

SZEGEDI TUDOMÁNYEGYETEM

Természettudományi Kar

Kísérleti Fizikai Tanszék

Informatikus - Fizika

DIPLOMAMUNKA

IMPEDANCIA-MÉRŐ FEJLESZTÉSE

Csengeri Attila

Témavezető: **Dr. Gingl Zoltán**

Szeged 2007

Tartalomjegyzék:

TARTALOMJEGYZÉK:	2
1. BEVEZETÉS	5
1.1 Célkitűzés	6
2. VALÓS ELEKTRONIKAI ALKATRÉSZEK	6
2.1 Az ellenállások	6
2.2 Az induktivitások	8
2.3 Kondenzátor	9
3 AZ IMPEDANCIA	10
3.1 Definíció	10
3.2 A Fourier transzformáció.....	10
3.3 Komplex impedancia	11
3.4 Impedancia mérési módszerei [3]	14
3.4.1 Hídkapcsolás	14
3.4.2 Oszcillátor módszer	15
3.4.3 Áram feszültség módszer	15
3.4.4 Hálózat analízis módszer	15
3.4.5 Automatikus kiegyensúlyozott hídmódszer (Auto balancing bridge method).....	16
4 JELEK MINTAVÉTELEZÉSE	16
4.1 Amplitúdóbeli és időbeli kvantálás:.....	16
4.2 Mintavételi tétel.....	17

4. 3. A mintavételi tétel megsértésének következményei.....	18
4. 4. Mintavételi (anti-aliasing) szűrőkről	20
4. 5 Jelek kompenzációjának matematikai alapja.....	21
4. 5. 1. A forgatás és nagyítás mátrixa	22
4. 5. 2. Szoftveres megvalósítása.....	22
5 A MIKROVEZÉRLŐ	23
6 INTELLIGENS MŰSZER MEGVALÓSÍTÁSA.....	25
6. 1. A választott mérési elv, és indoklása.....	25
6. 2 A mérőelektronika	26
6.3 A szinuszos jel előállítása DA konverter segítségével.....	27
6.4 A mintavételezés	28
6.5 Diszkrét Fourier transzformáció megvalósítása.....	29
6. 6. A számolás	30
6.7 Méréshatár váltás:	31
6.8 Egyéb részek:.....	34
6.9 Számítógépes kapcsolat	35
6.8 A kijelző kezelő algoritmusok	36
6.9 A nyomógombkezelés.....	36
6.10 Menü megvalósítása	36
6.11 Hibák szoftveres javítása.....	Hiba! A könyvjelző nem létezik.
6.12 A mérés menete	38
7. ÖSSZEFOGLALÁS.....	39

7. 1. Eredmények.....	39
7. 2. Továbblépési lehetőségek.....	40
8 IRODALOMJEGYZÉK	40
9 KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS.....	42
10 NYILATKOZAT	43

1. Bevezetés

Impedancia egy fontos paramétere az elektronika áramköröknek. Az áramkörök megoldásához szükségünk van, hogy ismerjük minden pillanatban a feszültségek és áramok értékét. Ezek között kapcsolatot ellenállásoknál az Ohm-törvény teremt, ami egy algebrai egyenlet. A tekercsek és kondenzátoroknál viszont differenciálegyenletek teremtenek kapcsolatot a két érték között. Az impedancia az a mennyiség, amely segít nekünk abban, hogy egy adott frekvencián a kondenzátorokat és az induktivitásokat tartalmazó áramkörök is pusztán algebrai egyenletek segítségével megoldhatóak legyenek. Ha a jeleket nem idő függvényében, hanem frekvenciafüggően nézzük akkor az integrál, differenciál egyenletek egyszerű algebrai egyenletekre egyszerűsödnek. Ezen egyenletek komplex egyenletek, melyekben a kondenzátornak és az induktitásnak pusztán képzetes impedanciát feltételezünk. A valóságban a kondenzátoroknak és az ellenállásoknak is, van valós ellenállásuk, amelyeket ismernünk kell egyes kritikus alkalmazások tervezése során. (Pl: az elektrolit kondenzátornak jelentős valós ellenállása is van.) Az hogy egy áramköri elemnek mekkora a valós ellenállása a képzeteshez képest –egy bizonyos frekvencián (ált. 1 -10 kHz)- azt a tangens delta adja meg. A piacon található eszközök viszont kevés százaléka adja meg ezt az értéket, holott a mérési eljárás során eme érték is meghatározásra kerül. Ezért merült fel a gondolat hogy készítsünk egy olyan mérőműszert, mely minden értéket megjeleníti képes ill. szoftveres működése folytán minden később felmerülő igényeket is képes kielégíteni. (Pl. Egy termisztor jelét veszi, és a kijelzőjén már a hőmérsékletet jeleníti meg.). A másik elvárás a műszerekkel kapcsolatban a számítógéppel való kommunikáció. Mára a számítástechnika fejlettsége olyan szinten áll, hogy egyszerű egy műszer PC-hez való csatlakoztatását megoldani. Így kifejlesztésre kerülő eszköz nem csupán egyszerű kézműszer, hanem adatgyűjtő rendszer is. Melyet sok tudományos kísérletben fel lehet használni. (pl.: vezetőképesség mérésére különböző kémiai anyagoknál). Az impedancia meghatározására eddig drága Lock-in erősítőt használtak. Melyek igen precíz műszerek, és számítógéphez is köthetők, de precíz tudásukra a legtöbb feladatkor nincsen szükség. Ezért az általam fejlesztendő eszköz is használható olyan helyekre, ahol eddig drága eszközöket használtak. Ugyanakkor árban jócskán lemarad tőlük. Sokfajta műszer létezik az ellenállás, kondenzátor és induktivitás értékének a megmérésére. Ezek között található olcsó, nem túl pontosak, ugyanakkor „nagy” asztali több 1000\$-os műszerek is, melyek igen pontosak. A mai mikroelektronika olyan szinten áll, hogy könnyen és olcsón készíthetünk olyan műszereket, melyek árukat tekintve olcsók,

és teljesítményüket tekintve jónak mondhatók. A kevertjelű mikrovezérlőkbe sok olyan áramkört integrálnak melyek segítségével egy a mi feladatunk jóformán csak programozói feladat. Az ilyen áramköri lapkákhoz már csak előerősítőkre és jelkonvertáló elektronikára van szükség., és egy nagyon jól használható műszerhez jutunk. Egy ilyen eszköz kifejlesztése után az esetleges felmerülő extra igények is könnyedén fizikai változtatása nélkül teljesíthetők. Így az ilyen műszerek rengeteg területen alkalmazhatók.

1.1 Célkitűzés

Céлом egy olyan kézi-műszer fejlesztése, szoftverének és hardverének elkészítése, amely szoftveres felépítése miatt könnyen továbbfejleszhető és felveszi a versenyt a piacon kapható RLC műszerekkel, továbbá pótolja azok hiányosságait, és pontosságát tekintve eléri a középkategóriás műszereket.

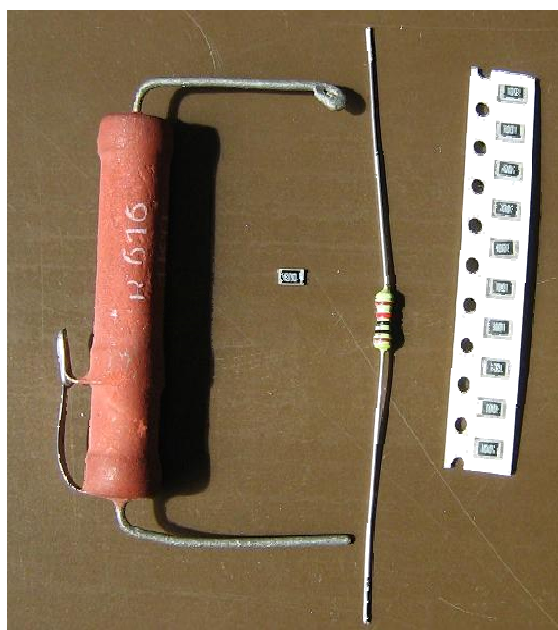
2. Elektronikai alkatrészecskék

A dolgozat első felében szót ejtek a kereskedelmi forgalomban kapható elektronikai alkatrészecskékről.

2.1 Az ellenállások

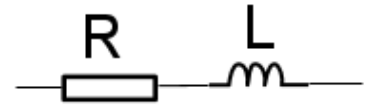
Az ideális ellenállások csak valós impedanciájuk van. De a valóságban ellenállásoknak is van egy kicsi, de nem elhanyagolható képzetes ellenállása.

A piacon kapható ellenállásokat kétféleképpen készítik el. A nagyobb teljesítményű ellenállások huzalból készülnek. A huzalt porcelán csőre tekercselik, és a végét bilincssel rögzítik. A szigetelő lakk bevonat a tekercs meneteinek a mozgását is gátolja, és a korróziótól is védi az ellenállást. Nagyobb hőmérsékletet viselnek el a cement bevonatú huzallellenállások.



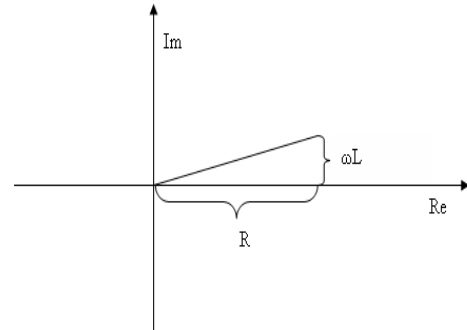
1. ábra ellenállás fajták

A másik módszer kisebb teljesítményű ellenállásoknál használják. Ezeket porcelán csőre párologtatott fémrétegből készítik. Az ellenállás értékének növelése céljából a fémréteget spirális pálya mentén beköszörülük. Így az ellenállás olyan, mintha egy a porcelán csőre egy lehetővékony fémzalagot tekercseltek volna. A cső két végére préselt fémsapka biztosítja az elektromos kontaktust, a fémréteg és a kivezető huzal között. Nagyobb értékű ellenállásokhoz nagyobb fajlagos ellenállású speciális ötvözeteket használnak. Régebben kiterjedten alkalmaztak fémoxidokat, ill. polikristályos szénrétegeket is. Zaj és hőmérsékletfüggés szempontjából legjobbak a huzalellenállások, a legrosszabbak a szénréteg ellenállások. A reális ellenállás egy sorba kapcsolt induktivitás és egy ideális ellenállás eredőjének tekinthető. 2. ábra



2. ábra ellenállás helyettesítő kapcsolása

$$Z_r = R + j\omega L = R\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad 1.)$$



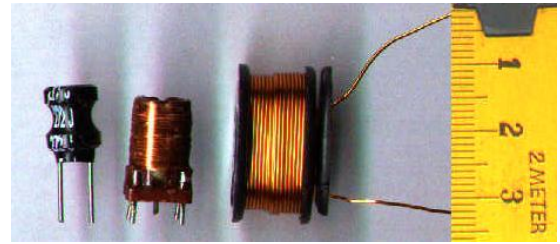
3. ábra ellenállás impedanciája

Ahol $\omega_0 = R/L$

Az induktivitás értéke huzalellenállásoknál akár 10µH is lehet . Az induktivitás csökkentése miatt a hitelesítési célokra gyártott huzalellenállásokat bifillárisan tekercselik. A köszörült fémréteg ellenállások induktivitása pH-nH nagyságrendbe esik, ezért elhanyagolhatóak.

2.2 Az induktivitások

Az induktivitások készítésénél általában valamilyen vezetőt ferromágneses anyagra csévélnek. A vasmagos induktivitások szerepe az elektronikában másodrendű. Ez főleg kedvezőtlen nem lineáris tulajdonságaival magyarázható. Közepes frekvencián főleg ferritekből készült fazékvasmagos induktivitásokat használnak. Egy adott maggal készíthető induktivitás értéke:

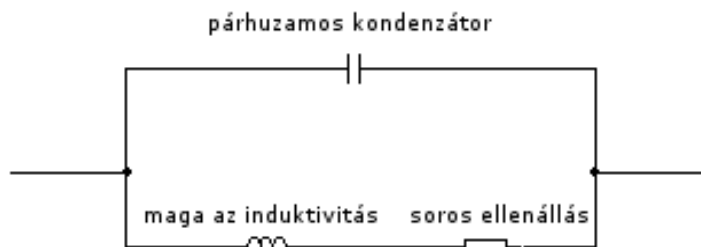


4. ábra induktivitások

$$L = A_L \cdot n^2 [nH] \quad 2.)$$

Ahol A_L a ferritmagra jellemző adat.

Mivel a feltekercselt vezető valamilyen szigetelőanyaggal van körbevéve, és magának a huzalnak is van ellenállása ezért: a valódi tekercs egy ideális soros ellenállással és egy ideális párhuzamos kondenzátorral helyettesíthető. 5. ábra.

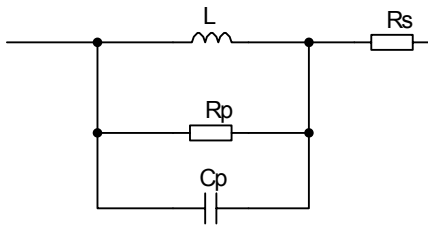


5. ábra tekercsek helyettesítő kapcsolása

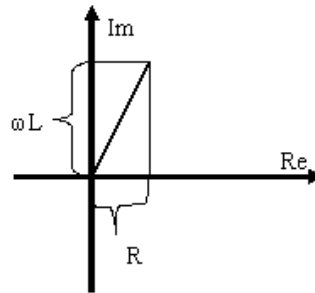
$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{R + j\omega L} - j\omega C \quad 3.)$$

A rezonanciafrekvenciáig $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ az induktivitás dominál, de azt elérve már a tekercs kapacitív hatása dominál.

Nagy teljesítményű tekercsek esetében - mikor számolnunk kell a vasmag terítődésével-: a veszteségeket egy párhuzamos ellenállással vehetjük figyelembe. 7. ábra



7. ábra valóságos tekercs helyettesítő képe



6. ábra tekercs impedanciája

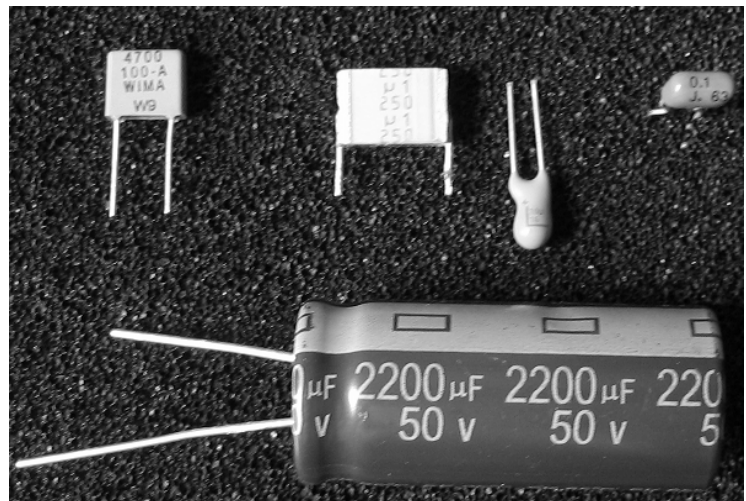
$$Z = \frac{j\omega L \cdot R_p \cdot C_p}{j\omega L + R_p} + R_s$$

$$\frac{j\omega L \cdot R_p}{j\omega L + R_p} + C_p$$

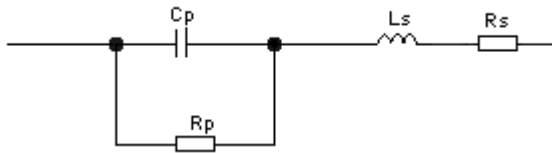
4.)

2.3 Kondenzátor

A kondenzátoroknál alkalmazott dielektikumok polarizációja késve követi az elektromos teret Ennek következtében a kondenzátorra kapcsolt váltófeszültség hatására egy olyan áramkomponens is fellép, mintha a kondenzátor átvezetne. A kondenzátor alkalmazása szempontjából – elsősorban nagy frekvencián – nem hanyagolható el a vezeték induktivitása sem. A valóságos kondenzátor adott frekvencián a 10. ábrával helyettesíthető:

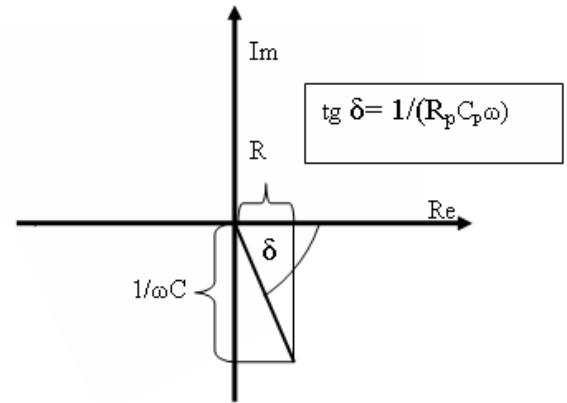


8. ábra kondenzátorok



10. ábra kondenzátor helyettesítő képe

$$Z_c = \frac{R_p}{1 + j\omega C_p R_p} + j\omega L + R_s \quad 5.)$$



9. ábra kondenzátor impedanciája

A átlagos értéke $\text{tg}\delta=10^{-2}$

Az R_s értéke általában kicsi párhuzamosé meg nagy. Azonban a dielektikumok veszteségi tényezője frekvenciafüggő így a helyettesítő kapcsolatban az R_s és az R_p értéke is.

3 Az Impedancia

3. 1 Definíció

Az impedanciát váltakozó áramú hálózatokban értelmezzük. Ellenállás jellegű mennyiség, vagyis azt mutatja, hogy az adott váltakozó áramú hálózatra kapcsolt ellem milyen mértékben akadályozza az áramot. Az impedanciának fázisa is van, mely az áram és a feszültség közötti fáziskülönbségből származik.

3. 2 A Fourier transzformáció

Elektromos jelek vizsgálatánál rendszerint az áramkörre periodikus feszültséget kapcsolunk. A periodikus jelek hatásának elemzését megkönnyíti a generátor feszültségének Fourier sorba fejtése. Az analízisből ismeretes hogy a periodikus függvények bizonyos feltételek teljesülése esetén kifejezhetők harmonikus függvények szuperpozíciójával. Jelölje $f(t)$ a függvényt és T a periódusidőt. Az

$$\omega_0 = 2\frac{\pi}{T} \quad 6.)$$

frekvenciát nevezzük alap körfrekvenciának.

Az $f(t)$ függvény előállítható az –általában végtelen számú tagszámú – harmonikus sorral:

$$f(t) = a_0 + a_1 \cos(\omega_0 t) + b_1 \sin(\omega_0 t) + a_2 \cos(2\omega_0 t) + b_2 \sin(2\omega_0 t) + a_3 \cos(3\omega_0 t) + b_3 \sin(3\omega_0 t) \dots \quad 7.)$$

Vagyis, röviden:

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1} (a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t))$$

Az

együtthatók

az

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(k\omega_0 t) dt$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(k\omega_0 t) dt$$

8.)

összefüggésekből kiszámíthatók.

3. 3 Komplex impedancia

Az analízisből ismeretes, hogy az $\exp(j\varphi)$ függvény a komplex számsíkon egy egységnyi hosszúságú vektorral ábrázolható, amely φ növekedésével a pozitív forgásiránynak megfelelően „körbeforog”. Ezt fejezi ki az Euler formula is:

$$\exp(j\varphi) = \cos \varphi + j \sin \varphi$$

Ebből:

$$\cos \varphi = \frac{e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}}{2}$$

$$\sin \varphi = (j) \frac{e^{j\varphi} - e^{-j\varphi}}{2}$$

9.)

Ezen paraméterekkel felírva a Fourier sorfejtést:

$$\begin{aligned} f(t) &= a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \frac{e^{jk\omega_0 t} + e^{-jk\omega_0 t}}{2} - jb_k \frac{e^{jk\omega_0 t} - e^{-jk\omega_0 t}}{2} = \\ &= a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_k - jb_k}{2} e^{jk\omega_0 t} + \frac{a_k + jb_k}{2} e^{-jk\omega_0 t} \end{aligned}$$

10.)

Bevezetve a

$$C_k = \begin{cases} \frac{a_k - jb_k}{2} & |k| > 0 \\ a_0 & |k| = 0 \\ \frac{a_k + jb_k}{2} & |k| < 0 \end{cases} \quad 11.)$$

Komplex együtthatókat melyek az $f(t)$ -ből is kiszámíthatók

$$C_k = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{-jk\omega_0 t} dt \quad 12.)$$

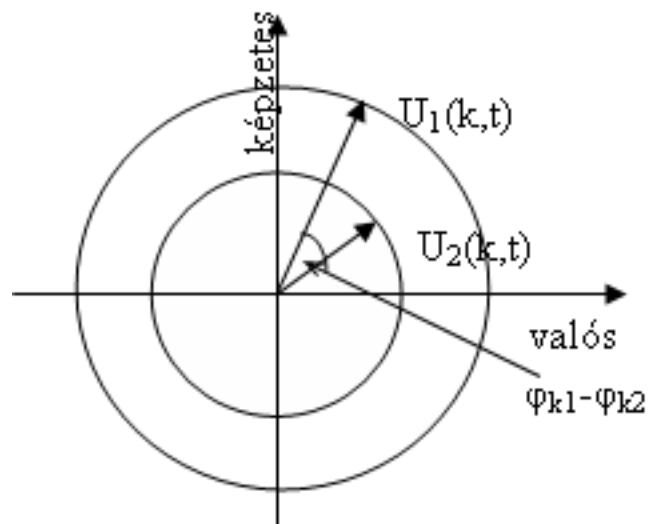
Most ezen összefüggések tükrében tekintsünk egy kétpóluspárt melynek bemenetére egy $U_1(t)$ feszültséget kapcsolunk. Legyen az $U_1(k,t)$ a Fourier-sorának k -adik komponense.

$$U_1(k,t) = U_{1,k} e^{j(k\omega_0 t + \varphi_{k1})} \quad 13.)$$

A kimeneten fellépő feszültséget jelöljük $U_2(t)$ -vel és a k -adik komponensét $U_2(k,t)$ -vel. Ennek frekvenciája –lineáris áramkör esetén– megegyezik, amplitúdója és fázisa eltér:

$$U_2(k,t) = U_{2,k} e^{j(k\omega_0 t + \varphi_{k2})} \quad 14.)$$

Ha az $U_1(k,t)$ és $U_2(k,t)$ komponenseket a komplex számsíkon ábrázoljuk, akkor ezek körbeforgó vektorok lesznek. A körbeforgás frekvenciája megegyezik, de a két vektor egymással $\varphi_{k1} - \varphi_{k2}$ szöveget zár be. A két vektor egymással „összekötve” forog.



11. ábra két feszültség fázis különbséggel

A Fourier-sor lehetővé teszi az induktivitások és kapacitások fázisviszonyainak az egyszerű leírását.

Ismeretes hogy az induktivitáson eső feszültség:

$$U_l = L \frac{dI}{dt} \quad 15.)$$

Az induktivitáson átfolyó áram Fourier során egy tetszőleges komponense:

$$I(k,t) = I_k e^{j(\omega_k t + \varphi_k)} \quad 16.)$$

Ehhez az áramkomponenshez tartozó részösszefüggés alakja a következő:

$$U_L(k,t) = L \frac{dI(k,t)}{dt} = L \frac{dI_k e^{j\omega_k t + \varphi_k}}{dt} = L j \omega_k I_k e^{j\omega_k t + \varphi_k} = j \omega_k L I(k,t) \quad 17.)$$

Ez az összefüggés emlékeztet Ohm törvényére. Ha az induktivitásnak

$Z_L = j \omega_k L$ értékű impedanciát tulajdonítunk akkor az egyenletet tekinthetjük Ohm törvény kiterjesztésének. Az impedancia képzetes volta éppen az áram és a feszültség közötti fáziseltérést fejezi ki. Tehát a valós feszültség és áram amplitúdók hányadosa: $\frac{U_{L,k}}{I_k} = \omega_k L$

és az áram és a feszültség közötti fáziskülönbség $\pi/2$. A kapacitás sarkain fellépő részfeszültséget a töltés értéke határozza meg:

$$U_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I(t') dt' \quad 18.)$$

Ha a kondenzátor olyan áramkörben található, amelyre a periodikus feszültséget kapcsolunk, akkor a –tranzienstagok lecsengése után– az $U_C(t)$ és az $I(t)$ mennyiség is periodikus és mindkét mennyiség Fourier-sorba fejthető.

$$\begin{aligned} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} U_{Ck} e^{j(\omega_k t + \varphi_k^*)} &= \frac{1}{C} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \int_0^t I_k e^{j(\omega_k t' + \varphi_k)} dt', = \\ &= \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{I_k}{jC \omega_k} [e^{j(\omega_k t + \varphi_k)} - e^{j\varphi_k}] \end{aligned} \quad 19.)$$

Az egyenlet fennállásának szükséges feltétele, hogy az időfüggő részek megegyezzenek, ez pedig csak akkor lehetséges, ha az azonos ω_k frekvenciájú komponensek megegyeznek.

$$U_{Ck} e^{j(\omega_k t + \varphi_k^*)} = \frac{1}{jC \omega_k} I_k [e^{j(\omega_k t + \varphi_k)} - e^{j\varphi_k}] \quad 20.)$$

Amelyből

$$U_{Ck} e^{j(\varphi^* - \varphi)} = \frac{1}{j \omega_k C} I_k \quad 21.)$$

Ami úgyszintén az Ohm törvény általánosításának tekinthető.

$$Z_c = \frac{1}{j\omega_k C} \quad 22.)$$

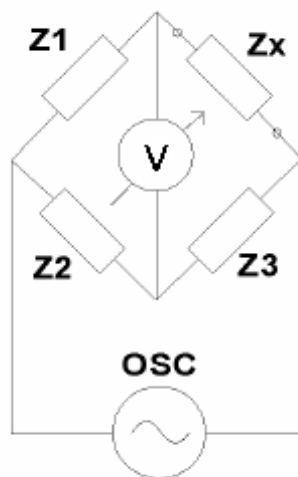
Impedancia segítségével az áram és a feszültség kapcsolata
 $U(k,t) = Z_c I(k,t)$ 23.)

alakban írható.

A most bevezetett Z_1 és Z_c impedanciákkal ugyanúgy számolhatunk, mint ahogyan ellenállások esetén megszoktuk.

3. 4 Impedancia mérési módszerei [3]

3.4. 1 Hídkapcsolás

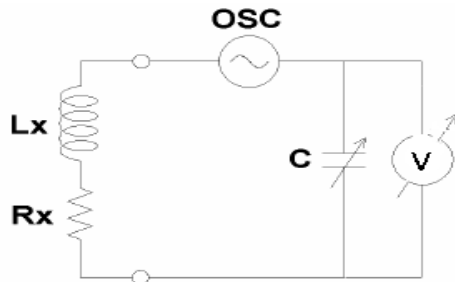


$$Z_x = \frac{Z_1}{Z_2} Z_3$$

Lényege hogy veszünk egy érzékeny műszert és a híd egy elemét változtatjuk addig ameddig a műszer nem jelez áramot. És ebből az ismeretlen impedancia kiszámolható. Előnye kis költsége nagy pontossága (0.1%) széles frekvencia tartományban használható. Hátránya, hogy automatikus műszerben megvalósítani körülményes

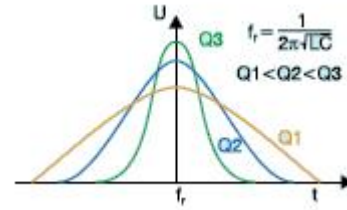
12. ábra hídkapcsolás

3.4.2 Oszcillátor módszer



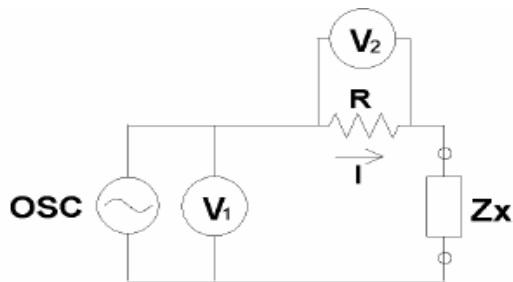
13. ábra oszcillátor módszer

A lényege hogy építünk egy rezonátort melyben a kapacitás értékét változtatni, tudjuk.



14. ábra

3.4.3 Áram feszültség módszer

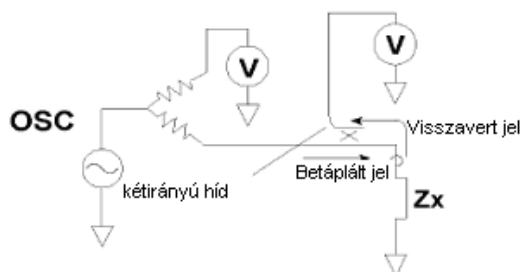


$$Z_x = \frac{V_1}{I} = \frac{V_1}{V_2} R$$

15. ábra áram feszültség módszer

Az ismeretlen elemen megmérjük a sarkain mérhető feszültséget és meghatározzuk a rajta folyó áramot. Hátránya hogy feszültséget föld függetlenül kell mérnünk.

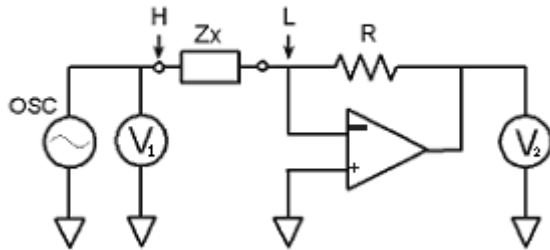
3.4.4 Hálózat analízis módszer



16. ábra hálózat analízátor

A lényege hogy összehasonlítjuk a betáplált jelet és a visszavert jelet. Ez főleg nagy frekvencián használható

3.4.5 Automatikus kiegyensúlyozott hídmódszer (Auto balancing bridge method)



17. ábra hídmódszer

Ez a kapcsolás tartalmaz egy R ellenállást amely miatt az L pont virtuális földpont lesz, ezért a kapcsolás az R kiegyensúlyozása miatt feszültség áram konverter (áramgenerátor) lesz.

Így az R ismeretében a Z_x megkapható $Z_x = V_2 / V_1 * R$

4 Jelek mintavételezése [6]

Mára a mérés technikában szinte egyeduralmukodóvá válik a digitális jelfeldolgozás. Ezt elsősorban az indokolja, hogy a digitalizált jelek sokkal rugalmasabban kezelhetők, mint az analóg technikában, miközben nem marad el pontosságban az analóg módszerektől. Térhódítása abban rejlik, hogy új mérési feladathoz elég csak a szoftvert megváltoztatni, és nem kell új áramkört tervezni. Egy adatsoron több feldolgozás végezhető miközben, a mért adatok minősége már nem változik. Bizonyos értékeknél a software optimalizálhatja is a mérő elektronikát. Ugyanakkor az analóg tartományból a digitálisra való áttérés néhány új szempontot és problémalehetőséget vezet be, amelyekre mindig tekintettel kell lennünk. Ezekről szólok az alábbiakban:

4.1 Amplitúdóbeli és időbeli kvantálás:

Amplitúdóbeli kvantálás A digitális tartományban minden mennyiséget diszkrét számokkal reprezentálunk, ami elvileg is csak véges fölbontást tesz lehetővé, de a gyakorlatban ezt a fölbontást az átalakításra használt eszközök (az analóg-digitális [A/D] konverterek) tovább korlátozzák. Az analóg jelek digitalizálása tehát szükségképpen magába foglalja a jel amplitúdóbeli kvantálását, amely információvesztéssel jár. Ezt az információvesztést a kvantálási hibával lehet jellemezni; a kvantálási hiba (és a következményeként föllépő kvantálási zaj) az A/D-konverter fölbontásának növelésével

csökkenthető, és a ma elérhető fölbontások mellett legtöbbször nem okoz számottevő hibát.

Kvantálási zaj az ideális A/D-konverteren is föllép; a valóságos konvertereknél, ehhez hozzáadódik annak a hatása, hogy a valóságban sosem biztosítható az amplitúdókvantumok teljes egyezősége. Ennek következményeként alakulhat ki a harmonikus torzítás jelensége, melynek során a mintavételezendő harmonikus jelben a többlettől eltérő kvantum nagyság a jelnek mindig azonos fázisára esik, így – a legtöbbször szélessávú kvantálási zajjal ellentétben – felharmonikusok megjelenését okozhatja. Ez főként ott jelent problémát, ahol különböző jelek vannak egymásra keverve, mint például a távközlésben.

Időbeli kvantálás A digitális reprezentáció sajátosságaiból az is következik, hogy az időbeli fölbontás is szükségszerűen véges (különbön végtelenül nagy tárhelyre lenne szükség), azaz az analóg jelet időtartományban is kvantálnunk kell digitalizáláskor. Az időtartománybeli kvantáláskor a jel értékeit diszkrét időpillanatokban rögzítjük, ezt mintavételezésnek is szokás nevezni. A mintavételezések közötti időtartam a legtöbb mérési feladatnál állandó, ilyenkor beszélhetünk mintavételi frekvenciáról, amely a mintavételek közötti időtartam reciproka. Míg az amplitúdó-tartománybeli kvantálás hatásai legtöbbször elhanyagolhatók, az időtartománybeli kvantálás olyan problémákat vet föl, amelyekre mindig gondolnunk kell digitális mérések megtervezésekor. Az amplitúdókvantálással szemben az időtartománybeli kvantálás nem szükségszerűen jár együtt információveszteséggel, viszont ha az információ veszteség elkerüléséhez szükséges föltételek nem teljesülnek, megtévesztő mérési artefaktumok léphetnek föl. Ezeket a kérdéseket taglalja a Claude E Shannon által 1949-ben bizonyított mintavételi tétel, amelyet az alábbiakban tárgyalok.

4.2 Mintavételi tétel

Ha egy $x(t)$ időfüggő jel Fourier - transzformáltja az f_m mintavételi frekvencia felénél nagyobb vagy egyenlő frekvenciákon, az $x(t)$ jel információveszteség, és torzulás nélkül rekonstruálható, az egyenlő $\Delta t (= 1/f_m)$ időközönként mintavételezett $x(k\Delta t)$ értékeiből. A kapcsolatot a folytonos $x(t)$ jel és mintavételezett $x(k\Delta t)$ értékei között az alábbi formula adja meg:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k\Delta t) \frac{\sin(\pi f_m [t - k\Delta t])}{\pi f_m (t - k\Delta t)}. \quad 24.)$$

4. 3. A mintavételi tétel megsértésének következményei

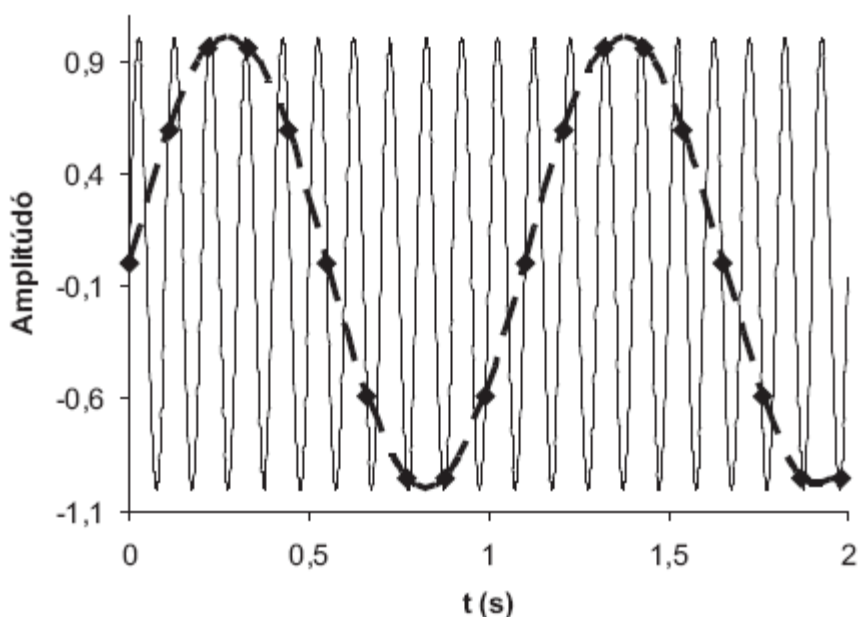
Tekintsünk először egy $x(t)$ szinusz jelet f frekvenciával, melyre $|f| < f_m/2$. Ekkor a mintavételezett értékek:

$$x(k\Delta t) =: x_k = \sin(2\pi f k\Delta t) = \sin\left(2\pi k \frac{f}{f_m}\right). \quad 25.)$$

Legyen $y(t)$ szintén szinusz jel, de $f + f_m (> f_m/2)$ frekvenciával, ami már nem felel meg a mintavételi tétel föltételének:

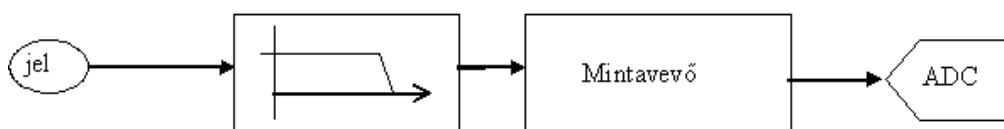
$$\begin{aligned} y(k\Delta t) =: y_k &= \sin(2\pi [f + f_m] k\Delta t) = \sin\left(2\pi k \frac{f}{f_m} + 2\pi k\right) = \\ &= \sin\left(2\pi k \frac{f}{f_m}\right) = x_k \quad \forall k \in \mathbb{Z}. \end{aligned} \quad 26.)$$

Ekkor az $f + f_m$ frekvenciájú $y(t)$ jel mintavételezett alakja minden k mintavételezési pontban megegyezik az f frekvenciájú $x(t)$ jel mintavételezett alakjával, azaz a mintavételezett reprezentáció nem tesz különbséget az egymástól f_m frekvenciaértékkal eltérő frekvenciájú jelek között (lásd 1.1. ábra). A mintavételi tétel $|f| < f_m/2$ föltételének megsértését alul mintavételezésnek, a következményeképpen kialakuló spektrális összemosás jelenségét aliasing-nek nevezzük; az utóbbi elnevezésnek magyar megfelelője ez ideig nem honosodott meg. Az aliasing jelenségét elvileg úgy is kiküszöbölhetnénk, hogy a jelben szereplő maximális frekvencia kétszeresénél nagyobb mintavételi frekvenciát választunk, a gyakorlatban azonban ez igen ritkán valósítható meg: vagy azért nem, mert nem tudunk kellően nagy



18. ábra Az aliasing jelensége. Egy 10Hz-es szinusz jelet (vékony, folytonos vonal) 0,11 ciklusonként, azaz 9,09Hz-cel mintavételeztünk. A mintavételek időpontjait csúcsokra állított kis négyzetek jelképezik; a belőlük kirajzolódó alulmintavételezett jelet vastag, szaggatott vonal jelöli. Látható, hogy az alulmintavételezett jel 10Hz-es szinusz helyett egy $10\text{Hz} - 9,09\text{Hz} = 0,91\text{Hz}$ frekvenciájú, azaz 1,1 s periódusidejű szinusz

mintavételi frekvenciát biztosítani, vagy pedig azért nem, mert nem ismerjük a mintavételezendő jel felső határfrekvenciáját. Ezért legtöbbször azt a megoldást választjuk, hogy a mintavételezés előtt egy aluláteresztő mintavételi (anti-aliasing) szűrővel korlátozzuk a jel felső határfrekvenciáját. Ez természetesen kisebb-nagyobb mértékben mindig torzítja a jelet, amit minden digitális mérési feladatnál tekintetbe kell vennünk. Az aliasing jelenség nemcsak mintavételezéses mérések, hanem numerikus szimulációk esetén is fellép. Az aliasing folytán megváltozhat a spektrumban a jel és a zaj teljesítménysűrűségének viszonya (hiszen a mintavételi frekvencia felénél nagyobb frekvenciájú zajkomponensek teljesítménysűrűsége alacsonyabb frekvenciákra – így például a jelfrekvencia közelébe – transzformálódik), ami teljesen meghamisíthatja eredményeinket. Ezért különösen fontos a mintavételi szűrők vagy a megfelelő numerikus eljárások alkalmazása.



19. ábra

4. 4. Mintavételi (anti-aliasing) szűrőkről

A mintavételi tétel betartása szempontjából, szükségünk van egy aluláteresztő szűrőre.

A legegyszerűbb szűrő az RC tag. Ami valójában egy integráló tag.

Mivel $U_{be} = U_R + U_C$

27.)

És $U_{ki} = U_C$ 28.)

Így - terhelés nélkül –

$$U_{ki} = U_{be} \frac{Z_C}{R + Z_C} = \frac{1}{jC\omega R + 1} U_{be} \quad 29.)$$

Tehát

$$a(\omega) = \frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{1}{1 + jCR\omega} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}} \quad 30.)$$

Ahol $\omega_p = \frac{1}{CR}$

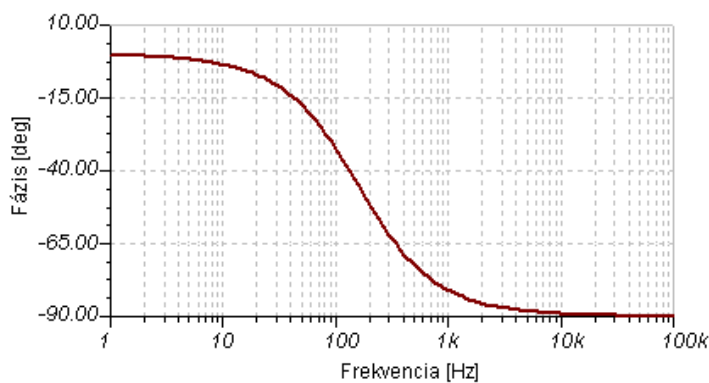
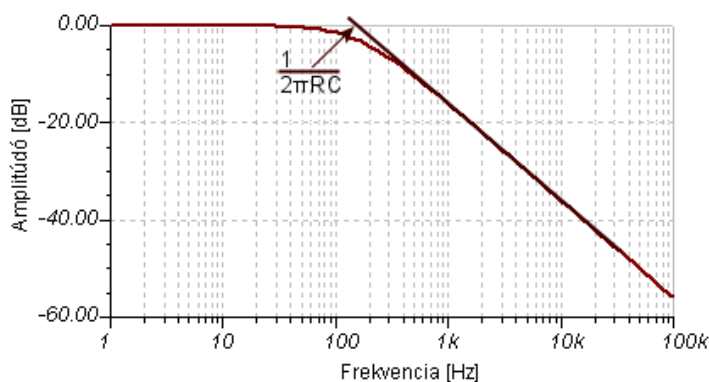
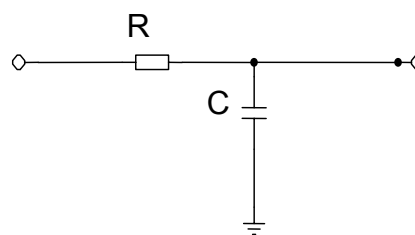
A fázisszög kiszámításához írjuk a(ω-t a következő alakba:

$$a(\omega) = \frac{1 - j\frac{\omega}{\omega_p}}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_p^2}} \quad 31.)$$

Így könnyen felismerhető a képzetes és a valós rész:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\operatorname{Im}[a(\omega)]}{\operatorname{Re}[a(\omega)]} = \frac{-\frac{\omega}{\omega_p}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_p^2}} = -\frac{\omega}{\omega_p} \quad 32.)$$

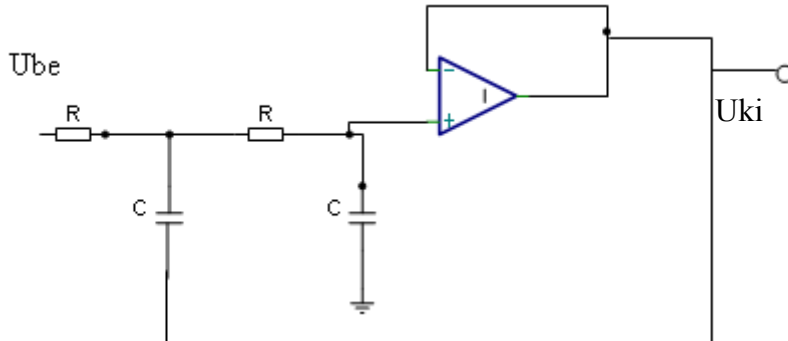
Az RC tag tehát mint azt a 11 ábráról látható az ω_p alatti frekvenciákat átengedi és az a fölöttieket 20 dB/dekád meredekséggel vágja le. Ezeket a szűrőt



20. ábra alul-áteresztő szűrő

elsőfokú szűrőnek nevezzük. Ha meredekebb csillapításra van szükségünk, akkor nagyobb fokszú szűrőkre van szükségünk. Mivel ezen szűrők kimenete nem terhelhető, így egymásután teljesítmény illesztés nélkül nem köthetünk be többet.

A következő (Sallen-Key alaptag)[7] kapcsolás:



21. ábra Sallen-Key alaptag

A kapcsolásban a műveleti erősítő egy egyszeres erősítőként szerepel, melynek feladata a teljesítmény leválasztása.

Az áramkör $F = \frac{1}{2\pi RC}$ frekvencia felett 40dB/ dekad meredekséggel vág. Mivel a szűrő kimenet egy műveleti erősítő kimenete is egyben ezért az áramkör terelhető.

4. 5 A szűrők által bevitt hiba kompenzációjának matematikai alapja

Az alkalmazott szűrők nem csak a nem kívánatos frekvenciakomponensekre hatnak, hanem kis mértékben a mért frekvencián is fázistolást és csillapítást visznek be a rendszerbe, ezért ezt figyelembe kell vennünk a számolás során. Mivel a szűrőknek általában lineáris az átvitelük,

így a mátrixok igen jól használhatók lineáris rendszerek leírására. Tehát, a szűrők hatását az amplitúdóra és a fázisra egy 2x2-es mátrixsal könnyedén megadhatjuk. A mátrix inverzét használva az adott frekvenciájú komponensre visszakaphatjuk az eredeti amplitúdó és fázis értékét.

A mátrixok szorzása jól algoritmizálható és ezen algoritmusok futásideje elég kicsi.

A szűrők valójában a komplex vektoron két alapvető transzformációt hajtanak végre egy forgatást és egy nyújtást (zsugorítást).

4. 5. 1. A forgatás és nagyítás mátrixa

Ezen transzformációk mátrixa a következő:

φ -vel való forgatás :

$$\begin{bmatrix} \cos(\varphi) & -\sin(\varphi) \\ \sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \quad 33.)$$

És az 'n' szeres nagyítás:

$$\begin{bmatrix} n & 0 \\ 0 & n \end{bmatrix} \quad 34.)$$

A két mátrix szorzata:

$$\begin{bmatrix} n \cos(\varphi) & -n \sin(\varphi) \\ n \sin(\varphi) & n \cos(\varphi) \end{bmatrix} \quad 35.)$$

Látható, hogy a mátrix 4 eleme nem sokban különbözik egymástól.

Valójában csak két független eleme van. Ezen elemek a nagyítást és a forgatást kódolják.

Ha az adott mátrixot használni akarjuk, akkor meg kell szoroznunk az adott valós és képzetes részből alkotott vektorral.

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(x) & \operatorname{Im}(x) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} n \cos(\varphi) & n - \sin(\varphi) \\ n \sin(\varphi) & n \cos(\varphi) \end{bmatrix} = \\ & = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}(x)n \cos(\varphi) + \operatorname{Im}(x)n \sin(\varphi) & \operatorname{Re}(x)n - \operatorname{Im}(x)n \sin(\varphi) + \operatorname{Im}(x)n \cos(\varphi) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad 36.)$$

4. 5. 2. Szoftveres megvalósítás

Az adott mátrix elemek még a programozás során kiszámíthatók, így a mátrixszorzás négy szorzásra és 2 összeadásra korlátozódik.

Bevezetve a:

$$m1 = n \cos(\varphi);$$

$$m2 = n \sin(\varphi);$$

konstansokat.

$$U[1] = m1 * V[1] + m2 * V[2];$$

$$U[2] = m1 * V[2] - m2 * V[1];$$

Ahol V az eredeti érték és U a már kompenzált.

5 A mikrovezérlő

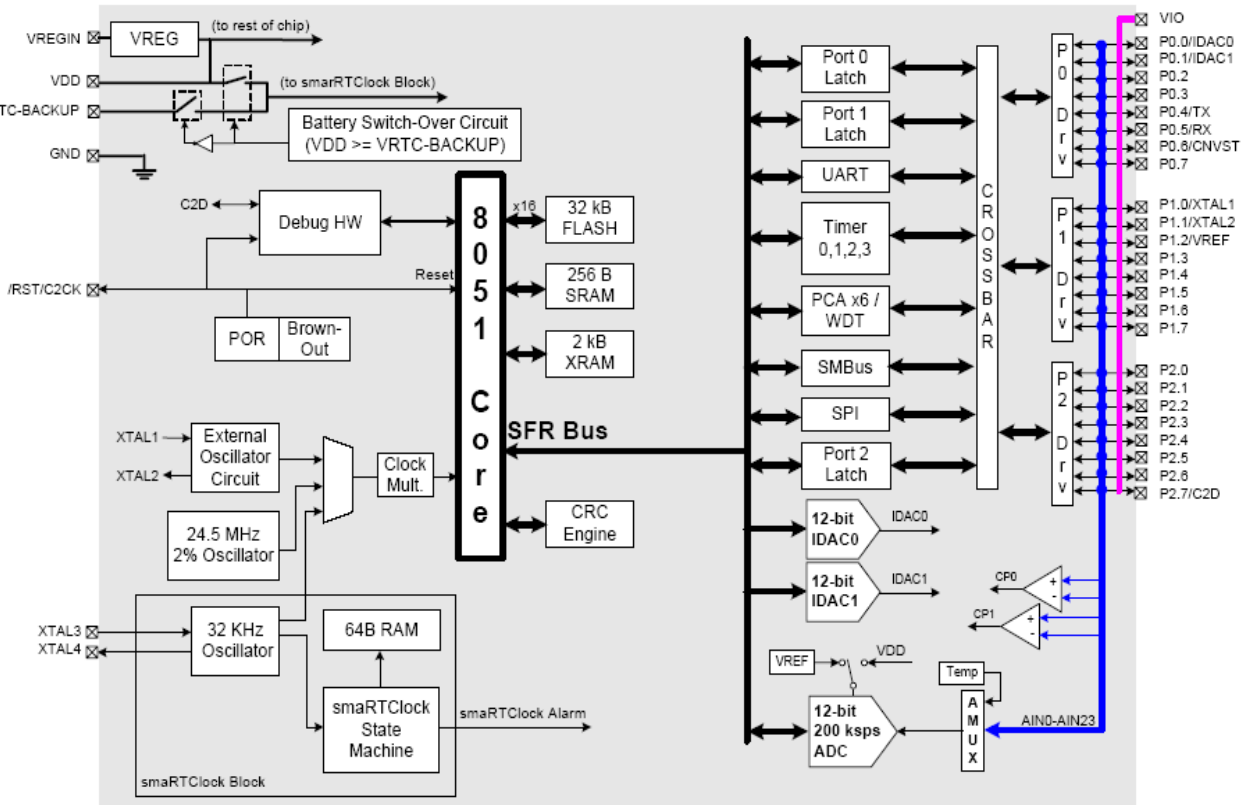
A modern mérőműszerek mára szinte kivétel nélkül digitálisak, és mint ilyen tartalmaznak egy központi digitális jelfeldolgozó egységet. Ez lehet akár egy számítógép is. Ugyanakkor nagyszámban kaphatók viszonylag olcsóért- pár ezer forintért- un. kevertjelű mikrovezérlők

A mikrovezérlő valójában egy programozható digitális művelet-végrehajtó egység. Egy mini számítógép, mely általában flash memóriában tartalmazza a programot. Ellentétben a személyi számítógépekkel itt a programok és adatok nem egy helyen tárolódnak. Így azok nem keveredhetnek, és ezért csekély mértékben stabilabbak is a PC-nél. A lapkákban általában mindent egybe integrálnak; belső memóriát a program adatainak, aritmetikai és logikai egységet a számítások elvégzéséhez, portokat a külvilággal történő kommunikációhoz, időzítő áramköröket, soros-portot, a számítógéppel történő összekapcsolásra. Némelyik kvarckristályt és feszültség-stabilizátort a működéséhez, valamint „külső memóriát” is, melyben viszonylag több adat tárolható (4-64kbyte). Egyes lapkákat úgynevezett kevertjelű áramkörök, melyek analóg áramköröket is tartalmaznak. A 8051/8052 alapú mikro-vezérlők 8 bites processzorok. Utasításaik között szerepelnek az alap (8 bites) aritmetikai és logikai utasítások, valamint az adatmozgató és vezérlő utasítások. Működését tekintve hasonlatosak a PC-hez. A memóriában tárolt utasításokat a processzor egymás után hajtja végre, amelynek címét a program-counter (PC) tárolja abban az esetben mikor egy interrupt (megszakítás) generálódik, a program futtatása abbamarad, és a processzor az adott megszakításkezelő programrészt hajtja végre. Sok minden generálhat megszakítást pl.: egy gomb megnyomása vagy egy bizonyos idő letelte. A megszakítások pl., felhasználhatók a jel értékeinek bizonyos időközönként való kiadására.

A lapkák fő magja már programozható magas szintű nyelveken is (pl. C) így a könnyen fejleszthető a program rajtuk. Egy ismert programnyelv a Small Device C compiler (SDCC).[1] Ezen fordító programkönyvtáraiban megoldások találhatóak bizonyos egyszerűbb feladatok elvégzésére. (Pl.: lebegőpontos számítások) Ezért nagymértékben megkönnyítik a fejlesztési munkát, mert pl. a 8051 alapú mikro-vezérlők nem tartalmaznak lebegőpontos aritmetikát. A mag alapvetően 8 bites architektúra. Ezen a 8 bites számokon képes műveleteket végrehajtani. (létezik 1-2 két 16 bites utasítás is pl. szorzás, de alapvetően 8 bites) Így ha egy művelet eredménye nagyobb, mint 256 akkor vissza kell vezetni 8 bites (256 alatti) számok közötti műveletekre. Ezt a magas szintű

nyelv elvégzi a programozó helyett. Ezért a magas szintű programozási nyelv megléte nagyban segítette a vele végzett munkát.

A műszerhez Silicon Laboratories C8051F410 ez chipjét használtam fel, mely vezérlőn kívül rengeteg beépített áramkört tartalmaz, melyekből főleg a Digital-analog (a szinusz jel előállításához) és analog-digital (a jel visszaméréséhez) átalakítókat használtam.



22. ábra a mikrovezérlő bloksémája

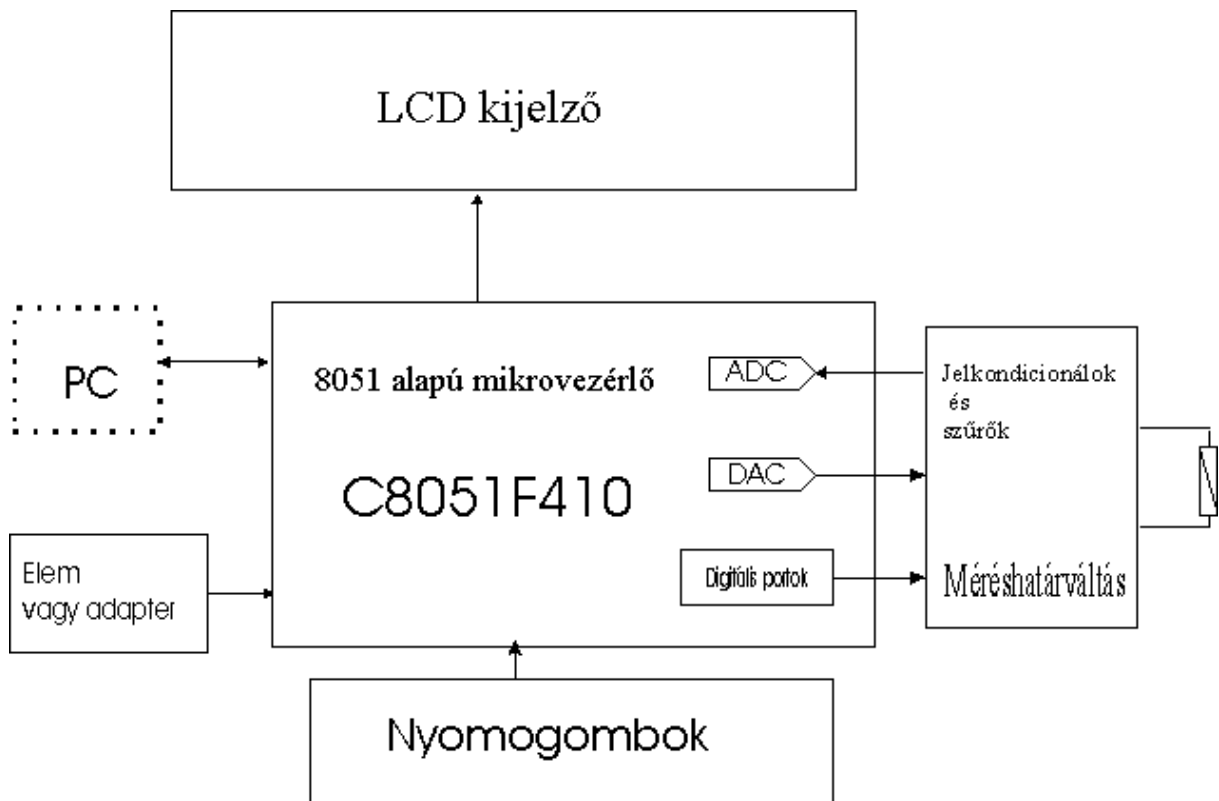
A lapka szinte minden paraméter szoftveresen állítható, így képes szinte az összes lábán mind analóg mind digitális jeleket küldeni és fogadni. ADC –ből a lapka csak 1-et tartalmaz így egyszerre (szimultán) mintavételezni nem tudunk. Azt hogy éppen melyik lábat kötjük a beépített ADC bemenetére, szoftveresen egy analóg multiplexer segítségével állítjuk be. A multiplexer átkapcsolásakor számolnunk kell azzal, hogy a feszültség nem képes olyan gyorsan változni, mint amilyen gyorsan képesek vagyunk átkapcsolni, így ha több különböző jelet mintavételezünk egymás után, akkor a két mintavételezés között egy csekély időnek el kell telni. Az említett processzor előnyeként említhető, hogy a hozzáadott fejlesztő eszközök révén fejlesztés vele egyszerű, számítógépről könnyen programozható, a programozáshoz a chip-et nem kell eltávolítani az áramkörből. A hozzáadott fejlesztőkörnyezet segítségével a program futása ellenőrizhető (debugolható). A

program ellátható un. Watchdog Timer-el mely ha a program lefagyna akkor automatikusan újraindul.

6 Intelligens műszer megvalósítása

A mérőműszer fő része a mikrovezérlő mely vezérli a különböző elektronikákat.

A műszert 4 nyomógomb segítségével lehet kezelni. Mely az LCD kijelzőn megjelenő menüt vezérli. A mikrokontroller a kijelző és a nyomógombok egy panelen kerültek elhelyezésre, azért, hogy az esetleges továbbfejlesztés könnyebb legyen.



23. ábra a műszer blokk-sémája

6. 1. A választott mérési elv, és indoklása

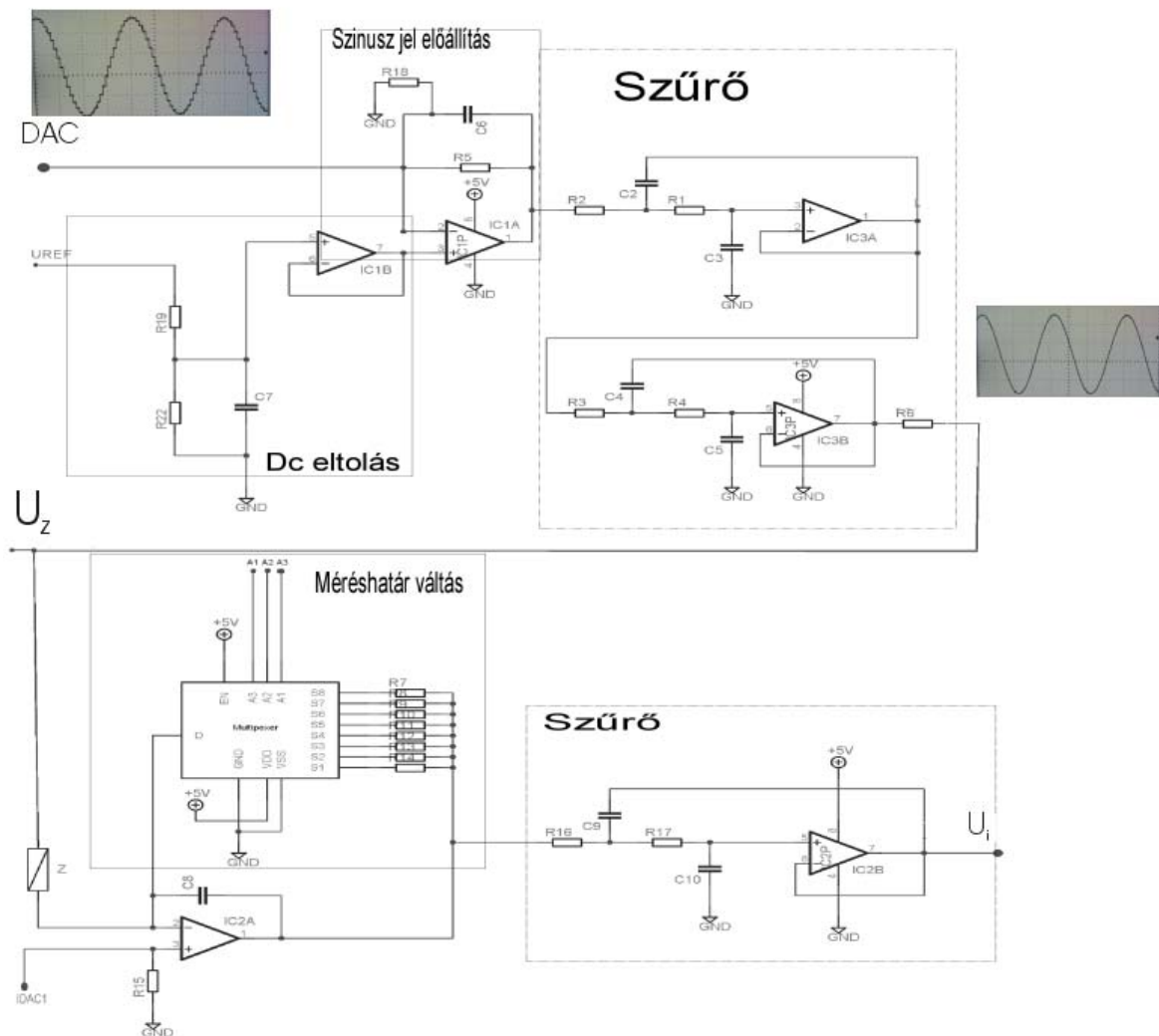
Az eszközhöz a kiegyensúlyozott hídmodszert választottam, mert a legtöbb korszerű mérőműszerben ezt a módszert használják. Előnye, hogy jól használható programozható műszerekben (ellenben a hídmodszerral). Széles frekvencia és mérési tartományban használható. (A mérést 1kHz-en végezzük.)

Az elv tulajdonképpen egy áramgenerátoros kapcsolás, melyen a mérendő áramköri elemre egy szinuszosan váltakozó feszültséget kapcsolunk. A mérendő elem áramkorlátozó hatása folytán egy rá jellemző áramot állít elő, melyet egy referencia ellenálláson bocsátunk keresztül és ezen mérjük a feszültséget. A kapcsolás előnye, hogy a kialakuló áram nem

függvénye a referencia ellenállásnak, így bármilyen értékű lehet. A műszerben használt elrendezésben ezt az ellenállást egy analóg multiplexer segítségével állítani lehet.

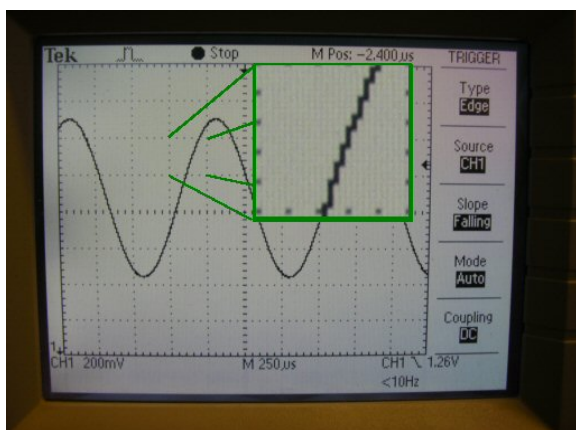
6. 2 A mérőelektronika

A mérőelektronika 6 db műveleti erősítőt tartalmaz. Az elsőt (IC1A) a szinuszjel előállítására használtam fel. Ez az erősítő a vezérlő chip referenciafeszültségéből kivonja az DAC (a vezérlő 1. áramgenerátora (IDAC0)) árama által az R5 ellenálláson eső feszültségét. [4] Mivel ez a mikrovezérlő digitál-analog átalakítója áramkimenetű, ezért annak áramát az R5 ellenálláson átkergetve kapunk feszültséget. Tekintettel arra, hogy ez az áramkimenet csak a vezérlő tápfeszültségének bizonyos hányadáig tud feszültségben elmenni ($U_t-1,2V$),[4] ezért a referencia

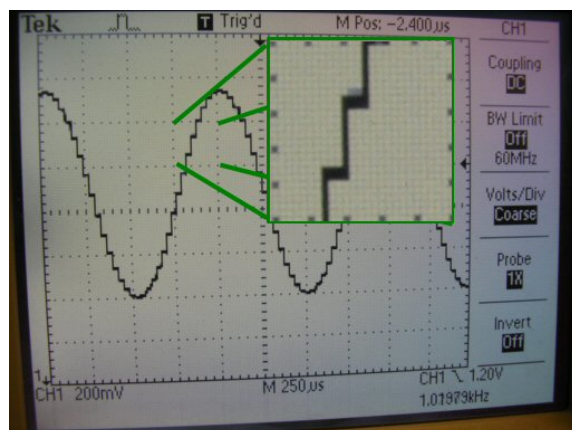


24. ábra a mérőáramkör

feszültséget az R19 és R22 ellenállás osztja felére. Majd ezt a feszültséget az IC1B átmásolja az IC1A nemfordító bemenetére. Ez a feszültség az R5 és R18 ellenállások arányában (pontosabban $(1+R5/R18=2)$ arányában) kerül a kimenetére. Így az IC1A kimenete a 0,5..1,5V közötti tartományon szinuszosan változik. Mivel az IC1A kimentén megjelenő jel alakja még éles váltásokkal terhelt, ezért ezeket a lépcsőket az IC3A és IC3B-ből épített 4-ed fokú szűrőkkel simítjuk.



25. ábra a 4 ed fokú szűrés utáni jel



26. ábra a még lépcsőkkel terhelt jel

Az így már nagy biztonsággal szinusz jelnek tekinthető. Ezt a feszültséget az R6 ellenálláson keresztül a mérendő impedanciára kapcsoljuk. Az impedancia IC2A felöli lábát a kapcsolás az IDAC1-el beállítható értéken tartja.

Ha a mérendő elem impedanciája kicsi, akkor túl nagy áram indulna be, ezért a referencia feszültséget egy soros ellenálláson keresztül (R6) kapcsoljuk az áramgenerátorként használt műveleti-erősítő bemenetére (IC2A) így annak árama nem haladja meg a 150 mA-t.[8] A visszamért referencia amplitúdóját és fázisát tehát nem a ráadott feszültség, hanem az adott impedancia abszolút értéke és az R6 ellenállás hányadosa adja. Az impedancián áthaladó áram egy multiplexer segítségével különböző ellenállásokon bocsátható át, így különböző tartományokban mérhető az impedancia értéke. Az áram által létrejövő feszültség kivonódik az IDAC1 árama által az R15-ön létrejövő feszültségből, amire az egytápu feszültség miatt van szükség. Ezt a jelet végezetül, egy másodfokú szűrőn átengedve a mikro vezérlő segítségével hasonlóan a visszamért referenciához digitalizáljuk. A multiplexert a mikro vezérlővel kapcsolgathatjuk.

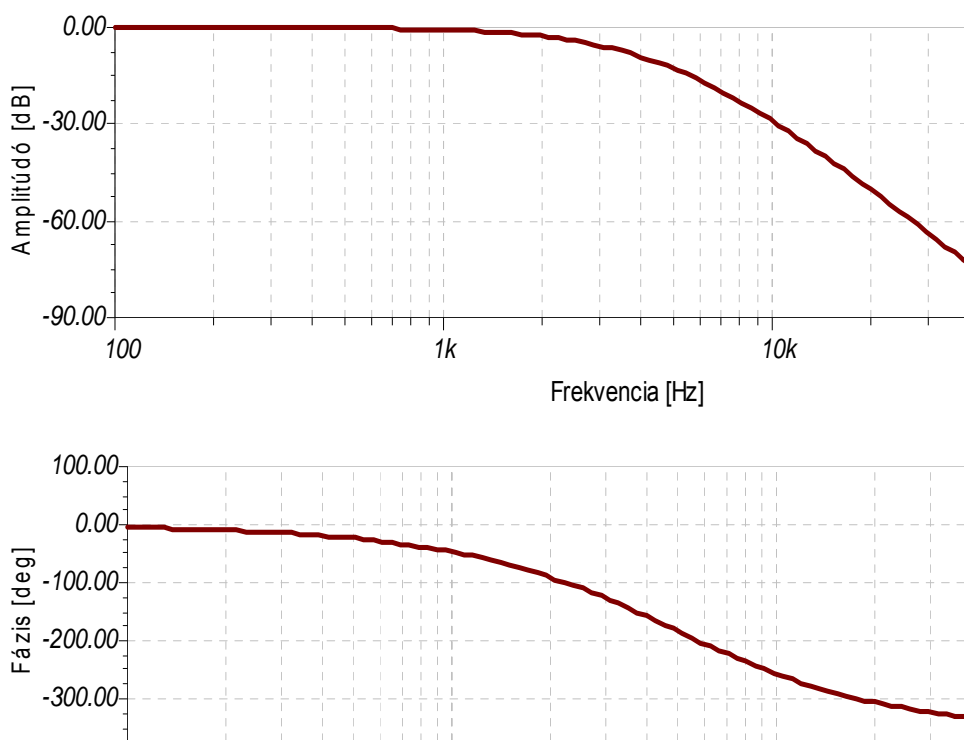
6.3 A szinuszos jel előállítása DA konverter segítségével

A szinusz jelet egy a vezérlőbe égetett szinusz-tábla segítségével állítjuk elő.

Felhasználva a mikrovezérlő egy időzítőjét, arra hogy bizonyos időközönként egy megszakítást generáljon, így a megszakítás alkalmával a tábla soron következő értékét kiadom a beépített DAC-re.

Ezután ezt a jelet egy 4-ed fokú szűrővel megsűrjük. A kiadott jel így egy 1000Hz-es szinusz jel, melyet 32 pontból áll elő, így a nem kívánatos „négyzögjel” alaphfrekvenciája 32kHz. Ezen a frekvencián a szűrő csillapítása kb. 66db. A szűrők egy csekély mértékben megváltoztatják a jel amplitúdóját és fázisát is (még 1kHz-en is). Ezt a szoftveres működésnek hála, könnyen kompenzálni lehet. Azért, hogy ne mérjük a tranziens jeleket, a műszer a szinusz jelet folyamatosan kiadja.

A szűrő Bode diagramja.



27. ábra a szűrő csillapítása és frekvenciatolása (numerikus szimuláció eredménye)

6.4 A mintavételezés

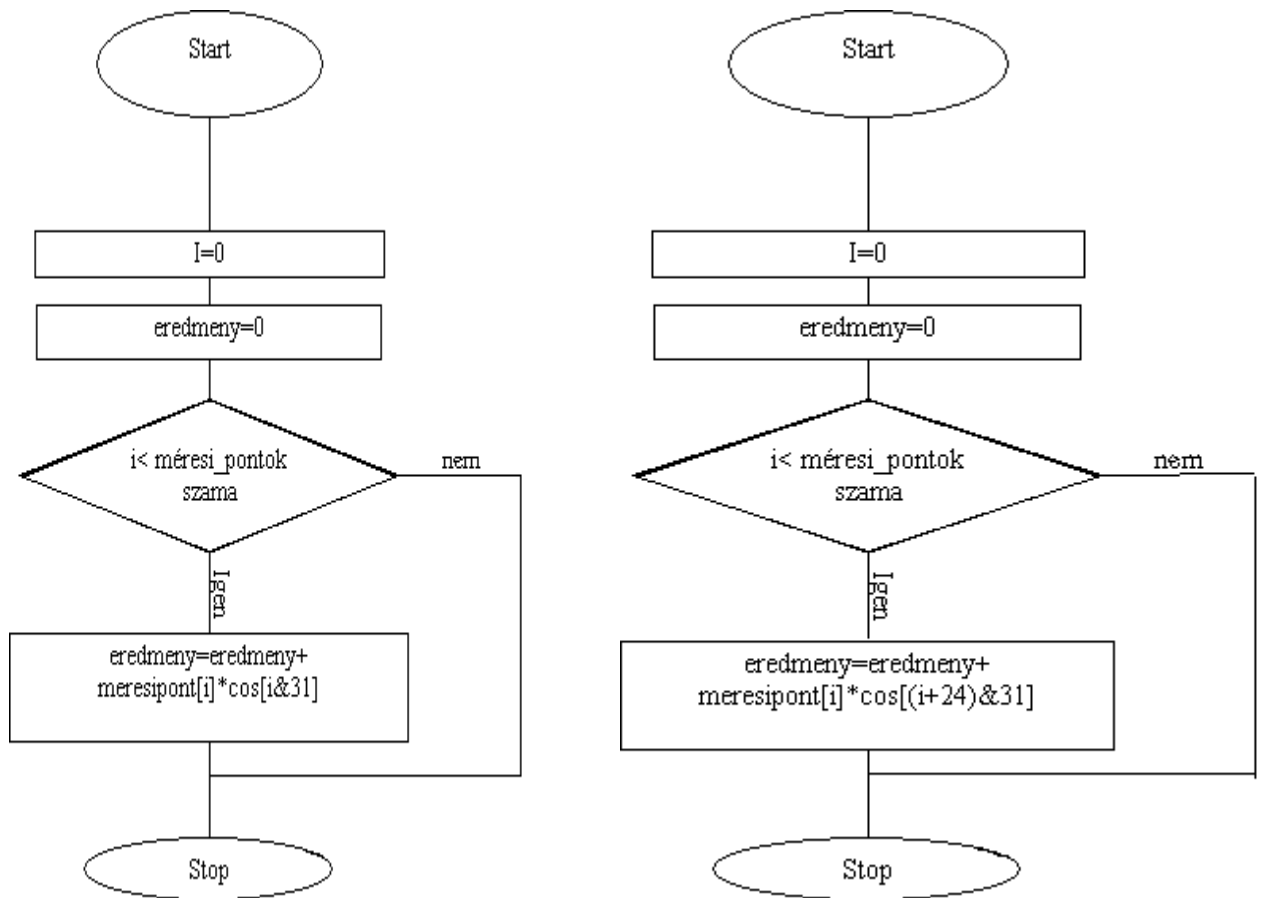
A mintavételezés a chip-ben lévő ADC-vel történik, amely egy 12 bites 200 kps SAR (successive-approximation-register) analog-digital konverter [4]. Abban a pillanatban – vagyis ugyanabban a megszakítás-kezelő alprogramban -, mikor kiadjuk a jelet, akkor elmentjük a memóriába a ADC aktuális értékét. A referencia és a hasznos jelet is megmérjük, mivel a chip csak 1 ADC-t tartalmaz ezért a jeleket nem szimultán, hanem egymás után mérjük meg. Az átkapcsolási tranziens miatt a két jel között 4 periódust

várunk. Mindkét jelet 512 pontban mintavételezzük, így 16 periódust átlagolunk. A jel 1 értéke 16 bites –melynek felső 4 bitje 0- ebből van 1024, ami 2048 byte, 2kbyte. Amit a mikrovezérlő „külső” memóriájában (XRAM) tárolunk el-ami pont 2 kbyte-os [4]. Végezetül a memóriában tárolt adatokra végrehajtjuk a Fourier- algoritmust.

6.5 Diszkrét Fourier transzformáció megvalósítása

A megvalósítása egy 8051-es típusú mikrokontrolleren történik, amelyet C nyelven lehet programozni.

A Fourier transzformációt csak az adott mérési frekvenciára számolom ki. (Így nincs szükség gyors Fourier transzformációra.) Ez valójában csak a szorzatok összeadása. A gyorsabb számolás érdekében egy táblázat segítségével határozom meg a szinusz és, ill. koszinusz értékét. Miszerint az egyik a másikhoz képes 90-os eltérést mutat. (cos siet)



28. ábra A diszkrét Fourier transzformáló algoritmus folyamatábrája

DFT képzetes része

DFT képzetes része

A transzformáció futásideje tehát a mérési pontok számának lineáris függvénye.

6.6 Hibák szoftveres javítása

A szűrők a rendszerbe bevisznek egy bizonyos mindig jelenlévő hibát, mely kísérletileg meghatározható, és mivel ez egy lineáris hiba, így egy mátrixszorzással kompenzálható. A 4. 5-ös fejezetben tárgyaltak szerint. A mátrix elemei kísérleti úton meghatározhatók, amelyhez egy Labview-ben írt program is készült. Így Fourier számítása után mért jelre

(vagyis az ábrán az U_i –val jelölt jelre) ezt a mátrixszorzást elvégezzük. Az előző értéket így felülírjuk.

6. 7. A számolás

A Fourier transzformáció elvégzése után már rendelkezésünkre állnak az U_z vagyis az impedanciára kapcsolt feszültség, és U_i az impedancián átfolyó árammal arányos feszültségek.

Melyek ismeretében a 37 es képlet alapján a keresendő impedancia meghatározható.

$$Z = R_{ref} \frac{U_z}{U_i} \quad 37.)$$

A 37.-es képletben az U_i és az U_z feszültségek komplex értékek. Ezért bevezetve a

$$\begin{aligned} U_i &= a + jb \\ U_z &= c + jd \end{aligned} \quad 38.)$$

helyettesítést. A következő egyenlethez juthatunk.

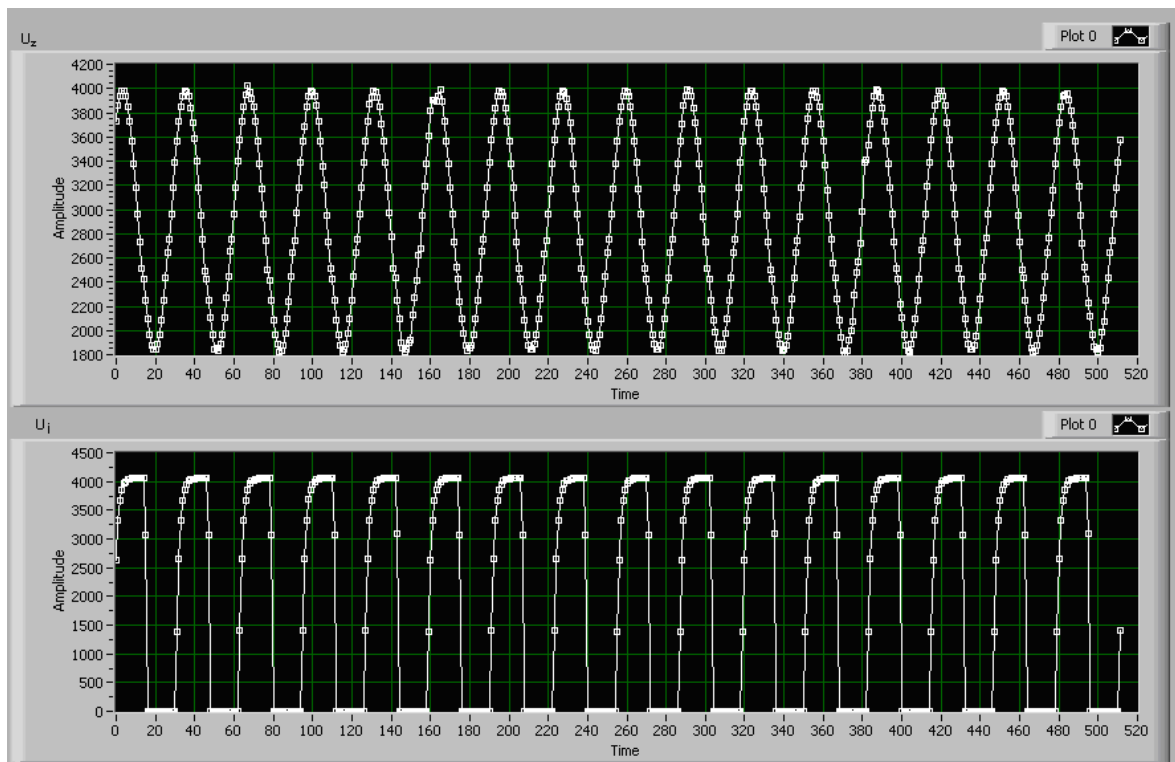
$$Z = R_{ref} \left(\frac{ac + db}{a^2 + b^2} + j \frac{ad - cb}{a^2 + b^2} \right) \quad 39.)$$

Amely már a mikrovezérlő számára is megoldható.

6.8 Méréshatár váltás:

A különböző értékű impedanciák mérését egy multiplexer teszi lehetővé. Ez a multiplexer (ADG708)[5] 8 különböző érték közül válogathat. Amelyet 3 címbittel választhatunk ki. Ez a mikrovezérlő P1_3, P0_7 és P0_6 lábakra csatlakoznak.

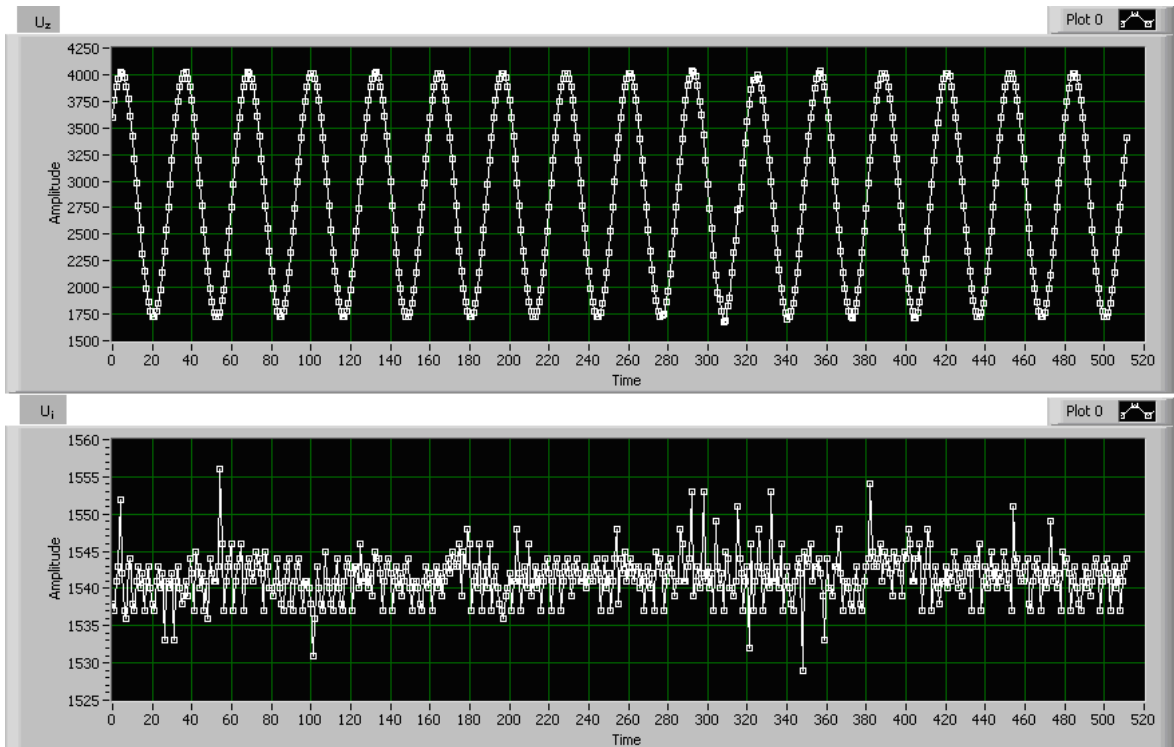
A különböző értékű alkatrészekenél a mérés határát úgy érdemes megválasztanunk, hogy a mind a referencia mind a mért jel amplitúdója kellőképpen nagy legyen. Ez úgy érhetjük, hogy a multiplexer által kapcsolt ellenállás értéke ugyanabba a nagyságrendbe essen, mint a mérendő alkatrész impedanciája. Az esetben, hogyha a mért alkatrész impedanciája kisebb, mint a referenciaként használt ellenállás, akkor a mért jel maximális értékei kilógnak a mérés határból és így a számolás hamis adatot ad, ez látható a 29-es ábrán.



29. ábra a feszültség és az áram, mikor a Z túl kicsi.

Az ábrán a Time és az amplitúdó pontban értendő.

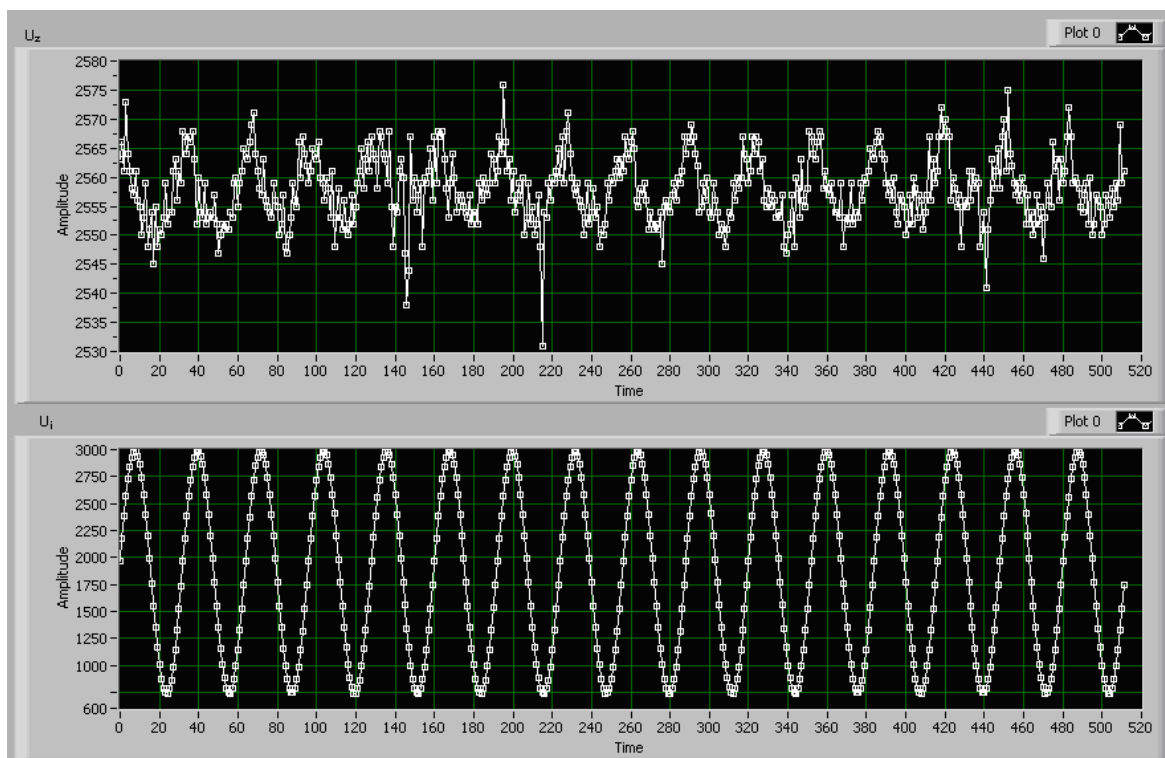
Abban az esetben mikor a mérendő alkatrész impedanciája túlságosan nagy, akkor a mért jel amplitúdója már olyan kicsi, hogy nem különíthető el a zajból. (30-as ábra.) Így megint értékelhetetlen adatokhoz jutunk.



30. ábra a feszültség és az áram mikor a Z túl nagy

Az ábrán a Time és az amplitúdó pontban értendő.

Abban az esetben mikor a legkisebb méréshatárra váltunk és a mért alkatrész impedanciája 100 ohm-nál jóval kisebb. Akkor az áramkorlátozó ellenállásnak hála. (R6) A visszamért referencia jel amplitúdója közel nullává válik és ezt a jelet „visszaerősítve” kapunk „U_{ki}” jelet. Így lehetőségünk nyílik 100 ohm-nál kisebb impedanciák mérésére is. (31-es ábra)



31. ábra a feszültség és az áram a legkisebb méréshatárnál, mikor a Z közel 0.

Az ábrán a Time és az amplitúdó pontban értendő.

Mérés tartomány	A referenciaként használt ellenállás értéke
0-1K Ω	100 Ω
1-10K Ω	1K Ω
10-100K Ω	10K Ω

1. Táblázat

6.9 Egyéb részek:

Egy közös panelen kaptak helyet a nyomógombok, a kijelző, a számítógépes csatlakozási lehetőség és központi processzor. Az LCD kijelző háttérvilágításának ki/bekapcsolására is lehetőség van. Így a műszer áramfelvétele csökkenthető. Amit egy tranzisztor kapcsolásával oldható meg. A műszer államellátása bármilyen 7 voltnál nagyobb egyenáramot adó tápegységről megoldható. Ezért ezen a panelen kapott helyet egy 7805-ös feszültségstabilizáló áramkör is.

6.10 Számítógépes kapcsolat

A számítógéphez való kötésére is lehetőség van, amelyet egy szintátvivő segítségével lehet megtenni. A mikrovezérlő lapkába integrált soros porti vezérlő (UART) 0..5V feszültség szintet használ a kommunikációra. A számítógép szabványos soros port-ja ellentétben $\pm 10-15$ V jelszintet követel. Az ilyen feladatok megoldására a kereskedelemben sokféle áramkör kapható. Közöttük található olyan áramkörök is melyek nem soros portra hanem USB re is köthető. A tesztek során az FTDI USB to UART chip-jét használtam. Mellyel, a műszert a számítógép USB portjára csatlakoztatható.

Az eszköznek a következő utasítások adhatók ki:

Parancs	Hatása
m	Hatására a műszer elvégzi az adatgyűjtést és felküldi a számítógépre.
r	Hatására a műszer elvégzi a memóriába lévő adatokon a Fourier transzformációt. És a két feszültségértéket felküldi a gépre.
t	Hatására a műszer elvégzi a memóriába lévő adatokon a Fourier transzformációt. Majd kompenzálja a megadott konstansokkal. Ezután mért feszültségértéket, felküldi a gépre.
a	Hatására a műszer elvégzi a mérést és visszaadja a végeredményt 2db float reprezentációjú számban. Megy az impedancia valós és képzetes része

2. Táblázat

A műszer kommunikációjának tesztelésére készítettem egy Labview-ben megírt programot, amiben lehetőség van az adatok megjelenítésére. A Labview-ben megírt program segítségével a kompenzációs mátrix együtthatóinak meghatározása nagymértékben leegyszerűsödik.

6.8 A kijelző kezelő algoritmusok

A kijelzőt főként a C- nyelvbe beépített rutinokkal használom, e rutinok főként a karakterláncok kezelését látják el. A kijelzőhöz rendelkezésemre állt egy C-s header file mely tartalmazza a, kijelzőre történő íráshoz használatos rutinokat.

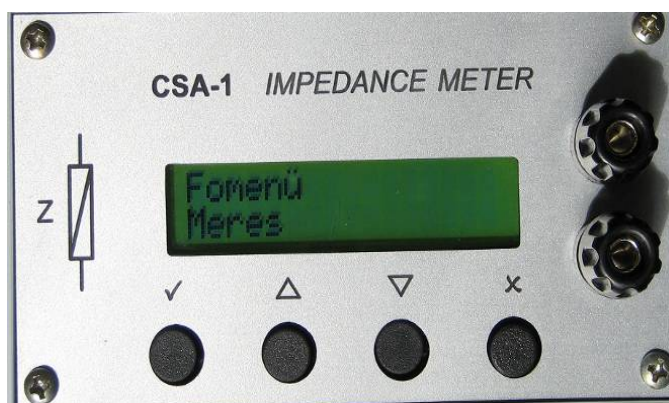
A kijelző kezelésének elve, hogy 4 dróton keresztül párhuzamosan visszük át az adatokat. A kijelzőt írás előtt alapállapotba kell hozni. Az íráskor meg kell mondanunk, hogy honnan kezdjük írni a kijelzőre és azután a kijelző alfanumerikus karakterek kódját kell csak elküldeni a 4 vezetéken. Ezen vezetékek a kijelző egy-egy lábára vannak kötve.

6.9 A nyomógombkezelés

A nyomógombok egy-egy lábhoz vannak kötve, és ezek mikor záródnak, akkor földre húzzák az adott port-ot. Ezt a lenyomást és visszaengedést kell figyelni. A nyomógomboknál általában előforduló jelenség az, mikor épp az érintkezés határán tartjuk. Ilyenkor hol összezár, hol pedig kinyit. Ezt a jelenséget nevezzük pergésnek. A jelenség kiküszöböléséhez egy rc tagot is használunk. Melyben egy kondenzátort sűtnek ki a gombok, és ez a kondenzátor egy ellenálláson keresztül töltődik fel újra. De a biztonság kedvéért, megadunk egy minimális időértéket, amin ha belül történik a gomb újra lenyomása akkor, az nem minősül újbóli lenyomásnak. Ez az érték 200 ms.

6.10 Menü megvalósítása

A műszer menüvezérelt, melyet a 4 gombbal kezelhetünk. A menü kezelése egy állapotgép elvén valósítottam meg, vagyis eltárolom a mikro-vezérlő memóriájában egy byte-on, hogy épp melyik állapotban van. Minden állapotban a gombok másképp viselkednek, vagy másik állapotba hozzák a rendszert, vagy műveleteket hajtanak végre pl. egy mérést vagy méréshatár váltást.



32. ábra a műszer előlapja

Menüpont	A kijelző 1	A kijelző	A „Δ” jel	A „∇” jel	A „✓” jel
----------	-------------	-----------	-----------	-----------	-----------

Száma	sora	2. sor	hatására	hatására	hatására
0	Főmenü	Mérés	13 menüpontra lép	1 menüpontra lép	Mérés és 3 menüpontra lép
1	Főmenü	Opciók	0 menüpontra lép	13 menüpontra lép	2 menüpontra lép
2	Opciók	Méréshatár	11 menüpontra lép	9 menüpontra lép	8 menüpontra lép
3	Eredmény	Az aktuális eredmény valós képzetes reprezentációban	4 menüpontra lép		Újramér
4	Ellenállás	Ellenállás mutatása	5 menüpontra lép	3 menüpontra lép	Újramér
5	Kondenzátor	Az adott eredmény kondenzátorra kiszámolva	6 menüpontra lép	4 menüpontra lép	Újramér
6	Tekercs	Az adott eredmény Induktivitásra kiszámolva	7 menüpontra lép	5 menüpontra lép	Újramér
7	Fázisszög	A fázisszög kiszámítása. (1000Hz)		6 menüpontra lép	Újramér
8	Méréshatár	Aktuális	Méréshatár 1 el fel.	Méréshatár le	0 menüpontra lép
9	Opciók	Pont beállítás	2	11	10

			menüpontra lép	menüpontra lép	menüpontra lép
10	Pont beállítás	Pont	+	-	
11	Opciók	Kijelző világítás	9 menüpontra lép	2 menüpontra lép	12 menüpontra lép
12	Kijelző világítás	Ki vagy be.	Be	Ki	
13	Fő menü	Folyamatos mérés	1 menüpontra lép	0 menüpontra lép	14 menüpontra lép
14	Mérés	Az aktuális eredmény valós képzetes reprezentációban	15 menüpontra lép		
15	Mérés Ellenállás	Ellenállás mutatása	16 menüpontra lép	14 menüpontra lép	
16	Kondenzátor	Az adott eredmény kondenzátorra kiszámolva	17 menüpontra lép	15 menüpontra lép	
17	Tekeres	Az adott eredmény Induktivitásra kiszámolva		16 menüpontra lép	

6. 12. A mérés menete

A műszer képes egy mérést gombnyomásra végrehajtani, ugyanakkor folyamatosan 1s-os időközöként méréseket végrehajtani. („folyamatos mérés”) A műszer a mért értékeket különböző féléképpen hozhatja tudomásunkra. Megadhatja az eredményt a valós és

képzetes rész formában. Csak valós (ellenállás), vagy kondenzátor ill. tekercs értékeként. Ezek között a formák között, a fel- lenyilall, választhatjuk ki, a nekünk éppen megfelelőt. Amikor egy mérést kérünk a műszertől, a műszer először egy mintavételezést hajt végre. Majd meghatározza a Fourier algoritmus segítségével az adott referencia és mért amplitúdókat. Ezután a jeleket kompenzáljuk. Majd megjelenítjük. Az egyes részfeladatokat PC-ről külön- külön is elvégeztethetjük a műszerrel. Lehetőségünk van továbbá elkérni az adott pontsorozatok értékét is.

7. Összefoglalás

Céлом volt egy számítógéphez köthető műszer kifejlesztése. Mely önálló kézműszerként is megállja a helyét. Mely a tudományos vizsgálatok elvégzésében, segítheti a kutatókat. Főként azért, mert számítógépes kapcsolata által automatizált mérések elvégzésére is használható. Ugyanakkor mérete és kompaktsága miatt használható számítógép nélkül egyszerű kézi műszerként is.

7. 1. Eredmények

Munkám során sikerült egy menüvezérelt műszert kifejleszteni. A szükséges software és hardware elemeit elkészíteni, és egy Labview programot írni. A műszer képes mind az ellenállások mind a kondenzátorok és tekercsek megmérésére. A fejlesztés során több probléma megoldásra került. Ezek közé tartozott:

- ✓ Egy szinusz előállítása mikrovezérlő segítségével.
- ✓ A jel szűrésének megvalósítása, 4fokú analóg eszközökkel.
- ✓ A jel mintavételezése.
Mintavételi szűrő alkalmazása, a mikrovezérlő időzítőjének, és ADC-ének használásával.
- ✓ A mintavételezett adatok feldolgozása;
Diszkrét Fourier transzformáció, impedancia számítása, az áramkör determinisztikus hibájának szoftveres úton történő kiküszöbölése.
- ✓ Az eredmények megjelenítése LCD kijelzőn.
Valós képzetes rész, ellenállás, kondenzátor tekercs, és tangens delta.
- ✓ A műszer menüjének megtervezése és megvalósítása.
3 szintű menü melyet 4 nyomógommbal lehet vezérelni, mely 17 menü ponttal rendelkezik.

- ✓ A műszer és számítógép közötti kommunikáció megvalósítása.
A számítógépen egy demo Labview program írása mely a mért adatokat megjeleníteni képes.
- ✓ A feladatok elvégzéséhez a céláramkörök megtervezése, és kivitelezése.

A dolgozat első felében összefoglaltam a piacon kapható passzív elektronikai alkatrészek legjellemzőbb tulajdonságait. Majd az impedancia meghatározásának legismertebb módszereit. Végezetül az általam készített műszer működését, és a fejlesztés közben felmerült problémák megoldását ismertettem.

7. 2. Tovább lépési lehetőségek.

A műszer számos helyen alkalmazható és ezért sok dologban specializálható. A műszer jelenleg adatterről üzemeltethető. Egyik tovább fejlesztési lehetősége az elemről történő működés. Ezért érdemes átgondolni a mérőelektronika fogyasztását és annak kikapcsolási lehetőségét. (Már most is lehetőség van a kijelző háttérvilágításának kikapcsolására.) A második probléma mivel a kondenzátorok nagy feszültségeken is használhatók, és az ilyen „nagyfeszültségű áramkörökből” való eltávolításuk után is marad bennük energia, ami a műszer kényes elektronikáját tönkretethetik. Ezért a műszer ellátható egy relével, melyet csak abban az esetben nyit ki, mikor mér, és így az esetleges kondenzátorokban tárolt töltés a műszerre való felhelyezéskor a relén keresztül kisül. A műszer esetleg továbbfejleszthető lehetne transzformátorok tulajdonságainak a meghatározására is. Esetleg a méréshatár és pontossága is javulhatna azáltal, hogy nem 12 bites hanem 16 bites DAC-t használunk. Valamint a méréshatárban lefele is mehetnénk azáltal, hogy a mérőelektronikába még egy erősítőfokozatot beleiktatnánk.

8 Irodalomjegyzék

[1] <http://sdcc.sourceforge.net/>

[2] Török Miklós Elektronika

[3] <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>

[4] www.silabs.com

[5] www.analogdevices.com

[6] *Mészáros Ágnes*: Mintavételezés mérés és spektrális analízis, szakdolgozat, Szegedi tudományegyetem Kísérleti Fizika Tanszék, 1998

[7] U. Tietze, Ch. Schenk: Analóg és digitális áramkörök, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1990

[8] LMC6482 CMOS Dual Rail-To-Rail Input and Output Operational Amplifier datasheet

9. Köszönetnyilvánítás

Ez a dolgozat a Szegedi Tudományegyetem Természettudományi Karának Kísérleti Fizika Tanszékén Készült.

Köszönetemet fejezem ki témavezetőmnek, Dr. Gingl Zoltánnak a dolgozat témájának kijelöléséért, és az elkészítés során felmerült problémák megoldásában nyújtott segítségért; valamint a Kísérleti Fizika Tanszék vezetésének, hogy lehetővé tették számomra a tanszéken munkámat.

Köszönettel tartozom a zajlaborban dolgozó hallgatóknak, valamint az elektromos műhely dolgozóinak a munkámban nyújtott segítséget és a hasznos tanácsokat.

10 Nyilatkozat

Alulírott Csengeri Attila informatikus fizika szakos hallgató, kijelentem, hogy a diplomadolgozatban foglaltak saját munkám eredményei, és csak a hivatkozott forrásokat (szakirodalom, eszközök, stb.) használtam fel.

Tudomásul veszem azt, hogy diplomamunkámat a Szegedi Tudományegyetem könyvtárában, a kölcsönözhető könyvek között helyezik el.

.....
aláírás

2007.05.10.