítségével elérhető, hogy ha nem is nullára, de elég alacsony szintre szorítsuk a mágneses térerősséget. Az általam megvalósított eszköz nem egy konkrét gyakorlati alkalmazáshoz készült, pusztán a használt algoritmus és a jelenleg rendelkezésre álló technológia tesztelésére. De az iparban is szükség van bizonyos esetekben ilyen eszközre. Egy ilyen példa a fotoelektron spektroszkópia.

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:

$$H = \text{Mágneses térerősség [A/m]}$$

$$B = \text{Mágneses indukció [Tesla:T]}$$

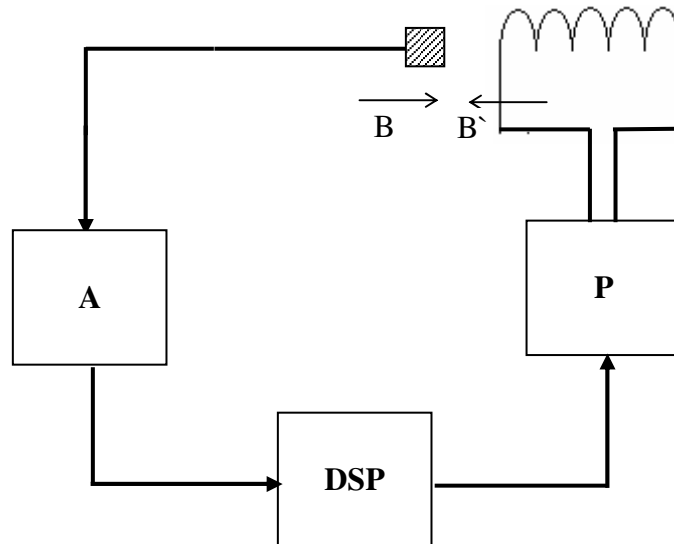
$$B = \mu_0 \cdot H$$

$$\mu_0 = 1.257 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/Am}$$

$$1 \text{ T} = 10000 \text{ Gauss} = 1 \text{ Vs/m}^2$$

$$1 \text{ A/m} = 0.013 \text{ Oersted}$$

2. A rendszer specifikációja.



2.1. ábra Megépitendő 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 segítségével 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 komponenszt 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 intervallumban képes legyen a mágneses terek érzékelésére.

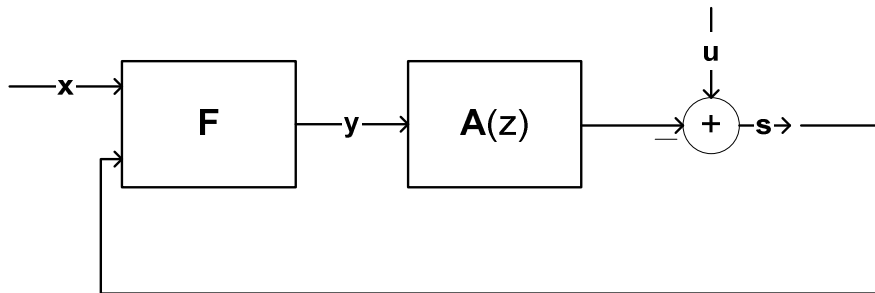
A 3 csatorna miatt több-bemenetű, és -kimenetű jelfeldolgozó egységre volt szükség. A tanszéken kifejlesztettek egy 8 csatornás jelfeldolgozó rendszert [11], így ennek felhasználása adekvált. Ez a rendszer egy AD 21061-es Analog Devices DSP [4] köré épül, így a processzorválasztás adódott. Teljesítményerősítőnek első körben szintén a tanszéken található erősítőt szerettük volna használni. Ez az eszköz audio alkalmazásokhoz készült, így nem képes 20 Hz alatti jeleket kiadni. Ennek megfelelően az eszköz sem lesz képes ezzel az erősítővel a DC komponens elnyomására. Ezért később készítettünk egy számunkra jobban megfelelő teljesítményerősítőt. A tekercsekben 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 középpontjában a legjobb, így a csillapítás is várhatóan ott lesz a legtökéletesebb. Tehát a tekercseknek akkorának kell lenniük, hogy beférjen 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)
- $\mathbf{y}_n \in \mathbf{C}^M$ a zajelnyomó struktúra kimenő jele; (M elemű komplex értékeket tartalmazó sorvektor)
- $\mathbf{A}(z) \in \begin{bmatrix} N(z) \\ D(z) \end{bmatrix}^{L \times M}$ átviteli függvény mátrix, melynek minden eleme z-ben racionális törtfüggvényként modellezhető;

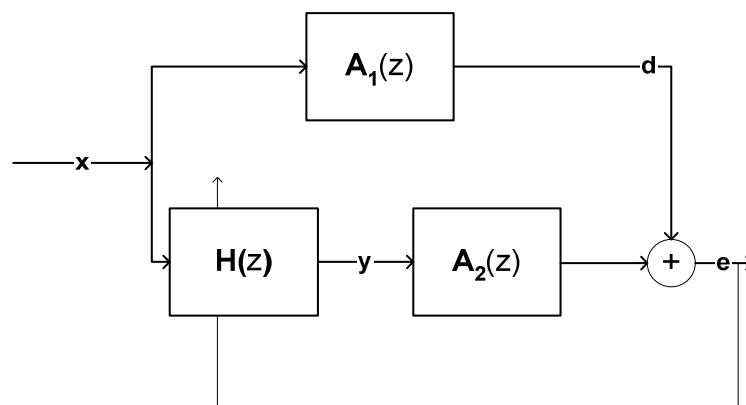
- $s_n = \mathbf{u}_n - \mathbf{A}(z) \mathbf{y}_n$ különbségi jel, vagy hibajel;
- „ \mathbf{F} ” magát a zajelnyomó struktúrát jelöli;

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 előre-csatolt (feedforward) struktúra (3.2 ábra.), ahol $\mathbf{H}(z)$ az adaptív szűrő, mely a kimeneti jel alapján, valamely eljárás segítségével a kívánt szűrő karakterisztikáját állítja elő. $\mathbf{A}_1(z)$ és $\mathbf{A}_2(z)$ 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 periodikusságából származó előnyöket. Mint ismert, bármely periodikus jel reprezentálható komplex exponenciálisok lineáris kombinációjaként. (3.1) Ez ismert, mint Fourier-reprezentáció.

$$x_n = \sum_{k=-L}^L X_k c_{k,n} \quad (3.1)$$

ahol:

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

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

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

$$L f_1 < 0.5 < (L+1) f_1 \quad (3.3)$$

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

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

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

$$\mathbf{y}_n = \sum_{k=-L}^L \mathbf{Y}_k c_{k,n} \quad (3.6)$$

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

Komplex exponenciális bemenőjel esetén az $\mathbf{A}(z)$ átviteli függvény mátrix egy komplex elemű mátrixszal reprezentálható. Ez a felbontás számunkra azért jelent előnyt, mert ismert tény, hogy a periodikus jelek komponensenként kioldhatók. Azaz egy adott felharmonikus kioldható 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.

$$\mathbf{d}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{y}_k; k = -L..L \quad (3.8)$$

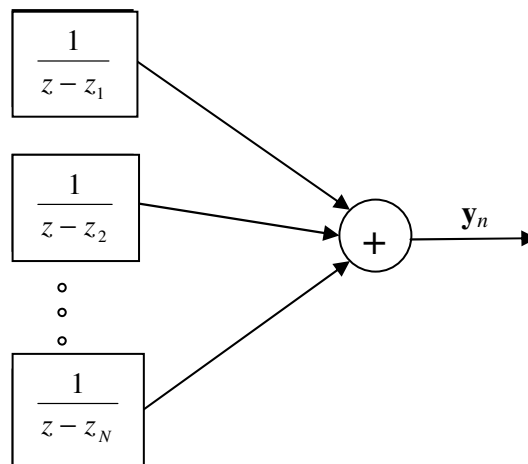
Periodikus esetre tehát a zajelnyomás nem más, mint a fenti (3.8) egyenlet megoldásait megtalálni. Azaz keresett \mathbf{y}_k

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{A}_k^\# \mathbf{d}_k, \quad k = -L..L \quad (3.9)$$

Ebben az esetben # pszeudoinverzét 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 konvergenciasebbsége.

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 komponst tartalmaz, működik egy rezonátor, amelyik előállítja a megfelelő amplitúdójú és fázisú komponst. Ezen komponsek

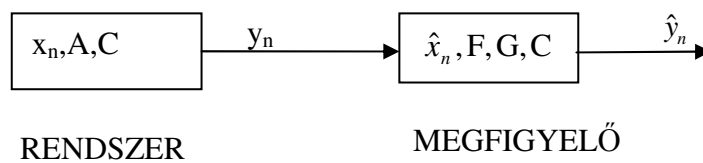
összegeként áll elő a bejövő jel. A modellben szereplő minden egyes csatorna olyan lineáris rendszer, amelynek egyetlen pólusa van az egységkörön, z_i .

ahol :

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

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:

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{A}\mathbf{x}_n \quad (3.10)$$

$$\mathbf{y}_n = \mathbf{C}\mathbf{x}_n \quad (3.11)$$

A megfigyelőé:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} = \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{G}\mathbf{y}_n \quad (3.12)$$

$$\hat{\mathbf{y}}_n = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}_n \quad (3.13)$$

Állandósult állapotban:

$$\hat{\mathbf{x}}_n = \mathbf{x}_n \quad (3.14)$$

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

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

Felhasználva (3.14)-et

$$\mathbf{F} = \mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C} \quad (3.16)$$

Innen megkapjuk a megfigyelőnk állapotváltozóira vonatkozó rekurzív formulát.

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{G}[y_n - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}_n] \quad (3.17)$$

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

$$\mathbf{A} = \langle \mathbf{z}_i \rangle \quad (3.18)$$

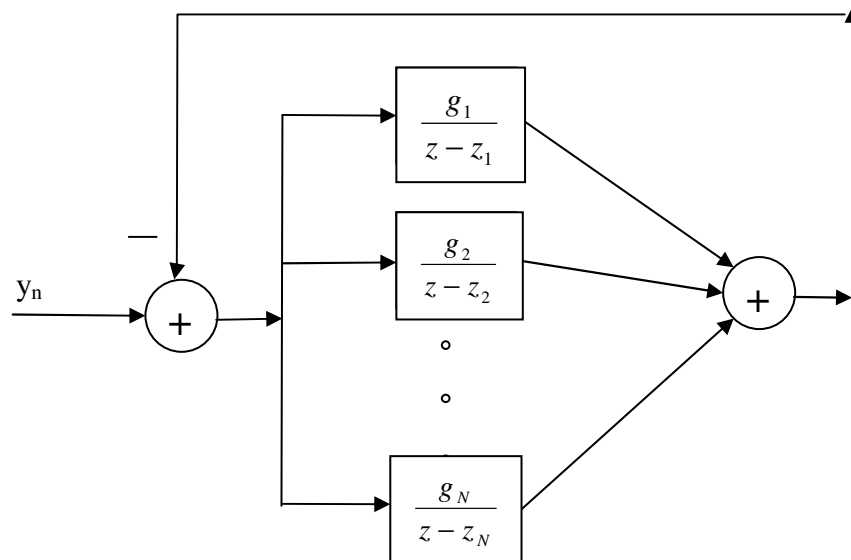
$$\mathbf{C} = \mathbf{c}^T = [1, 1, \dots, 1] \quad (3.19)$$

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

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

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

$$g_i = \frac{1}{N} z_i \quad (3.21)$$



3.5. ábra A megfigyelő struktúrája

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

$$Q_i = \frac{g_i}{z - z_i} \quad (3.22)$$

A zárt hurok átvitele a bemenettől a visszacsatolt jelig:

$$P(z) = \frac{\hat{Y}(z)}{Y(z)} = \frac{\sum_{i=1}^N Q_i(z)}{1 + \sum_{i=1}^N Q_i(z)} \quad (3.23)$$

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

$$P(z) = z^{-N} \quad (3.24)$$

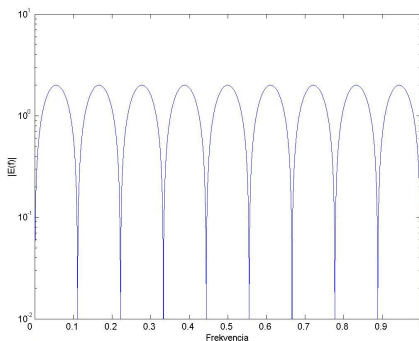
Ami azt fejezi ki, hogy a rendszernek N ütem késleltetése van, ahogy ennek a DFT transzformálás esetében lennie kell. Zárt hurokban felírható a hibajelre vonatkozó átviteli függvény is.

$$E(z) = 1 - P(z) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^N Q_i(z)} \quad (3.25)$$

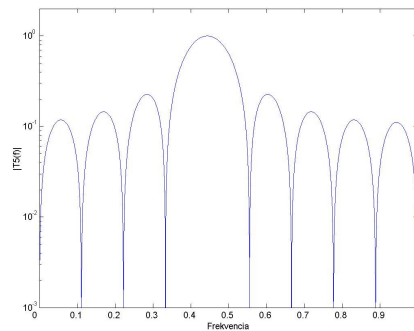
Tehát a hibajel átviteli függvényének a rezonátor pozíciókban zérusa van, másképpen megfogalmazva, a hibajel egy fésűszűrőt valósít meg, melynek leszívásai a koncepcionális jelmodell frekvenciáin helyezkednek el. (3.6 ábra)

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

$$T_i(z) = \frac{Q_i(z)}{1 + \sum_{l=1}^N Q_l(z)} \quad (3.26)$$



3.6. ábra A hibajel átviteli függvénye



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:

$$y_n = \mathbf{c}_n^T \mathbf{x}_n \quad (3.27)$$

ahol:

$$c_{k,n} = e^{j\frac{2\pi}{N}kn}; k = -L..L; N = 2L + 1 \quad (3.28)$$

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

Az állapotegyenlet következőképpen írható:

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} = \hat{\mathbf{x}}_n + \frac{1}{N} \mathbf{c}_n \{y_n - \mathbf{c}_n^T \hat{\mathbf{x}}_n\} \quad (3.29)$$

$$\hat{y}_n = \mathbf{c}_n^T \hat{\mathbf{x}}_n \quad (3.30)$$

Az egyes csatornák működése úgy jellemezhető, hogy a hibajel 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:

$$f_{1,n+1} = f_{1,n} + \frac{1}{2\pi N} \text{angle}(\hat{x}_{1,n+1}, \hat{x}_{1,n}) \quad (3.31)$$

ahol x az alapharmonikushoz tartozó állapotváltozó, „*angle*” pedig két komplex szám szögét adja meg. (3.28) és (3.31) ismeretében megadható \mathbf{c}_{n+1} .

$$\mathbf{c}_{k,n+1} = \mathbf{c}_{k,n} e^{j2\pi f_{1,n+1}k} \quad (3.32)$$

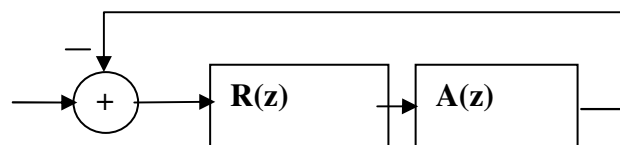
Ha rezonátorokat mindig a módosított $\mathbf{c}_{k,n}$ értékekkel működtetjük, és a frekvencia megváltozása kis mértékű, akkor a rendszer kellően gyors lesz.

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 megszorozódik a fizikai rendszer átviteli függvényével is. (3.8. ábra) Tehát, ha zajelnyomást szeretnénk elérni, akkor olyan jelet kell előállítani, amely a fizikai rendszer átvitelével megszorozódva azonos amplitúdójú, de ellentétes előjelű lesz a zajjal.



3.8 ábra Zajelnyomó hurok blokkvázlata

A hurokban szereplő $\mathbf{A}(z)$ fizikai rendszer átviteli függvénye tetszőleges lehet, ezért olyan struktúrát kell választanunk, amely képes megoldani a zajelnyomást bármilyen $\mathbf{A}(z)$ 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 kézben tartható, 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 (3.33) fennáll. Ennek bizonyítása megtalálható [1] 3.2-es fejezetében.

$$\frac{-\pi}{2} < \text{arc}(\mathbf{A}(w_i)) + \text{arc}(w_i) < \frac{\pi}{2}; \quad i = 1..N \quad (3.33)$$

ahol $\text{arc}(w_i)$ az i -edik rezonátor kimenetén alkalmazott szorzó.

w_i -ket úgy választva, hogy azok realizálják $1/\mathbf{A}(z)$ -t, amire elvileg megvan a lehetőség, hiszen a rezonátorok számlálói bármilyen konstanssal szorozhatóak, a (3.33) feltétel biztosan teljesül. Probléma azonban, hogy nem minden esetben realizálható $1/\mathbf{A}(z)$. De ha $\mathbf{A}(z)$ 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

$$\mathbf{F}(z) = \mathbf{A}(z) \sum_{i=1}^N \mathbf{R}_i Q'_i(z) \quad (3.34)$$

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

$$\mathbf{R}_i = \alpha \mathbf{W}_i; \quad \mathbf{W}_i \in \mathbf{C}^{M \times L} \quad (3.35)$$

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

$$\mathbf{F}(z) = \alpha \mathbf{A}(z) \sum_{i=1}^N \mathbf{W}_i Q'_i(z) \quad (3.36)$$

A stabilitás feltétele, hogy

$$\lambda_l(\omega) = \lambda_l(\alpha \mathbf{A}(\omega) \sum_{i=1}^N \mathbf{W}_i Q'_i(\omega)); \quad l = 1..L \quad (3.37)$$

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

Az [1]-ben található levezetés alapján ez ekvivalens a 3.38-tal.

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

$$\lambda_{l,i} = \lambda_l(\mathbf{A}(\omega_i) \mathbf{W}_i); \quad l = 1..L, \quad i = 1..N \quad (3.38)$$

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 $\text{rank}(\mathbf{A}(\omega_i)) = \text{rank}(\mathbf{W}_i) = L$. 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.

$$\mathbf{W}_i = \mathbf{A}^\#(\omega_i); \quad i = 1..N \quad (3.39)$$

$()^\#$ -a pszeudoinverz képzést jelenti.

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

$$\mathbf{W}_i = \mathbf{A}^{-1}(w_i); \quad i=1..N \quad (3.40)$$

A pszeudoinverz normál inverzképzéssé alakul.

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

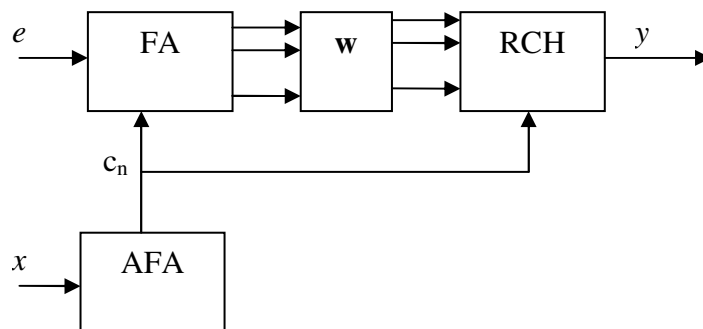
$$\mathbf{A}(\omega_i) \mathbf{W}_i = \mathbf{A}(\omega_i) \mathbf{A}^\#(\omega_i) = \mathbf{I}_M; \quad (3.41)$$

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

$$\mathbf{A}(\omega_i) \mathbf{W}_i = \mathbf{A}(\omega_i) \mathbf{A}^\#(\omega_i) = \mathbf{P}_M = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_M & \\ & \mathbf{0}_{L-M} \end{bmatrix} \mathbf{V}^H; \quad (3.42)$$

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 függvényrel 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 kiterjeszhető 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 tekinthetők, és a stabil működéshez elég az adott csatorna átviteli függvényének inverzével szorozni. Ilyen eset például a mágneses terek 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 komponens ismert. 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 $\mathbf{A}(z)$ 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 fázisstartaléka 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.

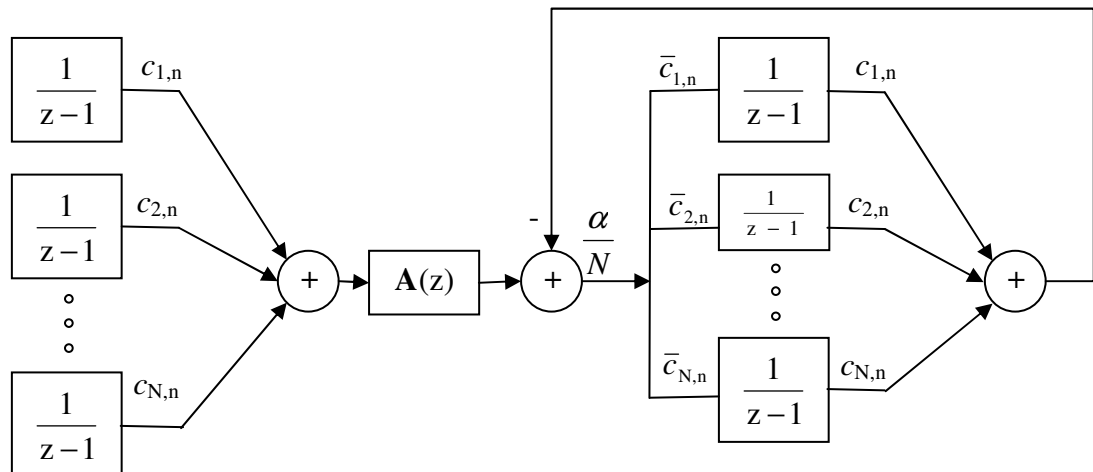
A 2. módszerrel ez a probléma nem merül fel, ha a szinuszkészlet megfelelően van összeválogatva. Ám ennek a módszernek a nehézségét éppen az jelenti, hogy a megfelelő gerjesztőjelet kiválasszuk.

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. Általán 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 Fourier-komponensekkel egyeznek meg. Ha a generátor és az analízátor bázisfüggvényei ($\mathbf{c}_{k,n}$), az ábrán látható módon megegyeznek, állandósult állapotban $\mathbf{A}(z_i)$ értékei kiszámíthatók:

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

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

$$\mathbf{A}(z_i) = \hat{\mathbf{x}}_i; \quad i=1..N \quad (3.44)$$



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 $\alpha=1$ választással működtethető a struktúra. Zajos kimenet esetén érdemes exponenciális átlagolást alkalmazni. Ennek megvalósítása α megfelelő megválasztásával megtehető. Az átlagolás időállandója:

$$\lambda_{exp} = (1 - \alpha)^{\frac{1}{N}} \tag{3.45}$$

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

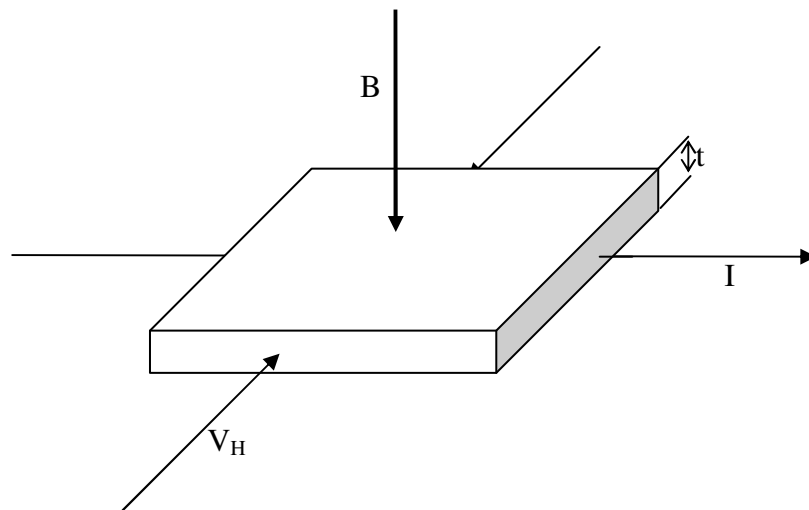
4.1 Szenzorok

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.)

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



4.1. ábra Hall effektus bemutatása

A fellépő V_H a Hall-feszültség:

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

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

$$R_H \equiv \frac{I}{qn} \quad (4.3)$$

A Hall-együttható (m^3/C)

Gyengén adalékolt félvezetőkben a kétféle töltéshordozó jelenléte és eltérő mozgékonyága miatt

$$R_H = \frac{I}{q} \frac{p\mu_p^2 - n\mu_n^2}{(p\mu_p + n\mu_n)^2} \quad (4.4)$$

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

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 mérés technikailag 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
Micronas Hall-401,805	± 500 G	5 mV/G
Allegro UGN3503LT	± 900 G	1,3 mV/G
SensorSolution M12 –AH5	± 500 G	2.5 mV/G
Allegro UGN3515	± 500 G	5 mV/G

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:

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

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Limits			
			Min.	Typ.	Max.	Units
Supply Voltage	V_{CC}	Operating	4.5	5.0	5.5	V
Supply Current	I_{CC}	$B = 0, V_{CC} = 6\text{ V}, I_O = 0$	–	7.2	10	mA
Quiescent Voltage Output	V_{OQ}	$B = 0, I_O = 1\text{ mA}, T_A = 25^\circ\text{C}$	2.425	2.500	2.575	V
Output Voltage	V_{OH}	$B = +X^*, I_O = 1\text{ mA}$	–	4.7	–	V
	V_{OL}	$B = -X^*, I_O = -1\text{ mA}$	–	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	$I_O \leq -2\text{ mA}$	–	1.0	–	Ω
Wide-Band Output Noise (rms)	e_o	$B = 0, BW = 10\text{ Hz to }10\text{ kHz}, I_O \leq -1\text{ mA}, C_O = 100\text{ pF}$	–	400	–	μV

A teljes adatlap: [3]

4.2 A szenzorokat tartalmazó erősítő áramkör tervezése

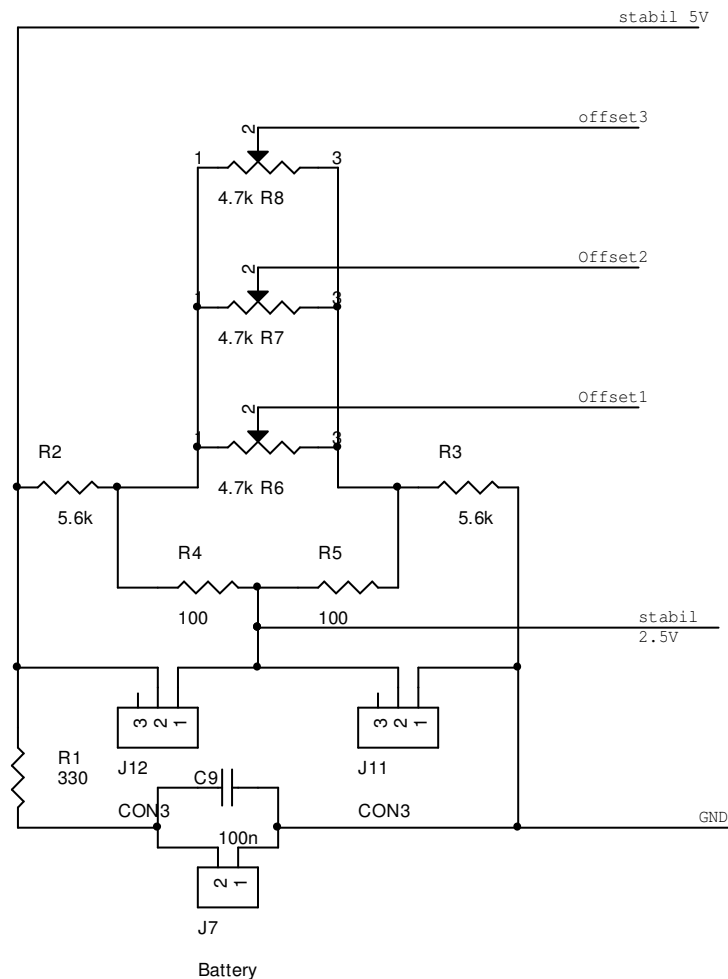
A szenzorok 5 V-os tápfeszültséget igényelnek, természetesen a mágneses térnek nem csak erősségét, hanem irányát is mérik. Az irány jelzését úgy oldották meg, hogy a tápfeszültség felét tekintik a nulla szintnek, és ehhez képes a pozitív irányú tér esetén fölfelé, ezzel ellentétes irányú tér esetén lefelé 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 alapkapsolás szolgált. A megvalósult kapsolás 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

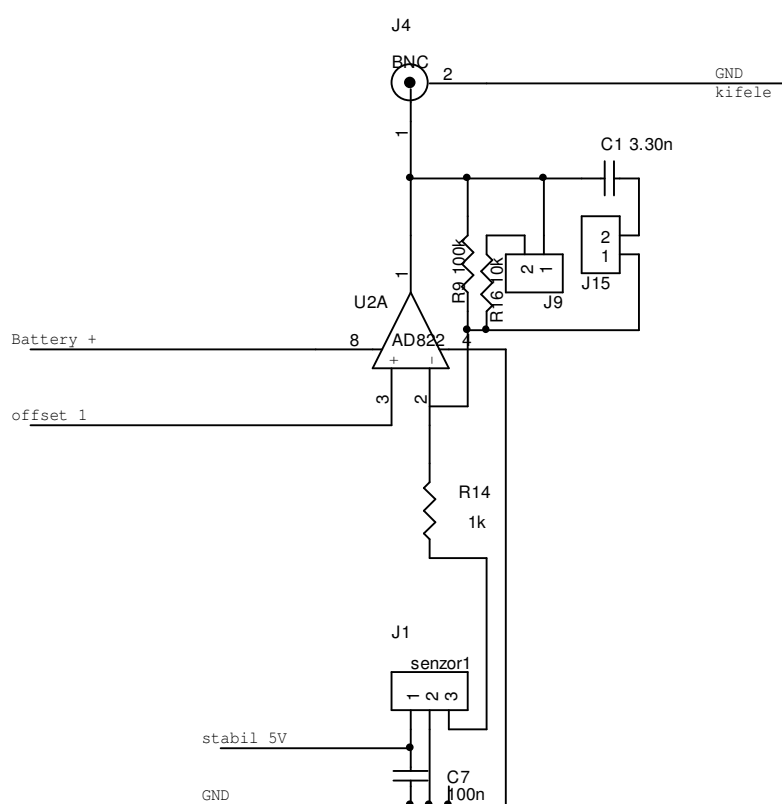
mértékű lesz, de finoman állíthatónak kell lenni a pontos beállítás kedvéért, ezért R2/R4 arányát nagyra kellett választani. Ezzel a módszerrel megoldódott, hogy ne kelljen nagyon drága, többfordulatú, pontos potenciométereket alkalmazni, de az állíthatóság finomsága mégis megfelelő mértékű legyen.



4.2. ábra Feszültség szintek előállítás

Előállt az erősítők számára az offset 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 szenornak 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.

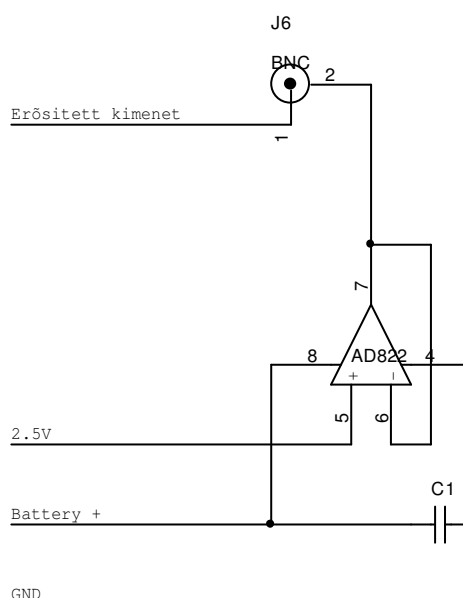


4.3. ábra Erősítő áramkör

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 $3\mu\text{V}/\text{C}^\circ$, és a tápfeszültsége is széles tartományban változtatható ($\pm 1.5\text{ V}$ - $\pm 18\text{ V}$). 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 Követő erősítő

Minden IC tápfeszültsége és földje közé betervezésre került egy-egy 100 nF-os zajsűrő 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 zavorszűrést 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 feszültség szinteket, és az állítás finomsága sem változott annyit, hogy számottevő vagy érzékelhető legyen.

4.3 A teljesítményerősítő

A feladat nem merül ki a mágneses indukcióval arányos jellemző mérésével. A kompenzálás megvalósításához szükség van arra is, hogy elő tudjunk állítani legalább akkora indukciót, mint amekkorát maximálisan ki akarunk oltani. Ezen mező létrehozásához szükség van a már említett tekercsekre, illetve egy ezeket meghajtó teljesítményerősítőre. Először ezt a problémát egy audio tartományban működő teljesítményerősítővel oldottuk meg. Az eszköz 20 Hz-től 22 kHz-ig működik. Ebben a frekvencia tartományban található az általunk csillapítani kívánt zavarok jelentős része. Tehát elég jó megoldásnak tűnt ez a választás. Ahogy ez a dolgozat végén található fejezetből is kitűnik, ezzel a megoldással sikeresen kompenzáltuk a hálózati 50 Hz és ezen felharmonikusaiból származó zavarokat. A kísérletek azt is megmutatták, hogy számottevő komponensek csak 500 Hz alatt találhatóak. Ezek után felmerült az igény, hogy a DC komponenst is tudjuk kompenzálni. A már meglévő mérési eredményekre

támaszkodva elkészült egy teljesítményerősítő, amely 0-1000 Hz-ig terjedő tartományban működik. Ennek az eszköznek a segítségével a rendszer képes a DC komponens kioltására is.

4.3.1 A tervezés menete

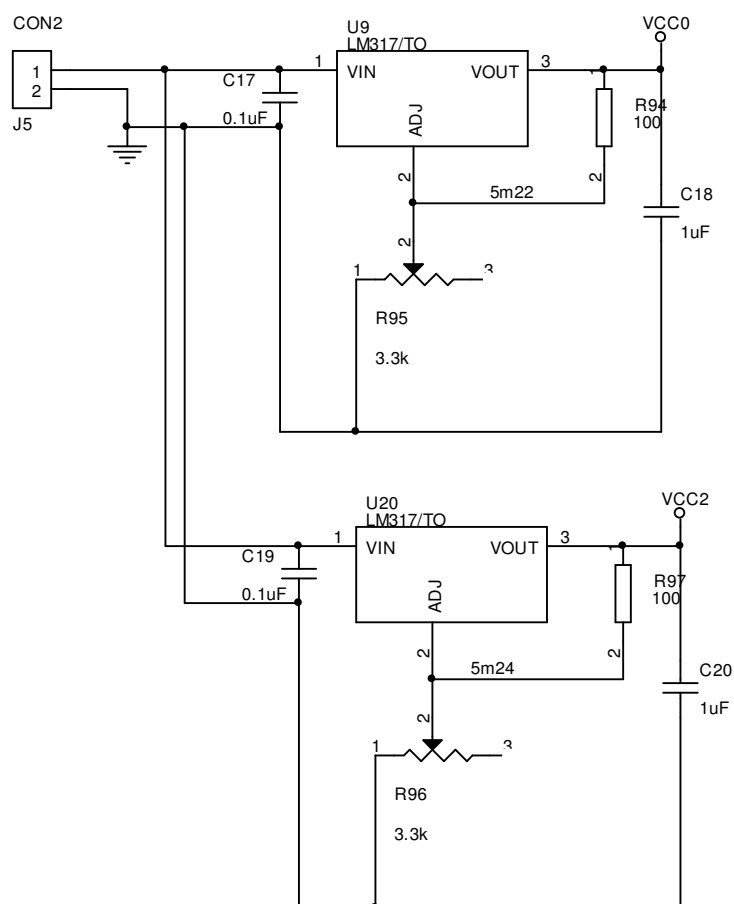
Az audio erősítővel elvégzett kísérletekből kiderült, hogy az általunk tervezett erősítőnek legalább 30 V-os kimenettel kell rendelkeznie, és csatornánként 500 mA-t kell tudnia leadnia. Körülnézve a jelenlegi piacon található olyan eszköz, amely képes ekkora teljesítményre, de ezek nem alkalmasak DC átvitelre. Ezért úgy döntöttünk, hogy magunk valósítjuk meg az erősítőt. Erre a feladatra egy D-osztályú erősítőkonstrukció tűnt a legalkalmasabbnak. Ez azt jelenti, hogy az erősítő kimenetén egy működési tartományhoz képest nagyfrekvenciás PWM jel jelenik meg, melynél a modulációt a bemenő jel végzi. A kimenetet egy aluláteresztő szűrőn átengedve, vagy időben átlagolva megkapjuk a kívánt erősített jelet. Mivel tekercseket szeretnénk a kimenetre kötni, ez a nagyfrekvenciás jel számunkra nem okoz gondot. A tekercsek ugyanis elvégzik az átlagolást, hiszen a tekercsek árama nem változhat ugrásszerűen.

A PWM jelek előállítását úgy oldottuk meg, hogy FET-ek segítségével a kimenetre hol a tápfeszültséget, hol nulla potenciált kapcsoltunk. A FET-ek vezérléséről egy TL494-es IC és két komparátor gondoskodott. A bemenő jel kondicionálását pedig, műveleti erősítők segítségével oldottuk meg.

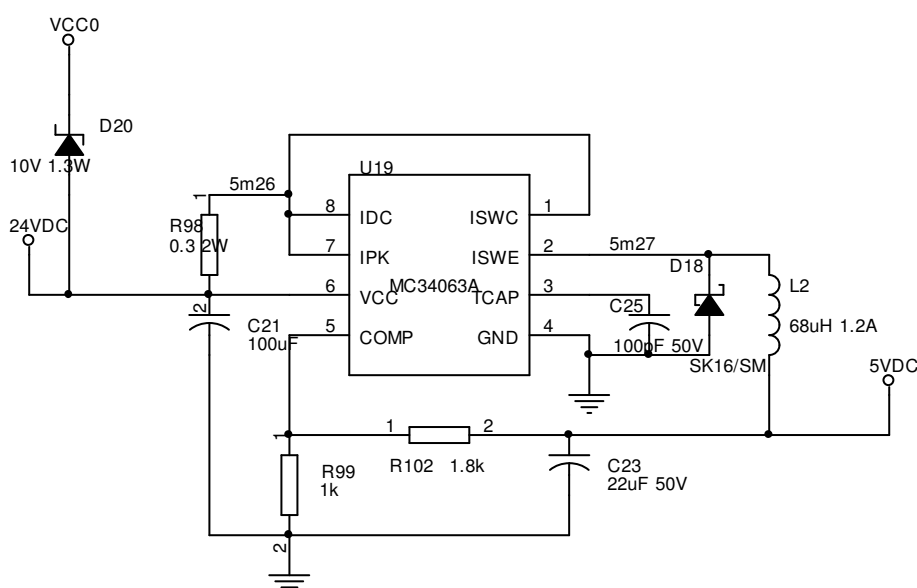
4.3.2 Tápfeszültségek előállítása

Ezek az eszközök különböző tápfeszültségeket igényelnek. A műerősítők és a komparátorok ± 5 V, míg az IC 24 V-os tápfeszültségen működik. Azt szeretnénk volna, hogy ne kívülről keljen biztosítani a stabil tápfeszültségeket, hanem az eszköz maga állítsa elő. A laborban rendelkezésünkre állt egy 40 V-os 2 A-es tápegység, ezért az erősítőt is ehhez terveztük. Így a tápellátást egy bemeneten oldottuk meg. Az eszköz működőképes 38-42 V-os tartományban és a terheléstől függően 0.1-2 A-t vesz fel. Ennek elérése érdekében először stabilizálni kellett a bemenő feszültséget. Ezt 2 db LM317 változtatható feszültség stabilizátor segítségével tettük meg, a gyártó által ajánlott

alapkapcsolást használva. Ezek a feszültség stabilizátorok, darabonként 1.5 A-t tudnak leadni, és a 4.5. ábrán látható paraméterek mellett, stabil 34 V-os kimenőfeszültséget állítanak elő. Azért volt szükség 2 darabra, hogy ki tudjuk használni a rendelkezésre álló 2 A-t. Így az 1-es és 2-es csatorna tápellátása független a másik két csatornától. A szükséges 24 V előállítását egy 10 V-os Zener dióda segítségével történik, ez látja el a már említett TL494-es IC-eket és ebből a 24 V-ból állítódik elő a +5 V-t és a -5 V-t is. Ezen két utóbbi feszültséget egy-egy MC34063 típusú, kapcsoló üzemi feszültség stabilizátor állítja elő, néhány kiegészítő alkatrész segítségével.



4.5. ábra Bejövő feszültség stabilizálása 34 V-ra

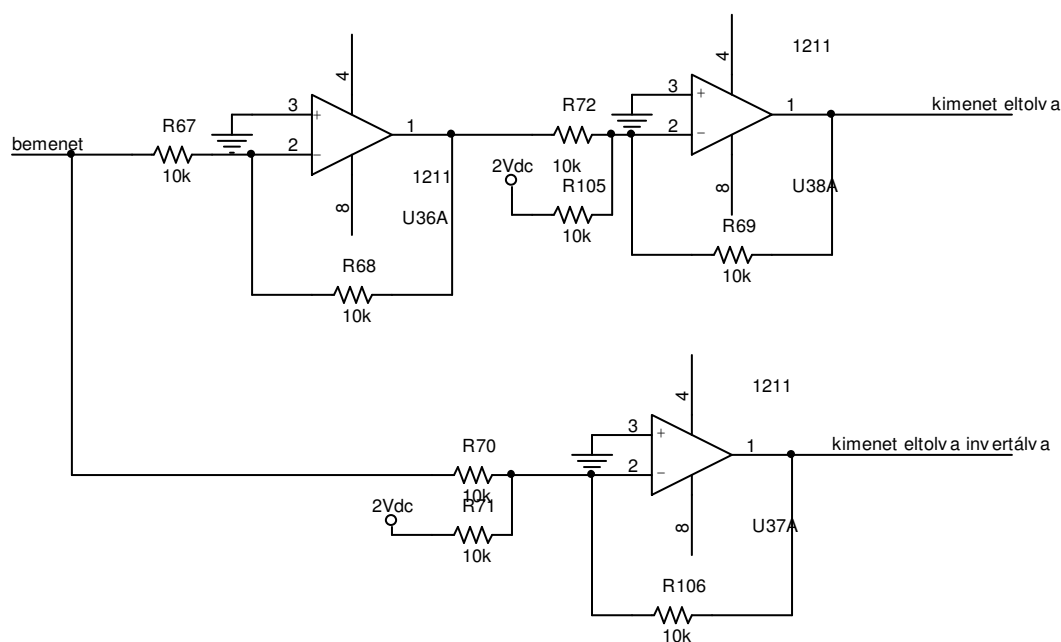


4.6.ábra A szükséges 24 V és 5V előállítás

A jelenlegi segédalkatrészek mellett az IC ~ 70 kHz-en működik, és 1 A-leadására képes, bár a műveleti erősítők és komparátorok nem igényelnek ilyen nagy áramot. A magas működési frekvenciából származó esetleges zavarokat az egyes alkatrészekhez közel elhelyezett szűrőkondenzátorok jelentősen csökkentik, így nem okoznak problémát. A paraméterek és az elrendezés ebben az esetben, és a hasonlóan megvalósított -5 V esetén is a gyári alapkioscsolás, és a gyártó által javasolt értékek.

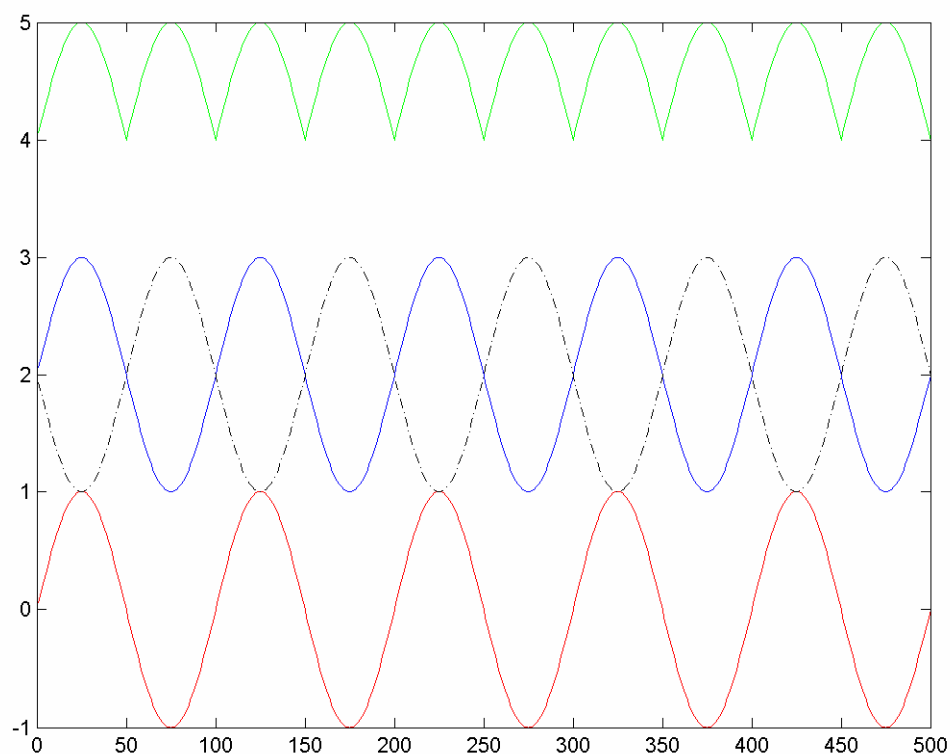
4.3.3 Bemenő jel kondicionálása

A következő feladat a bemenő jel kondicionálása volt. A helyes modulációhoz ugyanis szükség van a bejövő jelre és annak inverzére is ráadásul nem nulla középponttal, hanem eltolva 2 V-os középpértékkal. Mivel a feldolgozó kártya, amely a bemeneteket szolgáltatja, nulla középpontú jelet állít elő, és nincs felkészítve az inverzképzésre sem, így ezt az erősítőnek kell elvégeznie. Ezért a bemenő jelekből egy invertáló erősítő alapkioscsolás segítségével -1-es erősítést használva, előállítottuk az inverzüket is, majd mind a bemenő jelet, mind az inverzét egy-egy összeadó erősítő kapcsolás egyik bemenetére vezettük. A kapcsolás másik bemenetére stabil 2 V-ot adtunk. Ennek eredményeként előállt a szimmetrikus eltoló bemenet, amelyre szükségünk volt.



4.7. ábra Bemenő jel feldolgozása

Az így előállított jeleke már alkalmasak arra, hogy a TL494-es IC error amplifier bemeneteit szolgáltassák. Maga az IC biztosítja a PWM jelek előállítását. Egy kintről RC-taggal programozható saját oszcillátorral rendelkezik, ezt használja órajelként. A jelenlegi kapcsolásban ezen órajellel azonos frekvenciával generálódik a kimeneti jel is. A modulációt a két „hiba erősítő” lévő feszültségszintek határozzák meg. Mindig az jut érvényre, ahol a potenciál magasabb. Az IC adatlapjából kiderül, hogy az erősítők 0.5-3.5 V-os tartományban mutatnak lineáris működést. Ezen két ok miatt volt szükség a bemeneti jelek eltolására, és invertálására. Ha ugyanis az egyik erősítőre a normál jelet a másikra az invertáltat vezetjük, akkor szinuszos jel esetén mindig a pozitív félhullám jut érvényességre. Ennek megfelelően az IC kimenetén a jel úgy modulálódik, mintha a bejövő jel félszuszokból állna. (4.8 ábra)



4.8. ábra Bejövő jelek átalakítása szinuszos bemenet esetén

Piros: eredeti jel a bemeneten

Kék: eltolt jel

Fekete szaggatott: eltolt invertált jel

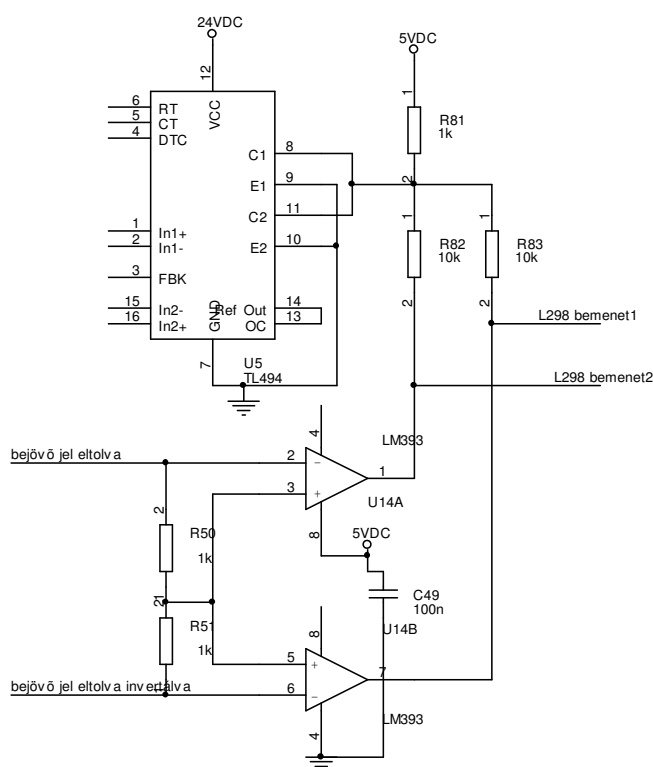
Zöld: a moduláló jel (Csak a jobb láthatóság kedvéért van 4 egységgel eltolva. A valóságban ez a jel csak a PWM generátor IC FB lábán jelenik meg, ahol a tényleges moduláló jelet lehet visszamérni.)

4.3.4 A PWM jel előállítása

A TL494 két darab open-kollektoros kimenetet tartalmaz [16], amelyeket lehet úgy vezérelni, hogy a két kimenő jel egymásnak inverzei legyenek, de mód van a két kimenet párhuzamos kapcsolására is. Ez utóbbi esetben nagyobb kimenő áramot képes leadni. Mivel a mi esetünkben nem volt szükség az inverz jelre ezért párhuzamosan kapcsoltuk őket.

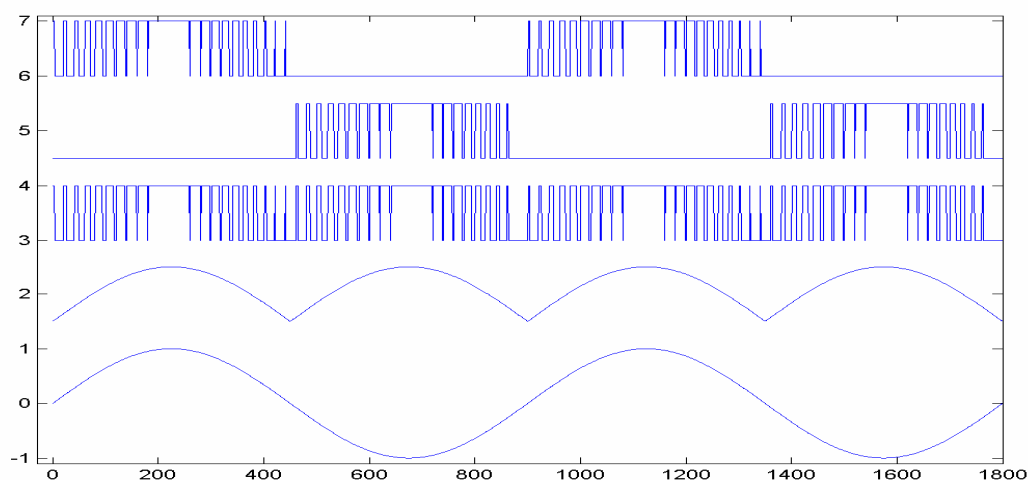
Az órajelet 35 kHz-re programoztuk, ez elég az általunk használni kívánt frekvenciatartományhoz és a kimeneti fokozatot jelentő L298-as FET-ek is képesek ezen a frekvencián működni.

Mivel a moduláció mindig pozitív félhullám alapján történik, ezért szükség van a két komparátorra. Ezek + bemenetére a referenciaszintet kapcsolva a – bemenetekre pedig az egyik esetben az invertált másik esetben a normál jelet téve a kimenetekken megjelenik, hogy az eredeti jelnek a pozitív vagy negatív félperiódusában vagyunk. Mivel a komparátorok is open kollektoros kimenetűek, ezért összeköthetőek a PWM generátor IC kimenetével. És természetesen fel kell őket húzni a tápfeszültségre. Ha ezt az 4.9. ábrán látható módon tesszük meg, és a FET-ek vezérlőjelét a két ellenállás alsó végéről vesszük akkor a számunkra megfelelő vezérléshez jutunk.



4.9. ábra Komparátorok és a PWM generáló IC kapcsolása

Ezeket a vezérlő jeleket a L298-s H-bridge bemeneteire kapcsolva, a felső FET-eket tápra, az alsókat egy 1 Ohmos mérőellenálláson keresztül a földre húzva, a kimenetekre pedig terhelést kapcsolva az erősítő már működőképes. A vezérlőjelek a 4.10. ábrán látható módon alakulnak.



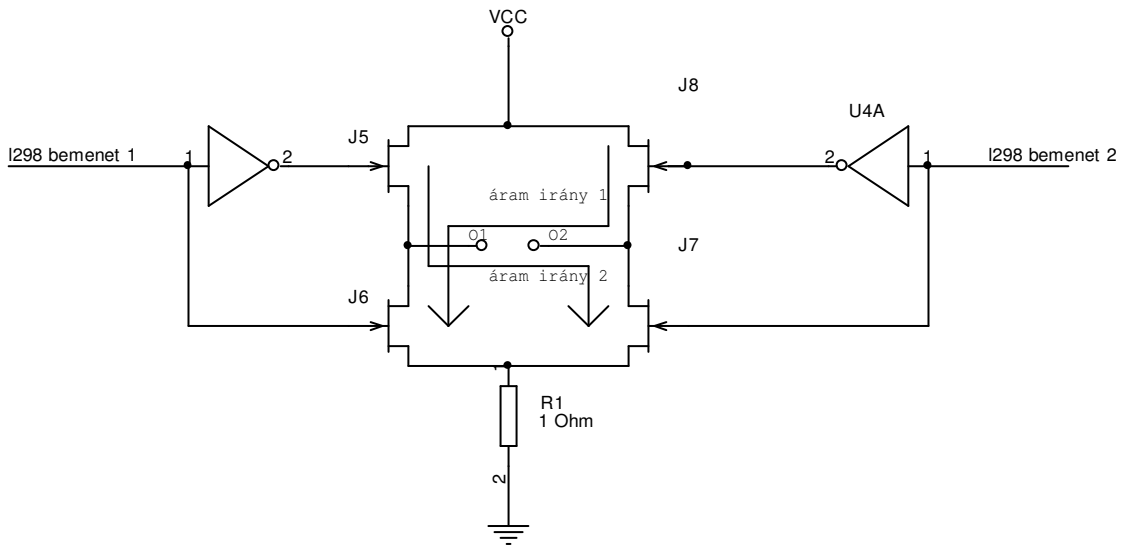
4.10. ábra Vezérlőjelek

Jelek lentről felfelé: bejövő jel, moduláló jel, TL494-es IC 8-as lábán a PWM kimenet, L298 bemenet 1 és L298 bemenet 2.

Ahogy az előző részben olvasható volt a moduláció mindig a pozitív félperiódus alapján történik. A komparátorok pedig meghatározzák, melyik félperiódusban vagyunk. Ezt úgy teszik meg, hogy lehúzzák a hozzájuk tartozó ellenállás alsó potenciálját a földre, ha negatív félperiódus van a bemeneten. Mivel azonban a második komparátorra kerül jel az elsőre kerülő inverze, így a kimenete is pont ellentétes. Tehát ha az egyik kimenet nulla akkor a másikon jelenik meg a PWM jel, majd a bemenet következő nullátmenetekor a szerepek felcserélődnek. Így állnak elő a 4.10.-es ábrán látható vezérlőjelek.

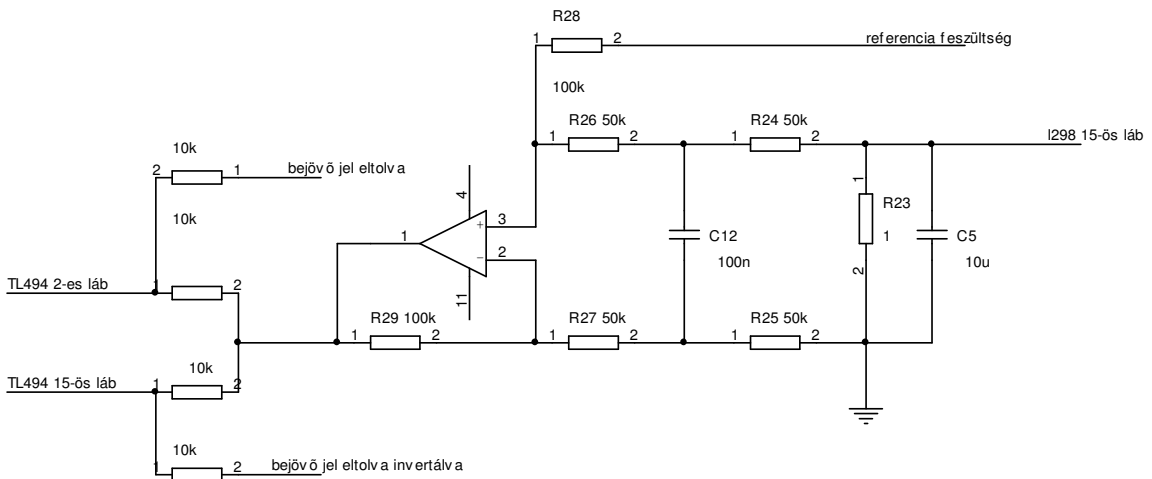
A végfokozat működésének lényege, hogy 4 darab FET van H hídba kapcsolva, azaz kettőnek a source-a a tápra a másik kettőnek a drain-je a földre van kötve. Az alsók source-a pedig a felsők drain-jéhez. A közös pontok egyben a kimenetek is. A két kimenet közé téve a terhelést a közös ponttal rendelkező FET-eket pedig ellentétesen vezérelve a terhelésen a kitöltési tényezővel arányos átlagértékű áram fog folyni. Attól függően, hogy a terhelés melyik oldalán lévő FET-páros alja van földre húzva a terhelésen folyó áram iránya megválasztható. Az L298 IC [15] belső kapcsolásának vázlata a 4.11. ábrán látható. Ha a 4.10. ábrán látható jelek vannak a bemeneteken, akkor a kimenetek közé (O1, O2) kapcsolt terhelésen a PWM jel fog megjelenni. Mikor az egyes bemenet földre van húzva, akkor az áramirány az „áram irány 1” jelű nyíl

megfelelő. Ha a kettős bemenet van földre húzva, akkor az „áram irány 2” -nek megfelelő.



4.11. ábra L298 belső felépítése

A mérőellenálláson eső feszültség jelét visszacsatolva, a 4.11.ábrán látható módon, stabilizálhatjuk a rendszer működését.



4.12. ábra Visszacsatolás

A visszacsatolás lényege, hogy a FET-eken átfolyó áram az 1 Ohmos ellenálláson is átfolyik. Az ezen eső feszültség jelenti egy összeadó erősítő egyik bemenetét. A másik bemeneten a referencia feszültség van. Így az erősítő kimenetén a kettő előjeles összege lesz. A PWM generátor IC bemenetére, azaz a 2-es és 15-ös láb, a visszacsatolás

„kimenetének” és a már említett módon módosított bemenetnek az átlaga kerül. Ezt 2 ellenállásból készített feszültségosztó állítja elő. Tehát a visszacsatolás addig növeli, vagy csökkenti a PWM generátor IC bemenetére kerülő feszültségértéket, míg ki nem alakul az egyensúly. Ezzel elérhető, hogy az erősítő bemenetére kerülő feszültségértékhez mindig azonos nagyságú áramérték tartozzon a kimeneten.

A visszacsatolásban szereplő kondenzátorra (C12) a jel zajosságának csökkentése érdekében volt szükség. Ezzel azonban egy aluláteresztő jelleget is kap a visszacsatolás, így a kondenzátor értéke megszabja a maximális működési frekvenciát is.

Az erősítő és a terhelések védelme érdekében minden kimeneti pont előtt egy 1 Amperes biztosítékot is elhelyeztünk, és védődiodákat alkalmaztunk.

4.4 Tekercsek méretezése

4.4.1 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 összecukott állapotban is.

4.4.2 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])

$$B = \frac{\mu_0 N I}{2R} \quad (4.5)$$

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 áramerősség 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 számszerűsítve:

$$4 \cdot 0,4(\text{m}) \cdot 400 \cdot 0,0175(\text{mm}^2/\text{m}) / 0,16(\text{mm}^2) = 70,42 \text{ Ohm}$$

ahol: keret oldalainak száma,
keret egy oldalának hossza,
menetszám,
réz fajlagos ellenállása 1mm^2 -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

Kapott paraméterek

Az előző fejezetekben kapott eredményekből jól látszik, hogy a jelenlegi erősítőnk segítségével, amely maximálisan 30 V-ot és 3 A-t tud leadni, nem hozható létre a 15 G indukció nagyobb frekvenciákon. Hiszen maximálisan U/Z , azaz DC-n $30 \text{ V} / 70,42 \text{ Ohm} = 0,426 \text{ A}$, míg magasabb frekvenciákon, ahol Z értékét már L is befolyásolja, ennél csak kisebb áramot tud felvenni a tekercs, és így kisebb térerősséget 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, $0,16 \text{ mm}^2$ -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 tekerceslést 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.

4.5 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-architektúrájú, 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. A processzor 40 MHz-es külső órajellel működik, ez megfelel 40 MFLOPS-nak, mivel minden műveletet képes egy órajelciklus alatt végrehajtani. Azaz a processzor képes 1 másodperc alatt 40 millió lebegőpontos művelet végrehajtására. A DSP tartalmaz 1 Megabit SRAM-ot is, amely címezhető 48 bites programmemóriaként, 32 bites adatmemóriaként, vagy felosztva egy részt program– másik részt adatmemóriaként. Ezenkívül tartalmaz egy dual címgenerátor egységet is, amely képes megvalósítani bitfordított és modulo címzést is. Így egy utasításciklus alatt végrehajtható egy szorzás, egy shiftelés és egy logikai művelet mellett kettő adat lehívása is. Egy a programmemóriából egy az adatmemóriából. Ez az architektúra az FFT-szerű algoritmusok minél gyorsabb végrehajtására lett kitalálva. Itt szeretném megjegyezni, hogy az általunk használt algoritmus is ebbe a kategóriába tartozik.

A fejlesztőkártya tartalmaz a DSP-n kívül egy sztereó codecet, sorospotot, 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

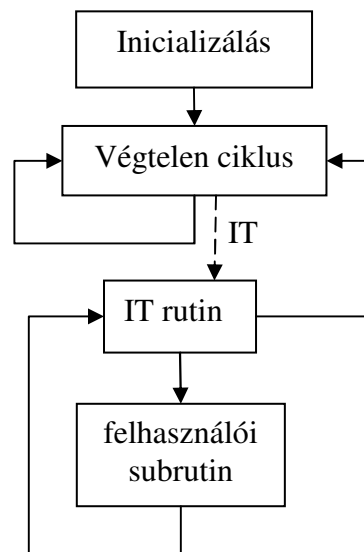
V_{pp} amplitúdójú jelet lehet kiadni. Mind a bemenetek mind a kimenetek lehetnek AC vagy DC csatoltak. A választás csatornánként jumperek segítségével lehetséges. DC csatolás esetén lehetőség van az ofszetek beállítására is.

4.6 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 lebegőpontosá 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 végrehajtnak 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 végrehajtnodik 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.

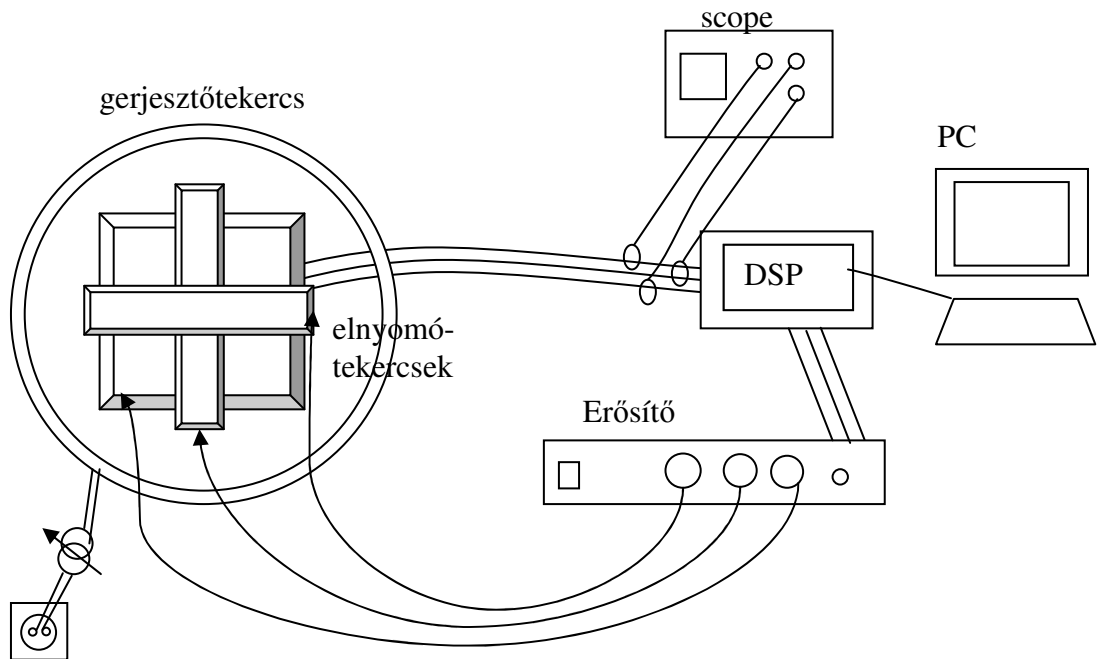
A programban nincsenek megkülönböztetve a csatornák, lényegtelen, hogy melyik irányú szenzortól érkeznek a jelek. Egyetlen dologra kell figyelni, hogy a megfelelő érzékelő-beavatkozó párhoz tartozó átviteli karakterisztikát használjuk az adott csatornára.

Az első méréssorozat esetén, mivel az erősítő akár 20 kHz-es jeleket is képes feldolgozni, 40 rezonátort működtettünk minden csatornán. Mivel az alapharmonikus 50 Hz környékén található, ezért ez a rendszer maximum a 2 kHz-en megjelenő felharmónikus elnyomására lett volna alkalmas. Elvileg akár 80 rezonátort is alkalmazhattunk volna, azaz 4 kHz-ig tudtunk volna elnyomni. Ebben az esetben még éppen betartottuk volna a mintavételezési törvényt. Ennek azonban határt szabott a DSP számítási teljesítménye. Az általunk használt kártya órajele mellett 3 csatornát feldolgozva 8 kHz-es mintavétel mellett csak csatornánként 40 rezonátor kiszámítására volt idő. Azonban kiderült, hogy komponensek csak 500 Hz-ig vannak. Mint már említettük az új erősítő is ezért ebben a tartományban működik. Ennek megfelelően a második méréssorozat esetén csak csatornánként 20 rezonátort alkalmaztunk.

6 Mérési eredmények

6.1 Audio erősítőt használva

Az eljárást kipróbálandó végeztünk pár demonstrációs jellegű mérést. Annak céljából, hogy kiderüljön hogy valóban alkalmazható-e az algoritmus a mágneses terekre. Mivel ekkor más nem állt rendelkezésünkre egy audio erősítőt használtunk. Hogy a kísérleteket kontrolálni tudjuk, 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.

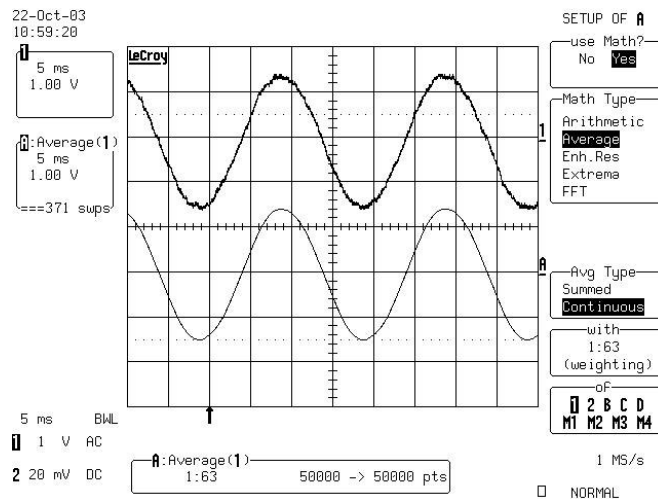


6.1.ábra A mérési elrendezés vázlata

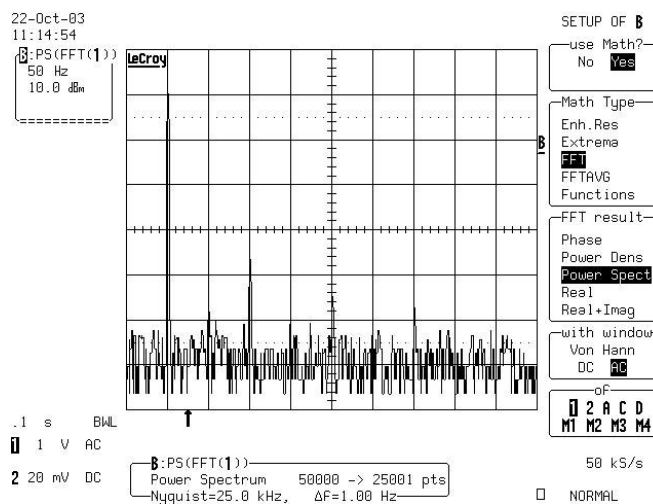
A mérés során egy számítógép segítségével vezéreltük a DSP-kártyák alkotta jelfeldolgozó egységet. A rendszer bemenetül szolgáló jeleket a tekercsek középpontjába helyezett szenzorkártya biztosította. A kimenetet az erősítőre vezettük. Az erősítő kimenetei hajtották meg az általam készített tekercseket. 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.

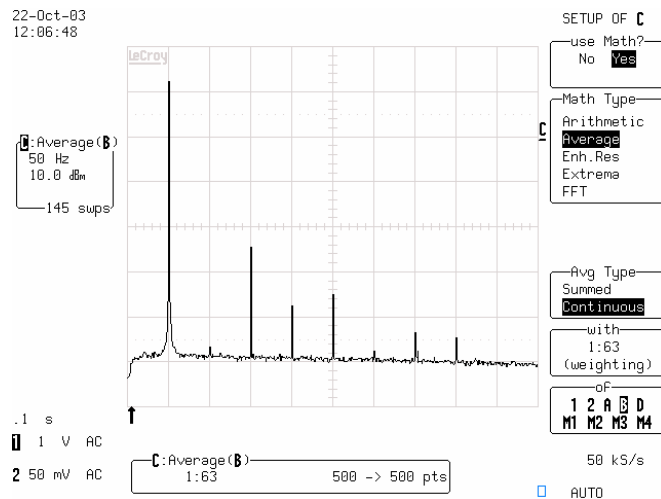
A 6.2 ábrán látható a rendszer bekapcsolása előtt a szenzor által mutatott térerősség és annak átlaga, a 6.3.-as ábrán a jel spektruma, a 6.4-en a spektrum átlagolva.



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

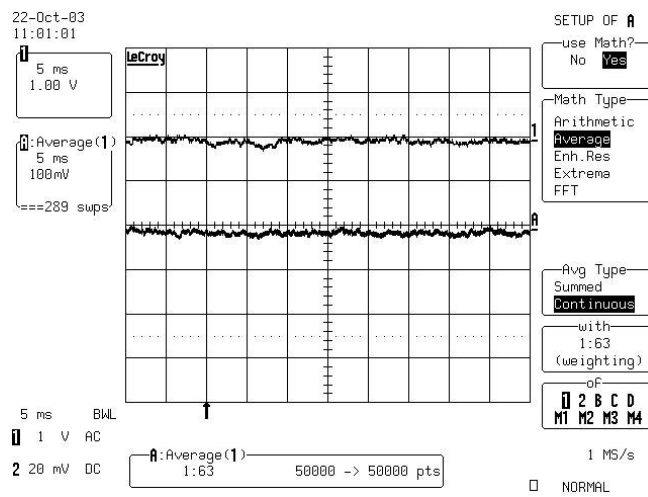


6.2. ábra Elnyomandó jel spektruma



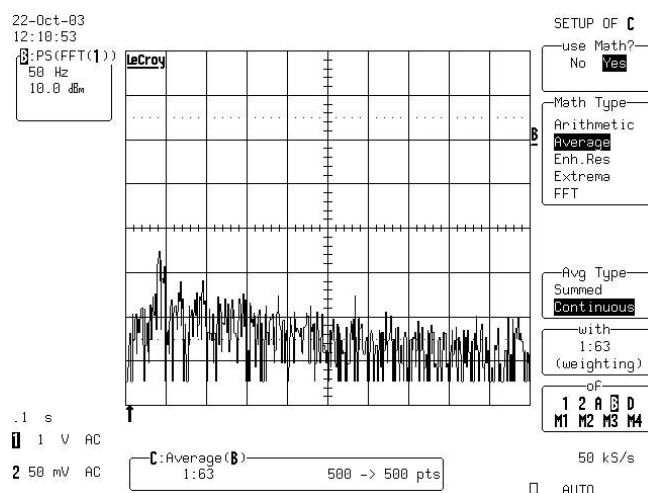
6.3. ábra Elyomandó jel spektrumának átlaga

A rendszer bekapcsolása után elkészítettük ugyanezeket az ábrákat.

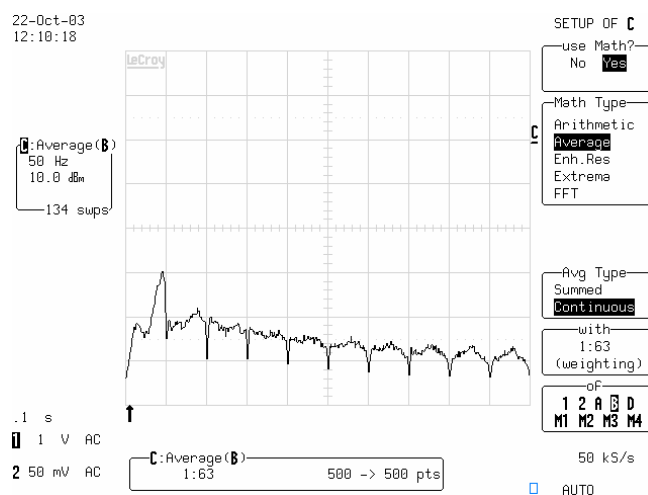


6.4. ábra. Rendszer bekapcsolt állapotában egy csatorna időfüggvénye.

Felső görbe: átlagolatlan, alsó görbe átlagolt időfüggvény



6.5. ábra. Rendszer bekapcsolt állapotában egy csatorna jelének spektruma

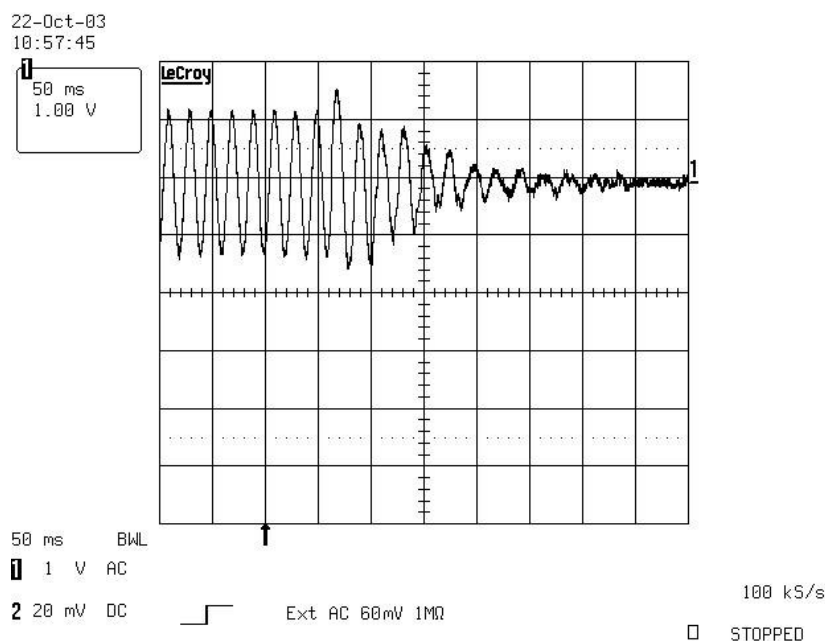


6.6. ábra. Rendszer bekapcsolt állapotában egy csatorna spektrumának átlaga

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 megfigyelhető a rezonátorpozíciókon történő leszívás. A szenzorokból származó jel elnyomás előtt 1,4 V-os csúcsertékű 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.

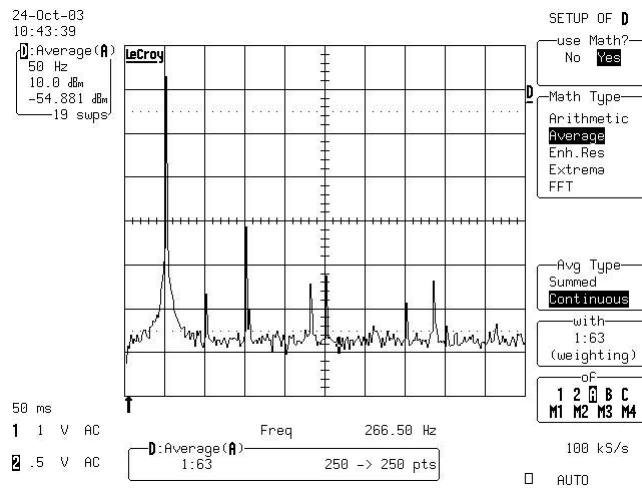


6.7. ábra. A rendszer beállása

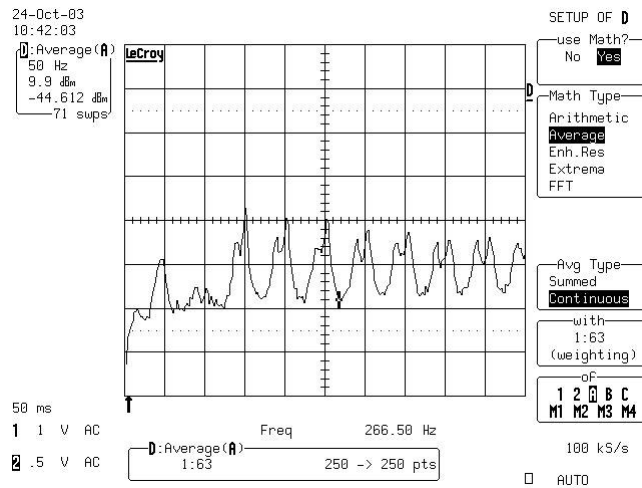
A rendszer indítása abban a pillanatban történt, amikor az ábrán látható jel amplitúdója kis mértékben megnövekedett. Az indítást követően 270 ms-mal a rendszer már teljes elnyomást biztosított, ez 50 Hz jel esetén 13.5 periódust jelent.

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.

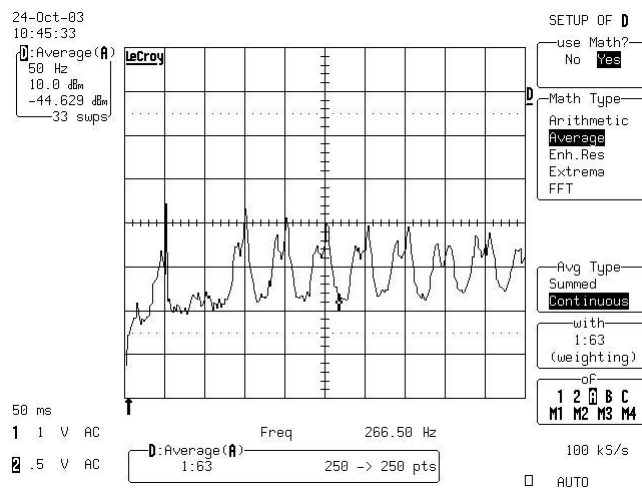
A szenzorok, és az elnyomás mértékének hitelesítése érdekében készítettünk egy mérés sorozatot egy Teslaméter segítségével is. A mérőműszer szintén Hall-szondás mérőfejjel rendelkezik, amely a rá merőleges komponenszt érzékeli. A mérést végeztünk közvetlenül a szenzorok közelében, majd a szenzoroktól 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.



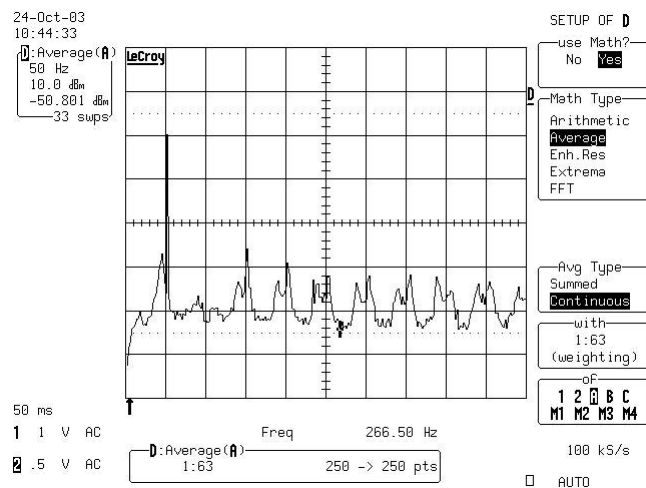
6.8. ábra Az elnyomódó jel Teslaméter által mért spektruma



6.9. ábra Elyomás a szenzorok környékén



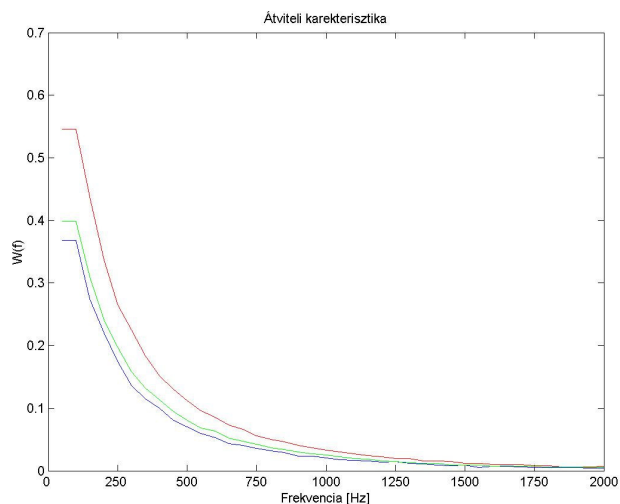
6.10. ábra Elyomás 7 cm-es távolságon



6.11. ábra elnyomás 15 cm-es távolságban

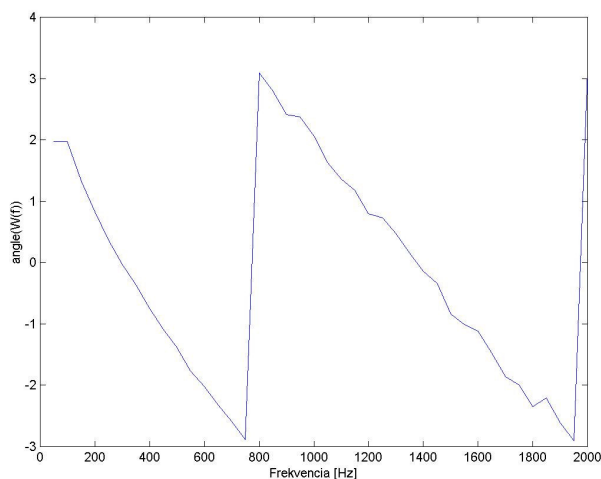
Az elnyomás tényét ez a mérés is igazolta. Ebben az esetben a szenzorok közelében az alapharmonikusra ~40 dB-es elnyomás volt mérhető, de a harmadik rezonátorpozíciótól, 150 Hz-től kezdve a rezonátorok közelében jelentős zajnövekedés volt tapasztalható. Ennek ellenére látszanak a rezonátorok leszívásai, 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 (6.12. ábra) azt mutatták, hogy a rendszer egyszerű, és nem tartalmaz nemlinearitásokat.



6.12. ábra A mért átviteli karakterisztikák.

Fentről lefele: 3-as csatorna, 2-es csatorna, 1-es csatorna



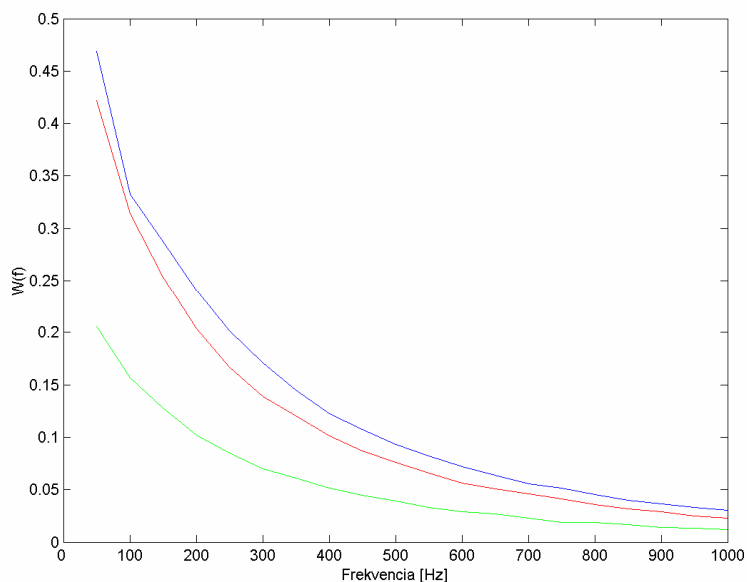
6.13. ábra Az egyes csatorna fáziskarakterisztikája

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.

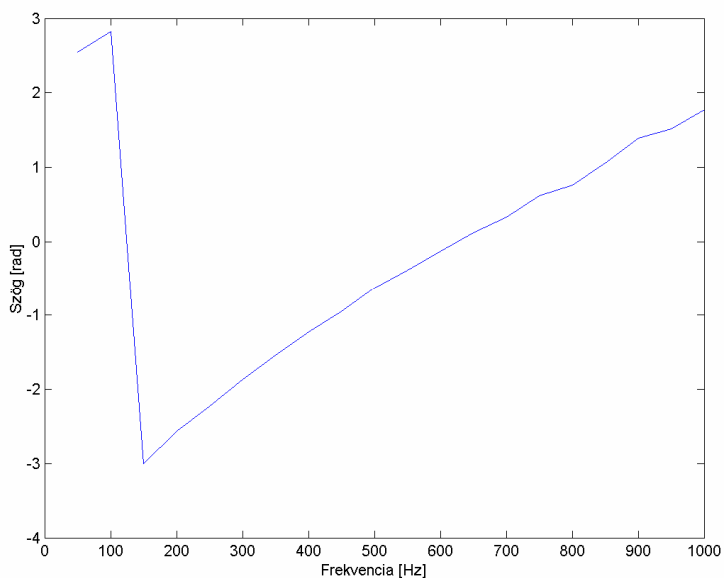
6.2 Az új erősítőt használva

Mivel az eljárás valóban működőképes volt, ezért megvalósítottunk egy, a célnak jobban megfelelő erősítőt. Ennek működési leírása a 4.5-ös fejezetben olvasható. Tervezéskor figyelembe vettük a próbamérésből származó tapasztalatokat is. Ezzel az új

eszközzel a rendszer már képes volt az egyen komponens elnyomására is. Mivel az eljárás igényli a teljes rendszer átviteli karakterisztikájának ismeretét, ezért ismételten lemértük azokat, és az új együtthatókat alkalmaztuk a programban. Az átviteli függvények a 6.15. ábrán láthatóak.



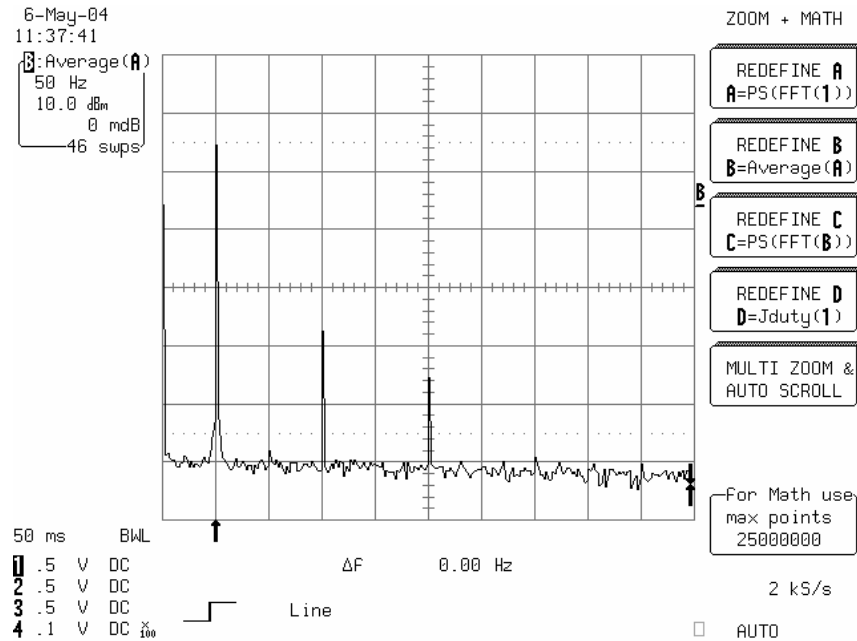
6.14. ábra Az új átviteli karakterisztikák: kék: 1. piros: 2. zöld: 3. csatorna



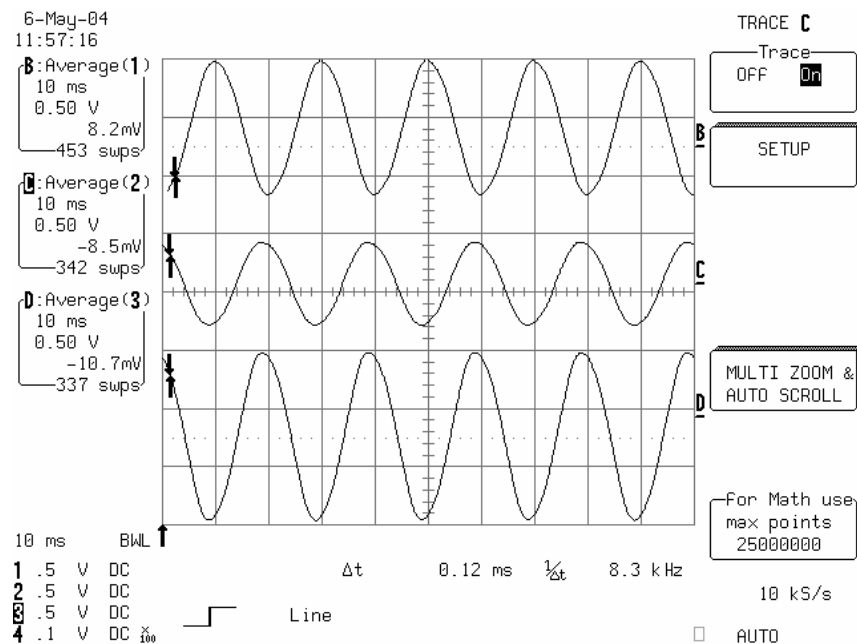
6.15. ábra Az első csatorna fázismenete

A fázismenetet megvizsgálva, szintén azt tapasztaljuk, hogy nem tartalmaz a rendszer nemlinearitást. Az ábrákon látható átviteli függvényeket alkalmazva a

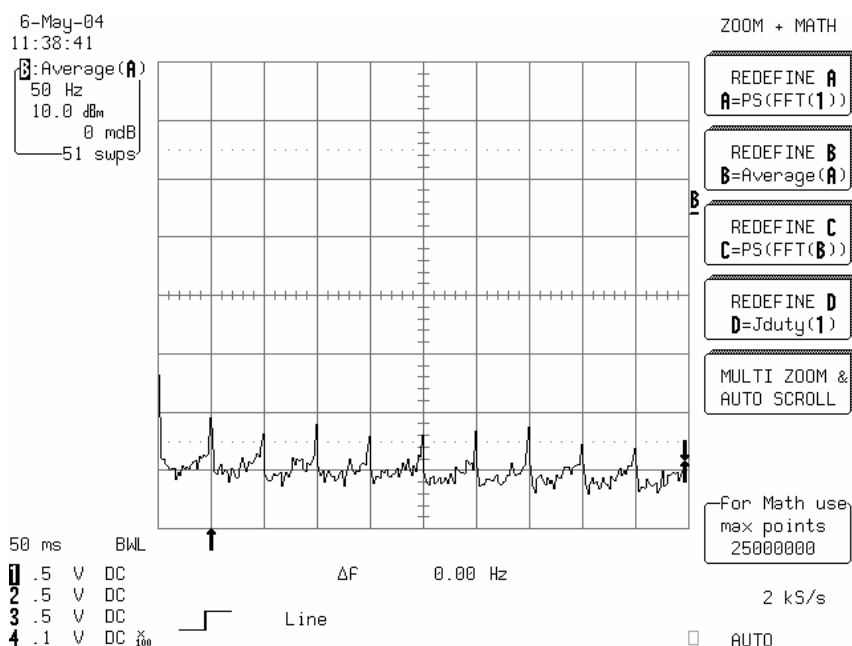
rendszerrel újabb méréseket végeztünk a 6.1-es ábrának megfelelő mérési összeállítással. Egyetlen különbség az volt, hogy az audio erősítő helyett a saját magunk építettet használtuk. Az elnyomás ebben az esetben is létrejött. Ezt bizonyítandó rögzítettük az egyes csatorna spektrumát (6.18) és mindhárom csatorna jelalakját(6.19) működése közben és elnyomás nélkül(6.16, 6.17). A jeleket időben átlagoltuk, hogy a zaj ne zavarja a kiértékelést.



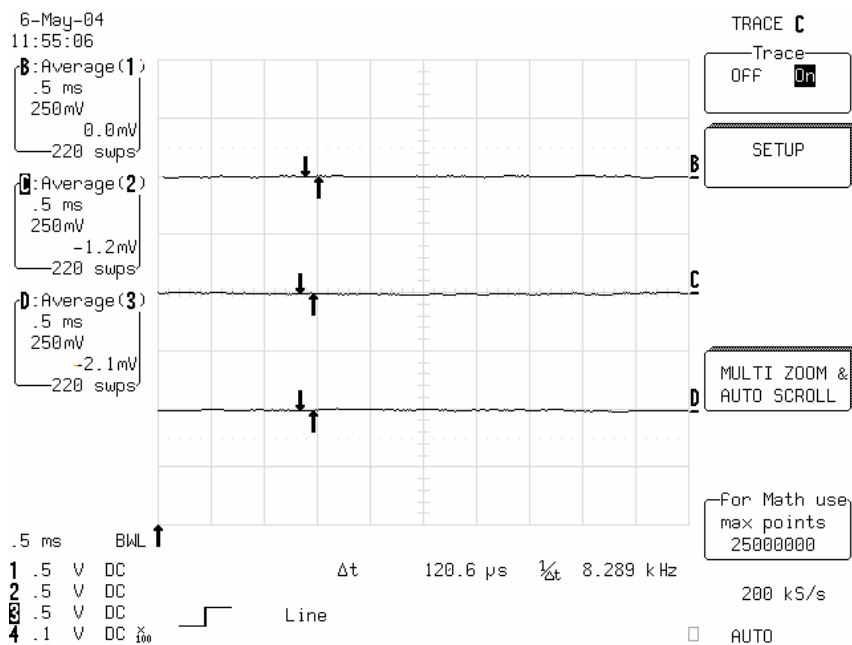
6.16. ábra Az egyes csatorna spektruma, ha nincs elnyomás



6.17. ábra A három csatorna jelalakja, ha nincs elnyomás



6.18. ábra Az egyes csatorna spektruma működés közben

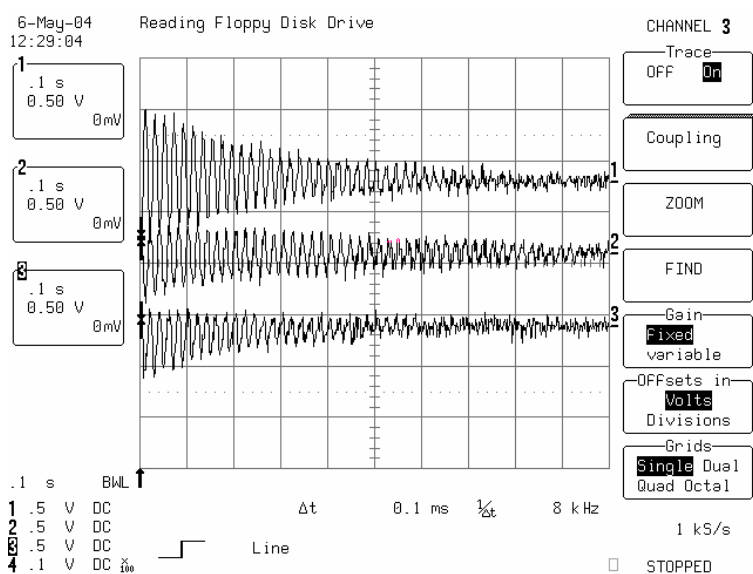


6.19. ábra A három csatorna jelalakja elnyomás esetén

Ezek a mérések is az eljárás működését bizonyították. Az általunk készített erősítő esetén is megfigyelhető a 40 dB-es elnyomás 50 Hz-en, és a felharmónikusok csillapítása

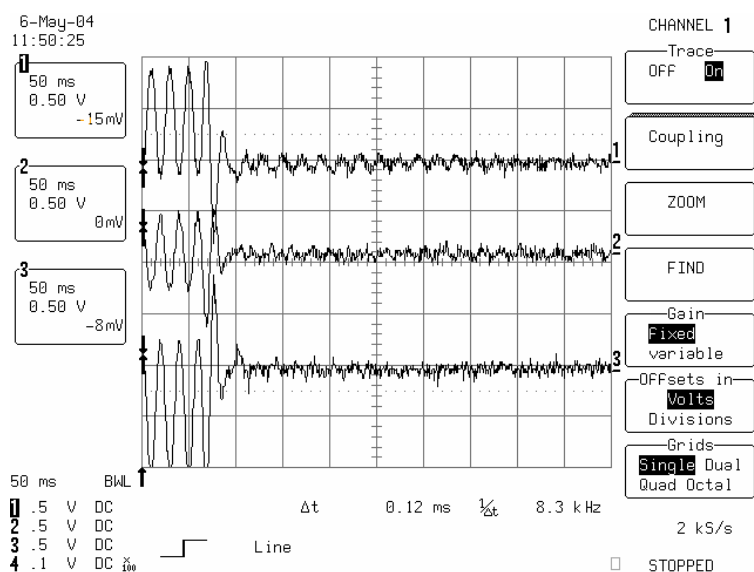
is. Szintén képes volt a rendszer követni a lassú amplitúdó változásokat, anélkül, hogy a szenzorok jelén a zaj értékét meghaladó ingadozás látható lett volna.

A rendszer beállási idejét is megvizsgáltuk. Ha a rendszer még nem volt soha működtetve és az AFA együtthatói még a kezdeti 0 értéket tartalmazzák, akkor a beállítás hosszabb időt vesz igénybe, hiszen először az AFA-nak kel beállnia, majd az elnyomásnak is ki kell alakulnia. Egy ilyen alapállapotból történő beállást mutat a 6.20-as ábra.



6.20. ábra Beállítás kezdeti állapotból.

Azonban, ha akkor indítjuk el a rendszert, amikor az AFA már beállt, és a megfelelő együtthatókat szolgáltatja, az elnyomás is hamarabb kialakul. Ezt szemlélteti a 6.21.-es ábra.



6.21. ábra Beállítás helyes együtthatók esetén.

Látható, hogy AC tartományban az új erősítővel is hasonló eredményekre képes a rendszer, mint a gyári audio erősítő esetén. Azonban az új erősítő képes DC jelek átvitelére is. Ezt szemléltetendő végeztünk egy mérést, amikor a zavarforrás állandó mágneses tér volt. Ez a mérési összeállítás abban különbözik a 6.1-es ábrán láthatótól, hogy az egy méter átmérőjű zavarjelet előállító tekercs gerjesztése nem a hálózatról származik, hanem egy labor tápegység szolgáltatta. A gerjesztést úgy állítottuk be, hogy 300 mA áram folyjon keresztül a tekercsen. Ekkora áramot még elvisel a tekercs és az általa indukált tér is jól mérhető a szenzorokkal. A gerjesztés bekapcsolása után a csatornákon 1 V-os kitérés volt megfigyelhető, amely nagyjából 2 Gauss mágneses indukciónak felel meg. A rendszer elindítása után ez kitérés megszűnt, és a szenzorok jelei visszatértek a földponthoz. Hogy az elnyomás mértékéről is legyen adatunk, megnéztük a spektrumát is a jeleknek. Ez a mérés is pozitív eredménnyel zárult. Akárcsak 50 Hz-en itt is elérhető a 40 dB-es elnyomás. Az elnyomást ellenőrizendő itt is mértük a jel nagyságát a TESLAMETER segítségével. Az ofszetek beállítása után a Teslameter mérési tartománya és felbontása nem volt elegendő a maradó hiba kimutatására.

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, két áramkör megtervezése és megvalósítása, egy speciális processzor architektúra, a jelfeldolgozó processzorok megismerése, egy kiválasztott típus programozása, a zajelnyomó rendszer elméleti háttérének áttekintése, majd az algoritmus implementálása. Létrehoztam továbbá 3 darab nagyméretű légmagos tekercset, melyek a rendszer beavatkozóiaként működnek.

A dolgozat részletesen bemutatja a zajelnyomó rendszer működését és elvi háttérét, az elkészült áramkör működését, és a tervezéssel kapcsolatos megfontolásokat. 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:

- Állandó terek és 50 Hz-hálózati frekvencia esetén 40 dB-es csillapítás
- a felharmonikusok teljes kioltása 1 kHz-ig
- az elnyomandó jel kismértékű frekvenciaváltozásainak követése
- 0-3 Gauss amplitúdójú térerősség teljes elnyomása
- indítás után ~1s-mal teljes elnyomás
- beállt AFA esetén 50 ms alatt teljes elnyomás
- hosszú távú stabil működés
- a szenzoráramkört leválasztva a rendszertől 0-50 Gauss-ig terjedő mágneses tér érzékelésére alkalmas áramkör

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 tárcapacitás 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 Köszönetnyilvánítás

Ez úton szeretném megköszönni dr. Sujbert Lászlónak az eszköz elkészítése és a dolgozat írása közben nyújtott segítségét és tanácsait. A munkám során nagy hasznomra szolgált dr. Görgényi András is, aki az áramkörök megtervezésében segített, és rendelkezésemre bocsátott egy általa készített kapcsolási rajzot, amely a teljesítmény erősítő alapjául szolgált. 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.

9 Irodalomjegyzék

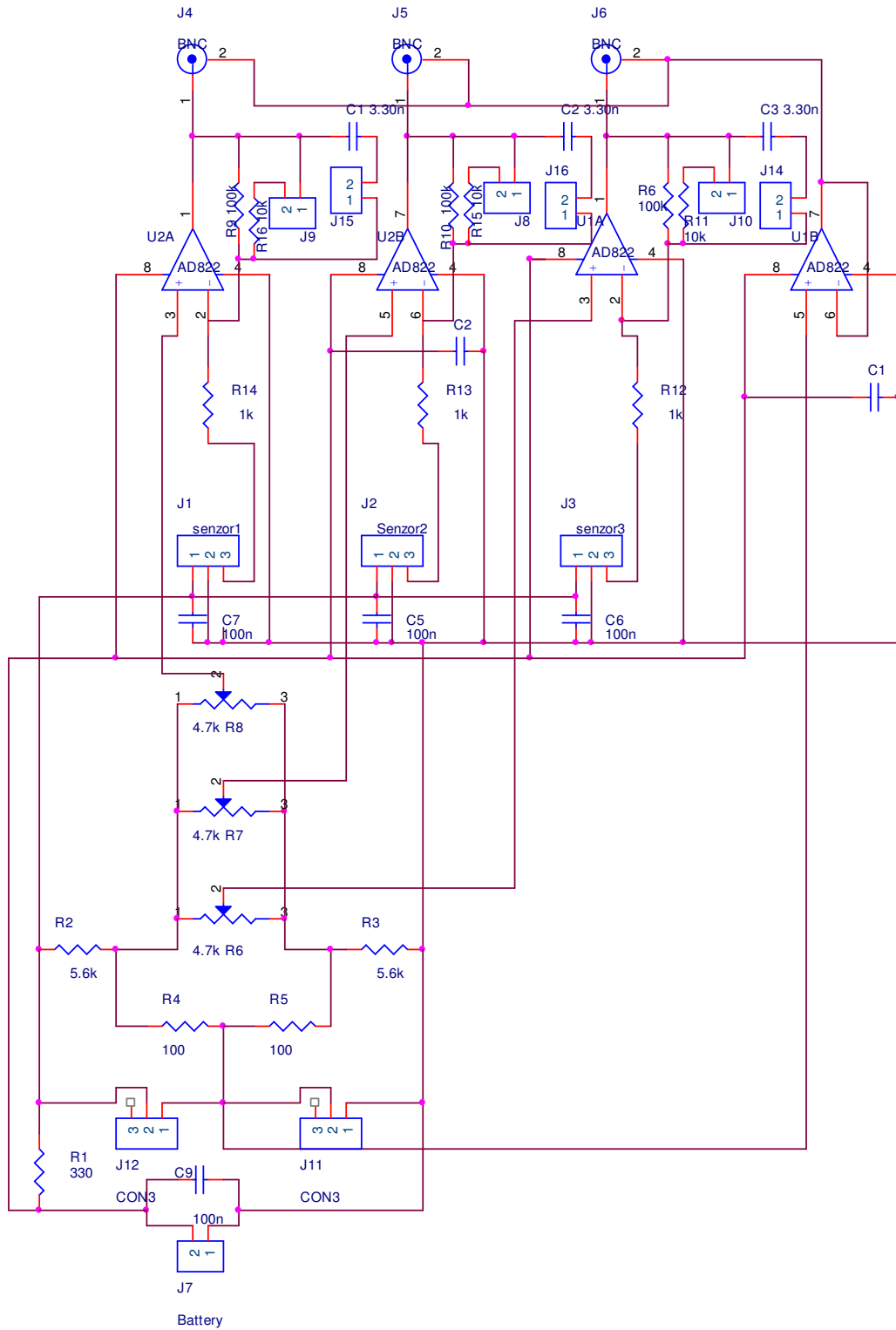
- [1] Sujbert László, „*Periodikus zavarhatások csökkentésének aktív módszerei*” Ph.D. értekezés, BME, Budapest, 1997
- [2] <http://www.micronas.com>
- [3] <http://www.allegromicro.com>
- [4] <http://www.sensorsolutionscorp.com/>
- [5] <http://www.analog.com>
- [6] http://www.phys.unsw.edu.au/PHYS2939/pdf/lecture2_Biot-Savart%20.pdf
- [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
- [15] <http://cache.national.com/ds/LM/LM18298.pdf>
- [16] <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf>

10 Ábrajegyzék

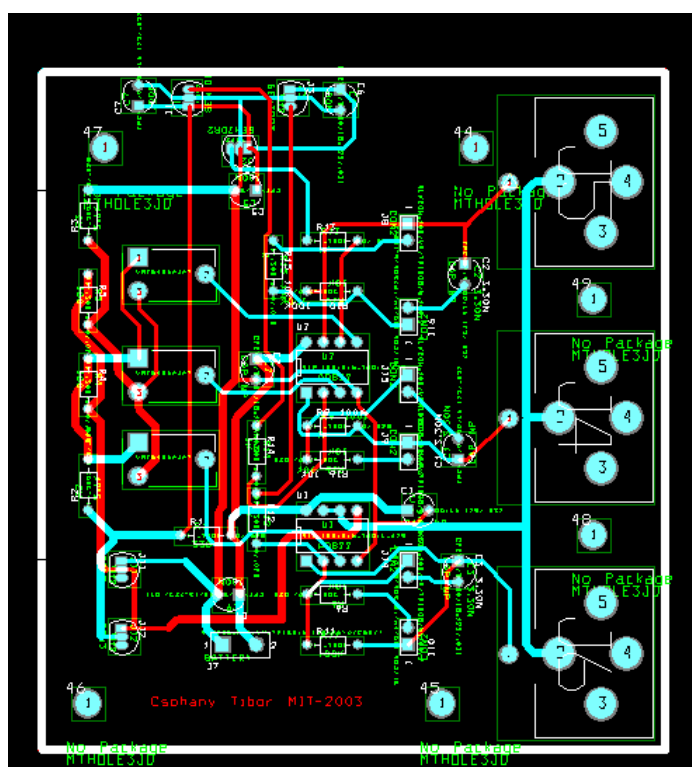
2.1. ábra	Megépítendő rendszer blokkvázlata	10
3.1. ábra	Aktív zajelnyomó rendszer	12
3.2. ábra	Feedforward struktúra	13
3.3. ábra	koncepcionális jelmodell rezonátorokkal	15
3.4. ábra	Megfigyelők szerkezete	16
3.5. ábra	A megfigyelő struktúrája	17
3.6. ábra	A hibajel átviteli függvénye	18
3.7. ábra	Egy rezonátor átviteli függvénye	18
3.8. ábra	Zajelnyomó hurok blokkvázlata	20
3.9. ábra	Három egységből álló zajelnyomó struktúra	23
3.10. ábra	Átviteli függvény mérése rezonátoros struktúrával	26
4.1. ábra	Hall effektus bemutatása	27
4.2. ábra	Feszültség szintek előállítása	31
4.3. ábra	Erősítő áramkör	32
4.4. ábra	Követő erősítő	33
4.5. ábra	Bejövő feszültség stabilizálása 34 V-ra	36
4.6. ábra	A szükséges 24 V és 5V előállítása	37
4.7. ábra	Bemenő jel feldolgozása	38
4.8. ábra	Bejövő jelek átalakítása szinuszos bemenet esetén	39
4.9. ábra	Komparátorok és a PWM generáló IC kapcsolása	40
4.10. ábra	Vezérlőjelek	41
4.11. ábra	L298 belső felépítése	42
4.12. ábra	Visszacsatolás	42
5.1. ábra	A program folyamatábrája	48
6.1. ábra	A mérési elrendezés vázlata	50
6.2. ábra	Elnyomandó jel spektruma	51
6.3. ábra	Elnyomandó jel spektrumának átlaga	52
6.4. ábra	Rendszer bekapcsolt állapotában egy csatorna időfüggvénye	52
6.5. ábra	Rendszer bekapcsolt állapotában egy csatorna jelének spektruma	53
6.6. ábra	Rendszer bekapcsolt állapotában egy csatorna spektrumának átlaga	53
6.7. ábra	A rendszer beállása	54
6.8. ábra	Az elnyomandó jel Teslaméter által mért spektruma	55
6.9. ábra	Elnyomás a szenzorok környékén	55
6.10. ábra	Elnyomás 7 cm-es távolságban	55
6.11. ábra	elnyomás 15 cm-es távolságban	56
6.12. ábra	A mért átviteli karakterisztikák	57
6.13. ábra	Az egyes csatorna fáziskarakterisztikája	57
6.14. ábra	Az új átviteli karakterisztikák: kék: 1. piros: 2. zöld: 3. csatorna	58
6.15. ábra	Az első csatorna fázismentete	58
6.16. ábra	Az egyes csatorna spektruma, ha nincs elnyomás	59
6.17. ábra	A három csatorna jelalakja, ha nincs elnyomás	59
6.18. ábra	Az egyes csatorna spektruma működés közben	60
6.19. ábra	A három csatorna jelalakja elnyomás esetén	60
6.20. ábra	Beállítás kezdeti állapotból	61

6.21. ábra Beállítás helyes együtthatók esetén.....	62
A.1. ábra Teljes kapcsolási rajz	69
A.2. ábra A tervezett nyák layoutja	70
A.3. ábra Alkatrész oldali huzalozás	70
A.4. ábra Forrasztás oldali huzalozás	71
C.1. ábra Mérési elrendezés	74
C.2. ábra Mérési elrendezés (tekercsek)	74
D.1 ábra Tekercsek egy síkban	75
D.2. ábra Tekercsek szétnyitva 3 dimenzióba	75
E.1. ábra Teljesítmény erősítő kapcsolási rajza.....	76
F.1. ábra Teljesítmény erősítő belseje	77
F.2. ábra Teljesítmény erősítő kimenetei.....	77
F.3. ábra Teljesítményerősítő bemeneti.....	78

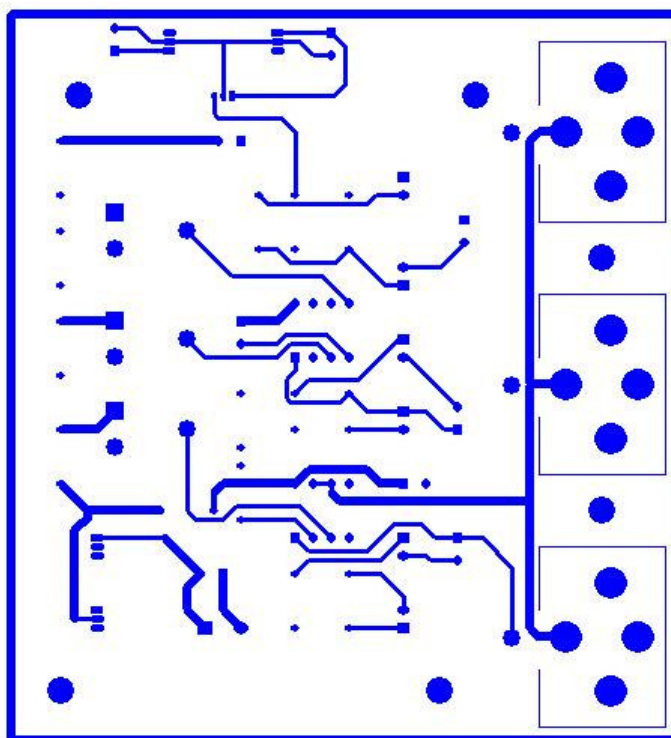
Függelék A



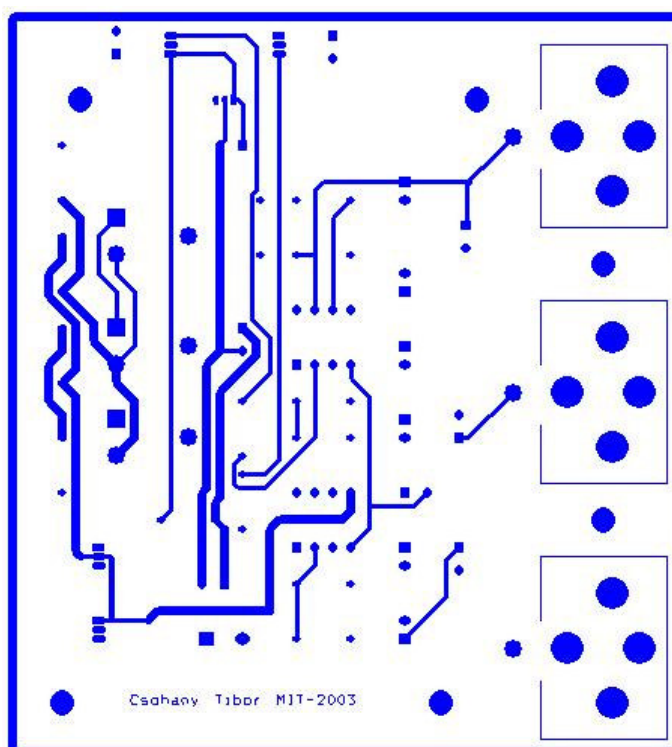
A.1. ábra Teljes kapcsolási rajz



A.2. ábra A tervezett nyák layoutja



A.3. ábra Alkatrész oldali huzalozás



A.4. ábra Forrasztás oldali huzalozás

Függelék B

Alkatrészlista a feszültségerősítőhöz:

- 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

Alkatrészlista a teljesítményerősítőhöz:

- 4 db 10 nF kondenzátor
- 18 db 10 uF kondenzátor
- 17 db 100 nF kondenzátor
- 2 db 0.1 uF kondenzátor
- 2 db 1 uF kondenzátor
- 2 db 100 uF kondenzátor
- 1 db 22 uF kondenzátor
- 2 db 100 pF kondenzátor
- 1 db 150 uF kondenzátor

18 db 1 A Shotky diode
2 db 10 V-os 1.3W-os Zener dióda
8 db 1 A-es biztosíték
2 db 68 uH 1.2A tekercs
4 db 3.3 kOhm potmeter
2 db 3.3 kOhm ellenállás
68 db 10 kOhm ellenállás
16 db 100 kOhm ellenállás
16 db 50 kOhm ellenállás
4 db 1 Ohm ellenállás
18 db 1 kOhm ellenállás
1 db 0.24 Ohm ellenállás
2 db 100 Ohm ellenállás
1 db 0.3 Ohm ellenállás
2 db 1.8 kOhm ellenállás
2 db L298 Dual H Bridge
4 db TL494 PWM generátor
2 db LM317/TO Feszültség stabilizátor
4 db LM393 komparátor
2 db MC34063A Feszültség stabilizátor
4 db op747 műveleti erősítő
1 db ADR420 Feszültség referencia
1db OP-777 műveleti erősítő

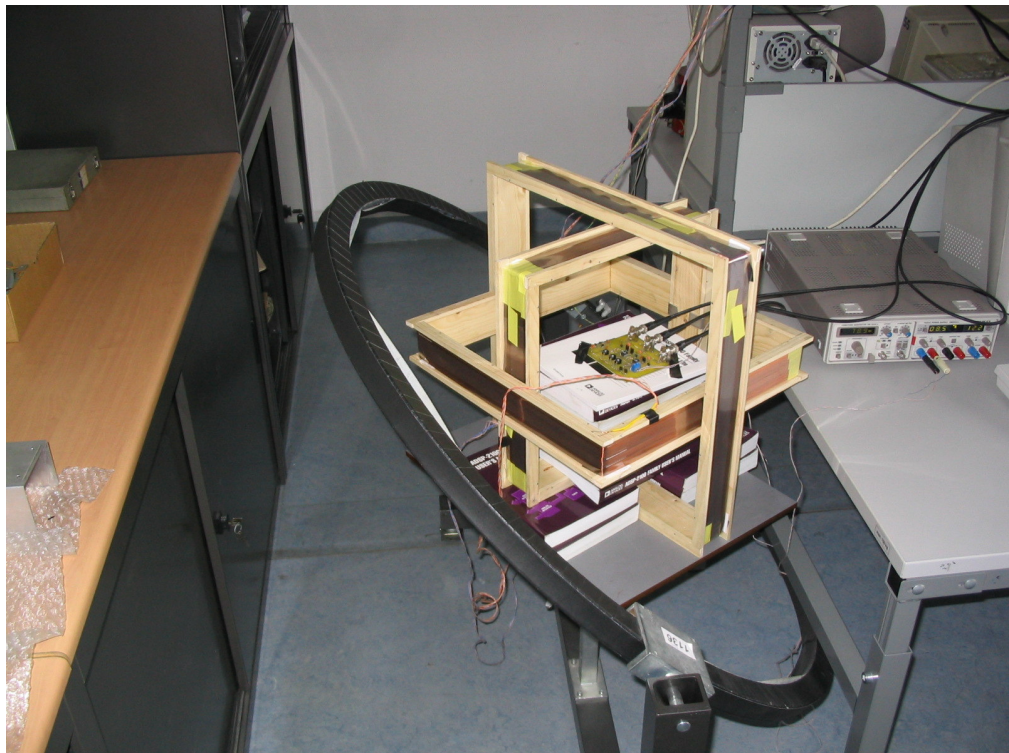
A mérések során felhasznált műszerek:

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 teljesítményerősítő
EMG TR 1700 teljesítményerősítő

Függelék C

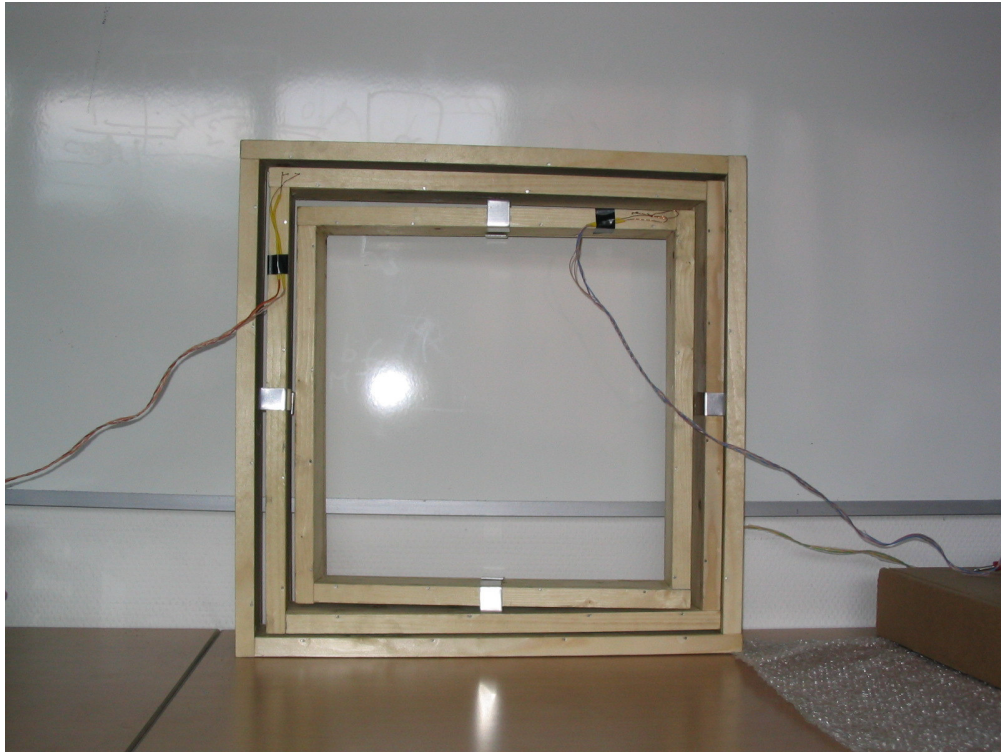


C.1. ábra Mérési elrendezés

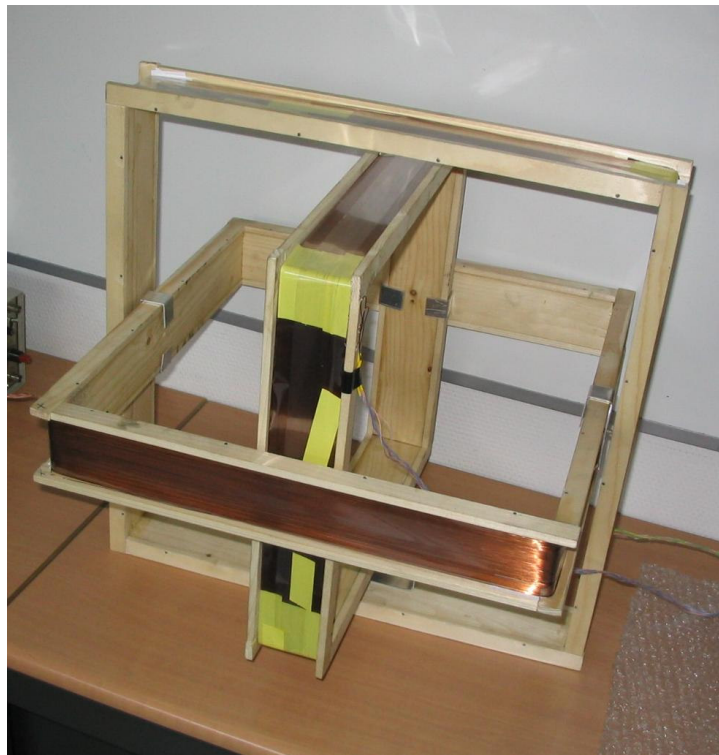


C.2. ábra Mérési elrendezés (tekercek)

Függelék D

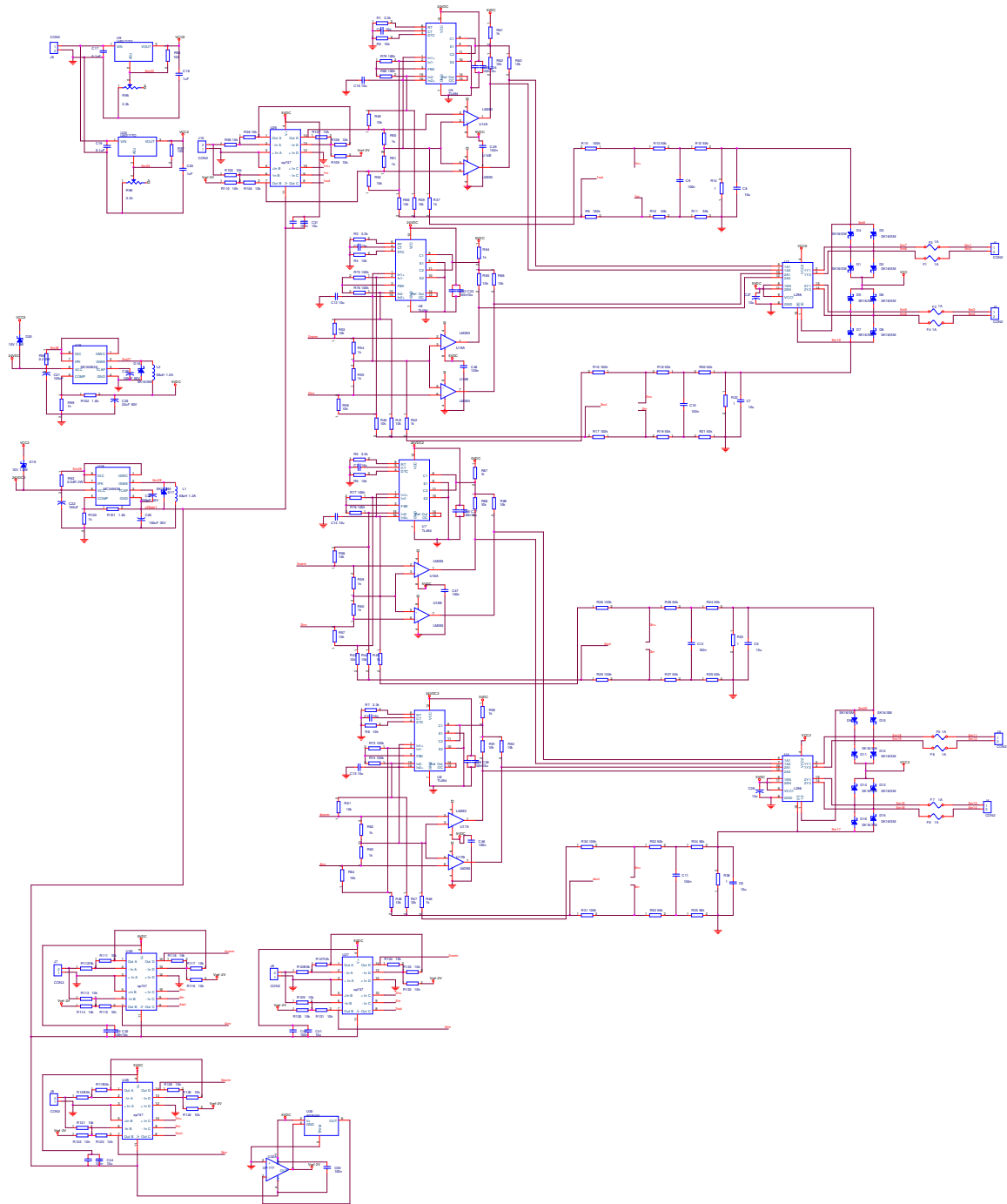


D.1 ábra Tekercsek egy síkban



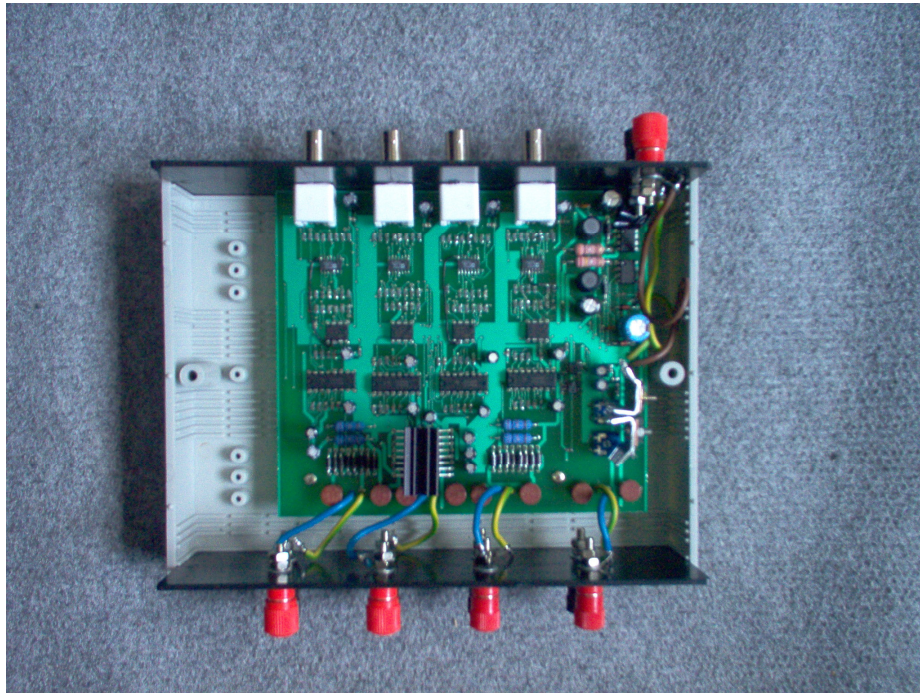
D.2. ábra Tekercsek szétnyitva 3 dimenzióba

Függelék E

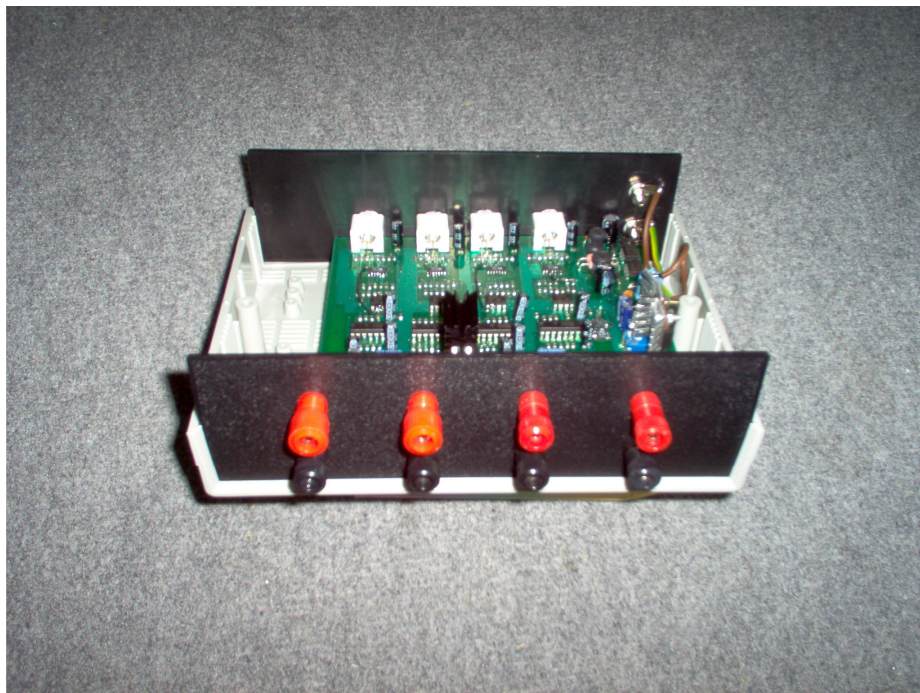


E.1. ábra Teljesítmény erősítő kapcsolási rajza

Függelék F



F.1. ábra Teljesítmény erősítő belseje



F.2. ábra Teljesítmény erősítő kimenetei



F.3. ábra Teljesítményerősítő bemeneti