



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Méréstechnikai és Információs Rendszerek Tanszék

Bihari Gábor

MIKROKONTROLLER ALAPÚ FÉMDETEKTOR TERVEZÉSE

KONZULENS

Orosz György

BUDAPEST, 2012

HALLGATÓI NYILATKOZAT

Alulírott **Bihari Gábor**, szigorló hallgató kijelentem, hogy ezt a szakdolgozatot meg nem engedett segítség nélkül, saját magam készítettem, csak a megadott forrásokat (szakirodalom, eszközök stb.) használtam fel. Minden olyan részt, melyet szó szerint, vagy azonos értelemben, de átfogalmazva más forrásból átvettem, egyértelműen, a forrás megadásával megjelöltem.

Hozzájárulok, hogy a jelen munkám alapadatait (szerző(k), cím, angol és magyar nyelvű tartalmi kivonat, készítés éve, konzulens(ek) neve) a BME VIK nyilvánosan hozzáférhető elektronikus formában, a munka teljes szövegét pedig az egyetem belső hálózatán keresztül (vagy hitelesített felhasználók számára) közzétegye. Kijelentem, hogy a benyújtott munka és annak elektronikus verziója megegyezik. Dékáni engedéllyel titkosított diplomatervek esetén a dolgozat szövege csak 3 év eltelte után válik hozzáférhetővé.

Kelt: Budapest, 2012. 12. 10.

.....
Bihari Gábor

Kivonat

A fémek detektálása egy olyan jellegzetesen mérés technikai feladat, amely során a szakmában felmerülő problémák jelentős részével szembetaláljuk magunkat. Jelen szakdolgozat végigvezeti az olvasót a rendszerrel szemben állított követelmények meghatározásától az elkészült terméken végzett mérésekig.

A dolgozatban egy mikrokontroller alapú fémdetektor tervezésével és megvalósításával foglalkoztam. A rendszer célja egy olyan kísérleti eszköz megvalósítása, amely kis számítási kapacitású, olcsó mikrokontrollerre alapozva egy komplex mérőrendszert valósít meg.

A dolgozatban foglalkozom a tervezés kapcsán felmerülő mérés technikai, jelfeldolgozási és áramköri problémákkal. Az egyik megoldandó feladat az, hogy az alkalmazott szenzor (keresőtekerccs) kimenő jelének megváltozása még kiterjedt fémtárgy jelenlétében is 1% nagyságrendű, így a kimenet feldolgozása során figyelni kellett a megfelelő jelkondicionálásra.

A legyártott eszközön megvalósított szoftver alkalmassá tette azt nagyobb fémtárgyak detektálására és a fémek típusáról közvetett információ szerzésére. A félév elején kitűzött cél, miszerint egy hordozható és olcsó eszköz kerüljön megtervezésre és megvalósításra, maradéktalanul teljesült. A berendezés fémdetektálási funkcióját pusztán a szoftver fejlesztésével is hatékonyabbá lehet tenni.

Abstract

Metal detection is a typical measurement technology task. During the development, I have been faced with the major challenges of signal processing and measurement technology.

This thesis leads the reader through the development process, starting with the requirements specified for the device and finally leading to the measurements with the completed system.

In this thesis, the planning and implementation of a microcontroller based metal detector is introduced. The system consists of cheap devices with small computational capacity. I try to make the device able to perform a complex measurement procedure.

In the thesis, I deal with problems related to measurement technology, signal processing and circuit errors. One of the problems to be solved was that the change of the used sensor's (search coil) output signal was of 1% magnitude even in the presence of a large metal object, so during the processing of the output it was important to use the correct signal conditioning.

The implemented software running on the fabricated device makes it well suited to detect large metal objects and indirectly acquire information about their type. The objective set at the beginning of the semester, which was the design and implementation of a portable, low cost device was fully satisfied. The metal detection function of the device can be enhanced even solely by further development of the software.

Tartalomjegyzék

1	Bevezetés	6
2	Specifikáció és Rendszerterv	8
2.1	Előzetes követelmények	8
2.2	Fémdetektálás alapelve	8
2.3	Rendszer felépítése	9
2.4	Mérőhíd.....	10
2.5	Jelátalakítók	13
2.6	Erősítők.....	14
2.7	Kezelői felület.....	15
2.8	Feldolgozó és vezérlő egység feladatai	15
3	Felhasznált algoritmusok	20
3.1	Rezonátoros megfigyelő algoritmus	20
3.2	Hídkiegyenlítéshez használt algoritmus	22
3.3	A jel DC komponensének kompenzálása	24
4	Hardverkomponensek	25
4.1	Érzékelő	25
4.2	Erősítők.....	26
4.3	Központi áramkör	29
5	Szoftvertervezés	38
5.1	Mikrokontroller.....	38
5.2	Perifériák kezelése	39
5.3	Programszervezés	41
5.4	Mérési algoritmus implementálása	41
5.5	Hídkiegyenlítés implementálása	42
5.6	Kezelői felület vezérlése	42
6	Eszköz bemérése	43
6.1	Mérőhíd jeleinek mérése.....	44
6.2	Üzemi paraméterek	45
6.3	Funkcionális tesztek.....	46
7	Összefoglalás	50
8	Ábrajegyzék	51
9	Irodalomjegyzék	53

1 Bevezetés

A feladat alapvetően egy kísérleti hardver megtervezése, amely segítségével gyakorlatban is felmérhetjük egy kisteljesítményű, de olcsó mikrokontroller alkalmazhatóságának lehetőségeit és korlátait egy fémdetektor megvalósítása során. Nagy számítási teljesítményű processzoros rendszer segítségével lehetséges fémek detektálása és akár különböző fémek típusának megkülönböztetése is, de költséghatékonyság szempontjából kifizetődő a kisebb teljesítményű eszközök vizsgálata is.

A kiindulást számomra Hasznos László: Jelfeldolgozó processzor alapú fémdetektor készítése című szakdolgozata nyújtotta[1]. A félév elején módomban állt az általa készített eszközön méréseket végezni. A mérések alátámasztották, hogy működőképes az általam elgondolt rendszer. Az említett eszköz egy ADSP-21364 típusú, 32 bites lebegőpontos jelfeldolgozó processzort (DSP: Digital Signal Processor) tartalmazó fejlesztői kártyán [2] volt implementálva. Mikrokontroller alkalmazása mellett szűkebb erőforrásokból kell gazdálkodnom. A sarkalatos pontok a szükséges jelek előállítása és visszamérése, valamint a mért értékek feldolgozása.

A munkám kezdetén a fizikai jelenségek vizsgálatával foglalkoztam. Kiválasztottam egy mérési elrendezést, mellyel az elvárásoknak megfelelő módon képes leszek fémek érzékelésére és jelentősen eltérő tulajdonságú fémtárgyak megkülönböztetésére. A fémek típusának megkülönböztetése anyagában jelentősen eltérő és főleg nagyméretű testek esetén lehetséges. A rendszerszintű tervet követően felkutattam azokat az eszközöket, amelyek mind funkcióban, mind árban és, nem utolsó sorban beszerezhetőség szempontjából megfelelnek a céljaimnak. Az említett alkatrészek felhasználásával megterveztem az egyes funkciókat megvalósító kapcsolásokat. A tervezési fázisban végig szem előtt tartottam a megvalósíthatóság kérdését. Az elkészült nyomtatott áramköri terv megfelelt a funkcionális követelményeken túl, a gyárthatóság minden technológiai feltételének is. Az alkatrészek beültetését az áramkör élesztési fázisban, az egyes perifériák működéséhez elengedhetetlen programfejlesztési tevékenység követte. Az ekkor elkészült szoftver olyan alapszintű függvények összessége, amely a funkcionális blokkok szolgáltatásait foglalja magába. Az implementált jelfeldolgozási eljárás lehetőséget kínál az eszköz alapvető

funkcionalitásának tesztelésére, de az elrendezések és az algoritmusok optimalizálása még további munkát igényel. A dolgozat a következőképpen épül fel.

A Specifikáció és Rendszerterv fejezetben sorra veszem azokat az elemeket, amelyeket összeintegrálva jutok el a működő eszközig.

A Felhasznált Algoritmusok fejezetben tárgyalom a fémdetektor működését lehetővé tévő algoritmusokat.

A Hardverkomponensek fejezetben végigvezetem a projekt útját a különböző megfontolások, elvek szintjétől a konkrét áramkörig. Ezt követően pedig a kapcsolási rajztól a gyártási fájlok elkészítéséig

A Szoftvertervezés fejezetben a mikrokontroller vezérlő programját mutatom be, miközben kitérek az egyszerűsítési lehetőségekre is.

Az Eszköz Bemérése fejezetben főként a funkcionalitást vizsgálom, az üzembiztonságra csak részben térek ki.

2 Specifikáció és Rendszerterv

2.1 Előzetes követelmények

A fémek detektálása az élet több területén is szükséges. Az építőiparban, főleg felújítási munkálatoknál, amikor nem lehet tudni, hogy mi van a falban, komoly problémát jelenthet, ha vakon fúrva, megsérül a víz, gáz vagy akár az elektromos hálózat. Egy másik felhasználási terület, a hadi iparban történik. Szükséges lehet aknák felderítésénél, vagy eltemetett robbanószerkezetek detektálásánál. Végül tegyünk említést a régészeti kutatásokról, amelyeknél szintén igényként merül fel a földfelszín alatti fémtárgyak megtalálása.

Az eddigiekben felsorolt alkalmazási területek vegyes igényeket támasztanak. Mindemellett mindenhol szükséges a megbízhatóság, nagy hatótávolság, fémtípusok megkülönböztetése és nem utolsósorban az eszköz alacsony ára.

Jelen dolgozatban célul tűzöm ki egy hordozható fémdetektor tervezését, valamint az olcsó építőelemeket felhasználásával, elérhető árú, de nem túl kis érzékelési távolságú eszköz megvalósítását. Ezen eszköz még bizonyos szintig a fémtípusok megkülönböztetésére is alkalmas lesz. Nagy kiterjedésű fém tárgyak esetén az elvárt érzékelési távolság legalább 10 cm.

2.2 Fémdetektálás alapelve

Ahhoz, hogy képesek legyünk a fémtárgyakat megkülönböztetni egyéb anyagoktól, találnunk kell egy olyan fizikai jelenséget, amely csak rájuk jellemző. A fémek ugyan különböző mértékben, de általánosságban kis fajlagos ellenállással bírnak. Egyes fémek mágneses tulajdonságokkal is rendelkeznek. Ezen anyagok mágneses doménekből épülnek fel. Ez okozza azt a jelenséget, hogy ha mágneses térbe helyezzük őket, a domének a tér irányába fordulnak. Ekkor a mágneses tér munkát végez rajtuk. Szintén a domén szerkezettel függ össze a fémes anyagok mágnesezhetősége, amelyet mágneses permeabilitásnak nevezünk és μ -vel jelölünk.

Ahhoz hogy érintésmentesen, távolról érzékeljük a fémtárgyakat, valamely mezővel kapcsolatos jelenséget kell választanunk. Szóba jöhet elektromos, mágneses és elektromágneses mező. A választásom a mágneses jelenségekre esett.

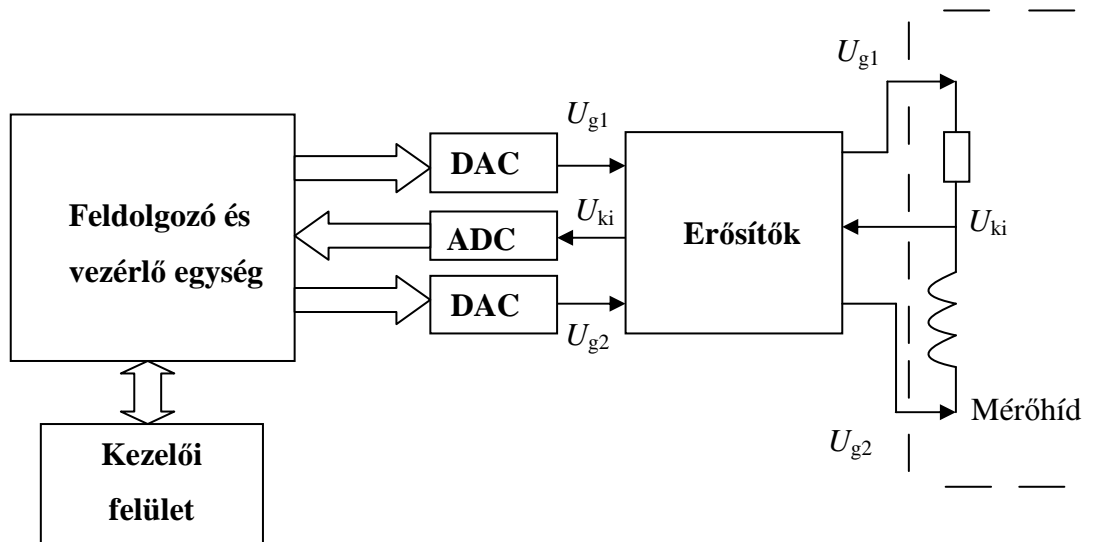
Tekintsünk egy réz huzalból készült tekercset. Megállapítható, hogy a feltekercselés következtében mérhető induktivitással bír a tekercs. Ha a tekercs közelében ferromágneses fémtárgyat helyezünk el, akkor megnő az induktivitása. Így a fém érzékelése visszavezethető az induktivitás megváltozásának mérésére. Amennyiben váltakozó feszültséget kötünk a tekercs kapcsaira, további fizikai jelenségeket is megfigyelhetünk. A már említett doménszerkezeten a változó mágneses tér munkát végez. Ez annál nagyobb, minél nagyobb az anyag úgynevezett hiszterézis vesztesége. Ez lehetőséget nyújt az egyes fémtípusok elkülönítésére.

A változó mágneses tér hatására előtérbe kerül még egy jelenség. A változó mágneses tér a vezető anyagokban feszültséget indukál. A tekercs gerjesztő oldaláról ez is egyfajta többlet munkavégzésnek minősül, ezt nevezzük örvényáramú veszteségnek. Ennek mértéke függ az anyag fajlagos ellenállásától. Ez újabb lehetőség az anyagok differenciálására.

Összességében arra jutottunk, hogy a változó mágneses tér minden vezető anyagban feszültséget indukál, azonban a fajlagos ellenállás függvényében különböző mértékben. Továbbá minden ferromágneses anyag növeli a közelébe helyezett tekercs induktivitását. Azonban mágneses doménszerkezettel csak a ferromágneses anyagok rendelkeznek. Azt is meg kell jegyeznünk, hogy arányaiban az anyagok átmágnesezése minden ferromágneses anyagnál, formától és mérettől függetlenül, jelentős megváltozást mutat a tekercs impedanciájában. Ezzel ellentétben a változó mágneses tér következtében létrejövő örvényáram csak nagy kiterjedésű vezető anyagokban jelentős.

2.3 Rendszer felépítése

Az 1. ábrán látható eszköz a Feldolgozó és vezérlő egység (továbbiakban FV) köré épül. Az FV vezérli a digitális-analóg átalakítókat. Az álltaluk kiadott feszültségjel (U_{g1} és U_{g2}) az Erősítők egységben teljesítményerősítéssel megy keresztül, majd meghajt egy mérőhidat. Az ellenállás és a tekercs csatlakozási pontjáról kivezetett jel az U_{ki} feszültség. Az U_{ki} feszültséget az Erősítők blokkban erősítjük, majd az analóg-digitális átalakítóval mintavételezzük. Az így keletkezett adatot az FV beolvassa. Az FV a számára rendelkezésre álló adatokból következtet a fém tárgyak jelenlétére és azok anyagára. Ezen információkat a Kezelői felületen keresztül juttatja el a mérést végző személyhez. A következőkben külön is megvizsgálom az egyes elemeket.

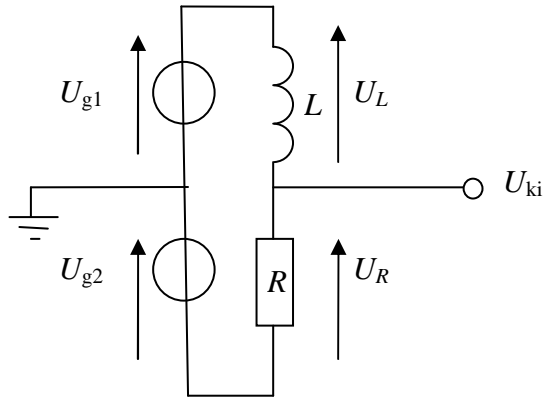


1. ábra Rendszerterv

2.4 Mérőhíd

A fémdetektálás mágneses módon történik hagyományosnak mondható keresőtekerecs segítségével. A fizikai jelenség, amelyre épül a fém detektálása, a tekercs komplex impedanciának megváltozása a közelébe helyezett fém tárgy hatására. Így a fém érzékelése visszavezethető impedanciámérésre. A keresőtekerecs impedanciájának megváltozása az előzetes mérések alapján viszonylag közeli, jelentősebb méretű fém tárgy esetén is csak 1% körüli. Mivel alapvetően az impedancia megváltozását kell mérnem, egy az erre a célra elterjedt hídkapcsolást alkalmaztam. A választásom a 2. ábrán látható félhíd elrendezésre esett. Az ábrán látható módon, a tekercssel egy ellenállást kötünk sorba és a közös pontjukon mérem a feszültséget. A gerjesztésre szinuszos feszültséget alkalmazok.

A következőkben bemutatom, hogy a hídban elhelyezkedő keresőtekerecs induktivitásának megváltozása hogyan befolyásolja a kimenő feszültséget.



2. ábra Mérőhíd

Tételezzük fel, hogy a 2. ábrán látható hidat U_{g1} és U_{g2} feszültséggel hajtjuk meg, ekkor a következő egyenlet írható fel a feszültségforrásokat és R-L komponenseket tartalmazó hurokra:

$$(1) \quad U_{g1} + U_{g2} = U_L + U_R$$

U_{g1} és U_{g2} szinuszos jelek komplex fazorait (Fourier-együtthatóit) jelölik. Amennyiben konkrétan a szinuszos jelek időfüggvényét értem alattuk, azt szövegben vagy a hozzájuk csatolt időindexxel jelölöm.

A szuperpozíció módszerével:

$$(2) \quad U_{ki} = U_{g1} * \frac{R}{R+j\omega L} + U_{g2} * \frac{j\omega L}{R+j\omega L}$$

A keresőtekerecs impedanciájának megváltozása az előzetes mérések alapján viszonylag közeli, jelentősebb méretű fém tárgy esetén is csak 1% körüli. Mivel alapvetően az impedancia megváltozását kell mérnem, egy az erre a célra elterjedt hídkapcsolást alkalmaztam. A választásom a 2. ábrán látható félhíd elrendezésre esett. Az ábrán látható módon, a tekerccsel egy ellenállást kötünk sorba és a közös pontjukon mérem a feszültséget. A gerjesztésre szinuszos feszültséget alkalmazok. A gyakorlatban kedvező, ha az U_{g1} és U_{g2} értéket úgy választjuk meg, hogy az U_{ki} kimenőfeszültség nyugalmi állapotban nulla legyen. Ekkor ugyanis a tekerecs impedanciájának megváltozása hatására bekövetkező feszültségváltozás közvetlenül mérhető. Mivel ez a megváltozás kicsi, így erősíteni kell. Amennyiben nyugalmi állapotban nem nulla a kimenőjel, úgy az erősítő erősítését korlátozná, hogy ne vezéreljük telítésbe az erősítő kimenetét.

Ahhoz, hogy a híd közepét nullába vezéreljem, a híd két oldalán megfelelő mértékben eltolva kell a szinuszos feszültséget ráadnom. Az ellenállás értékének változtatásával a mért jel minimuma ugyan beállítható, de nullába nem vezérelhető, ezt csak a gerjesztő jel fázisának és amplitúdójának finom hangolásával érhetjük el.

Legyen ismert az R és az L . Ahhoz, hogy $U_{ki} = 0$ teljesüljön, U_{g1} és U_{g2} helyes megválasztása szükséges, amely a (2) egyenlet alapján elméletileg számítható. Ez így egy két ismeretlenes függvény. Megoldást jelent, ha az egyik változót, esetünkben U_{g1} komplex amplitúdóját rögzítjük egy fix értéken. A továbbiakban $U_{g1}(t)$ és $U_{g2}(t)$ az U_{g1} és U_{g2} komplex amplitúdójú szinuszjel értékét jelöli a t -edik időpontban.

Ekkor a következőképpen alakul U_{g2} .

$$(3) \quad U_{ki} = 0$$

$$(4) \quad U_{g1}(t) = U_{g1re} \cdot \cos(2\pi ft) - U_{g1im} \cdot \sin(2\pi ft)$$

$$(5) \quad U_{g2}(t) = U_{g2re} \cdot \cos(2\pi ft) - U_{g2im} \cdot \sin(2\pi ft)$$

$$(6) \quad U_{g2} = - \frac{U_{g1} \cdot \frac{R}{R+j\omega L}}{\frac{j\omega L}{R+j\omega L}} =$$

$$- \frac{(U_{g1re} + j \cdot U_{g1im}) \cdot \frac{R}{R+j\omega L}}{\frac{j\omega L}{R+j\omega L}} = - \frac{(U_{g1re} + j \cdot U_{g1im}) \cdot R \cdot j\omega L}{j\omega L \cdot j\omega L} =$$

$$\frac{j \cdot (U_{g1re} \cdot R \cdot \omega \cdot L) - U_{g1im} \cdot R \cdot \omega \cdot L}{\omega^2 \cdot L^2}$$

$$(7) \quad U_{g2re} = \frac{-U_{g1im} \cdot R \cdot \omega \cdot L}{\omega^2 \cdot L^2}$$

$$(8) \quad U_{g2im} = \frac{U_{g1re} \cdot R \cdot \omega \cdot L}{\omega^2 \cdot L^2}$$

Így megkaptuk a nulla kimeneti szintet eredményező gerjesztő jelek elméleti paramétereit. Azonban ha ezt beállítjuk, várhatóan még nem lesz kiegyenlítve a híd, az alkatrészek értékeinek szórásából adódóan. Ezért szükséges a szoftveres finomhangolás is, amelyet a 3.2 fejezetben ismertetek részletesen.

A gerjesztő jel frekvenciáját az előzetes mérések alapján, a jelfeldolgozó mikrokontroller teljesítményét is figyelembe véve, 4 kHz - re választottam.

2.5 Jelátalakítók

Az előzőekben ismertetett mérési eljárás alapján a rendszernek képesnek kell lennie kiadni két egymástól független gerjesztő jelet és visszamérnie egy pont feszültségét. Míg az előbbi digitális-analóg átalakítókkal, az utóbbi analóg-digitális átalakítóval valósítható meg. Az átalakítók fontosabb jellemzői:

- bitszám,
- maximális frekvencia,
- mintavétel és kiadás időpontjának pontossága,
- kommunikáció fajtája, sebessége.

A bitszám minél nagyobb értéke lenne kedvező, mindazonáltal ennek a következménye a megnövekedett számítási igény, lassabb kommunikáció, és nem utolsósorban a nagyobb költség.

A maximális mintavételi frekvencia értéke szintén minél nagyobb, annál kedvezőbb. Azonban ennek több tényező is határt szab. Egyrészt a kereskedelmi forgalomban kapható eszközök maximális mintavételi frekvenciája, másrészt a mikrokontroller sebessége. A következőkben egy számpéldával demonstrálom, hogy ez milyen nehézségekhez vezet.

A következőkben felhasznált számokat egyrészt a 4., másrészt az 5. fejezetben fogom különböző megfontolásokkal alátámasztani. A vezérlő eszköz 16 MHz-es órajelről fog járni. Amennyiben 48 kHz frekvenciával adjuk ki a jelünket, $16 \text{ MHz} / 48 \text{ KHz} = 333$ órajel áll rendelkezésre minden ciklusban. Ennek elégnek kell lennie az aktuális gerjesztő jel kiadására és a programtörzs más részeinek végrehajtására. A szimulációk tanúsága szerint 150 órajel alatt megtörténik a gerjesztő jel kiadása. Ha semmi mást nem tennénk, csak a gerjesztő jelet adnánk ki, akkor $16 \text{ MHz} / 150 = 106,6 \text{ kHz}$ frekvenciával frissíthetnénk a digitális-analóg átalakító értékét. Azonban nekünk nagy mennyiségű számítást kell elvégeznünk. Ha úgy állítjuk be a vezérlőt, hogy az ideje felében a jelátalakítóval kommunikáljon, és a másik felében végezze a szükséges számításokat, akkor 300 órajelenként frissülne a jelátalakító kimenete, vagyis $16 \text{ MHz} / 300 = 53,333 \text{ kHz}$ frekvenciával. Az ehhez legközelebb álló szabványos érték a 48 kHz, így erre esett a választásom. Ekkor a 4 kHz-es gerjesztő szinuszjelet 12 mintával formázom meg. Ez a digitális-analóg átalakító kimenetén található nulladrendű tartó miatt eléggé szögletes jel lenne, ezért szűrő tagot csatolok az erősítő kimenetére, ahogy azt a 4. fejezetben bemutatom.

A mintavétel időpontjának stabilitása, illetve tervezhetősége az adott jelátalakító típusától függ. Mintavételezéskor kedvező lehet, ha rendelkezünk mintavevő-tartó taggal, így a mintavételi impulzus pillanatában történik meg a mintavételezés, függetlenül a mérendő jelszinttől.

A kommunikáció alapvetően két féle lehet: soros és párhuzamos. Mivel a jelek kiadását igen nagy sebességgel kell végezni, és kívánatos a nagy bitszám, így a soros kommunikáció lassúnak bizonyulhat. A párhuzamos kommunikáció gyorsabb, habár pillanatszerűen több hardvererőforrást foglal le, mint a soros. A feszültségjelek visszamérését azonban ritkábban végezzük, így elégséges lehet a soros kommunikáció is. Ennek előnye a hosszabb ideig tartó, de kisebb erőforrásigény, valamint az alkatrész kisebb geometriai mérete.

2.6 Erősítők

A fent említett mérési elrendezés feltételezi, hogy a generátorellenállás értéke elhanyagolható, illetve hogy feszültséggenerátorosan tápláljuk a hidat. Ez szükségessé teszi a teljesítményerősítők alkalmazását. Míg a feszültségerősítés nem szükségszerű, az áramerősítés mértéke akár sokszoros is lehet. Az eszköz megbízhatósága szempontjából kívánatos, hogy túlméretezzük a teljesítményerősítőket, így csökkentve az alkatrészek melegedését. Ezáltal stabilabbá válik az eszköz.

A bejövő jel erősítésénél más követelmények merülnek fel. Mivel ez egy jelátalakító bemenetét hajtja meg, így az áramterhelés minimális, ellenben a jel feszültségét illeszteni kell az átalakító maximális feszültség szintjéhez. Mivel a **Hiba! A hivatkozási forrás nem található.** fejezetben tárgyalt hídkiegyenlítés következtében 0 V közeli értékhez hozzáadódó megváltozást kell mérnünk, elvben igen nagy erősítésre van lehetőségünk. A kiegyenlítés persze nem tökéletes abból adódóan, hogy a feldolgozó egység diszkrét értékekkel dolgozik, diszkrét feszültségértékeket ad ki, és mér vissza. Ezen túl a környezetből becsatolt zavarjelek is megjelennek. Mindezek okán, javasolt egy állítható erősítésű feszültségerősítő alkalmazása, amely a nehezen megjósolható, a tesztelések során felmerülő zavarjel szintjétől teszi függővé az erősítés mértékét. Minél lejjebb vagyunk kénytelenek csökkenteni az erősítést, annál jobban romlik a mérésünk minősége.

2.7 Kezelői felület

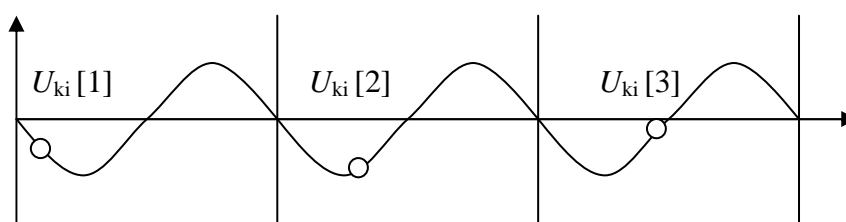
Alapvetően egy mérőműszert készítünk. Ebből adódóan a mért érték kijelzése sarkalatos kérdés. Az ideális az lenne, ha egy kijelzőn olyan pontossággal tudnánk megjeleníteni a mérés eredményét, ahogyan az eszköz belsejében rendelkezésre áll. Technológiailag megoldható egy LCD kijelzővel, azonban ezen eszköz illesztése túlmutat jelen szakdolgozat témáján. Kompromisszumos megoldásként alkalmazható hétszegmenses LED kijelző, illetve galvanométer. Ezen megoldások az egyébként is véges pontosságú mérési eredmény csonkolásával jelenítik meg az információt. Ez funkcionálisan ugyan nem csorbítja az eszközt, azonban az érzékelhető fém tárgyak méretének tartományát leszűkíti.

2.8 Feldolgozó és vezérlő egység feladatai

ADC beolvasása

A **Hiba! A hivatkozási forrás nem található.** fejezetben tárgyaltak alapján a mérés részeként beolvasunk egy feszültségértéket, amellyel számításokat végzünk. A kiértékelés minősége részben függ a beolvasott érték pontosságától és zajtartalmától is. A zaj hatását ellensúlyozhatjuk szűrő kondenzátorokkal és szoftveres integrálással.

A 2.5 fejezetben taglalt elvek alapján a választás egy soros kommunikációval rendelkező egységre került. A feldolgozó egység tehát megszólítja az átalakítót, és az bizonyos késleltetéssel küldi az adatot, amit szintén a vezérlő egység ütemez. Az így beolvasott értéket használja a vezérlő egység a jelfeldolgozó algoritmusban.



3. ábra Ekvivalens mintavételezés

Tapasztalatok alapján a felhasznált jelfeldolgozó algoritmusok nem képesek végrehajtódni egy mintavételi perióduson belül, megelőzve a következő mintavételt, így ekvivalens mintavételezést alkalmazok, ahogyan az a 3. ábrán is látható. Ezzel a módszerrel lassan változó paraméterű jelek esetén látszólag olyan hatást érünk el, mintha a mintákat egymás után vettük volna egyazon perióduson belül. A módszer hátránya, hogy megnövekszik a rendszer időállandója. Esetünkben azonban ez nem

okoz gondot, mivel a mérőfej mozgása nem történhet olyan gyorsan, hogy az akár néhány perióduson belül jelentős változást okozzon. Ennek következtében felmerülő újabb feladat a jel fázisának pontos követése, aminek megoldását az 5. fejezetben ismertetem.

A jel valós és képzetes részének meghatározása

Mivel a mérőhíd gerjesztése szinuszos, így a híd kimenő jelét egyértelműen jellemzi annak komplex amplitúdója (U_{ki}), illetve ezzel ekvivalens módon a komplex amplitúdó valós és képzetes része. A komplex amplitúdót a 3.1. fejezetben bemutatásra kerülő, úgynevezett rezonátoros megfigyelő algoritmus segítségével mérem. A rezonátoros megfigyelő algoritmussal nagymértékű átlagolás is könnyen megvalósítható, így nagy zavarelnyomás érhető el. A működési elvre a 3. fejezetben térek ki részletesen. Itt is kívánatos a nagyobb bitszám. Az 1. fejezetben említett tesztek szerint 16 biten már követelményeket kielégítő módon működik, mindazonáltal a valós idejű megvalósítása egy 8 bites architektúrán nem triviális feladat. Ebből következik, hogy törekedni kell az algoritmusok egyszerűsítésére. Az algoritmus számításigényét a már bemutatott ekvivalens mintavételezés segítségével csökkentettem. Ezen túlmenően a konstansok alkalmazásával, azok on-line számítása helyett. Továbbá a felhasznált algoritmus által megkövetelt trigonometrikus függvények számítását oly mértékben egyszerűsítettem, hogy csupán 12 fázishelyzetet különböztetek meg, így táblázatosan tárolhatjuk a kívánt értékeket. Ahogy a 2.8 fejezetben látni fogjuk, ugyanez az egyszerűsítés a gerjesztő jelek generálásánál is megvalósítható. Ezzel jelentős számítási időt spórolunk meg.

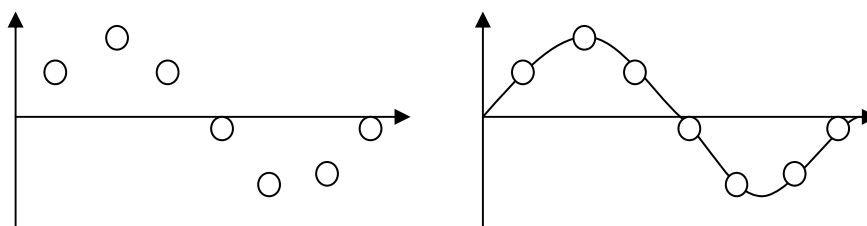
A jel változásának mérése és kijelzése

Az eddigiekben ismertetésre került a mérési elv és az eszköz, amellyel magát a mérést el tudjuk végezni. Alapvetően nem az abszolút impedanciát, hanem annak mindössze a megváltozását mérjük. Mivel a mért jel dinamikartományára maximális közelség és mindössze az utolsó bitben változást generáló közelség esetén igen nagy, így a nyolcbites architektúra itt is veszteséghez vezet. Mivel az analóg-digitális átalakító tizenhat bites adatszéliséssel rendelkezik, szoftveresen nem okozunk újabb veszteséget, ha tizenhat biten számítjuk ki és tároljuk az említett adatot. Azonban nagyon sokat tudunk profitálni abból, hogy nem egy nagy jel kis megváltozását, hanem magát a kis megváltozást mérhetjük. Erre részletesebben a 2.8 fejezetben fogok részletesebben kitérni. Nem szabad elfelejteni azt sem, hogy a kijelzésnél figyelembe kell venni a mérési bizonytalanságot is, mivel fölösleges olyan kis érték különbséget

kijelezni, ami a paraméterek szórása és a mérési bizonytalanság határán belül van. Szoftveresen tetszőleges erősítést állíthatunk be a számított érték és a kijelzőre kiküldött érték között.

Gerjesztő jel biztosítása

Mivel jelen szakdolgozat egy nagy számítási kapacitású eszközön már megoldott feladatot implementál egy jóval szerényebb képességű mikrokontrolleren, ezért mindenképpen kritikus a számítás igény csökkentése. Ezen a ponton nagy egyszerűsítésekre van lehetőség.



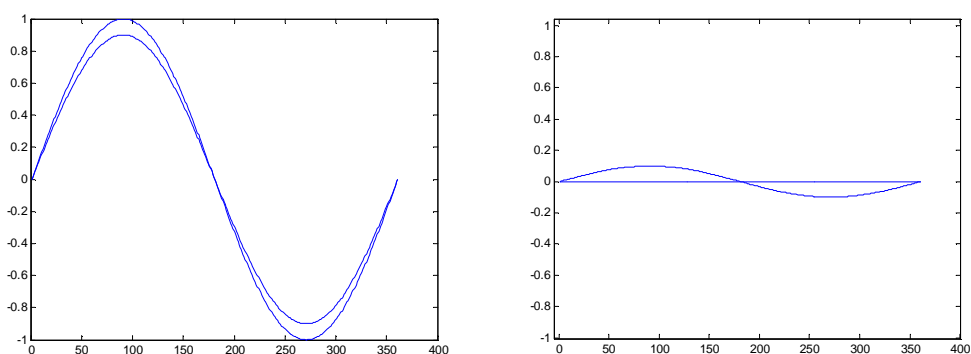
4. ábra Gerjesztő jel

Ahogy azt a 4. ábrán láthatjuk, megfelelő számú pontból kirajzolódik a szinuszos gerjesztő jel. Mivel a gerjesztő jel mintái periodikusan ismétlődnek, így elegendő előre kiszámolni a minták értékeit a program elején, és eltárolni egy táblázatban, majd ezen értékeket újraszámolni a hídkiegyenlítés során.

A gerjesztő jel frekvenciáját az 1. fejezetben említett mérések segítségével határoztam meg. Az előzetes mérések szerint a mágnesezhető anyagoknál a minél kisebb frekvencia az előnyös, azonban a nem mágnesezhető anyagok, mint például réz vagy alumínium, csak a kHz-es tartománytól kezdve lépnek észlelhetően kölcsönhatásba a mágneses térrel, amelyet létrehoz a mérő tekercs. Ezen alapelveket szem előtt tartva, kompromisszum útján jutottam el a 4 kHz-hez, amely megfelelt az általam támasztott elvárásoknak.

Hídkiegyenlítés

Mint ahogyan azt már a 2.6 fejezetben említettem, az erősítés növelésével arányosan javul a mérési pontosságunk. Az erősítésnek határt szabó tényező, hogy mennyire pontosan tudjuk behangolni a mérőhidat. A maradó jel elfedi a mérőfej induktivitásának kismértékű megváltozását, amelyet mérni szeretnénk. Így azzal a problémával találjuk szembe magunkat, hogy hídkimenet végkivezérlésbe hajtja az erősítőt. A kiegyenlített félhíd kimenő jelét csak erősítés nélkül tudjuk felhasználni, míg ha mV-os nagyságrendig tudjuk hangolni, akkor 100-szoros erősítést is alkalmazhatunk, ezzel növelve az érzékenységet. Az elvet az 5. ábra szemlélteti, ahol a bal oldali ábrán kiegyenlített híd kimenőjelének megváltozását, míg a jobb oldali ábrán egy kiegyenlített híd kimenő jelének megváltozását láthatjuk. Jóllehet a megváltozás ugyanakkora, a jobb oldali ábrán látható jelet nagyobb mértékben erősíthetjük további feldolgozás és jel/zaj viszony javításának céljából.



5. ábra Nagy jel kis megváltozása és kis megváltozás önmagában

Tekintsük a következő mintapéldát, amelyben a bal oldali ábrán 1 V amplitúdójú a jel, és 0.1-et változik. Ha pl. 5 V-os tartományunk van, így maximum 5-szörös erősítés érhető el, tehát 0.5 V-os megváltozást tapasztalhatunk. A jobb oldali ábrán akár 50-szeres erősítést is beállíthatunk, így ugyanakkora megváltozás mellett 10-szer nagyobb eredő megváltozást tudunk mérni az erősítő kimenetén az első esethez képest. A hídkiegyenlítés során a híd kimenetét nyugalmi állapotban, amikor nincsen fém a közelében, akár 10 mV effektív értékre is lehet csökkenteni tapasztalatok alapján. Ezen eljárás nélkül a jel erősítését sem tudnánk a kívánt szintre növelni. Mindezekből következik, hogy a mérés minőségét egyértelműen befolyásoló tényező, hogy milyen jó hídkiegyenlítést tudunk megvalósítani. Magát a kiegyenlítést a gerjesztő jelek komplex frekvenciatartományban történő arányos szabályzásával végzem. A feladat megoldása közben átvitelmerést használok, majd ennek segítségével származtatom a hibát a

gerjesztési oldalra. Az algoritmust a következőkben a 3. fejezetben fogom részletesen ismertetni.

3 Felhasznált algoritmusok

3.1 Rezonátoros megfigyelő algoritmus

Az algoritmus ismertetése a [1] és [4] irodalmak alapján történik. A rezonátor alapú megfigyelő (továbbiakban RBO: Resonator Based Observer) periodikus jelek Fourier-együtthatóinak rekurzív számítására szolgál. Az algoritmus egyik potenciális alternatívája lehet a hagyományos frekvenciatartománybeli diszkrét Fourier-transzformációknak (DFT illetve FFT), azonban a két algoritmus a következő alapvető eltéréseket mutatja:

1. A DFT az egész frekvenciatengely mentén egyenletesen kiszámítja a jel spektrumát, míg az RBO alkalmas csupán a periodikus jelek Fourier-együtthatóinak számítására. Ez jelentős erőforrás-megtakarítást jelent, mivel nem kell a spektrumot olyan helyeken is számítani, ahol nem található hasznos komponens.

2. Az RBO-hoz szükséges a jel frekvenciájának ismerete, míg a DFT-nél nem. Amennyiben ismert a jel frekvenciája, az RBO kiküszöböli a DFT eseten fellepő tetőesés (picket fence) és szivárgás (leakage) jelenségeket.

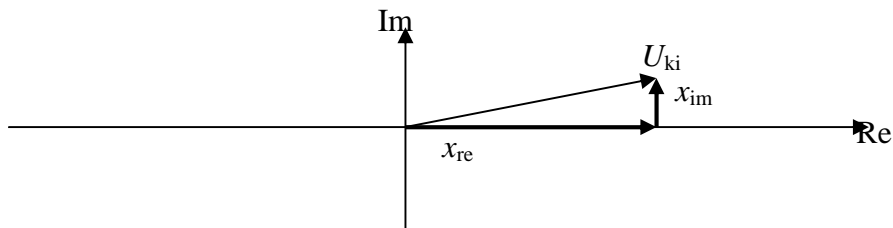
3. A BRO rekurzívan állítja elő a Fourier-együtthatókat, tehát mintáról-mintára frissíti a becslést. Ezzel szemben a DFT blokkos feldolgozást végez, tehát a transzformációhoz szükséges összes adatot össze kell gyűjteni a transzformáció elvégzése előtt, mely adott pontosság esetén általában nagyobb késleltetést visz a rendszerbe.

Amennyiben egy tetszőleges periodikus jelre alkalmaznánk az RBO-t, akkor annál pontosabb leképzését kapnánk a jelnek, minél több felharmonikusát mérné az algoritmus. Azonban esetünkben a mért jel tisztán szinuszos, így elegendő az alapharmonikus figyelése. A következőkben levezetés nélkül ismertetem az algoritmus általam használt elvi formáját.

Legyen $y_{in}(t)$ az algoritmus bemenő jele a t időpontban, amelynek komplex amplitúdóját kell meghatározni. Jelölje továbbá γ a Fourier-felbontásban felhasznált szinusz és koszinusz bázisfüggvények fázisát. γ fokban értendő.

$y_{in}(t) := U_{ki}(t)$ a mérőhíd kimenete, $y_{out}(t)$ pedig a megfigyelő által reprezentált jel adott fázisbeli pillanatértéke. Az algoritmus úgy működik, hogy minden jelfeldolgozási időpontban becslést ad az y_{in} jelre. A becsült érték az y_{out} .

Legyen $err(t)$ a hiba mértéke, amely a tényleges jel, és a megfigyelő által reprezentált jel között van, tehát $err(t) = y_{in}(t) - y_{out}(t)$. Ezen hiba alapján minden jelfeldolgozási ciklusban rekurzívan frissíti a mérendő jel becsült komplex amplitúdóját.



6. ábra Vektorábra

A megfigyelő által reprezentált jel komplex amplitúdójának valós része $x_{re}(t)$, míg képzetes része $x_{im}(t)$. A 6. ábra Vektorábraán látható miként bontjuk részeire az U_{ki} komplex feszültségvektort. A valós és képzetes rész azért kap időindexet az algoritmusban, mert mérésük rekurzív módon történik, így az időben előrehaladva egyre pontosabb becslőt kapunk.

Az algoritmusban felhasználunk egy α -val jelölt úgynevezett konvergenciaparamétert. α az egy egynél kisebb szám, amely az átlagolás mértékét befolyásolja.

A szinuszjel frekvenciája f , a digitális-analóg átalakítónál pedig T_s idő telik el két minta kiadása között. Az algoritmust a következő egyenletek írják le.

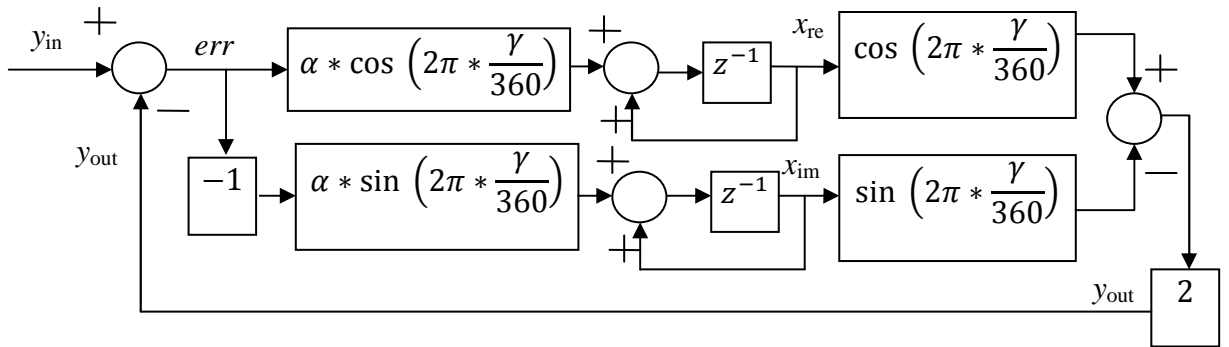
$$(9) \quad y_{out}(t) = 2 * \left(x_{re}(t) * \cos \left(2\pi * \frac{\gamma}{360} \right) - x_{im}(t) * \sin \left(2\pi * \frac{\gamma}{360} \right) \right)$$

$$(10) \quad err(t) = y_{in}(t) - y_{out}(t)$$

$$(11) \quad x_{re}(t) = x_{re}(t) + err(t) * \alpha * \cos \left(2\pi * \frac{\gamma}{360} \right)$$

$$(12) \quad x_{im}(t) = x_{im}(t) - err(t) * \alpha * \sin \left(2\pi * \frac{\gamma}{360} \right)$$

$$(13) \quad \gamma = \gamma + f * T_s * 360^\circ$$



7. ábra Rezonátoros megfigyelő folyamatára

Az algoritmus kimenete x_{re} és x_{im} állapotváltozók a jel komplex Fourier-együtthatói állandósult állapotban. Általában ezt tekinthetjük a mérési eredménynek. A Fourier együttható amplitúdója és fázisa:

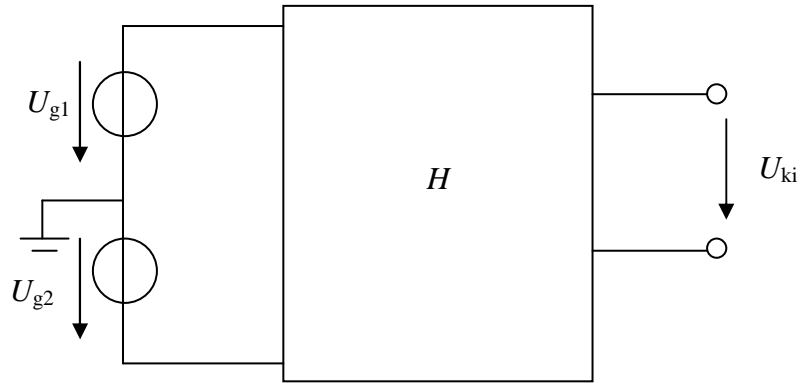
$$(14) \quad x_{abs(t)} = \sqrt{x_{re}(t)^2 + x_{im}(t)^2}$$

$$(15) \quad \varphi = atan \left(\frac{x_{im}(t)}{x_{re}(t)} \right)$$

Esetünkben az abszolút értéket a (14)-es képlettel, a fázist a (15)-ös képlettel számítva eljuthatunk egy digitálisan megvalósított vektorvoltmérőig, amellyel mérjük a híd kimenőjelének fázisát és amplitúdóját. Az algoritmusban található α paraméter segítségével hangolható a beállási sebesség és a zajjal szembeni érzékenység. Kis α esetén lassú a beállítás, de jó a zavarlenyomó képesség, míg egyhez közeli α esetén az algoritmus gyors, de a zavarenyomó képesség rosszabb. Az algoritmus exponenciális beállítású.

3.2 Hídkiegyenlítéshez használt algoritmus

Erre a célra felhasznált algoritmusról a [5] irodalomban található elméleti háttér, a dolgozatomban az algoritmus részletes elemzésével és elméleti háttérével nem foglalkozom, csupán a használatához szükséges ismereteket közlöm. Mivel arányos-integráló (PI) szabályzóként viselkedik, alkalmas a maradó hiba megszüntetésére. Az algoritmus a gerjesztő jelek és a híd kimenetének komplex amplitúdójával dolgozik. A híd kimenetének komplex amplitúdóját az előző alfejezetben bemutatott rezonátoros megfigyelő algoritmust használjuk. A hídkiegyenlítési folyamatot két részre lehet bontani. Az egyik a híd gerjesztő bemenete és a híd kimenete közötti átvitel mérése, a másik maga a kiegyenlítés.



8. ábra Mérőhíd átvitel

A 8. ábrán a mérőrendszer lineáris fekete doboz modellje látható. A H jelű komplex átvitel a mérőhíd, az erősítők és az AD-DA átalakítók átviteleinek eredője. A H átviteli függvény azt adja meg, hogy a mikrokontrollerben előállított U_g gerjesztő jelek fázisa és amplitúdója hogyan módosul, mire a híd kimenetére kerülnek. Habár a rendszerben alkalmazott áramkörök felépítése alapján a H átvitel számítható lenne, gyakorlatban H értékét méréssel határozzuk meg: egy nulla fázisú, egységnyi amplitúdójú szinuszos jelet adunk ki a megfelelő U_g kimeneten, és mérjük a híd kimenőjelének komplex amplitúdóját, mely definíció szerint megegyezik a H átvittel. Az átvitel mérése a rendszer beüzemelésének első fázisa. Az átvitel mérését követően szükséges a továbbiakban W -vel jelölt inverz átvitel számítása, amely az átvitel a kimenet felől a gerjesztő oldalra, tehát $W=H^{-1}$ (vegyük észre, hogy mindkét érték komplex szám).

Legyenek U_{g1} és U_{g2} a híd két bemenetén lévő szinuszos gerjesztő jelek és x az előzőekben ismertetett, rezonátoros megfigyelővel a híd kimenőjelének mért komplex amplitúdója, ahogy az a 2. ábrán látható. A x_{re} index jelölje a valós részeket, és x_{im} index a képzetes részeket. Az egyik oldali gerjesztést fixen tartjuk, és csak a másik oldalról szabályozzuk a gerjesztő jelet a beállítás érdekében.

Legyen U_{g2} a rögzített gerjesztés, ekkor U_{g1} -et szabályozzuk. E jelölje a hídkiegyenlítés hibáját, amelyet ciklikusan újraszámolunk a rezonátoros megfigyelő algoritmussal.

Az átvitelmérést követően a mérőhídra a mérés során használt gerjesztő jeleket adjuk, majd miután lezajlottak a tranziensek, és a rezonátoros megfigyelő algoritmus beállt egy stabil x_{re} és x_{im} értékre, megkezdődhet a híd kiegyenlítése, amely a (16) és (17) kifejezés ciklikus kiértékelésével megtörténik:

$$(16) \quad E = x_{re} + j * x_{im}$$

$$(17) \quad U_{g1} = U_{g1} - \varepsilon * W * E.$$

Az ε egy és nulla közé eső szám, amely egy úgynevezett bátorsági tényező. Ha minden értéket hibamentesen mérnénk, akkor $\varepsilon = 1$ esetben egy lépésben megszüntethetnénk a hibát. Azonban mivel az analóg-digitális átalakító kimenete elméletben sem lehet hibamentes, így $\varepsilon < 1$ eset alkalmazható csak.

3.3 A jel DC komponensének kompenzálása

A mérőhíd kimenőjelének (U_{ki}) feldolgozásának első lépéseként megtörténik a jelkondicionálás. Az algoritmus tisztán szinuszos függvényt követő jelsorozatot vár, így le kell választanunk az egyenáramú komponenszt, amelyet a továbbiakban U_{kiDC} - vel jelölünk. Az átlagértéket exponenciális átlagolással számítjuk a következő módon.

$$(18) \quad U_{kiDC}[n] = U_{ki}[n-1] * \alpha + (1 - \alpha) * U_{kiDC}[n-1]$$

Ahol α az átlagolás mértéke, egynél kisebb pozitív szám.

U_{kiDC} a híd U_{ki} kimenőjelének DC szintje.

$U_{ki}[n-1]$ az $[n-1]$ időpillanatban beolvasott feszültség szint.

Az 1. fejezetben említett mérés során arra jutottam, hogy ha 16 biten ábrázoljuk a számot, akkor rendszeresen alulcsordul. Erre megoldást nyújt a lebegő pontos számábrázolás, amely ugyan lassítja a rendszerünket, de megkerülhetetlen. Ennek oka, hogy az egyébként is kicsi egyenáramú komponenszt α -val szorozva adjuk hozzá az U_{kiDC} változóhoz, így az $\alpha * U_{ki}$ szorzat könnyen kevesebb lehet a legkisebb bit értékénél is.

4 Hardverkomponensek

Az eddigiekben megvizsgáltuk a fémdetektor építést elméleti oldalról. Előrevetítettük az esetleges nehézségeket, és megoldandó feladatokat. Most azonban a tervek elkészítésével a konkrét megvalósításról fogok szót ejteni.

4.1 Érzékelő

Elsőként az érzékelő megvalósításáról szeretnék szót ejteni, amelyre az eddigiekben mérőhíd megnevezéssel hivatkoztam.



9. ábra Keresőtekerces

A keresőtekerces a 9. ábrán látható. A tekerces átmérője 10 cm, elkészítése során teflon bevonatú rézhuzalt házilag tekercseltem vasmagra. A nyélben található egy 60Ω -os ellenállás (lásd a 2. ábrán, R ellenállás), amely a tekerccsel sorba van kötve, és

a csatlakozási pontjuk ki van vezetve. Ezen a ponton mérhető az U_{ki} feszültség. A hozzávezetést koaxiális kábelek biztosítják, amelyeknek az árnyékoló köpeny föld potenciálra van kötve, így minimálisra csökkenthető a környezetből érkező zavarjelek hatása. A fémdetektor ezzel a keresőfejjel megfelelő tulajdonságokat mutatott.

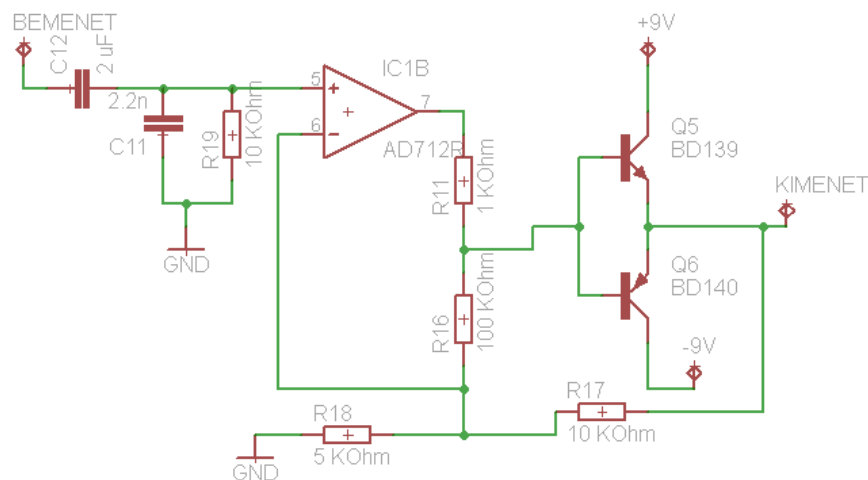
A dolgozatban a keresőfej paramétereinek optimalizálásával részletesen nem foglalkoztam, nagyban alapoztam az általánosan elterjedt konstrukcióra, illetve előzetes munkákra [1].

4.2 Erősítők

Ebben a fejezetben egy komplex erősítő panel kerül ismertetésre, amely egyaránt ellát precíziós feszültségerősítést és teljesítményerősítést.

Meghajtó fokozat

A beérkező jel számára kis áramerhelést jelentő erősítő egy BD139-es NPN és egy BD140-es PNP teljesítménytranszisztort hajt meg, amely 1.5 A folyamatos áramerhelést és 3 A csúcáram terhelést visel el. Így bőségesen teljesül a 2.6 fejezetben támasztott követelmény a túlméretezéssel kapcsolatban.



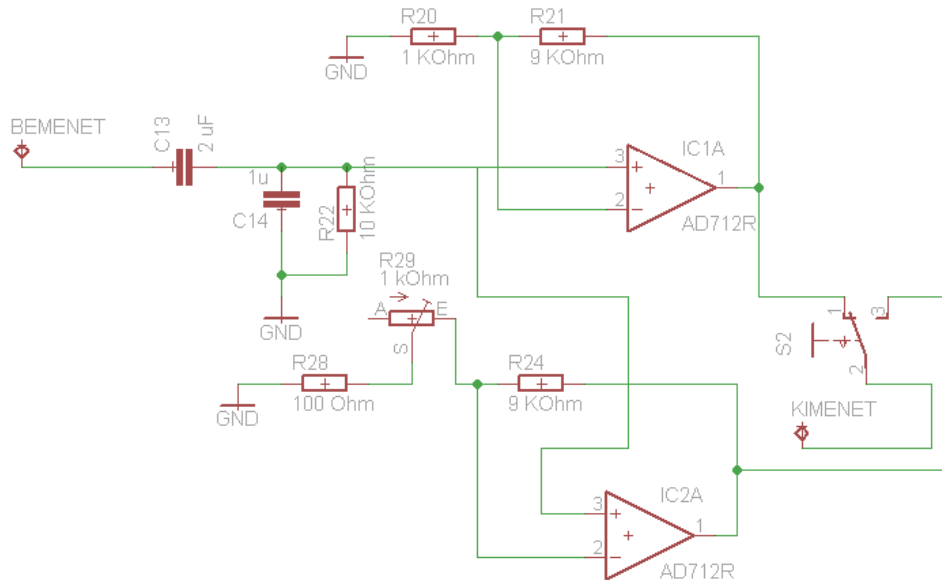
10. ábra Meghajtó fokozat

A bemeneten található C11 kondenzátor azt a célt szolgálja, hogy a digitális-analóg átalakító által kiadott szögletes jelet simítsa a nagyfrekvenciás komponensek kiszűrésével. A C12 kondenzátor a bemeneti jel egyenáramú komponensének leválasztását szolgálja. Az R16 ellenállás azt a célt szolgálja, hogy amennyiben a teljesítménytranszisztorok még nem nyitnak ki, akkor sem szűnjön meg a műveleti

erősítő visszacsatolása. A 10. ábrán látható meghajtó fokozatból kettő található az erősítő panelon, amelyek az U_{g1} és U_{g2} erősítésére hivatottak.

Hídkimenet erősítése

A másik két erősítő áramkör feszültségerősítése számottevő, míg áramterhelhetőségük korlátozott. Ez azonban nem jelent gondot, mivel a kimenetük az analóg-digitális átalakító bemenetét hajtja meg, amely nagy impedanciás bemenet.



11. ábra Hídkimenet erősítő

A 11. ábrán egy úgynevezett nem invertáló alapkapsolást láthatunk. Az erősítése az alábbi képlettel számítható:

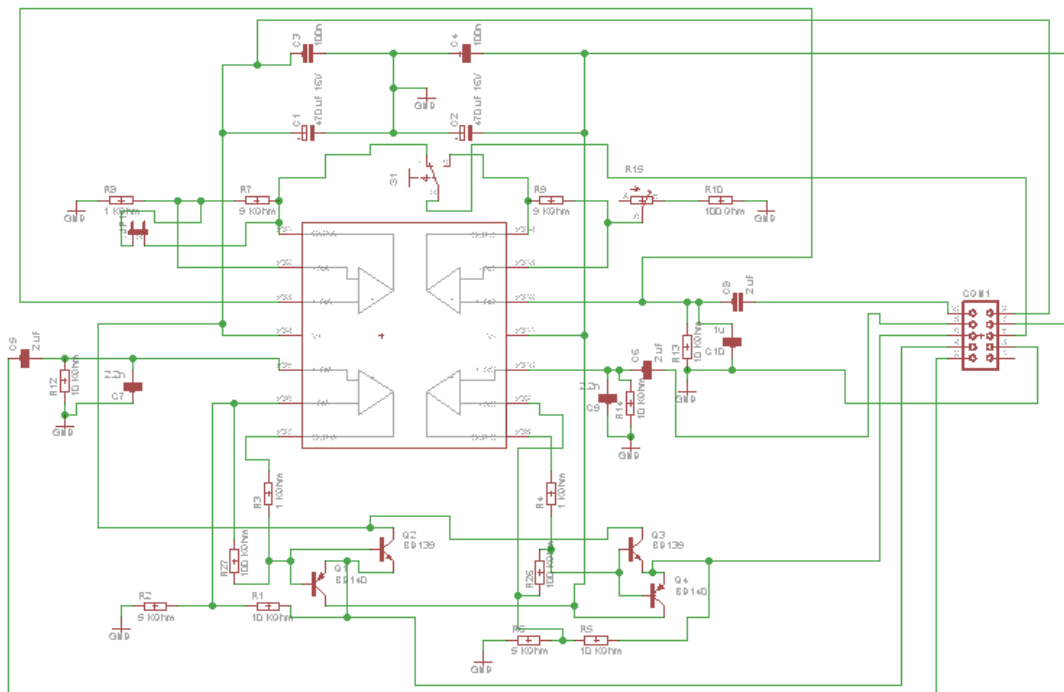
$$(19) \quad A_{u1} = 1 + \frac{R_v}{R_s} = 1 + \frac{9}{1} = 10$$

$$(20) \quad A_{u2} = 1 + \frac{R_v}{R_s} = 1 + \frac{9}{0.1} = 91$$

Ahogy a (19)-es és (20)-as képlet mutatja, az erősítést állítani tudjuk tízszeresről kilencvenegyszeresre. Azért két feszültségerősítő lett megvalósítva, mivel a fejlesztési fázisban különböző igényekkel szembesülünk.

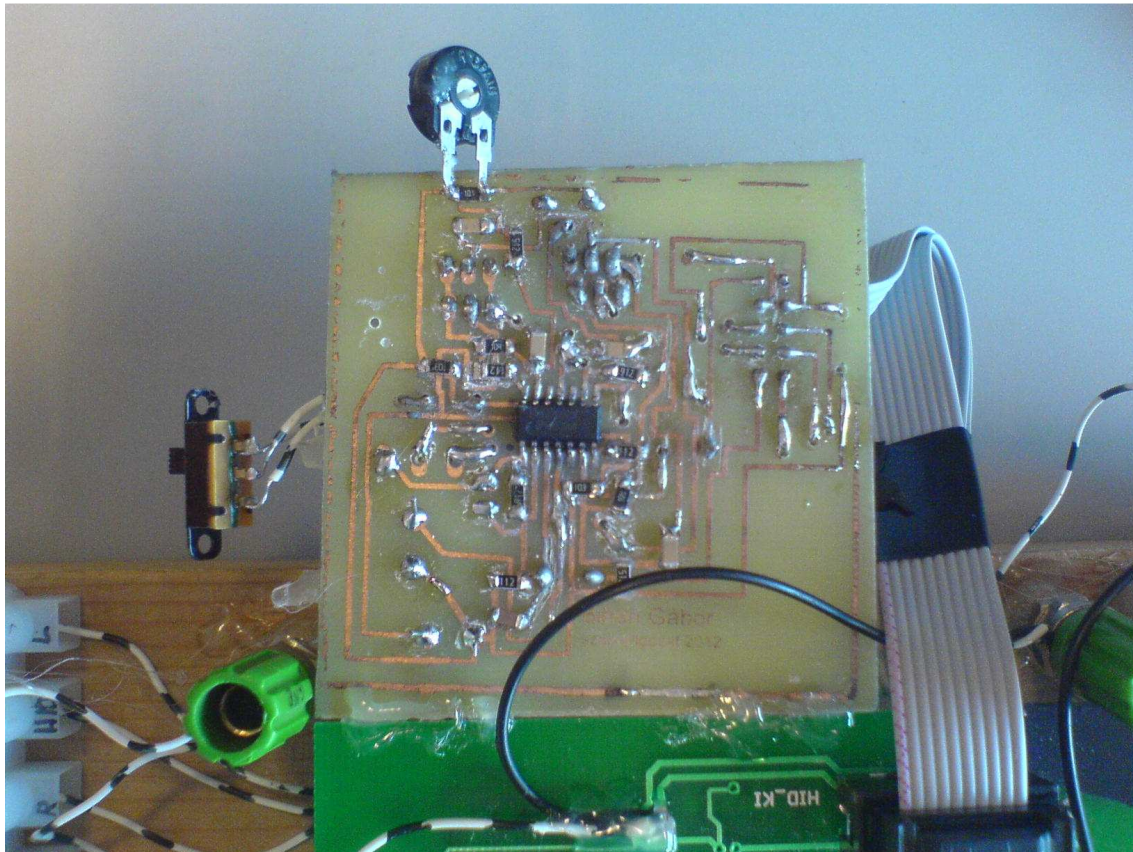
Az áramkör élesztésénél, amíg nem implementáljuk a hídkiegyenlítő algoritmust, csak kis erősítést van módunkban alkalmazni, mivel könnyen végkivezrlésbe kerülünk. Ezzel szemben a kiegyenlítést követően a megengedhető legnagyobb erősítésre van szükségünk, amely mértéke előre nehezen megjósolható. Ezért az egyik erősítő tízszeres erősítésre alkalmas, de ezt fixen produkálja, míg a másik erősítő tízszerestől kilencvenegyszeresig állítható, a visszacsatolásban elhelyezett trimerellenállás segítségével.

A két erősítő közösen kapja meg a bemeneti jelet, amelyet egy 1 uF-os kondenzátorral simítunk. A két erősítő egymással párhuzamosan működik. Üzem közben a kétállású kapcsolóval választhatjuk ki, hogy melyik jelét akarjuk felhasználni. Végül a 12. ábrán láthatjuk a teljes kapcsolási rajtot.



12. ábra Erősítő áramkör kapcsolási rajza

A nyák egy szalagkábelen keresztül kapcsolódik a környezetéhez, amely tartalmazza a tápellátást, a bejövő jeleket, illetve az erősítők kimenő jeleit egyaránt. A kapcsolás felső részén található elektrolit kondenzátorok szűrik a tápfeszültséget, amely +9 V és -9 V-os feszültségekből, illetve a nulla potenciálból áll.



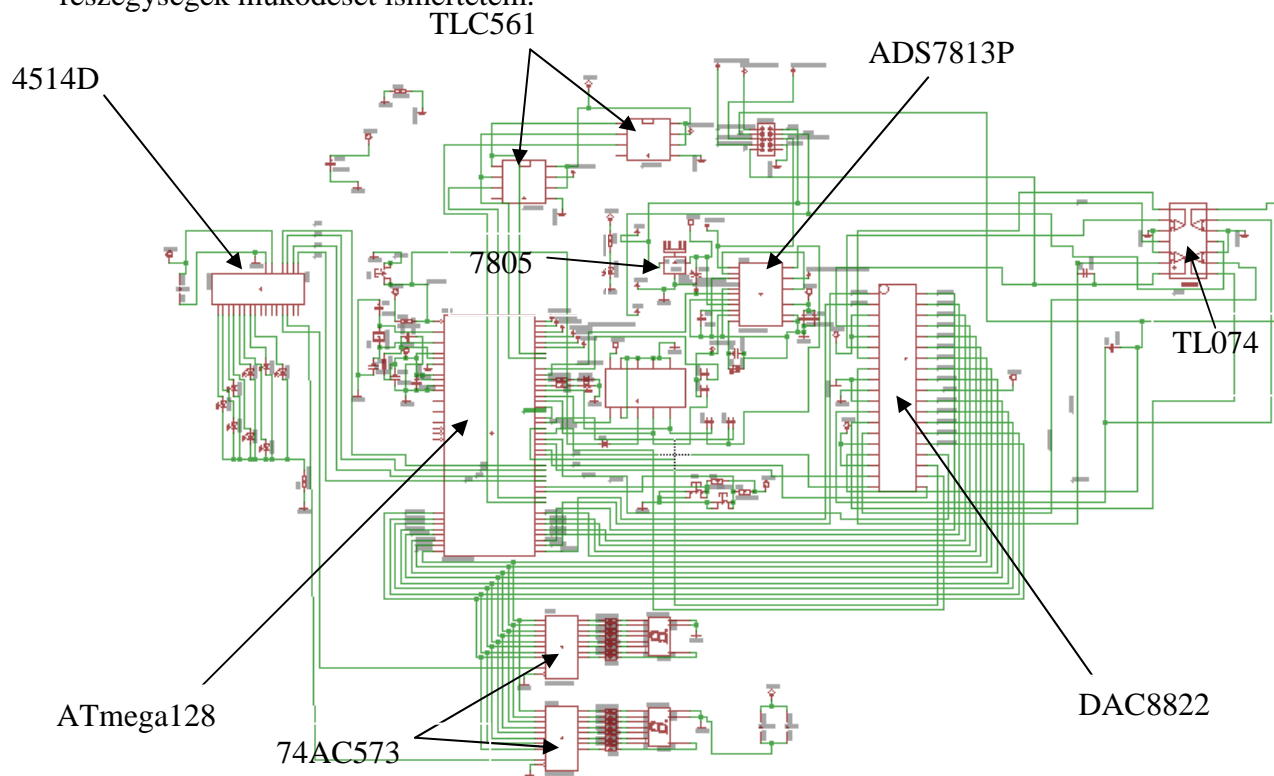
13. ábra Megvalósított erősítő panel

A 13. ábrán a megvalósított erősítő panel látható. Mivel a cél egy hordozható eszköz elkészítése, ezért igyekeztem minél nagyobb mértékben integrálni a kapcsolást. Az erősítő panel központi alkatrésze az OPA4130 típusú IC. Mivel a panel teljes mértékben analóg áramköröket tartalmaz, indokolt volt különálló nyomtatott áramköri lemezen megvalósítani. Az alkatrészválasztás során törekedtem a lehető legkisebb helyigényű elemek összeválogatásában, így az összes ellenállás és a kondenzátorok nagy része SMD alkatrész. Mivel a rajzolatfinomság nem túl nagy és nem volt szükséges többretegű nyomtatott áramkör alkalmazására, otthoni körülmények között készítettem el a nyomtatott huzalozású lemezt. A rajzolatot egy POSITIV20 nevű fotoreziszt segítségével vittem fel, amely UV fény hatására oldhatóvá válik. A maszkot hagyományos tintasugaras nyomtatóval készítettem el, a bárhol beszerezhető műnyomó papírra. A levilágítás után előhívott nyomtatott áramköri lemezt vaskloridos marószerszel martam ki. Az alkatrészek beültetését kézzel, forrasztópákával végeztem.

4.3 Központi áramkör

A 14. ábrán látható áramkör tartalmazza a vezérlőegységet, a jelátalakítókat és a kezelőfelületet. A köztük lévő logikai kapcsolatra az 5. fejezetben térek ki. A tervezés

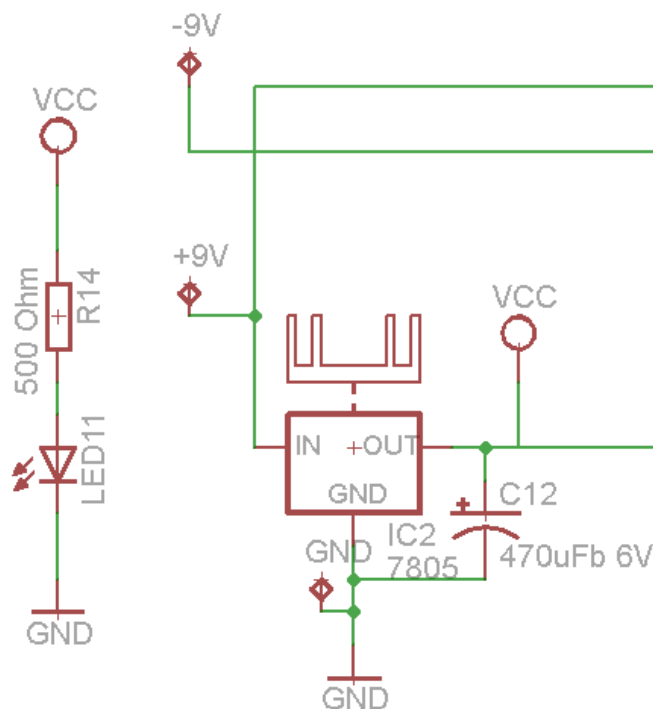
során az Eagle jogtiszta verzióját használtam. A következőkben az egyes áramkörü részegységek működését ismertetem.



14. ábra Központi áramkör kapcsolási rajza

Tápegység

A panelon található digitális áramköröknek 5 V-os tápellátásra van szükségük. Ezt a +9 V feszültségből egy 7805-ös típusú stabilizátor segítségével állítom elő. A 15. ábrán látható C12 elektrolit kondenzátorral szűröm a digitális áramkörök számára tápfeszültséget. Annak érdekében, hogy ránézésre meg lehessen állapítani, hogy az áramkör feszültség alatt van-e, egy visszajelző LED-et alkalmazok. A LED11 világító dióda az R11 ellenálláson keresztül az 5 voltos tápfeszültségre van kötve. Ezáltal mindig világít, amikor rendelkezésre áll a digitális áramkörök tápfeszültsége.



15. ábra Tápellátás

Mikrokontroller

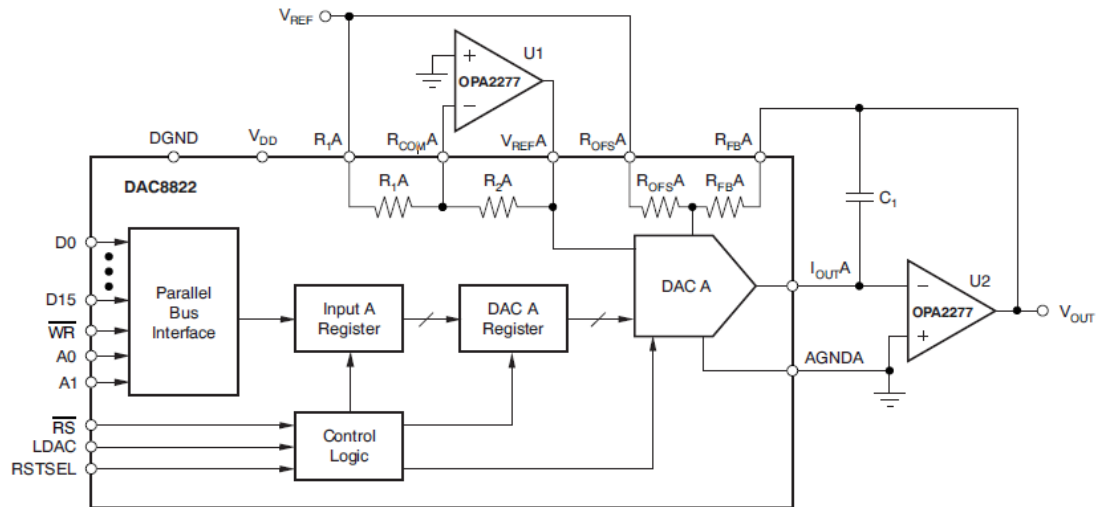
A vezérlési feladatot egy ATmega128 típusú mikrokontroller[6] látja el. A mikrokontroller főbb tulajdonságai:

- 16 MHz órajel frekvencia
- Szorzóáramkör, amely 2 órajel alatt két 8 bites számot szoroz össze
- 128 kbyte In-System Self-programmable Flash program memória
- 4 kbyte EEPROM
- 4 kbyte belső SRAM
- írási/olvasási körök száma 10,000 Flash/100,000 EEPROM
- két 8 bites Timer és két 16 bites Timer
- 53 programozható I/O vonal

A felprogramozását egy úgynevezett ISP (In System Programming) rendszeren keresztül végzem, így az áramkörben helyet kapott egy tízpólusú szalagkábel csatlakozó.

Gerjesztő jelet előállító DA átalakító

A mérőhíd gerjesztő jeleinek kiadására a Texas Instruments DAC8822 típusú digitális-analóg átalakítóját választottam. Ebben két átalakító található egy tokon belül, így csökkentve a helyigényét. Az átalakító párhuzamos kommunikációval rendelkezik.

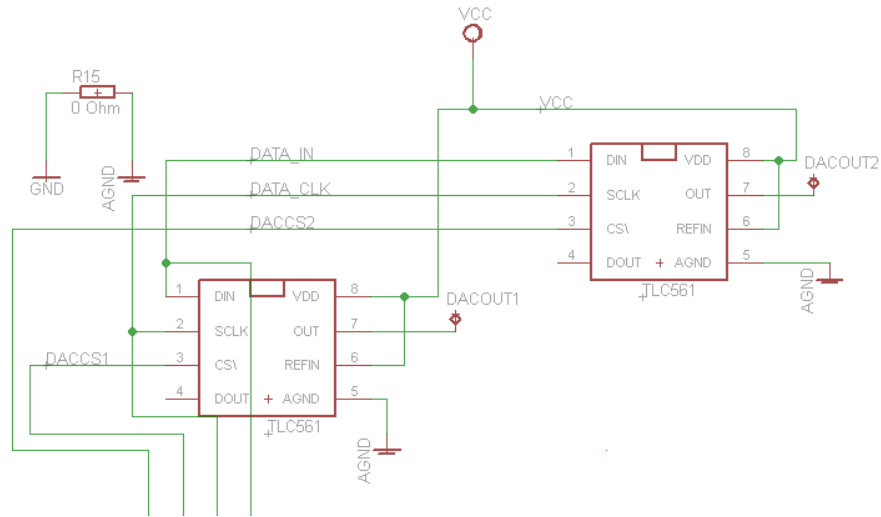


16. ábra A DAC8822 felépítése és ajánlott kiegészítő komponensek

A 16. ábra az áramköri elem adatlapjából származik [8]. A munkám során ezt az elrendezést valósítottam meg. Ez alól kivételt jelent, hogy az OPA2277 helyett a könnyebben beszerezhető TL074 típusú műveleti erősítőt használtam. Az átalakító áramjelet állít elő, ezért szükséges a kimenetén áram-feszültség átalakítást végezni, amelyet a már említett műveleti erősítő segítségével valósítok meg. Az átalakítónak továbbá szüksége van egy áramkörre, amely a referenciaszűrését szolgáltatja. Erre a célra szintén a TL074-es típusú IC-t használom, így a bipoláris jel előállítása is lehetséges, mivel a DAC8822 vezérli, hogy pozitív vagy negatív legyen a referenciaszűrés.

Kiegészítő funkciókat megvalósító DA átalakítók

A kapcsolásban további két digitális-analóg átalakító kapott helyet, amelyekre egyrészt a fejlesztés során, másrészt a kijelzésben lesz szükségem. Mivel kevésbé igényes feladatokra használom őket, elegendő a kisebb bitszám. Az említett digitális-analóg átalakítók 10 bites felbontással rendelkeznek.

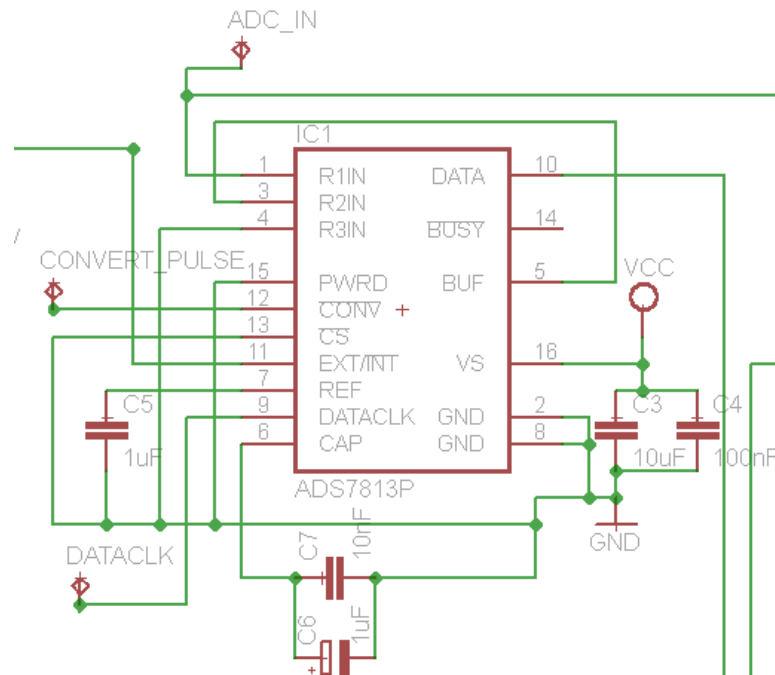


17. ábra TLC 561

Ahogy az a 17. ábrán látható, a TLC 561-es átalakítók soros kommunikációval rendelkeznek és unipoláris jel kiadására képesek. Az áramterhelhetőségük folyamatos üzemben 20 mA. Mivel nem lesznek kitéve ennél nagyobb áramterhelésnek, így nem szükséges a kimenetük bufferelése.

Analóg-digitális átalakítás

Az analóg-digitális (AD) átalakítást egy ADS7813P típusú IC végzi. Soros kommunikációval kapcsolódik a mikrokontrollerhez. A 18. ábrán látható módon kapcsolódik a környezetéhez.

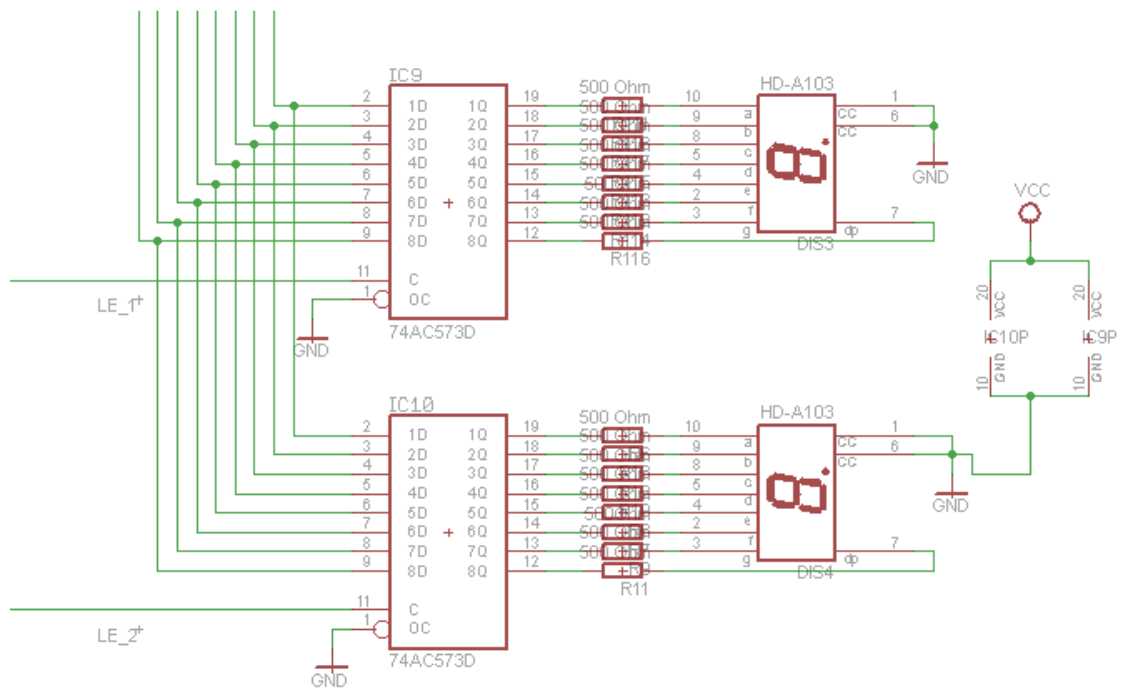


18. ábra ADS7813P AD átalakító

A tizenhatos lábú C3 és C4 kondenzátorok a tápfeszültségből szűrik ki a nagyfrekvenciás zavarjeleket. A hatos lábú kondenzátoroknak a jelátalakításban van szerepük. A tizenkettes lábú érkező impulzus hatására történik meg a mintavételezés. A kilences lábú adott órajellel ütemezve kerül a tízes lábú a mérési eredmény. Az IC-t bipoláris jelek átalakítására használom. Maximum 50 kHz-es frekvenciával képes mintavételezni. A kimenete egy 16 bites, kettes komplementes számábrázolású adat.

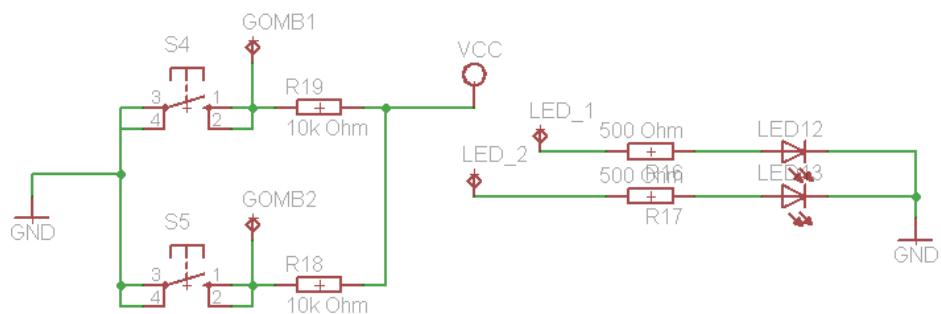
Kezelői felület

Az I/O portok szűkössége miatt volt szükség a 74AC573 típusú latch áramkörökre, amelyek a hétszegmenses kijelzők vezérlésében játszanak fontos szerepet.



19. ábra Latch áramkörök

A 8 bites adat sin a 16 bites digitális-analóg átalakító alsó 8 bitjére kapcsolódik. Ebből adódóan a mikrokontroller 8 vonalát 24 vonal meghajtására tudom felhasználni. Azért szükséges minden szegmensnek külön soros ellenállás, mert ellenkező esetben attól függően ingadozna a fényerő, hogy hány LED világít a nyolcból.

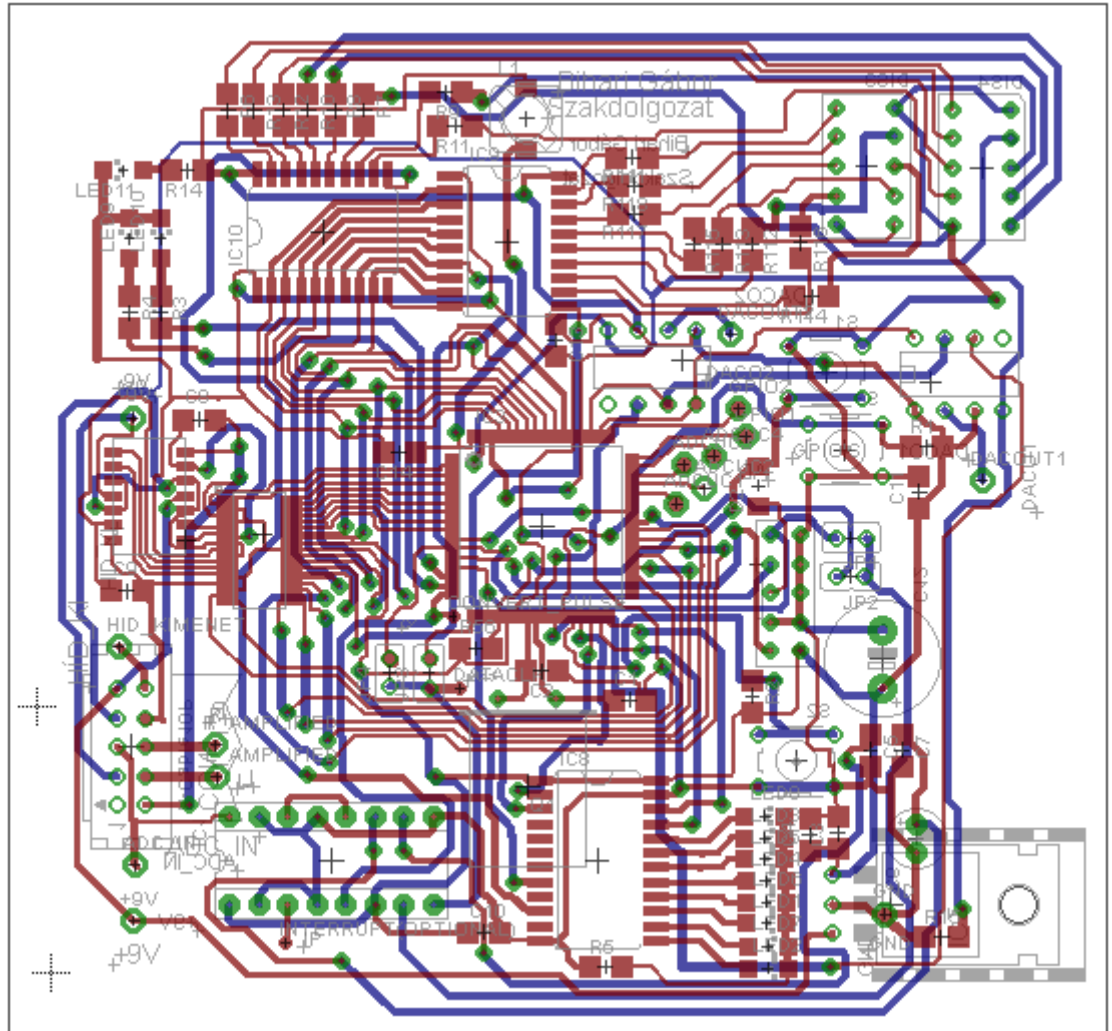


20. ábra Gombok és LED-ek

Az áramkör tartalmaz továbbá közvetlenül a mikrokontroller által kezelt két LED-et és két mikrokapcsolót. A gomb1 és gomb2 pontok a mikrokontroller két bemenő lábára kapcsolódnak. Ezeket az R16 és R17 felhúzó ellenállások logikai 1 értékben tartják mindaddig, amíg a gomb lenyomásával földpotenciálra nem húzzuk őket. A két LED két kimeneti lábára kapcsolódik. Amennyiben a LED_1 ponton földpotenciál van, az ellenálláson áram nem folyik, így nem világít a LED. Ha tápfeszültség kerül a LED_1 pontra, akkor a világító diódán áram folyik és világít. Ugyanez igaz a LED_2 pontra is.

Áramköri terv

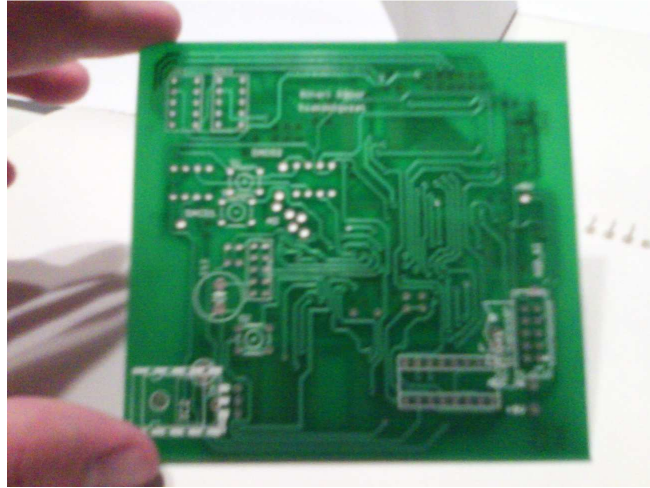
A kapcsolási rajz elkészültével a nyomtatott áramköri tervek elkészítése következett. Törekedtem a nagy integráltságra, így az alkatrészeket közel helyeztem egymáshoz és vékony, esetenként 8 mil-es vezetősávot alkalmaztam.



21. ábra Vezérlő áramkör nyákterve

A nagy bonyolultság miatt kétrétegű nyákra volt szükség. A rétegek között az átjárást viák biztosítják. A furatok minimális átmérője 0.8 mm. A hullámjelenségek kiküszöbölése érdekében a nyomtatott áramkörön csak függőleges, vízszintes, és negyvenöt fokban eldöntött vonalak találhatóak.

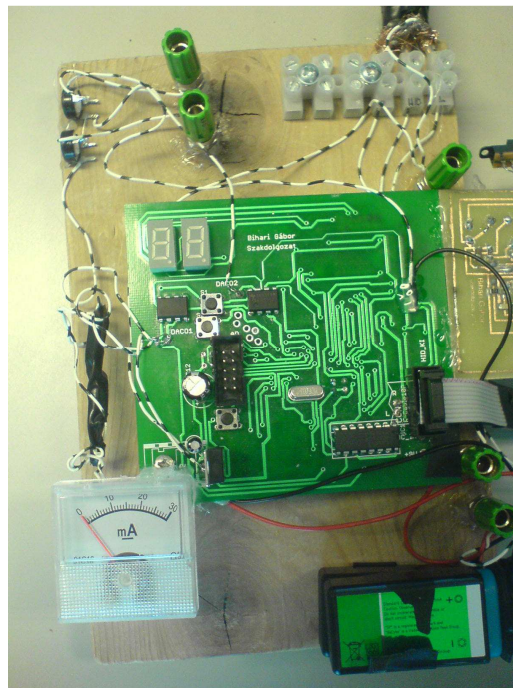
A nyomtatott áramköri lemezt egy céggel gyártattam le, mivel otthoni körülmények között ilyen minőségű nyomtatott áramköri lemezt nem tudtam volna csinálni. Ehhez a már említett Eagle programmal elkészítettem a Gerber file-okat. Ezen file-ok tartalmazzák a gyártó cég számára szükséges információkat. Többek között a különböző rétegek rajzolatát, mint például felső vezetősáv és alsó vezetősáv.



22. ábra Legyártatott áramköri lemez

A 22. ábraábrán látható az alkatrész beültetés előtti állapot. Az áramköri lap kétoldalas, furatgalvánózott, tűziónozt. Rendelkezik forrasztásgátló lakkal és feliratréteggel egyaránt. Elmondható, hogy vegyesen szerelt áramköri lapról beszélünk, mivel megtalálható benne mind SMD, mind pedig furatszerelt alkatrész.

Az alkatrészeket forrasztópákával ültettem be. A 23. ábrán látható az elkészült panel, amelyen így már átléphet az élesztési fázisba.



23. ábra Az elkészült panel

5 Szoftvertervezés

Az eddigiekben elkészült áramkör működtetéséhez szükség van szoftverre, amely két részből tevődik össze. Az első a perifériák kezelésére szolgáló alapszintű függvények megírása. A második az említett függvények felhasználásával a funkcionalitást megvalósító magasabb szintű programrész. Az AVR Studio 4.0 ingyenesen letölthető fejlesztői környezetben, C nyelven fejlesztettem az eszközt. A szimulációkat szintén ezzel a programmal végeztem. A szimuláció során minden belső regiszterre, perifériára és a teljes memóriára rálátásunk van.

5.1 Mikrokontroller

Elsőként a mikrokontrollert kellett beállítani a megfelelő üzemmódra. Ez nem szorosan a szoftverfejlesztéshez tartozik, azonban anélkül, hogy ezt megtennénk, semmi sem működik. Egyrészt ki kell választani az órajel forrását, amelyet a Fuse bitek állításával lehet megtenni. Esetünkben külső kvarckristály az órajel forrása. Ezt követően az általunk nem használt funkciók kikapcsolása és a szükséges GPIO-k (General Purpose Input Output) felszabadítása következik. Kikapcsolásra került a JTAG debugger funkció, mivel ISP programozást alkalmazunk. Az ATmega103-as kompatibilitási mód, amely letiltaná több erőforrásunkat is. Továbbá kikapcsoltam a Watchdog timer-t, mivel a fejlesztés folyamán nem biztosítható, hogy megfelelő időközönként nullázzuk a számlálóját.

Perifériák inicializálása

Elsőként a mikrokontrolleren belüli perifériákat inicializálom. Erre azért van szükség, mert a gyári, alapértelmezett beállítások gyakran nem megfelelőek az adott eszközhöz. A működés szempontjából kritikus az időzítés, így felhasználom a rendelkezésre álló 8 bites timer-t. A számláló nullától egy előre beállított értékig fog számolni. Ezt az értéket az OCR0 speciális funkció regiszterben (továbbiakban SFR) lehet beállítani. Amennyiben az OCR0 értéke megegyezik a TCNT0 regiszterben tárolt értékkel, megszakítást generál, és lenullázza a TCNT0 regisztert, amely a számláló aktuális értékét tartalmazza. Mivel a számlálónk kétszázötvenötig tud elszámolni, ha közvetlenül az órajel ütemében számolna, akkor túl gyakran túlcserélődne. Erre megoldást nyújt a TCCR0 SFR-ben beállítható órajel leosztás (prescale). Esetünkben nyolcszoros leosztást alkalmazunk. A TIMSK SFR-ben kiválasztjuk a timer komparálási értékhez kapcsolódó megszakítását, amely a rendszerünk ütemezését adja

majd. Megszakítás azonban csak akkor fog érvényre jutni, ha az SREG SFR-ben az I globális megszakítás engedélyező bitet egybe billentjük. A program futása közben időszakosan is ki lehet kapcsolni a megszakításokat az I bit módosításával.

A mikrokontrollerben az I/O lábak portokba szerveződnek. Szükséges megadni az egyes lábakra, hogy melyik kimenet, és melyik bemenet. Ez a DDRx regiszterekben tehető meg. A lábak alapértelmezésben bemenetek. Ennek az oka az, hogy amíg feláll a rendszer, ne fordulhasson elő, hogy két kimeneti láb összehajt.

A kimenetek értékét portonként a PORTx regiszterek értékeinek módosításával tehetjük meg. A bemenetek beolvasása a PINx regiszterekből történik.

5.2 Perifériák kezelése

A következőkben a mikrokontroller és az áramkörü lapon található egyéb elemek kapcsolatát fogom tárgyalni.

Kezelői felület

Egyes elemeket közvetlenül tudjuk működtetni. Ilyen például a két LED, amelyek egy-egy kimenetre vannak kötve, mindössze egy utasítással ki-be kapcsolhatóak. Szintén közvetlenül kezelhetők a nyomógombok is, mivel azok állapota egy olvasási paranccsal rendelkezésre áll.

A 4514-es Demultiplexer aszinkron módon, logikai áramkörként mintavételezi a bemenetét, így az azon történő változás azonnal érvényre jut. A 74AC573-as Latch-ek esetén szükséges egy LE jel kiadása. A bele kapuzott információ jelenik meg a hétszegmentes LED kijelzőn. A két digithez külön latch tartozik. Ezen keresztül valósul meg az anyagminőségre utaló érték kijelzése.

Hídgerjesztő digitális-analóg átalakítók

Bonyolultabb a helyzet a DAC8822-es digitális-analóg átalakító esetében. Itt az adatsínre kiadott értéket vezérlő jelek segítségével tudja mintavételeztetni az IC-vel. Mivel egy tokon belül két átalakító van megvalósítva, a kommunikáció a következő lépésekből áll:

- Az egyes DAC-hoz tartozó adat kiadása az adatsínre.
- Egy impulzussal a megcímzett DAC bemeneti regiszterébe bekerül a sínen lévő adat.

- A kettes DAC-hoz tartozó adat kiadása az adatsínrre.
- Egy impulzussal a megcímezett DAC bemeneti regiszterébe bekerül a sínen lévő adat.

Mindezt a megszakítási rutinon belül hajtjuk végre, így biztosak lehetünk benne, hogy megfelelő időközönként hajtódik végre.

Az AVR Studio 4.0 programban végzett szimulációból kiderül, hogy 150 órajel alatt hajtódik végre a teljes megszakítás. Ez bizonyára nem a minimális érték. Ennek oka a C nyelven megírt kód lefordítása. A Disassembler funkcióban látható, hogy főleg lépéseket hajt végre. Azonban jelentős munka lenne megírni assemblyben akár csak a megszakítási rutint is. Ez ugyan kifizetődő lenne, de a félév során már nem volt rá idő.

Kiegészítő funkciókat megvalósító DA átalakítók

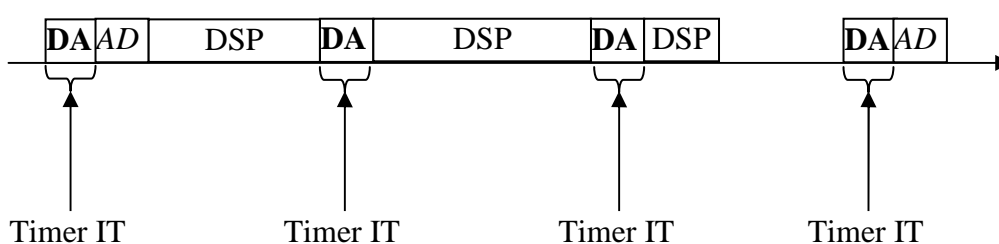
A TLC561 típusú Digitális-analóg átalakítók soros kommunikációval rendelkeznek. Ezeket a mikrokontroller külön-külön megszólítja, és belépteti a 10 bites értéket a regiszterükbe. A fejlesztés során az x_{re} és x_{im} jeleket monitoroztam velük. A kész eszközben a mért jel amplitúdójával arányos értéket adok rá, amely kitéríti a hozzá kötött galvanométer mutatóját.

Analóg-digitális átalakító

Az ASD7813P szintén soros kommunikációval rendelkezik. Feladata a már ismerttetett mérőhíd erősített kimenő jelének digitalizálása. A jelátalakítást kezdeményező impulzus hatására mintát vesz a jeltől, és azt feldolgozza. A feldolgozást követően belépteti a 16 bites adatot a mikrokontroller egy belső regiszterébe. Ezt az adatot dolgozza fel a már ismerttetett rezonátoros megfigyelő algoritmus minden jelfeldolgozási ciklusban.

5.3 Programszervezés

Mivel időkritikus feladat elé állítjuk a rendszerünket, ezért külön figyelmet kell szentelnünk a programszervezésnek. Az úgynevezett „Round robin with interrupts”[7] eljárást alkalmazom. Ez azt jelenti, hogy az időzítéskritikus feladatok megszakítási rutinban vagy azt közvetlenül követően hajtódnak végre (AD és DA kezelése), míg a kevésbé időzítéskritikus feladatok (jelfeldolgozás, kezelői felület vezérlése) a megszakítási rutinokon kívüli szabad időintervallumokat töltik ki. A rendszerben az időkritikus tevékenységek az U_{g1} és U_{g2} híd gerjesztő jelek kiadása, valamint az ehhez tartozó fázis vezetése.



24. ábra Ütemdiagram

Ennek megfelelően megszakítási rutinban, amely a 24. ábrán látható módon a Timer0 által ütemezve fut le, ezt a két feladatot látja el. Minden egyéb része a programnak a main függvényen belül van, amely az ábrán a DSP dobozok szimbolizálják. Az inicializálás csak egyszer fut le. Ezt követően végtelen ciklusban fut a jelfeldolgozó algoritmus (DSP), valamint a kezelőfelület beolvasása és a kijelzés.

5.4 Mérési algoritmus implementálása

A mérés minden ciklusban az analóg-digitális átalakító beolvasásával kezdődik. Azonban nem teljesen mindegy, hogy mikor veszünk mintát. Ahogy azt már a 2.8 fejezetben említettem, ekvivalens mintavételezést valósítok meg. Ezt követően megtörténik a 3.1 fejezetben ismertetett összefüggések kiértékelése. Mivel azonban a szögfüggvények kiértékelése komoly számítási kapacitást igényel, azokat a következő megoldással váltom ki. Mivel minden periódusban ugyanazok a szögek fordulnak elő, így elegendő előre kiszámítani, és egy táblázatban eltárolni őket. Ugyan szinusz és koszinusz függvény egyaránt található az összefüggésekben, fölösleges megduplázni a táblázatot, csupán kilencven fokkal eltolva kell kiolvasni. Ez esetünkben egy egyszerű összeadást jelent az indexben.

Ugyan a fent említett fejezetben azt mondtuk, hogy az α minél kisebb értéke növeli a zavarokkal szembeni érzéketlenséget, ugyanakkor növeli az algoritmus beállási idejét is.

5.5 Hídkiegyenlítés implementálása

A kiegyenlítés első lépése, ahogyan azt a 3.2 fejezetben is említettük, az átvitel mérése. Ekkor egy ismert jelet kell a rendszer bemenetére adnunk és meg kell várnunk, amíg lejátszódik a tranziens. Ezt követően az ismert bemenő oldali jelből, és a mért kimenetből számítjuk a rendszer átvitelét. Ez a kódrészlet csak egyszer fut le a működés közben. Ezt követően kiadjuk az üzemi gerjesztő jelet, amely lehetőleg közel van a kiegyenlített állapothoz. Erre azt a megoldást alkalmazom, hogy a kiegyenlítés végeztével elmentem az EEPROM-ba a gerjesztő jel paramétereit, majd a következő bekapcsoláskor már rögtön ezek az értékek töltődnek be az átvitelmérés után. Ez lehetővé teszi, hogy még labor körülmények között a kisebb erősítés mellett behangolva a hidat, üzemi körülmények között már csak kismértékű hangolást kell véghezvinni.

A tranziensek lezajlása után kiértékeljük a fent említett fejezetben taglalt, ciklikusan ismétlődő részt.

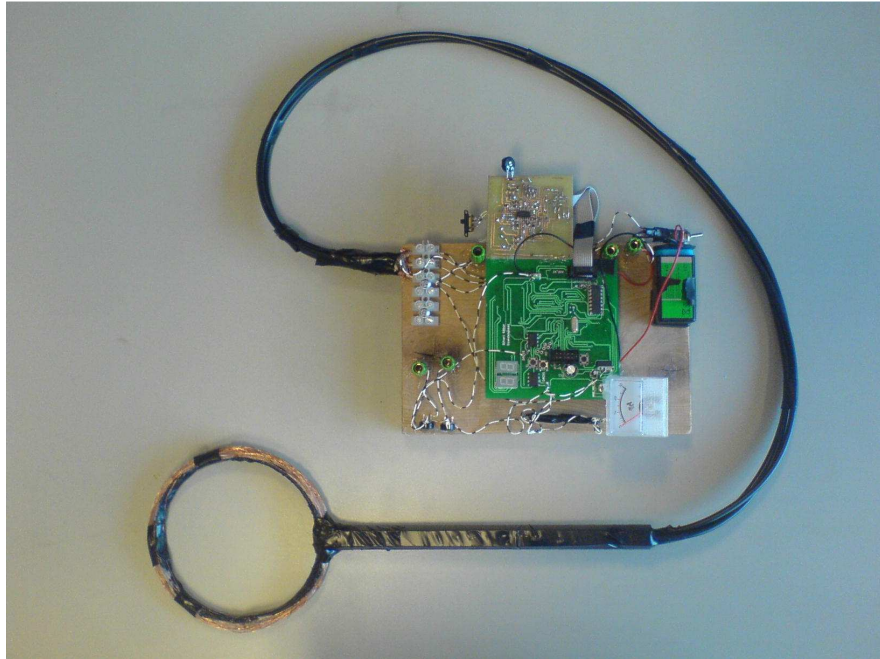
5.6 Kezelői felület vezérlése

A kijelzést a hétszegmenses LED kijelző és a mutatós árammérő látja el. Ez utóbbit úgy vezérelm, hogy egy ellenállással sorba kötve az egyik TLC561-es digitális-analóg átalakítóra kötöm. Az átalakító értékét az x_{re} és x_{im} értékekből számított abszolút érték adja. Ez arányos a tekercs impedanciájának megváltozásával. Azért hogy a kis megváltozást is jól észrevehetően ki tudjam jelezni, szoftveresen felszorozom az értéket. Ez megköveteli azt, hogy még a szorzás előtt túlsordulás vizsgálatot végezzek, és ha túlsordulna az érték, akkor szorzás helyett a maximális értéket adom ki.

A hétszegmenses LED kijelző vezérlésére egy függvényt írtam, amely bemenete egy számjegy. A kijelzőn megjelenő érték az x_{re} és x_{im} értékekből számított fázis, amelyet kiterjesztettem a nulla-kilenc tartományba.

6 Eszköz bemérése

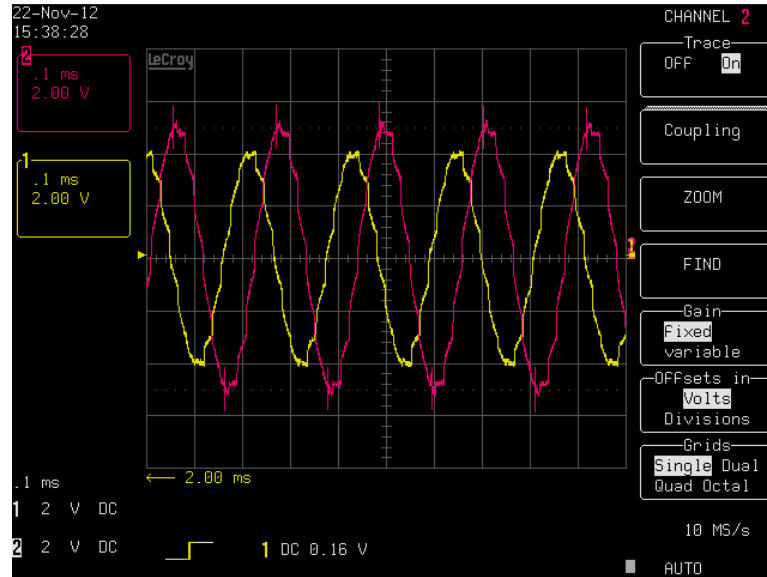
Az elkészült, működőképes eszköz az alábbi ábrán látható.



25. ábra Kész eszköz

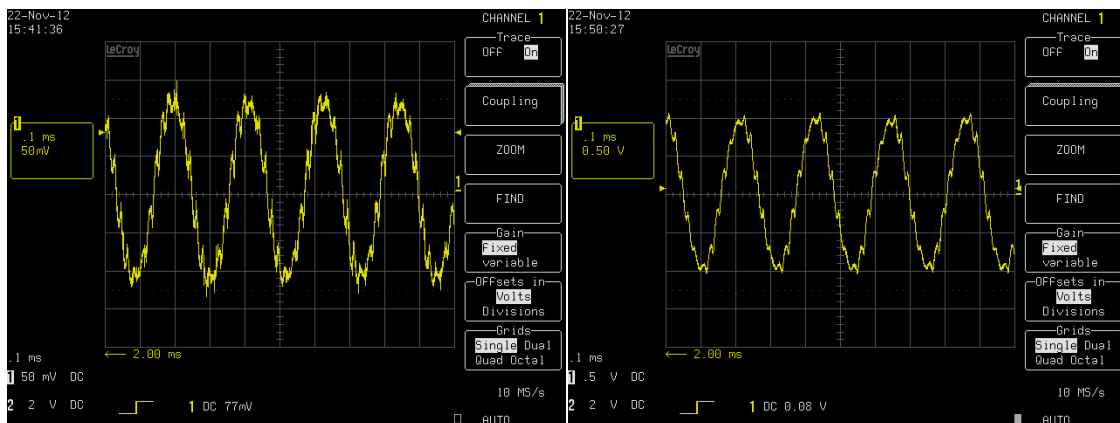
Funkcióját teljes mértékben ellátja. Képes nagyobb kiterjedésű fém tárgy észlelésére és tájékoztatást nyújt a gerjesztő jel által elszenvedett fázistolásról. Ebből következtetni lehet a fém tárgy anyagára.

6.1 Mérőhíd jeleinek mérése



26. ábra Mérőhíd gerjesztő jelek (U_{g1} és U_{g2} időfüggvények)

A 26. ábra Mérőhíd gerjesztő jelekán látható jelalakokat a mérőhíd két végén mértem. Ekkor a híd egy hozzávetőlegesen kiegyenlített állapotban van. Megfigyelhető hogy a két jel fázisban és amplitúdóban is eltér egymástól. A szűrőkondenzátoroknak köszönhetően a jel durvább torzulásoktól mentes, közel szinuszos.

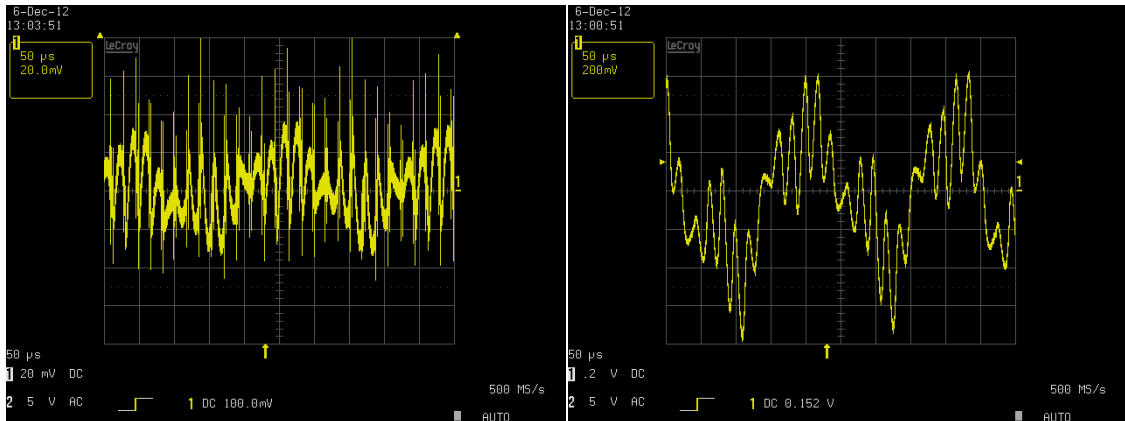


27. ábra U_{ki} kiegyenlítettlen állapotban (bal: közvetlen kimenet, jobb: erősített szűrt kimenet)

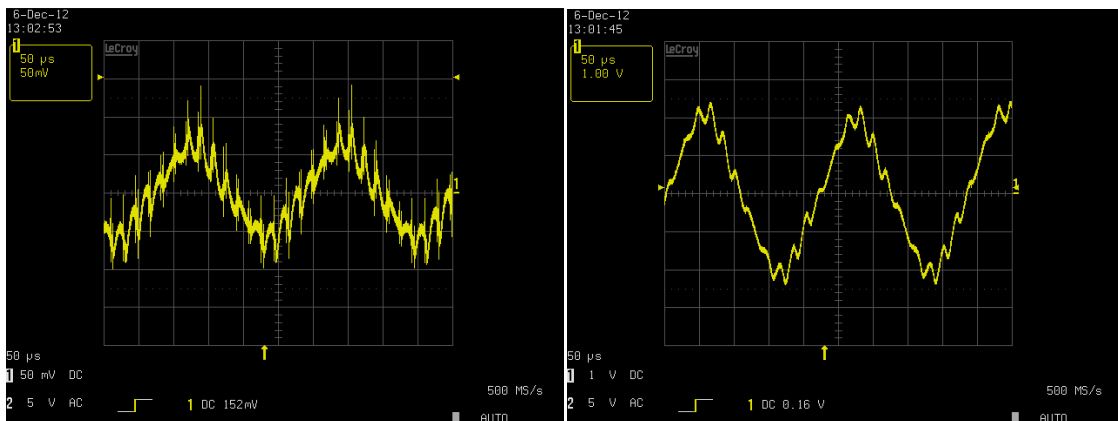
A 27. ábrán a híd kimenő feszültségének jelalakja látható hídkiegyenlítés nélkül, de egy közel kiegyenlített állapotban. A bal oldali az erősítés előtti, míg a jobb oldali az erősítés utáni jel. Látható a nagyságrendileg tízszeres erősítés, valamint megállapítjuk, hogy az erősítők aluláteresztő jellege miatt kiszűrésre került a felharmonikusok és zajok része. Ezáltal a jelátalakítóra a már simább jel jut.

A következő két képen látható U_{ki} időfüggvénye a kiegyenlítést követően. Szinte teljesen eltűnik az alapharmonikus. A felharmonikusok a kevés mintával kirajzolt

gerjesztő feszültségekben található torzítások szuperpozíciójából származnak. A gerjesztő jelet tizenkét mintából állítjuk elő, és látható, hogy periódusonként ugyanennyi tüske terheli a jelünket.



28. ábra U_{ki} kiegyenlített híd esetén (bal: közvetlen kimenet, jobb: erősített szűrt kimenet)



29. ábra U_{ki} fém közelében (bal: közvetlen kimenet, jobb: erősített szűrt kimenet)

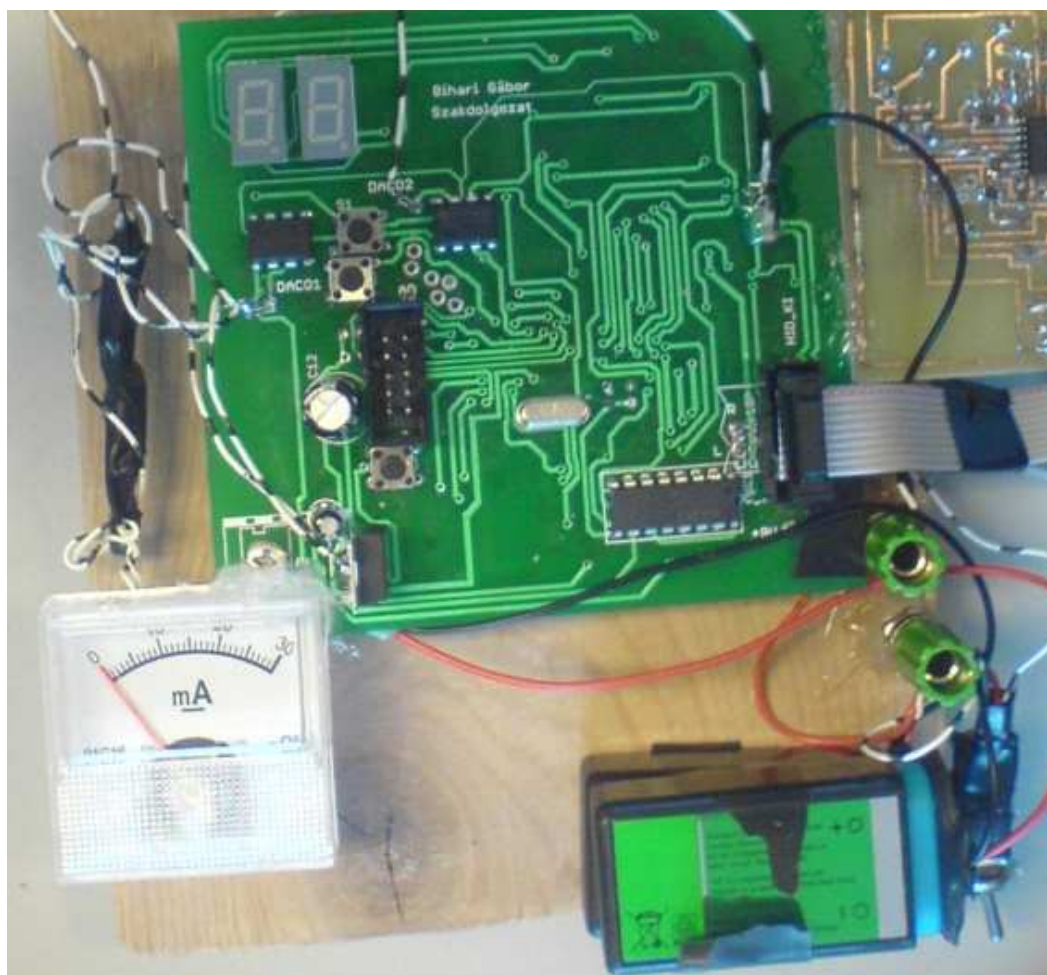
Amint fém tárgyat helyezünk a mérőtekerccs közelébe, elhangolódik a mérőhíd. Itt újra megfigyelhető az alapharmonikus. Látható, hogy a híd kimenő jelének erősítőjén ekkor körülbelül 2 V-os csúcsértékű jel mérhető, míg a híd közvetlen kimenetének megváltozása csupán néhány tíz mV.

6.2 Üzemi paraméterek

Az áramfelvételtől elmondható, hogy stabilan 64 mA-t vesz fel a -9 V-os tápról, és 150 mA körül ingadozó áramot vesz fel a +9 V-os tápról. Ennek oka, hogy a kijelzés közben az égő LED-ek száma, illetve a mutatós műszeren áthajtott áram értéke is változik.

Az eszköz táplálására 9 V-os szárazelemek vagy akkumulátorok használhatóak. Mivel az akkumulátor névleges kapacitása 155 mAh, az elméleti üzemidő egy órányi folyamatos használat.

6.3 Funkcionális tesztek



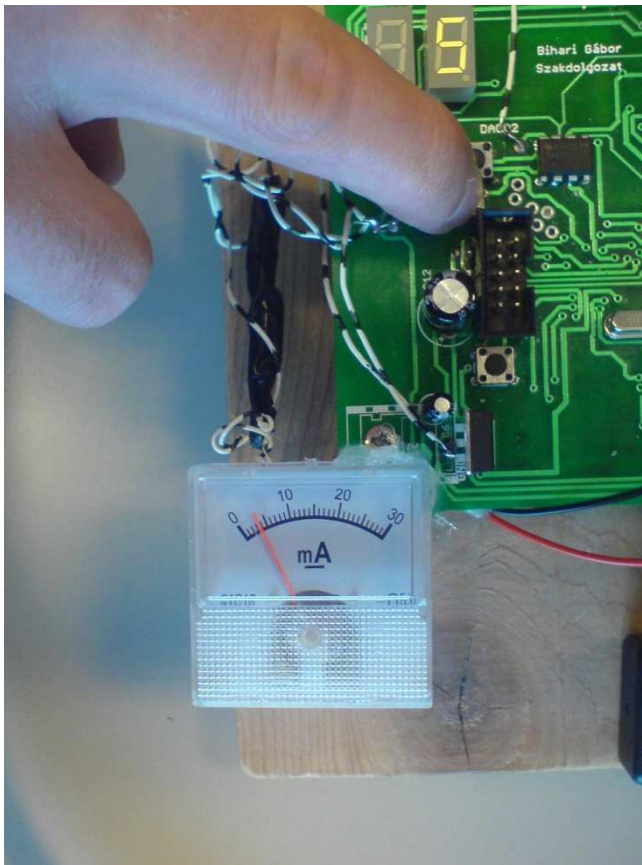
30. ábra Kezelőfelület

Az alábbi fejezetben bemutatom az eszköz használatát, majd következtetéseket vonok le azzal kapcsolatban.

A kép alján jobb oldalt lévő billenő kapcsoló megszakítja a +9 és -9 voltos hozzávezetést. A kapcsoló átbillentésével áram alá kerül a berendezés.

A bekapcsolást követően az eszköz megméri az átvitelt a mérőhíd gerjesztő jele és a kimenete között. Ennek célja a 3.2 fejezetben van kifejtve. A mérés alatt a hétszempenses kijelzőn véletlenszerű érték látható. A folyamat végét a kijelzőn olvasható szám jelzi.

Ekkor a mérés megkezdése előtt még ki kell egyenlítenünk a mérőhidat. Ennek illusztrálása látható a 31. ábra Hídkiegyenlítés.

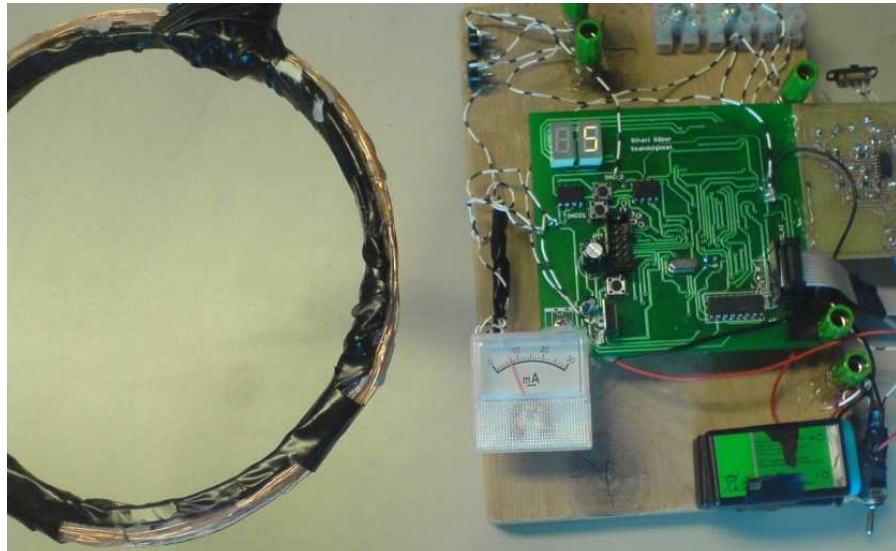


31. ábra Hídkiegyenlítés

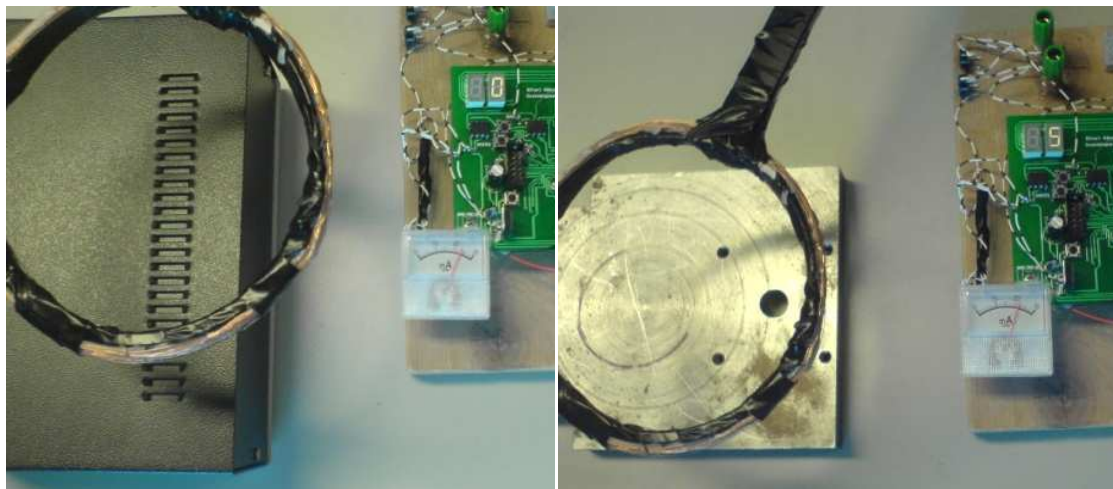
A hídkiegyenlítés mindaddig tart, amíg lenyomott állapotban van a mikrokapcsoló. A kép alján látható mutatós műszer a mérőhíd kimenő jelének abszolút értékét mutatja. Ezt a rezonátoros megfigyelő által szolgáltatott értékekből származtatom. A kiegyenlítés akkor fejeződött be, amikor a hídkimeneten mérhető jel abszolút értéke zérus közeli állapotba kerül. Menet közben, ha valamely okból elhangolódna a mérőhíd, bármikor újra elvégezhető a kiegyenlítés.

Tapasztalatok szerint a mutató a tízes vonal alatt marad kiegyenlített állapotban, és csak akkor halad át rajta, ha fém tárgy kerül a közelébe. Mivel a mért érték dinamikatartománya nagy, a mutató egy bizonyos érték fölött végkitérésbe áll.

A 32. és 33. ábrákon látható, hogy hogyan viselkedik az eszköz nyugalmi állapotban, amikor nincsen fémtárgy a keresőfej közelében, illetve amikor fémtárgy kerül a keresőfej közelébe. Tesztelésre kétféle fémtárgyat alkalmaztam: egy fémlemezről készült műszerdobozt, illetve egy acéltömböt.



32. ábra Mérés megkezdése előtt, nincsen fém a keresőfej közelében



33. ábra Különböző fémtípusok mérése

A fém tárgy közelségében a mutató kileng és a távolsággal arányos értéket mutat egészen a végkiterésig. A hétszegmenses kijelzőn látható, hogy különböző anyagok vannak a fémtekerics közelében. Mivel az ötös érték 180 fokos fázistolást jelent a 0-hoz képest, így látható, hogy a kétféle fémtárgy esetén más fázisértéket kapunk, tehát az eszköz alkalmas lényegesen különböző fémek megkülönböztetésére. Esetünkben ugyanis a bal oldali képen egy alumínium műszerdoboz, a jobb oldali képen pedig egy vas tömb látható. Annak vizsgálatára nem tértem ki a fél éves munka során, hogy a fémek típusának megállapításához mennyire kell eltérni a fémek tulajdonságainak. Ehhez jelentős számú kísérleti méréseket kellene még végezni, amely további fejlesztési és kutatási irányokat tűz ki.

Azt tapasztaltuk a mérések során, hogy egészen addig, amíg hirtelen esni nem kezd az akkumulátor feszültsége, kimondottan stabil a rendszer, a behangolt híd nem mászik el. Amikor megmozdítjuk a keresőfejet, kis mértékben elhangolódik a híd, de ez a hozzávezetések geometriai deformációnak tudható be, amely egy kompakt dobozzal kiküszöbölhető.

Összességében az eszköz a megbízhatóság terén nem hagy kívánnivalókat maga után. Az érzékelési távolság növelésére még több lehetőségünk van. Ide tartozik az erősítés növelése, és a kódoptimalizálás következtében lehetőség nyílik a mérőfrekvencia növelésére, amely a nem ferromágneses anyagok érzékelésében ugrásszerű javulást eredményez. A 3. fejezetben említett kiegyenlítés után visszamaradt tizenkétszeres felharmonikus szintén kompenzálható lehet szoftveresen, amitől a hídkiegyenlítés tökéletesebbé válhat. Ezzel a hatótávolság szintén nő, mivel a jel kisebb megváltozása is kiemelkedik a zajból.

7 Összefoglalás

Jelen dolgozat elkészítése közben rengeteg ismeretre és tapasztalatra tettem szert. A mikrokontrolleres eszköz tervezése, megvalósítása és felprogramozása jelentős feladatnak bizonyult.

Az eszköz jelen formában egy mérőtekerccset gerjeszt, és az arról származó jelet kvázi vektorvoltmérőként feldolgozza. A kitűzött célokat teljesítve, nagyobb fémtárgyakat 10-15 cm távolságból biztosan érzékel. Stabilan képes kijelezni a mérőhíd kimenetének a gerjesztőjelhez viszonyított fázistolását, amelyből következtethetünk az észlelt fémtárgy anyagára.

További fejlesztés tárgya lehet a program optimalizálása, mivel jelen kód C nyelven íródott, így közel sem nevezhető optimálisnak. A mikrokontroller adta lehetőségeket nem használja ki. Erre megoldást nyújthat az assembly betétek alkalmazása.

Mindemellett az elkészült eszköz alkalmazható fejlesztőeszközként is. Minimális módosítással tetszőleges szenzor illeszthető hozzá. Példaként említeném a nyúlásmérő bélyeget, amelyet félhíd elrendezésben a keresőtekerccshez hasonló módon gerjesztve, és a hídkimenetet azonos módon feldolgozva, mindenféle változtatás nélkül használatba vehetünk.

Mindent összevetve egy jól működő kísérleti eszköz készült el, amely jó alapot nyújthat a további fejlesztésekhez.

8 Ábrajegyzék

1. ábra Rendszerterv	10
2. ábra Mérőhíd.....	11
3. ábra Ekvivalens mintavételezés	15
4. ábra Gerjesztő jel	17
5. ábra Nagy jel kis megváltozása és kis megváltozás önmagában	18
6. ábra Vektorábra.....	21
7. ábra Rezonátoros megfigyelő folyamatábra	22
8. ábra Mérőhíd átvitel.....	23
9. ábra Keresőtekerccs	25
10. ábra Meghajtó fokozat	26
11. ábra Hídkiemenet erősítő.....	27
12. ábra Erősítő áramkör kapcsolási rajza	28
13. ábra Megvalósított erősítő panel.....	29
14. ábra Központi áramkör kapcsolási rajza.....	30
15. ábra Tápellátás	31
16. ábra A DAC8822 felépítése és ajánlott kiegészítő komponensek	32
17. ábra TLC 561	33
18. ábra ADS7813P AD átalakító.....	33
19. ábra Latch áramkörök	34
20. ábra Gombok és LED-ek	35
21. ábra Vezérlő áramkör nyákterve.....	36
22. ábra Legyártatott áramköri lemez	37
23. ábra Az elkészült panel	37
24. ábra Ütemdiagram.....	41
25. ábra Kész eszköz.....	43

26. ábra Mérőhíd gerjesztő jelek (U_{g1} és U_{g2} időfüggvények).....	44
27. ábra U_{ki} kiegyenlített állapotban (bal: közvetlen kimenet, jobb: erősített szűrt kimenet).....	44
28. ábra U_{ki} kiegyenlített híd esetén (bal: közvetlen kimenet, jobb: erősített szűrt kimenet)	45
29. ábra U_{ki} fém közelében (bal: közvetlen kimenet, jobb: erősített szűrt kimenet)	45
30. ábra Kezelőfelület	46
31. ábra Hídkiegyenlítés	47
32. ábra Mérés megkezdése előtt, nincsen fém a keresőfej közelében.....	48
33. ábra Különböző fémtípusok mérése	48

9 Irodalomjegyzék

- [1] Hasznos László, Jelfeldolgozó processzor alapú fémdetektor készítése , Budapest 2011, URL: <http://dsp.mit.bme.hu/userfiles/szakdolgozat/hasznosszakdolgozat12.pdf>
- [2] Analog Devices. EZ-KIT Lite for the ADSP-2136x SHARC R Processor Family. Analog Devices Inc., www.analog.com, 2005.
- [3] Péceli Gábor, "A common structure for recursive discrete transforms", IEEE Trans. Circuits Syst., vol. CAS-33, no. 10, pp. 1035-1036, Oct. 1986.
- [4] Orosz Gy., Sujbert L., "Elosztott rendszerek és szenzorhálózatok", Mérési útmutató az Információfeldolgozás laboratórium (vimim322) című tantárgyhoz (MSc), BME-MIT, Budapest, 2010., URL: <http://www.mit.bme.hu/system/files/oktatas/targyak/7587/inflab-m5.pdf>
- [5] Sujbert László, "Periodikus zavarhatások csökkentésének aktív módszerei", PhD értekezés, Budapesti Műszaki Egyetem, Magyarország, 95 p., 1997.
- [6] Atmel, ATmega128 datasheet, URL: <http://www.atmel.com/Images/doc2467.pdf>
- [7] Szepessy Zsolt, Beágyazott rendszerek alapkomponeisei II. : Software, 2005. URL: http://www.mit.bme.hu/system/files/oktatas/targyak/7608/bir2_2005.pdf
- [8] Texas Instruments, DAC8822 Datasheet, 16-bit Dual parallel interface High Accuracy Multiplying DAC, URL: <http://www.ti.com/product/dac8822>