

SZENT ISTVÁN EGYETEM GÉPÉSZMÉRNÖKI KAR

TUDOMÁNYOS DIÁKKÖRI DOLGOZAT

PC-S TÁMOGATÁSÚ REZGÉSDIAGNOSZTIKAI MŰSZER KIALAKÍTÁSA

Készítette: **BÉRCESI GÁBOR**
I. évf. (MSc) hallgató

Témavezető: **DR. PETRÓCZKI KÁROLY**
egyetemi docens



**Gödöllő
2011**

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	3
2. Jelelméleti alapok	4
2.1. A jel fogalma	4
2.2. A jelek jellemzése	4
2.3. Analóg jelek	4
2.3.1. Determinisztikus jelek	5
2.3.2. Nemdeterminisztikus jelek.....	8
2.4. Kvantált jeltípusok	9
2.4.1. Diszkrét értékű, időben folytonos jelek	9
2.4.2. Folytonos értékű, diszkrét idejű jelek	9
2.4.3. Diszkrét értékű és időben diszkrét – Digitális jelek.....	9
3. A rezgésmérés alapjai	10
3.1. Lengéstan.....	10
3.1.1. Egy szabadságfokú lengőrendszerek	10
3.1.2. Szabad, csillapítatlan rezgés	10
3.1.3. Szabad, csillapított rezgés	11
3.1.4. Gerjesztett rezgés	13
3.2. Érzékelők.....	15
3.3. Jelek előfeldolgozása.....	17
3.3.1. Erősítés.....	17
3.3.2. Analóg - Digitális átalakítás (A/D konverzió)	18
3.4. Digitális jelfeldolgozás.....	19
3.4.1. Periodikus jelek Fourier-sorba fejtése	19
3.4.2. Nemperiodikus jelek Fourier-analízise	20
3.4.3. Digitális jelek Fourier-analízise	21
3.4.4. Időben korlátozott jelek analízise	21
3.4.5. Nemdeterminisztikus jelfolyamatok analízise	22
4. Reprodukálhatósági vizsgálatok	25
4.1. Az alkalmazott érzékelők ismertetése	25
4.2. Mérések bemutatása	27
5. Mikrovezérlős mérőrendszer tervezése: Hardver	32
5.1. Követelmények.....	32
5.2. Mikrovezérlő	32
5.3. A/D átalakító	33

5.4. Erősítő	34
5.5. Kommunikációs interfész.....	37
5.6. Egyéb, kiegészítő áramkörök	38
5.6.1. Kijelző.....	38
5.6.2. feszültség stabilizátorok.....	38
5.6.3. Egyebek.....	39
5.7. Nyomatott huzalozású áramkör.....	40
6. A mérőrendszer tervezése: Szoftver	42
6.1. Konfiguráció.....	42
6.2. Jelfeldolgozás és felhasználói felület	43
7. Mérések elvégzése	53
7.1. Kalibrációs mérések	53
7.2. Összehasonlító mérések	55
8. Gazdaságossági elemzés	58
9. Összefoglalás	61
Irodalomjegyzék	63
1. melléklet: Az LRG érzékelő adatlapja	65
2. melléklet: Mérőrendszer hardver dokumentációk.....	68

1. Bevezetés

A mezőgazdaságban és az iparban lépten-nyomon előfordulnak olyan gépek, amelyeknél a rezgőmozgás a rendeltetésszerű működés feltétele, ilyenek például a rázó szállító gépek, vibrációs rosták, törő, aprító gépek stb. Ezeket a gépeket úgy kell megtervezni, hogy a működésükhöz szükséges frekvenciájú és amplitúdójú rezgéseket előállítsák, és elviseljék azok következményeit. Más esetekben éppen a gép működése közben elkerülhetetlenül keletkező, esetleg a gépre és/vagy annak környezetére káros rezgések csillapítása, lehetőség szerinti megszüntetése a cél. Egyes gépek esetén pedig a rezgések vizsgálatából, és megfelelő elemzéséből az üzemeltetés során a szakemberek következtetni tudnak azok, és egyes szerkezeti elemeik, részegységeik állapotára. Ezzel foglalkozik a rezgésdiagnosztika.

Dolgozatomban célul tűztem ki a 2009. évi, Gyorsulásérzékelő tervezése és kalibrálása, és a 2010. évi Géprezgések mérése és elemzése című TDK munkák folytatásaként az elkészített érzékelő felhasználásával egy PC-s támogatású mikrovezérlős mérőrendszer (intelligens érzékelő – smart sensor) kialakítását. Ezzel a jelenleg kapható és az iparban alkalmazott eszközöket egy olcsóbb rendszerrel kiváltva végezhető el néhány alapvető rezgésdiagnosztikai vizsgálat.

A mérőrendszer megtervezése előtt áttekintem a diagnosztikai alkalmazáshoz szükséges jelfeldolgozási műveletek szakirodalmát, majd bemutatom a saját tervezésű érzékelő alkalmazhatóságának megállapítására elvégzett más működési elvű érzékelőkkel történő összehasonlítás alapján végzett reprodukálhatósági vizsgálatok eredményét.

A mérőrendszer hardveres és szoftveres részeinek megtervezésének tárgyalása után bemutatásra kerül néhány, a saját tervezésű intelligens érzékelő tesztelésére végzett összehasonlító mérés a szintén saját készítésű elektrodinamikus lengőasztal illetve egy demó hajtásrendszer felhasználásával.

2. Jelelméleti alapok

2.1. A jel fogalma

A jel, definíció szerint valamilyen hír, adat fizikai megjelenítését jelenti. A jelek paraméterét általában valamilyen t időtől függő folyamat értékeként, azaz amplitúdójaként értelmezzük. Az ilyen folyamatot leíró függvényeket időfüggvényeknek nevezzük, amelyeknek független változója az idő. A jeleket természetesen lehet valamilyen egyéb jellemző pl. frekvencia függvényében is ábrázolni, amiről bővebben a dolgozat jelfeldolgozással foglalkozó részében esik szó.

2.2. A jelek jellemzése

A jeleket, ha van rá lehetőség a legáltalánosabban azok időbeli lefutását leíró összefüggésekkel, az $f(t)$ -vel jelölt *időfüggvényükkel* szokás leírni.

A jelek számszerűen jellemezhetőek az *átlagértékükkel* (lineáris középérték):

$$\overline{f(t)} = \frac{1}{T_0} \cdot \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f(t) dt \quad (2.1)$$

A négyzetes középértékükkel (effektív érték, RMS érték):

$$a_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T_0} \cdot \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f(t)^2 dt} \quad (2.2)$$

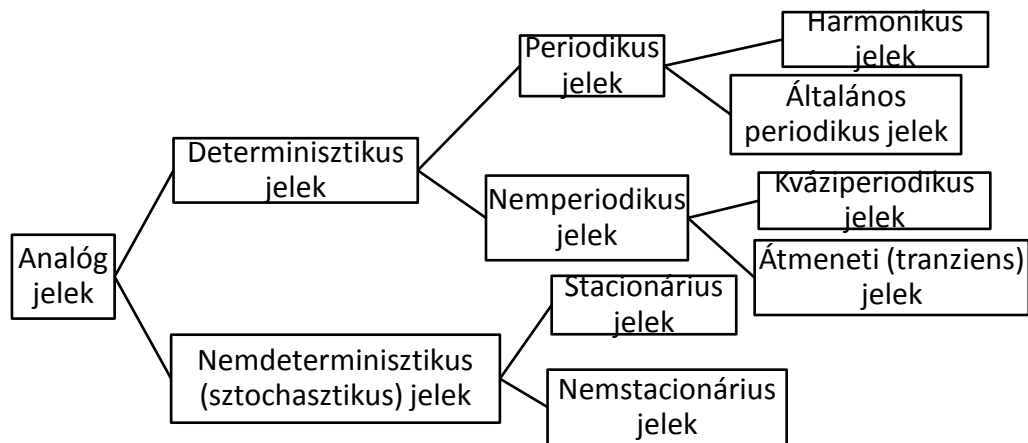
Erről a négyzetgyökjelet elhagyva megkapjuk a jel *teljesítményét*:

$$\overline{f(t)^2} = \frac{1}{T_0} \cdot \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f(t)^2 dt \quad (2.3)$$

A jelek csoportosítása

2.3. Analóg jelek

Az időben és amplitúdóban is folytonosan változó jeleket folytonos értékű és folytonos idejű, vagy analóg jeleknek nevezzük. Az analóg jelek osztályozását az 2.1. ábra szemlélteti.



2.1. ábra Az analóg jelek csoportosítása

2.3.1. Determinisztikus jelek

Determinisztikusnak nevezzük azokat a jeleket, amelyeknek értéke minden időpillanatban ismerhető, azokat folytonos időfüggvénnyel le lehet írni.

Periodikus jelek

A periodikus jelek legfontosabb jellemzője, hogy az őket leíró $f(t)$ függvény értéke T_0 időpontonként ismétlődik azaz:

$$f(t) = f(t + nT_0) \quad (2.4)$$

Ahol: t – az idő

f – a periodikus jelet leíró függvény

T_0 – az ismétlések közti idő: a periódusidő

n – értéke $-\infty$ -tól $+\infty$ -ig terjed

Ez formálisan azt jelenti, hogy a periodikus jel a $-\infty$ időpontban keletkezett, és végtelen ideig fog tartani, ami természetesen a gyakorlatban nem lehetséges, de sok, állandósult paraméterekkel rendelkező jelet mégis tekinthetünk periodikusnak, ami jelentősen megkönnyíti a matematikai műveletek elvégzését. A rezgésmérés során tehát legtöbbször periodikus jelekkel foglalkozunk.

Harmonikus jelek

A periodikus jelek egy különleges csoportját nevezzük harmonikus, vagy tisztán szinuszos jelnek. Leíró egyenlete:

$$f(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_0) \quad (2.5)$$

Ahol: A – a jel amplitúdója (a középértéktől mért csúcsértéke)

ω – a körfrekvencia

φ_0 – a kezdeti fáziseltolási szög (jobbra tolás φ_0/ω - val)

A periódusok gyakoriságára jellemző az ω -val jelölt körfrekvencia, ami kifejezhető a jel f - frekvenciájából és T_0 - periódusidejéből:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = \frac{2 \cdot \pi}{T_0} \quad (2.6)$$

Az általános periodikus jelekről elmondható, hogy azok időfüggvénye leírható végtelen sok különböző amplitúdójú és fázishelyzetű harmonikus rezgés sorozatából (felharmonikusok), amelyek frekvenciája az első összetevő (alapharmonikus) f_0 - alaphfrekvenciájának többszöröse:

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{+\infty} A_k \cdot \sin(\omega_k \cdot t + \varphi_k) \quad (2.7)$$

Ahol: A_0 – a jel középértékének a függőleges tengelyen való eltolásának mértéke

k – a harmonikus összetevő sorszáma

$$\omega_k = k \cdot \omega_0$$

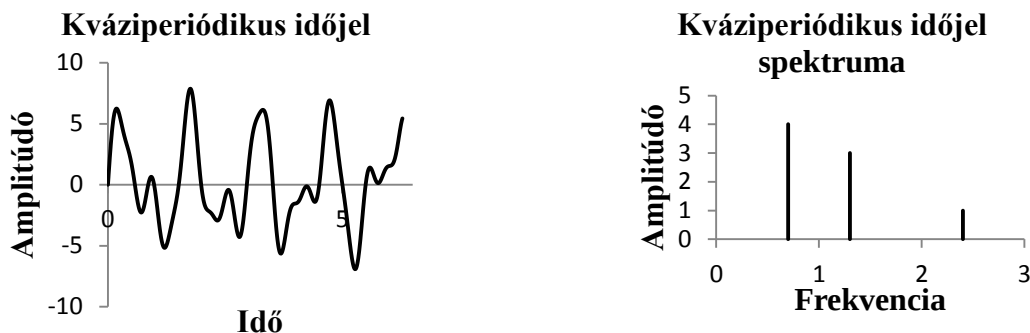
Az ilyen egyenlettel leírható jelek teljesítményét az egyes komponensek teljesítményének összegeként értelmezhetjük:

$$\overline{f(t)^2} = A_0^2 + \sum_{k=1}^{+\infty} A_k^2 \quad (2.8)$$

A jelek egy másik megjelenítési módja a frekvenciatartományban való leírás, amelynek során a harmonikus összetevők (spektrális komponensek) frekvenciájának függvényében ábrázoljuk azok amplitúdóját. Ennek grafikus megjelenítését nevezzük frekvenciaspektrumnak, amely periodikus és kvázieriodikus jelek esetén vonalas spektrumként jelentkezik.

Kváziperiodikus jelek

A kváziperiodikus jelek annyiban térnek el a periodikus jelektől, hogy az azokat leíró egyenletben az egyes spektrális komponensek frekvenciái nem feltétlenül egész számú többszörösei az alapfrekvenciának ($\omega_k \neq k \cdot \omega_0$), ezért a függvénynek időfüggő jellege lesz. Az 2.2. ábra egy ilyen, kváziperiodikus jel részletét, és annak frekvenciaspektrumát szemlélteti.



2.2. ábra Kváziperiodikus időjel részlete és frekvenciaspektruma

Átmeneti folyamatok

Az átmeneti vagy tranziens folyamatokat általában matematikailag meghatározott tulajdonságokkal bíró rendszerek keltik. Ilyen pl. egy magára hagyott lengőrendszer csillapodása, amely a rezgésmérés során sokszor hasznosnak bizonyul, mert meg lehet állapítani belőle a rendszer sajátfrekvenciáját, illetve csillapítási jellemzőit is.

A periodikus és kváziperiodikus jelektől eltérően a tranziens folyamatok spektruma folytonos függvénnyel, *Fourier-integrállal* a következő összefüggés szerint írható le:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{-i \cdot \omega \cdot t} dt \quad (2.9)$$

Látható, hogy S függvény értékei komplex számok, tehát vagy valós és képzetes részükkel, vagy abszolút értékükkel és fázisukkal írhatók le.

2.3.2. Nemdeterminisztikus jelek

A műszaki gyakorlatban sokszor előfordulnak a nemdeterminisztikus, vagy más néven sztochasztikus folyamatok is. Ezeknek a jeleknek az időbeli változása általában nem írható le egzakt matematikai összefüggésekkel, mivel értékük nagymértékben függ a véletlentől. Ezért ezeket a jeleket statisztikai illetve valószínűség számítási összefüggésekkel tudjuk jellemezni. Ezek a jel időfüggvényéből számítva:

A lineáris középérték (várható érték):

$$\mu_x = \lim_{T_m \rightarrow \infty} \frac{1}{T_m} \cdot \int_0^T x(t) dt \quad (2.10)$$

A négyzetes középérték:

$$\Psi_x = \lim_{T_m \rightarrow \infty} \frac{1}{T_m} \cdot \int_0^T x(t)^2 dt \quad (2.11)$$

A szórásnégyzet (variancia):

$$\sigma_x^2 = \lim_{T_m \rightarrow \infty} \frac{1}{T_m} \cdot \int_0^T [x(t) - \mu_x]^2 dt \quad (2.12)$$

Stacionárius jelek

A stacionárius nemdeterminisztikus jeleket az jellemzi, hogy statisztikai középértékeik változása független a megfigyelés idejétől, és időtartamától.

A nemdeterminisztikus jelek frekvenciaspektruma folytonos. Mivel a spektrum pontjainak fázishelyzete nem tartalmaz lényeges információt, ezért komplex spektrum helyett teljesítménysűrűség spektrumot alkalmazunk:

$$W(\omega) = |F(\omega)|^2 = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-i\omega t} dt \right| \quad (2.13)$$

Nemstacionárius jelek

A nemstacionárius jeleknek statisztikai paraméterei időben változóak. Elsősorban a híradástechnikában van jelentőségük, a műszaki gyakorlatban ritkán fordulnak elő. Matematikai kezelésük bonyolult, de legtöbbször azok közel stacionáriusnak tekinthetők, és annak megfelelően vizsgálhatók (kvázistacionárius jelek).

2.4. Kvantált jeltípusok

A kvantált jelek olyan jelek, amelyek amplitúdójukban, vagy időben, vagy mindkét paraméterükben csak diszkrét, meghatározott értékeket vehetnek fel.

2.4.1. Diszkrét értékű, időben folytonos jelek

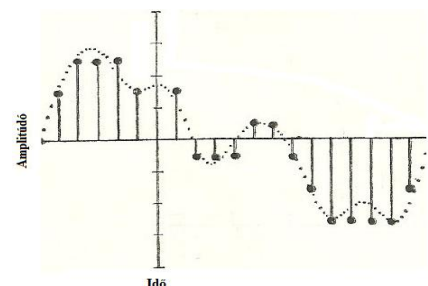
Ebben az esetben a jelet leíró függvény nem vehet fel végtelen sok értéket, de ez továbbra is minden időpillanatban megállapítható. Az értékek egy küszöbérték – felbontás – elérésekor ugrásszerűen változnak. A lehetséges függvényértékek számát a maximális jelszint és a lépések sűrűsége, a felbontás határozza meg.

2.4.2. Folytonos értékű, diszkrét idejű jelek

Ilyen jeleket akkor kapunk, ha egy folytonosan változó, folytonos amplitúdójú jelből bizonyos időközönként (mintavételi frekvencia) mintát veszünk, és a következő mintavételig úgy tekintjük, hogy a leíró függvény értéke a minta értékével megegyező, állandó érték.

2.4.3. Diszkrét értékű és időben diszkrét – Digitális jelek

Az előző kettő kombinációjaként értelmezhető jeltípus. Akkor áll elő, ha egy analóg jelből meghatározott időközönként mintát veszünk, és a minták értékét kvantáljuk. Így a jelet egymást követő diszkrét számértékekkel le tudjuk írni, ami számítógép segítségével már könnyen feldolgozható adatsort eredményez. Ez a digitális jelfeldolgozás alapja. Az 2.3. ábra egy digitalizált analóg jelet szemléltet. [17]



2.3. ábra Digitalizált analóg jel

3. A rezgésmérés alapjai

3.1. Lengéstan

A mozgások egy különleges csoportját nevezzük lengésnek (rezgésnek), olyan egyenes vonalú mozgások, amelyeket egy körmozgás egy dimenziós vetületeként is értelmezhetünk. Definíciószerűen: a rezgő-(lengő)mozgás olyan mozgás, amelynél az $x(t)$ függvény korlátos, vagyis az s egy megadott értéknél nem nagyobb, és egy másik megadott értéknél nem kisebb ($x_{min} \leq x \leq x_{max}$), és a mozgás sebessége legalább kétszer előjelet vált a vizsgált időtartományban [6].

A rezgésekre is értelmezhetőek azok a fogalmak, amelyek általánosságban a jelek tárgyalásakor leírásra kerültek:

- ugyanúgy az f – *frekvenciájukkal* az A – *amplitúdójukkal* és egy, valamely referenciához viszonyított φ – *fázisszögükkel* jellemezhetőek
- beszélhetünk harmonikus, általános periodikus, kváziperiodikus, tranziens, és sztochasztikus rezgésekről is
- ezekre is értelmezhető a (2.1-2.13) összefüggések mindegyike, így a (2.7) is, amely kimondja, hogy minden periodikus rezgés felbontható harmonikus rezgések összegére, ami fontos szerepet kap a rezgési spektrumok előállításakor.

3.1.1 Egyszabadságfokú lengőrendszerek

A rezgésmérési gyakorlatban legtöbbször olyan gépekkel találkozunk, amelyek bonyolult, háromdimenziós rezgéseket végeznek, de ezek mérésekor általában egyszerre csak egy irányt vizsgálunk. A méréshez olyan eszközöket alkalmazunk, amelyeknek mozgó része egy, csak egyirányú elmozdulásra képes, egyszabadságfokú lengőrendszer.

3.1.2. Szabad, csillapítatlan rezgés

Egyszabadságfokú lengőrendszert a legelső közelítésben egy, csak egyirányú elmozdulásra képes merev test, és egy rugó összekapcsolásával modellezhetjük, amellyel a merev test (szeizmikus tömeg) a környezetéhez van kapcsolva. Ha a merev testet

valamilyen irányban kitérítjük, a rugóban a következő összefüggéssel leírható nagyságú erő (rugóerő) fog ébredni:

$$F_r = -\frac{1}{c} \cdot x \quad (3.1)$$

Ahol: c – a rugóállandó, azaz az egységnyi erő által létrehozott elmozdulás nagyságát mutatja meg [m/N]

x – a létrehozott elmozdulás

E mozgást leíró differenciálegyenlet egyik gyakran használt alakja:

$$\ddot{x} + \frac{1}{m \cdot c} \cdot x = 0 \quad (3.2)$$

Ahol: m – a szeizmikus tömeg nagysága

Bevezetve a *sajátkörfrekvencia* - α fogalmát:

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{m \cdot c}} \quad (3.3)$$

az egyenlet:

$$\ddot{x} + \alpha^2 \cdot x = 0 \quad (3.4)$$

amelynek megoldása az (2.5) összefüggés szerint változó kitérésű harmonikus rezgést eredményez, amelyben az ω – *körfrekvencia* helyett az α – *sajátkörfrekvencia* szerepel, ezért ezt a mozgást sajátrezgésnek vagy szabadrezgésnek is nevezzük.

Az $\omega - f$ összefüggéshez (2.6) hasonlóan itt is értelmezhetünk egy ν – *sajátfrekvenciát* is, ami szemléletesebben jellemzi az adott rezgőrendszert:

$$\nu = \frac{\alpha}{2 \cdot \pi} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{m \cdot c}} \quad (3.5)$$

3.1.3. Szabad, csillapított rezgés

Az egyensúlyi állapot visszaállítására törekvő rugóerő mellett a valós lengőrendszerekben mindig működik egy csillapító erő is. Ez a jelenlévő ellenállások következtében csökkenti a rendszer energiáját. Az egyszabadságfokú lengőrendszerek vizsgálatakor kizárólag a nedves, viszkózus csillapítást vesszük figyelembe, amit rendszerint egy dugattyús rendszerű folyadékos lengéscsillapítóval modellezünk.

Ebben az esetben a csillapítási erő:

$$F_c = -k \cdot v \quad (3.6)$$

Ahol: k – a csillapítási tényező, amely megmutatja az egységnyi sebességhez tartozó csillapító erő értékét

A csillapítás figyelembe vételével a rendszert leíró differenciálegyenlet (3.2) a következőképpen módosul:

$$m \cdot \ddot{x} + k \cdot \dot{x} + \frac{1}{c} \cdot x = 0 \quad (3.7)$$

A β – *fajlagos csillapítási tényező (csillapítási állandó)*:

$$\beta = \frac{k}{2 \cdot m} \quad (3.8)$$

bevezetésével a differenciálegyenlet megoldása után elmondható, hogy rezgőmozgás csak abban az esetben jön létre, ha a megoldásban szereplő λ értéke komplex szám, ami akkor áll elő, ha teljesül a következő feltétel:

$$\beta < \alpha \rightarrow \frac{k}{2 \cdot m} < \alpha \rightarrow k < 2 \cdot m \cdot \alpha \quad (3.9)$$

Tehát a csillapítási tényezőnek létezik egy kritikus értéke (k_{kr} – *kritikus csillapítási tényező*):

$$k_{kr} = 2 \cdot m \cdot \alpha = 2 \cdot \sqrt{\frac{m}{c}} \quad (3.10)$$

A csillapítási tényező és a kritikus csillapítási tényező hányadosát D – *csillapítási viszonyszám*nak nevezzük:

$$D = \frac{k}{k_{kr}} \quad (3.11)$$

Így rezgőmozgás csak akkor jön létre, ha $D < 1$.

Bevezetve a δ – *tágabb értelemben vett sajátkörfrekvencia* jelölést:

$$\delta = \alpha \cdot \sqrt{1 - D^2} \quad (3.12)$$

A (3.7) egyenlet megoldásaként a következő összefüggést kaphatjuk:

$$x(t) = C \cdot e^{-\beta \cdot t} \cdot \sin(\delta \cdot t + \Psi) \quad (3.13)$$

Ahol: C és Ψ a kezdeti értékektől függő állandók

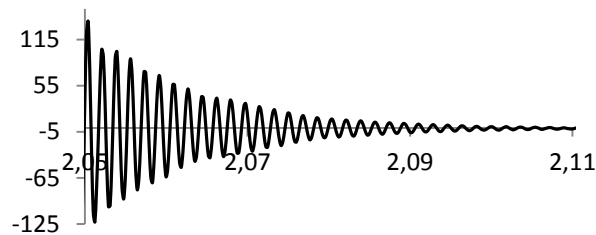
Ez a függvény a jelelmélet szempontjából tranziens jelenségnek minősül, mégis gyakran sorolják ezt is a periodikus rezgések közé, mert, bár a rezgés amplitúdója exponenciális csökkenést mutat, a szinuszos tagból adódóan, a jel frekvenciája állandó.

Az amplitúdókra fektethető burkológörbe jellegéből adódóan megállapítható, hogy két egymást követő egyirányú maximális kitérés aránya állandó:

$$\frac{x_n}{x_{n+1}} = e^{\beta \cdot t} \quad (3.14)$$

Az ilyen jelenségek vizsgálata azért hasznos, mert ezekből a (3.14) összefüggés felhasználásával következtetni lehet az adott rendszer csillapítási jellemzőire, illetve a tágabb értelemben vett sajátkörfrekvenciára is, ami nagyban megkönnyíti egy adott gép, gépelem esetén az esetleg káros hatásokkal járó frekvenciatartományok felderítését és így az ellenük történő védekezést is.

A 3.1. ábra egy szabad csillapított rezgés időfüggvényét mutatja.



3.1. ábra Szabad, csillapított rezgés időfüggvénye

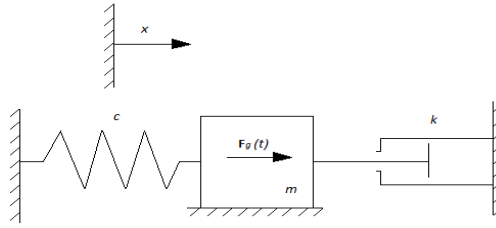
3.1.4. Gerjesztett rezgés

A rezgések keltéséhez mindig szükség van valamilyen külső hatásra, ami kitéríti a rezgőrendszert egyensúlyi helyzetéből, illetve, hogy csillapító erő jelenléte mellett is fenntartsa a rezgést. Ezt a hatást nevezzük F_g – *gerjesztő erőnek*, ami általában csak az idő függvénye.

A rezgőrendszert leíró (3.7) differenciálegyenletbe a gerjesztést is belevéve az összefüggés:

$$m \cdot \ddot{x} + k \cdot \dot{x} + \frac{1}{c} \cdot x = F_g(t) \quad (3.15)$$

Abban az esetben, ha a gerjesztő erő szinusz függvény szerint változik, akkor fordulhat elő valós körülmények között, hogy az adott mechanikai rezgőrendszer a (2.5) összefüggés szerinti harmonikus rezgést végez. A 3.2. ábra a gerjesztett egyszabadságfokú rezgőrendszerek általános modelljét szemlélteti.



3.2. ábra Általános, gerjesztett egyszabadságfokú rezgőrendszer

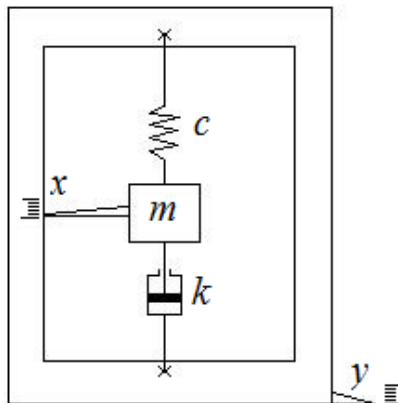
A rezgések keltésének három különböző módszerét különböztethetjük meg.

Első az úgynevezett útgerjesztés. Ez úgy történik, hogy a rugó szabad végpontját $x_g = x_{g(t)}$ periodikus mozgásfüggvény szerint gerjesztjük.

A második eset az erőgerjesztés, melynek során a modellben szereplő rugó is mereven van rögzítve az álló környezetéhez (befogás), és a gerjesztést a szeizmikus tömegre egy $F_g = F_{g(t)}$ alakú periodikus gerjesztő erő formájában adódik.

A harmadik, a rezgésérzékelés szempontjából legfontosabb gerjesztési mód, az inerciális (tehetetlenségi) gerjesztés, amelynek lényege, hogy a vizsgált rezgőrendszer egy másik periodikus mozgást végző rezgőrendszerhez van kapcsolva, azzal együtt mozog.

A rezgésérzékelőket tehát a vizsgálni kívánt szerkezet felületére rögzített, így az által inerciálisan gerjesztett egyszabadságfokú rezgőrendszereként modellezhetjük. [6] Ezt szemlélteti a 3.3. ábra, amelyen y – a gerjesztő rendszer kitérése és x – a mért rezgésjellemző amplitúdója.



3.3. ábra Egy rezgésérzékelő mechanikai modellje [4]

Az alkalmazott mérőeszköz kiválasztásánál fontos szempont az, hogy az adott érzékelő milyen gerjesztési frekvenciatartományban képes kielégítő pontosságú értéket szolgáltatni. Ez az érzékelő rezonancia frekvenciájától és csillapítási tényezőjétől függ. Általánosságban elmondható, hogy a rezgésérzékelők a rezonancia frekvenciájuk 40 - 50 százalékaig terjedő gerjesztő frekvenciákig kielégítő pontossággal alkalmazhatóak.

3.2. Érzékelők

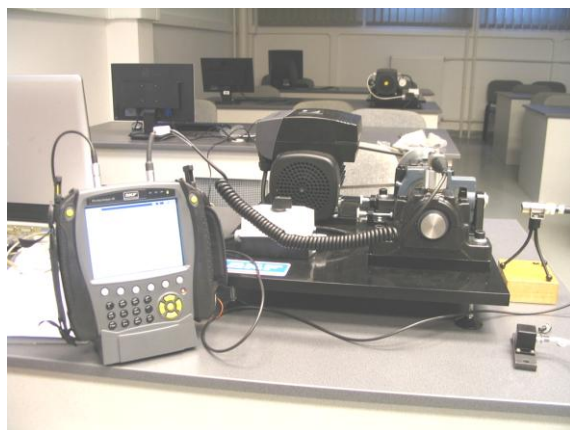
Ha rezgésmérésről beszélünk, általában a rezgésből adódó gyorsulás mérésére gondolunk. Ennek az az oka, hogy a gyorsulás mérése a legegyszerűbb, és abból a másik két paraméter, a rezgéssebesség, illetve a megtett út modern eszközök használatával automatikusan számítható. A gyorsulásmérés egyszerűsége abban rejlik, hogy ha a vizsgált rezgés által egy a 3.3. ábrán vázolt érzékelőt gerjesztünk, annak ismert szeizmikus tömegére Newton II. axiómája szerint a gyorsulással arányos erő hat. Ez az erő pedig a rugón a tömeggel arányos elmozdulást hoz létre. [4]

Ezt az elmozdulást kielégítő pontossággal csak a villamos elvű érzékelőkkel lehet megmérni, továbbá ez teszi lehetővé az adatok rögzítését és későbbi feldolgozását is. A gyorsulással arányos villamos jel előállításának módja szerint a mérő-átalakító lehet optikai, kapacitív, induktív, rezisztív vagy piezoelektromos mérési elvű érzékelő.

A 2009. évi, Farkas Csabával közösen végzett TDK munka során egy rezisztív elvű gyorsulásérzékelőt terveztük és konstruáltunk, amelyen az érzékelő elem szerepét nyúlásmérő ellenállások töltik be. Ez a 3.3. ábrán vázolt modelltől annyiban tér el, hogy a rugót a gyorsulás hatására nem normál (húzó vagy nyomó), hanem hajlító igénybevétel terheli a végén elhelyezett ólomból készült szeizmikus tömeg hatására. Ennek megfelelően a modellben szereplő csavarrugó helyett laprugót alkalmaztunk. Az érzékelő részletes adatlapja az 1. mellékletben olvasható. [2]

Napjainkban az előzőekben említett érzékelőket, amelyeket az adatgyűjtési és előfeldolgozási műveletek elvégzéséhez is külön kell csatlakoztatni egy mérési adatgyűjtő rendszerhez, kezdik felváltani az integrált eszközök, amelyek egy egységben elhelyezve tartalmazzák magát az érzékelőt, a mérőerősítőt, esetleg digitalizáló és jelfeldolgozó

eszközt is. Az ilyen rendszereket nevezzük intelligens érzékelőknek. Ezekben legtöbbször érzékelésre mikroelektromechanikai – MEMS (Micro ElectroMechanical System) érzékelőket használnak. De ezek a diagnosztikai vizsgálatokban nem terjedtek el. A rezgésdiagnosztika egyik fő feladata a csapágyak meghibásodásainak kiszűrése, ennek megfelelően a csapágyairól híres SKF elismertnek számít a rezgésdiagnosztikai eszközök területén is. Ezen a téren két általuk fejlesztett rendszer van jelen a piacon. Az egyik az SKF Microlog műszercsalád, egy nagyobb eszköz, amely a mérés helyén képes az adatok feldolgozására és megjelenítésére időjelként és frekvenciaspektrumként is, ezen kívül pedig még számtalan funkcióval bővíthető, mint például a sajátfrekvencia mérés vagy a kiegyensúlyozás. A másik műszer az SKF CMAS 100-SL Machine Condition Advisor (MCA – Gépállapot Informátor) egy rezgésmérő ceruza, amely egy kompaktabb rendszer. A mért jelből nem rezgési spektrumot állít elő, hanem a mért gyorsulásból számított rezgésebesség RMS értékét jeleníti meg, és hasonlítja össze azokat a szabványban foglalt határértékekkel, ezáltal egyértelmű minősítést ad a gép állapotáról a felhasználónak. Ezen kívül rendelkezik még egy infravörös hőmérővel is, amely az esetleges hibahelyek még pontosabb behatárolását teszi lehetővé. A méréshez mindkét eszköz piezoelektromos működési elvű gyorsulásérzékelőket alkalmaz. Ezek előnye a nagy méréshatár, míg hátlutójuk az, hogy csak változó gyorsulás érzékelésére képesek, és a villamos zajok kiszűrésére is nagy gondot kell fordítani a használatuk során. A két műszer képe a 3.4. ábrán látható [27].



3.4. ábra Az SKF Microlog Analyzer AX rezgésdiagnosztikai rendszer mérés közben és az MCA rezgésmérő ceruza

Dolgozatomban a rezgésmérő ceruza specifikációit alapul véve próbálok egy, a saját tervezésű rezisztív érzékelővel kialakított, jól alkalmazható és olcsóbb alternatívát létrehozni ugyanazon mérési feladatra.

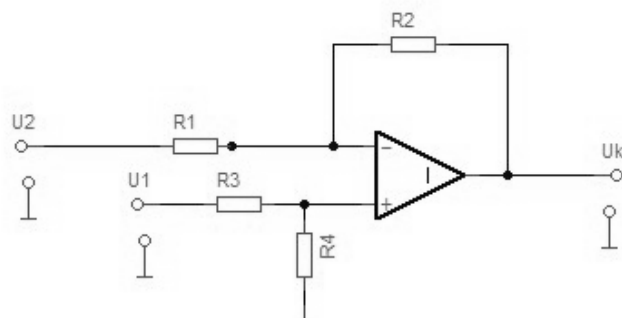
3.3. Jelek előfeldolgozása

3.3.1. Erősítés

A feladat jobb megismerése érdekében a következőkben áttekintem a jelfeldolgozás műveleteit.

Az érzékelők kimenetén megjelenő villamos jelek általában nagyon kis értékűek, ezért ahhoz, hogy további műveleteket végezhesünk velük, szükség van azok erősítésére.

Ha a későbbiekben a digitális jelfeldolgozás a cél, az erősítéssel mindig arra kell törekedni, hogy az alkalmazott digitalizáló rendszernek megfelelő jelszintet biztosítsunk úgy, hogy az kellő pontosságú adatokat tudjon szolgáltatni. Erre leggyakrabban az úgynevezett különbség (differencia-) erősítő kapcsolást alkalmazzák, amely a két bemenetére érkező jel (feszültség) különbségét erősíti fel. A 3.5. ábra a legegyszerűbb differenciaerősítő kapcsolási rajzát mutatja.



3.5. ábra Különbség (differencia-) erősítő

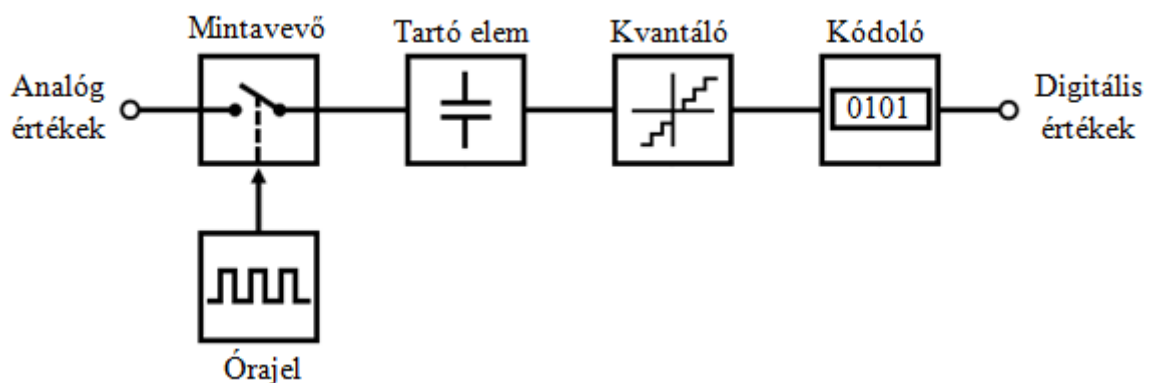
3.3.2. Analóg - Digitális átalakítás (A/D konverzió)

Az A/D átalakítás (konverzió) digitális jelfeldolgozás legalapvetőbb művelete, amelynek során a mérőerősítő kimenetéről érkező analóg jelből diszkrét értékű és időben is diszkrét, azaz digitális jelet képzünk.

Az A/D konverterek általános felépítésüket tekintve a következő elemekből állnak:

- Mintavevő tartó áramkör: Az analóg jelből meghatározott időközönként mintát vesz, és eltárolja, amíg az előző minta átalakítása be nem fejeződik
- Órajel generátor: Ez adja a mintavételezést elindító és leállító impulzusokat. Meghatározott periódusidejű négyszögjelet állít elő. Minden periódusban történik egy mintavételezés. Az órajel generátor periódusidejének reciprokát nevezzük mintavételi frekvenciának.
- Kvantáló: A mintavételezés után előálló diszkrét idejű és folytonos értékű jeleket kvantálja, vagyis a konverter felbontásától (a legkisebb érzékelhető jelváltozástól) függően meghatározza a mért jelhez alulról a legközelebb eső diszkrét értéket. Az A/D átalakítás pontossága attól függ, hogy ez a lépésköz mekkora feszültség értéknek felel meg.
- Kódoló: A meghatározott diszkrét értéket bináris adatszavakká kódolja. Az n bites szóhosszúsághoz tartozó számérték (2^{n-1}) és a maximális bemenő jel nagyság hányadosa adja a konverter felbontását.

A 3.6. ábra egy A/D konverter blokkvázlatát mutatja.



3.6. ábra Az analóg-digitális átalakítás folyamata [17]

A mintavételezés

Az A/D átalakítás során mintavételi frekvencia jelentése, hogy egységnyi idő alatt az analóg jelből hány értéket emelünk ki. Egy analóg jel digitálissá való átalakításakor nem lehet tetszőleges mintavételi frekvenciát választani. Shannon mintavételi tétele kimondja, hogy a mintavételi frekvenciának a mintavételezett jelben előforduló legnagyobb frekvencia komponensének kétszeresénél nagyobbnek kell lennie ahhoz, hogy az előállított digitális jel egyértelműen leképezze az eredeti analóg jelet.

Azaz:

$$f_m > 2 \cdot f_{max} \quad (3.16)$$

A mintavételi tétel megsértése következtében úgynevezett aliasing jel keletkezhet. Ez azt eredményezheti, hogy mivel a mért adatpontok nem határozzák meg egyértelműen az adott jelet, vagyis a pontsor több különböző paraméterekkel bíró rezgésre is jellemző lehet, a spektrumban olyan rezgéskomponensek is megjelenhetnek, amelyek az eredeti jelben nincsenek is jelen. Ennek kiküszöbölésére alkalmazzák az úgynevezett antialiasing szűrőket, amelyek a mintavételi frekvencia felénél nagyobb spektrális komponenseket igyekeznek kiszűrni a jelből. [17]

3.4. Digitális jelfeldolgozás

3.4.1. Periodikus jelek Fourier-sorba fejtése

A (2.7) összefüggés tárgyalásakor már szó esett arról, hogy minden periodikus jel felbontható harmonikus komponensek összegére. Erre először Jean Baptiste Joseph de Fourier matematikus mutatott rá a XIX. században.

A Fourier által megfogalmazott összefüggés:

$$f(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \cdot \cos(\omega_k \cdot t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cdot \sin(\omega_k \cdot t) \quad (3.17)$$

Ahol: $f(t)$ – periodikus időfüggvény

ω_k – a k-adik spektrális komponens körfrekvenciája, az ω_0 – *alap körfrekvencia* egész számú többszöröse ($\omega_k = k \omega_0$)

a_k és b_k – konstansok, Fourier-együtthatók

A (3.17) egyenlet ismertebb felírási módja a φ_k – fázisszöget bevezetve:

$$f(t) = A_0 + \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \cos(\omega_k \cdot t + \varphi_k) \quad (3.18)$$

Ahol:

$$A_0 = a_0 \quad (3.19)$$

$$A_k = \frac{a_k}{\cos(\varphi_k)} = -\frac{b_k}{\sin(\varphi_k)} \quad (3.20)$$

Az összefüggések leegyszerűsíthetők a komplex írásmód bevezetésével. Ennek alapja, hogy a periodikus rezgést tekinthetjük a komplex számsíkon forgó síkvektorok eredőjének egydimenziós leképződésének.

A Fourier-sorba fejtés komplex írásmódja:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \underline{C}_k \cdot e^{(i \cdot k \cdot \omega_0 \cdot t)} \quad (3.21)$$

Ahol:

$$\underline{C}_k = \frac{a_k - i \cdot b_k}{2} = \frac{1}{T_0} \cdot \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} f(t) \cdot e^{(-i \cdot k \cdot \omega_0 \cdot t)} dt \quad (3.22)$$

A spektrumok ábrázolásakor a legelterjedtebben alkalmazott eljárás, hogy C_k komplex szám abszolút értékét, és ha szükséges, fázisszögét ábrázolják a frekvencia függvényében, külön diagramokban.

3.4.2. Nemperiodikus jelek Fourier-analízise

Ezeket a jeleket tekinthetjük úgy is, mintha végtelen nagy alap periódusidejű periodikus rezgést vizsgálnánk. Ebben az esetben, mivel a spektrumvonalak távolsága (az alaphfrekvencia) a periódusidővel fordítottan arányos, a diszkrét ($f_k = k f_0$) pontokban értelmezett spektrumból folytonos spektrum áll elő ($\Delta f = f_k - f_{k-1} \rightarrow 0$). Ezért a (3.21) képletben szereplő összeg integrálos kifejezéssé módosul, mivel végtelenül kis frekvenciatartományban összegezzük a függvény értékét.

A Fourier-integrál, a jel frekvencia tartomány-beli leíró függvényére rendezve:

$$\underline{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cdot e^{(i \cdot \omega \cdot t)} dt \quad (3.23)$$

3.4.3. Digitális jelek Fourier-analízise

A diszkrét értékű és diszkrét idejű jelek számítógépes Fourier-analízisére a Fourier-transzformáció egy speciális változatát az úgynevezett diszkrét Fourier transzformációt (Discrete Fourier Transformation – DFT) alkalmazzák.

A Diszkrét Fourier-transzformáció algoritmusának alap összefüggése:

$$\underline{F'(M)} = \Delta t \cdot \sum_{n=0}^{N-1} f(n) \cdot e^{\left(-i \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot M \cdot n}{N}\right)} \quad (3.24)$$

Ahol: $\underline{F'(M)}$ – az M-edik spektrum vonalhoz ($\omega = M \Delta \omega$) tartozó amplitúdó érték

Δt – a mintavételi időköz

$f(n)$ – az digitális időfüggvény n-edik időponthoz ($t = n \Delta t$) tartozó értéke

N – a megfigyelési idő alatt vett minták száma

Ezzel az eljárással a folytonos spektrumú nemperiodikus jelek spektrumát is csak diszkrét ω értékekre tudjuk meghatározni. Ennek a módszernek hátulütője, hogy a (3.24) szerinti alakban a diszkrét Fourier-transzformált kiszámításához sok és bonyolult számítást kell elvégezni. A számítási idő csökkentésére több eljárást is kidolgoztak, amelyeket gyors diszkrét Fourier-transzformációnak (Fast Fourier Transformation – FFT) nevezünk.

3.4.4. Időben korlátozott jelek analízise

Mivel a műszaki gyakorlatban előforduló jeleket természetesen nem vizsgálhatjuk végtelen hosszú ideig, időben korlátozott jeleket elemzünk. Ezeknek a jeleknek a kezdeténél és a végénél éles törések jelennek meg, ahogy az időfüggvény értéke 0-ból hirtelen valamilyen értékre vált, és fordítva. Ez a hatás a jel spektrumában komoly hibákat eredményezhet. E hatásnak a csökkentésére jöttek létre az úgynevezett *ablakozási technikák*, amelyeknek az a lényege, hogy tompítják azt az éles átmenetet a jel elején és végén, oly módon, hogy az eredeti felvett időfüggvényt megszorozzák egy $w(t)$ – *ablakfüggvénnyel*, amelynek menete olyan, hogy attól az időfüggvény felfutása és lefutása lassabb lesz. Ezáltal lehet eredményesen csökkenteni az időben korlátozott jelek elemzésekor keletkező zavarokat.

3.4.5. Nemdeterminisztikus jelfolyamatok analízise

Teljesítménysűrűség spektrum

Ahogy arról már szó esett az 2. fejezetben, a nemdeterminisztikus jelek vizsgálatakor nem szerencsés értelmezni a fázis változását a frekvencia függvényében, ugyanis az is szabálytalanul változik, így információt nem hordoz. Ezért ezeket a jeleket a Fourier-transzformációt követően teljesítménysűrűség spektrumukkal szokás ábrázolni. [17] A teljesítménysűrűség spektrum leíró egyenlete:

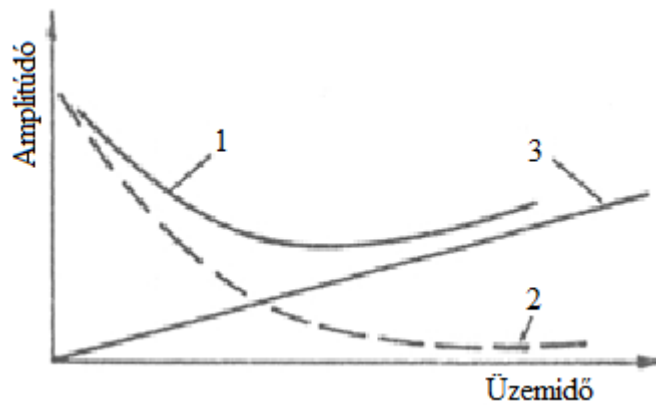
$$W(\omega) = \underline{F(\omega)} \cdot \underline{F^*(\omega)} = F(\omega)_R^2 + F(\omega)_I^2 \quad (3.25)$$

3.5. A rezgésmérés jelentősége a diagnosztikai alkalmazásokban

A gépek rezgéseivel elsődlegesen azért érdemes foglalkozni, mert azok vizsgálata által pontos minősítő információkat kaphatunk azok műszaki állapotáról, illetve rendszeres mérések elvégzésével megbízható előrejelzést is tudunk adni azok, illetve egyes részegységeik esetleges meghibásodásának helyéről és idejéről. A rezgésdiagnosztika feladata, hogy a mechanikai rendszerek, illetve azok részegységeinek állapotváltozását az üzemeltetési idő függvényében azok rezgéstani jellemzőivel hozza összefüggésbe, és ennek változásából a gyakorlatban jól használható prognózist állítson fel a meghibásodás várható időpontjára vonatkozóan [5].

A rezgések mérésének diagnosztikai alkalmazását az teszi lehetővé, hogy az egyes gépelemek meghibásodásuk során a géptől és a hiba fajtájától függően meghatározott frekvenciával kezdenek rezegni, és e rezgések amplitúdója a meghibásodás súlyosságának függvényében növekszik, illetve, hogy a rezgés erőssége mindig a keletkezés helyénél a legnagyobb. Ezek ismeretében lehetőség nyílik a hibák pontos helyének behatárolására.

Egy gép üzemi rezgéseinek amplitúdóját az üzemidő függvényében mutatja a 3.7. ábra. A görbék számozása az eltérő géptípusokra utal. Van, amelyik a beüzemelést követően nagy rezgésszinteket bocsát ki, majd az élettartam vége felé egyre csökken a rezgések amplitúdója (2. görbe). Van, amelyik rezgésszintje az élettartammal arányosan nő (3. görbe). De a leggyakoribb a kettő eredője (1. görbe).



3.7. ábra Egy gép üzemi rezgés amplitúdóinak változása az üzemidő függvényében

A rezgéssebesség effektív értékének (RMS) kiszámításából is lehet következtetni arra, hogy az adott gép életciklusának melyik szakaszában jár. Ebből kiindulva az egyes géptípusokra létrehoztak minősítő táblázatokat (1. táblázat), amelyekben az RMS érték szerint négy csoportba (jó, megfelelő, nem megfelelő, elfogadhatatlan) sorolják a gépek állapotát. De ennél még pontosabb eredményt ad az az eljárás, amelynek során gép meghatározott pontján gyorsulásérzékelővel felvett jel sebességre átszámított rezgésértékből elkészítik a frekvenciaspektrumot. Ezt az előzetes várakozásokkal (elvi spektrum) összevetve a szakemberek a jó - nem jó minősítés mellett meghibásodás esetén ki tudják deríteni azok pontos helyét és típusát.

A rezgésdiagnosztikai gyakorlatban általános szabály, hogy a hibák pontos helyének behatárolására a gép egy keresztmetszetében legalább három irányban kell rezgéseket mérni, a kisebb részegységeken (pl. csapágyház) csak egyszer, de a nagyobb, több helyen csapágyazott egységek esetén (pl. motor) célszerű kettő, vagy több keresztmetszetet is vizsgálni. Illetve úgy kell elhelyezni az érzékelőt, hogy az a rezgés forrásához minél merevebben kapcsolódó alkatrész elmozdulásait mérje. [5]

1. táblázat: Rezgésérősség osztályok a gépek minősítéséhez [5]

A rezgéssebesség effektív értéke [mm/s]	A gép minősítése (teljesítmény osztály)			
	I.:Kisgépek, vill. motorok <15 kW	II.: közepes telj. gépek, hajtóművek < 300 kW, vill. motorok 15 – 75kW	III.:Nehéz, forgómozgást végző munka-és erőgépek	IV.: Nagy tömegű, nagy sebességű forgó muka-és erőgépek
0,28	jó	jó	jó	jó
0,45				
0,71				
1,12	megfelelő	megfelelő	megfelelő	jó
1,8				
2,8	nem megfelelő	nem megfelelő	megfelelő	megfelelő
4,5				
7,1	elfogadhatatlan	elfogadhatatlan	elfogadhatatlan	elfogadhatatlan
11,2				
18				
28				
45				
71				
Az V. – VI. géposztályra (alternáló, kiegyensúlyozatlan, laza géprendszerek) a táblázat nem ad minősítést, mert azok rezgéssebesség értékei igen változatosak lehetnek. Normál üzemükben felléphetnek ~50 mm/s RMS értékek is, de rövid ideig akár ennek tízszerese is.				

4. Reprodukálhatósági vizsgálatok

A mérőrendszer tervezését megelőzően ismertetem a 2010. évi TDK munkám eredményeit, amelynek során a saját tervezésű gyorsulásérzékelő jelét valós mérési körülmények között hasonlítottam össze a reprodukálhatóság szempontjából más működési elvű és mérési tartományú, széleskörűen alkalmazott gyorsulásérzékelőkkel. E vizsgálatokból derül ki, hogy az adott érzékelő milyen feltételek mellett felel meg a mérési eredmények reprodukálhatóságának követelményeinek, ami alapvető feltétele a pontos mérésnek.

Mérési eredmények reprodukálhatóságának definíciója:

Azonos mérendő mennyiség megváltozott feltételek mellett megismételt mérései során kapott eredmények közelsége [16]. A bemutatott esetben a megváltozott feltételek az érzékelők megváltozását jelenthetik.

4.1. Az alkalmazott érzékelők ismertetése

A dolgozat készítése során négy különböző érzékelő összehasonlítását végeztem el.

A saját tervezésű érzékelő (Laprugós Gyorsulásérzékelő – LRG) működési elve, hogy egy mereven befogott rugalmas, nagy szilárdságú alumíniumból készült laprugó végére ragasztott kis, ólomból készült szeizmikus tömegre hat a gyorsulással arányos erő, amely a rugó lehajlását okozza. A lehajlás következtében a laprugó egyik szélső szálának (a felső lap) relatív megnyúlását nyúlásmérő ellenállások (bélyegek) segítségével érzékeljük. Az érzékelőre ragasztott, teljes Wheatstone-hídba kapcsolt négy bélyeg közül kettő érzékeli a gyorsulással arányos megnyúlást, ezek az aktív bélyegek, kettő pedig a hőmérsékletváltozásból adódó hibák kiküszöbölésére alkalmazott kompenzáló bélyeg. Az érzékelők kimenetén megjelenő feszültség jelet a tápfeszültséggel leosztva (egységnyi tápfeszültségre) mV/V-ban szokás megadni. Az érzékelőről további információk az 1. mellékletben találhatóak. A kalibrálás mind statikusan, a gravitációs térben, a tömegvonzás állandó irányának kihasználásával, mind pedig dinamikusan egy szintén saját tervezésű rezgőasztal segítségével megoldható [5].

2. táblázat: A saját tervezésű laprugós gyorsulásérzékelő (LRG) főbb jellemzői

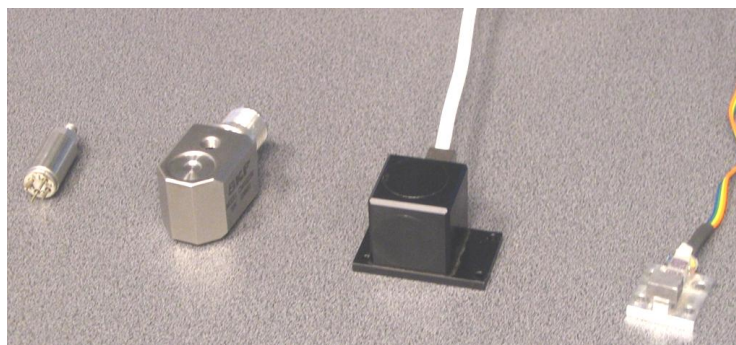
Maximális gyorsulás	$\pm 1600 \text{ m/s}^2$
Rezonancia frekvencia	600 Hz
Üzemi hőmérséklettartomány	-10 – 60 °C – a kábel anyagától függ
Érzékenység	$6,5 \cdot 10^{-3} (\text{mV/V})/\text{g}$

A második érzékelő a HBM B12/200 típusú széles körben alkalmazott gyorsulásérzékelője. Az érzékelő hengeres testében két oldalt egy-egy laprugóra függesztett szeizmikus tömeg van egy, a rendszer csillapításának növelése érdekében viszkózus folyadékkal töltött térben. Az érzékelőben két induktivitás helyezkedik el, amely differenciáltekercses induktív útdát képez. A műszer bekötése induktív félhíd rendszerű. A kalibrálás szintén történhet statikusan és dinamikusan is [7].

A harmadik alkalmazott érzékelő a Kistler 8392B10 típusjelű K-Beam[®] háromirányú gyorsulásérzékelője. Ez egy téglatest alakú eloxált alumíniumból készült hordozóba épített három különálló kisméretű, kapacitív elvű érzékelőből áll. Az érzékelő kalibrálása ugyancsak történhet statikusan és dinamikusan is.

Végül a negyedik alkalmazott mérőeszköz a Szent István Egyetemen létesült SKF laboratórium rezgésdiagnosztikai rendszere. Az ehhez tartozó CMSS2200 típusú gyorsulásérzékelő a rezgésdiagnosztikában előforduló magasabb frekvenciák érzékelésének igénye miatt piezoelektromos elvű érzékelő.

A 4.1. ábrán a dolgozat készítése során alkalmazott gyorsulásérzékelők szerepelnek, ezek balról jobbra: HBM B12/200, SKF CMSS2200, Kistler K-Beam 8392B10, és a saját tervezésű gyorsulásérzékelő - LRG.



4.1. ábra A négy vizsgált gyorsulásérzékelő

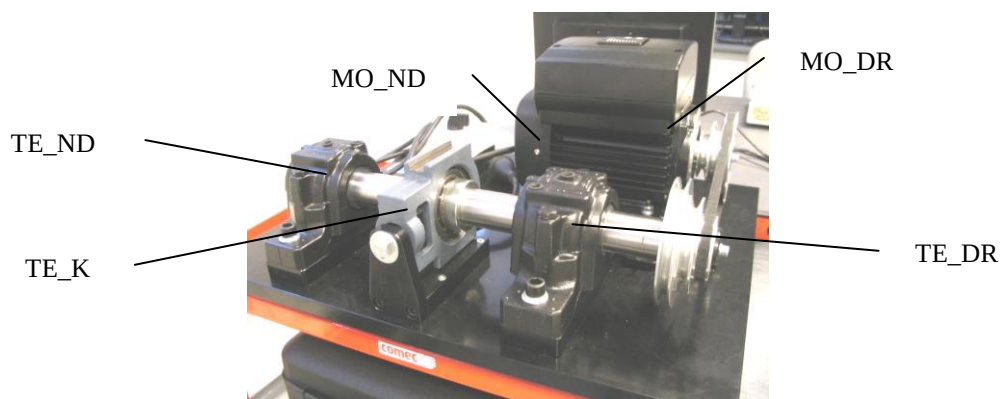
Az LRG, a HBM B12, illetve a Kistler érzékelőjének működéséhez szükséges tápfeszültség szolgáltatását, és a mérési adatok gyűjtését is a HBM Spider8 típusú univerzális mérési adatgyűjtő eszközével végeztem. Ez a kompakt, PC-hez csatlakoztatható mérőeszköz képes elvégezni az érzékelőkről való adatgyűjtést, az adatok előfeldolgozását illetve azok továbbítását, akár egyszerre mind a nyolc bemeneti csatornán érkező jelen.

A CMSS2200 jelű érzékelőt csatlakozó kialakítása, és tápfeszültség igénye miatt csak az SKF rezgésdiagnosztikai rendszerének hordozható adatgyűjtőjének, a 3.4. ábrán már bemutatott Microlog Analyzer AX-nek az alkalmazásával kezeltük.

4.2. Mérések bemutatása

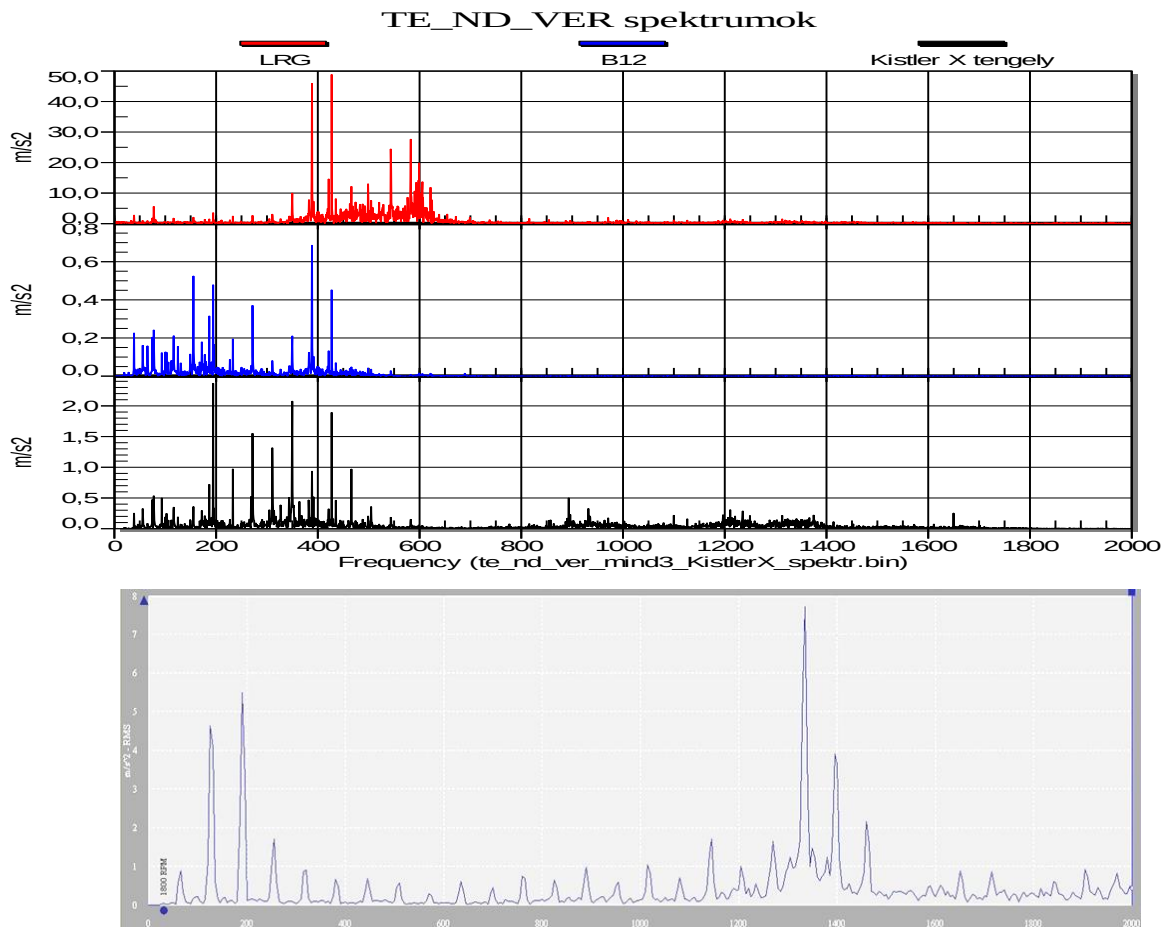
A következőekben, a rezonancia frekvenciának a géprezgések mérése közbeni hatásait tárgyalom, az elvégzett gépmérések tapasztalatain keresztül.

A vizsgált gép, amelyen a mérési példák bemutatásra kerülnek egy, az SKF laborban elsősorban oktatási célra létrehozott hajtásrendszer. Ez egy kis teljesítményű, frekvenciaváltóval felszerelt egyfázisú aszinkronmotorból áll. Ehhez egy 1:2, 1:1 és 2:1 állásokba átrakható áttételű szíjhajtással egy, két oldalt fixen csapágyazott tengely helyezkedik el, amelyre a középen elhelyezkedő csapágyazásnak egy csavarral történő oldalirányú feszítésével radiális terhelést adhatunk a tengelyre. Ezt mutatja a 4.2. ábra, amelyen feltüntetésre kerültek a mérési pontoknak az SKF ajánlása szerinti, és a későbbiekben is alkalmazott jelölései.



4.2. ábra A vizsgált demó-hajtásrendszer az SKF laborban

A 4.3. ábra a TE_ND jelű csapágyon vertikális irányban felvett rezgéseképek frekvenciaspektrumát szemlélteti.

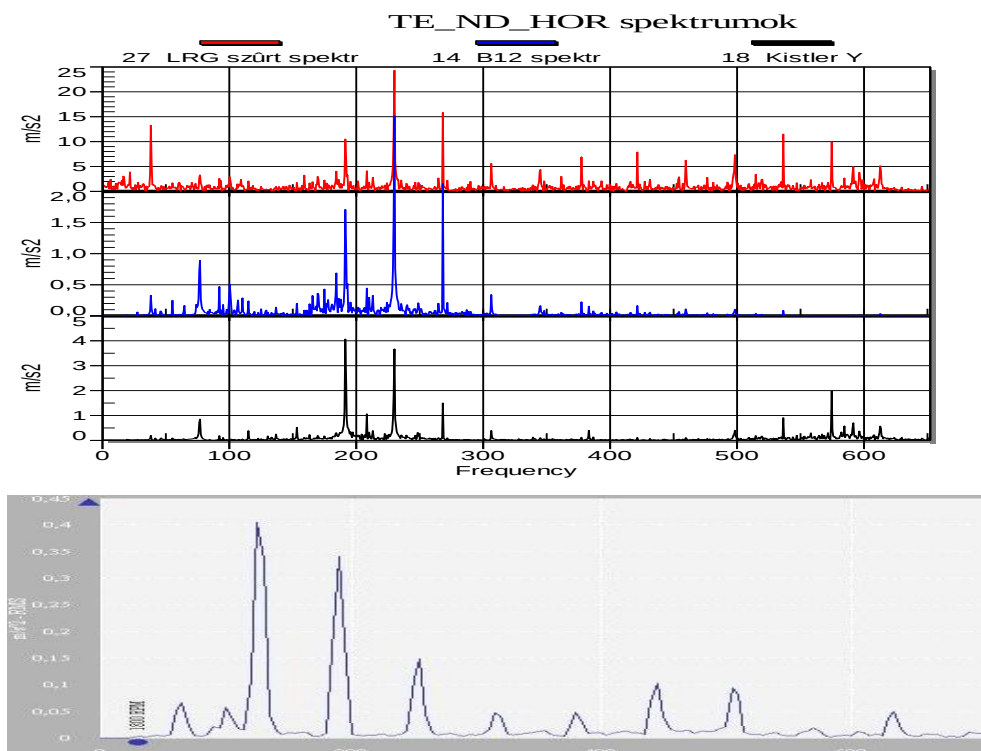


4.3. ábra A demó hajtás TE_ND jelű mérési pontján felvett spektrumok

A spektrumokból kitűnik néhány egyértelmű különbség a jelek reprodukálhatóságát tekintve. A mért amplitúdók kisebb-nagyobb eltérései adódhatnak a kalibrálás pontatlanságából is, de ha azok aránya is megváltozik, annak más oka van. A Spiderrel mért jelek esetén 4800 Hz-es mintavételi frekvenciát alkalmaztunk, ezért az antialiasing szűrésből adódóan maximálisan 2400 Hz-ig jelenhetnek meg adatok a spektrumon, de az 1400 Hz-es határ után már a három közül egyik érzékelő esetén sem jelentkezik nagyobb jelerősség. Ellenben az SKF rendszerével rögzített spektrum még 2 kHz-nél is tartalmaz adatokat. Ebből feltételezhetjük, hogy kis frekvenciák esetében, ahol a többi érzékelő a méréshatárát súrolja, ez ideális érzékelőnek tekinthető. Ezért az összehasonlításokhoz alapként szolgálhat. Az amplitúdó csúcsok közti eltérések pedig az érzékelők eltérő rezonancia frekvenciáiból, és csillapítási tényezőiből adódnak. A három érzékelő jele kis frekvenciákon kb. 50 – 60 Hz-ig ugyanazt a jelleget mutatja, tehát kis frekvenciával változó

gyorsulások érzékelésére a három érzékelő megfelelőnek bizonyul, itt reprodukálhatóak a mért értékek. Ezt követően a B12, és a Kistler érzékelője eléri azt a frekvenciát ahol a pontos mérés egyre inkább lehetetlenné válik, majd a 200 Hz körüli frekvenciák viszonylag nagy értékeként jelennek meg, mivel a rezonancia frekvencia környékén egyre nő az érzékelők érzékenysége. És a valós rezgésképen éppen ennek a frekvenciának a környezetében jelentkezik a második legnagyobb csúcs. A frekvencia emelkedésével viszont az LRG érzékelő jelszintje kezd nagymértékű emelkedésbe. A 388 és 427 Hz-nél található csúcsok, az SKF rendszerrel mért adatokhoz viszonyítva mindhárom érzékelő esetén kiemelkedően magas értékeket eredményeznek. Ez azon érzékelők esetén, amelyeknek ez a rezonancia frekvenciája után jelentkezik, azt jelzi, hogy nagy a csillapításuk, ebből adódóan az érzékenység nem csökken rohamosan, az LRG esetén ennek éppen az ellenkezője érvényesül. Annak ellenére, hogy a valós spektrumon 600 Hz-nél nem jelentkeznek nagy csúcsok, de a kis csillapítás miatt a 600 Hz-es rezonancia frekvencia környezetében több mint 25-szörös erősítés jelentkezik a saját tervezésű érzékelő esetében. Ez a nagy erősítés eredményezi azt is, hogy kis frekvenciákon sem látható az egyezés az LRG és a másik két érzékelő jele között

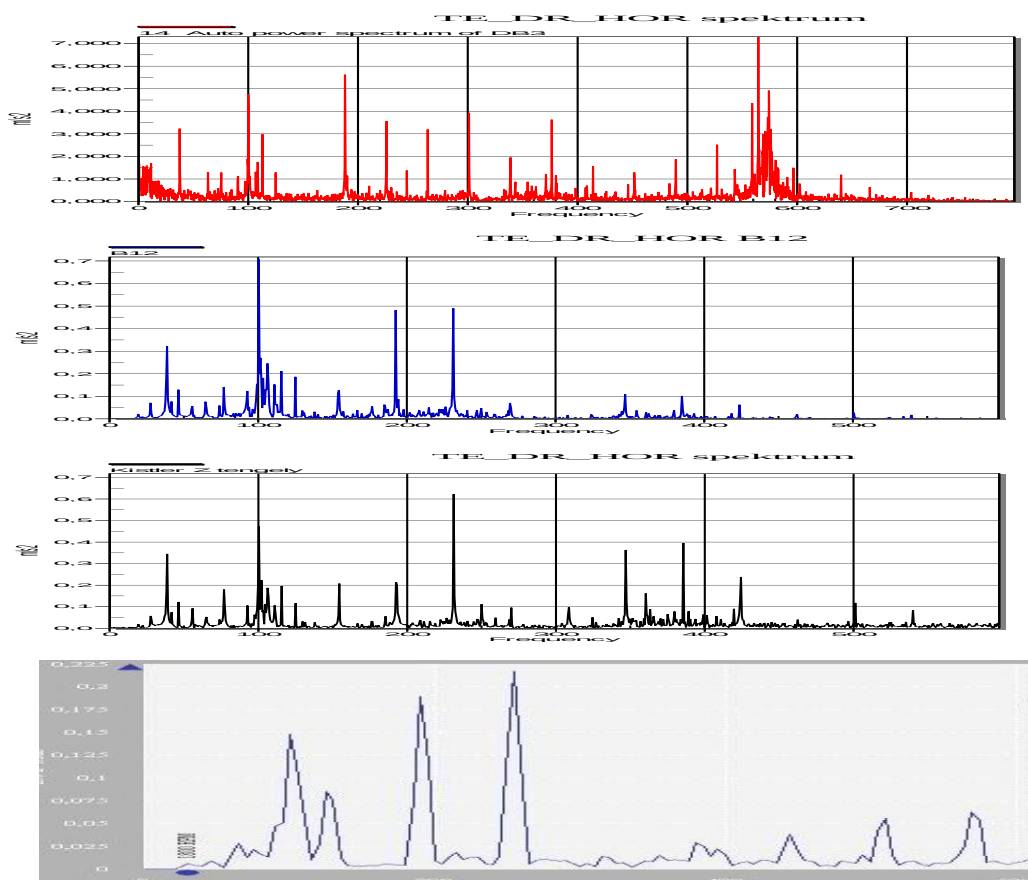
A 4.4. ábrán egy újabb (TE_ND_HOR) mérési pont adatai láthatóak. A görbéken csak a számunkra érdekes 0 – 600 Hz-es frekvenciatartomány megjelenítésével.



4.4. ábra A TE_ND_HOR mérési pont rezgési spektrumai

A jobb áttekinthetőség érdekében az LRG érzékelő másodrendű Butterworth-féle 300 Hz-es határfrekvenciájú aluláteresztő szűrővel megszürt jelének spektruma látható. Ezeken a spektrumokon a B12 és Kistler érzékelők méréstartományán belül nagyfokú egyezés figyelhető meg a jelek reprodukálhatóságában. A Spider rendszerhez csatlakozó mindhárom érzékelő esetében ugyanazok a frekvenciakomponensek jelennek meg nagyobb amplitúdóval, az egymáshoz viszonyított eltérésük pedig az eltérő csillapítások következménye.

A további pontosítás érdekében a 4.6. ábrán bemutatásra kerül ugyanennek a gépnek a TE_DR_HOR mérési pontján, azaz a tengelyen a szíjtárcsához közelebbi csapágyházon vízszintes irányban rögzített mérésekből készült spektrumok egy részlete. A 4.3 – 4.4. ábrán látható adatok gyűjtése úgy történt, hogy az LRG, a B21 és a Kistler érzékelője egyszerre volt a csapágyhoz rögzítve. Így a három érzékelő jele egyszerre került rögzítésre, az SKF rendszerrel viszont egy más időpontban végeztük a mérést. A 4.5. ábrán látható spektrumok azonban úgy készültek, hogy mind a négy érzékelővel külön-külön végeztük a mérést. Az LRG érzékelő jelén itt is 300 Hz-es határfrekvenciájú szűrést hajtottam végre.



4.5. ábra A TE_DR_HOR mérési pontban felvett frekvenciaspektrumok

A harmadik megvizsgált mérési pont is alátámasztja azt, hogy az érzékelőket megfelelően kalibrálva azok a reprodukálhatóság szempontjából kielégítő eredményeket nyújtanak a saját méréstartományukon belül. A Kistler érzékelő a 200 Hz-nél magasabb frekvenciákon magasabb amplitúdókat mutat, mint a B12 ami arra enged következtetni, hogy az előbbi érzékelő csillapítási jellemzői valamelyest elmaradnak a B12-étől (erre az adatlap szerint a csillapítási viszonzszám: $D = 0,6 \pm 0,1$), de az LRG-nél ($D = 0,019$) így is jóval nagyobb csillapítással rendelkezik.

A saját tervezésű érzékelő szempontjából fontos, hogy megegyeznek a spektrumok, tehát az érzékelővel kiváltható a többi, az iparban alkalmazott mérő-átalakító, természetesen csak annak frekvencia-mérési tartományán belül. Viszont a kis csillapításból adódóan, az adatok szemléletessé tétele érdekében annak jelét a további feldolgozást megelőzően érdemes kb. 300 Hz-es határfrekvenciájú aluláteresztő szűrőn átengedni azért, hogy a rezonancia frekvencia környezetében lévő nagy amplitúdójú frekvenciakomponensek jelszintjét mérsékelje. Az érzékelő tervezésekor alkalmazott nyúlásmérő bélyeges technika használatánál ugyanakkor szem előtt kell tartani, hogy ezzel a módszerrel jó, univerzálisan alkalmazható érzékelőt nem lehet készíteni. Nem lehet egyszerre nagy érzékenységet, magas rezonancia frekvenciát, nagy méréshatárt elérni, ezért az ilyen érzékelőket csak meghatározott mérési feladatok elvégzésére érdemes kialakítani, amelyek során viszont a jelenleg kapható más működési elvű műszereknél, amellet, hogy még egyedi gyártásban is olcsóbbak, jobb tulajdonságokkal rendelkezhetnek. Így mégis érdemes az érzékelővel egy rugalmas mérőrendszert kialakítani, amely bizonyos célfeladatok elvégzésére nyújt egy integrált és költséghatékony megoldást a nagyobb, különálló, univerzális rendszerekkel szemben.

5. Mikrovezérlős mérőrendszer tervezése: Hardver

5.1. Követelmények

A saját tervezésű mérőrendszerrel kapcsolatban a tervezést megelőzően megfogalmazódott követelmények a következők:

- egy mikrovezérlővel kialakított mérési adatfeldolgozó rendszer elkészítése, amely
- gazdaságosan kivitelezhető,
- kis méretű (hordozható, kézben elfér),
- a saját tervezésű gyorsulásérzékelő által kiadott jelen elvégzi az előfeldolgozást és képes bonyolultabb digitális jelfeldolgozási műveletek elvégzésére is,
- autonóm működésű és mérés közben, valós időben képes kijelezni bizonyos adatokat a mérésről,
- PC-s kommunikációs interfésszel, és hozzá tartozó programmal rendelkezik,
- a mérési zaj mérséklése érdekében külső A/D konverterrel kerül megvalósításra.

5.2. Mikrovezérlő

A mikrovezérlő (mikrokontroller) egy egyetlen áramkörü lapkán elhelyezett, célfeladatok ellátására optimalizált programozható logikai eszköz (számítógép). Az aritmetikai-logikai egységeken kívül integráltan tartalmazza a program-és adatmemóriát, és általában sok, célfeladat ellátására alkalmas programozottan irányítható perifériával, a ki-és bemeneteket vezérlő eszközökkel rendelkezik.

Az előzetesen megfogalmazott követelmények ismeretében, a komplexebb digitális jelfeldolgozási műveletek elvégzésére egy viszonylag nagy számítási teljesítményű mikrovezérlőre van szükség. Úgy döntöttem, hogy 16 bites mikrovezérlővel oldom meg a feladatot. Ez a jellemző az egy utasítással kezelhető adatbitek számát mutatja meg, így az összetettség és a teljesítmény egyik meghatározó mérőszáma. A rendelkezésre álló fejlesztőeszközök, az alacsony ár és a jó kritikák figyelembe vételével a Microchip cég, kifejezetten jelfeldolgozási és irányítási feladatok ellátására kifejlesztett 16 bites dsPIC nevű mikrovezérlő családjának a dsPIC33FJ128GP802 jelű tagját választottam. Az eszköz a korábban szokásos 5 V-os feszültség szintek helyett 3,3 V-os tápfeszültséggel működik, és

ugyanaz a feszültség szint felel meg a magas logikai szintnek is, ami meghatározza a többi alkatrész ezen paramétereit is [24].

3. táblázat: A dsPIC33FJ128GP802 mikrovezérlő főbb jellemzői

Működési feszültség szint	3,3 V
Lábszám (szabadon konfigurálható I/O)	28 (21)
Maximális órajel frekvencia	80 MHz
Maximális teljesítmény	40 MIPS (millió elemi utasítás másodpercenként)
Néhány kommunikációs periféria	UART, SPI, CAN, I2C
Néhány egyéb modul	megszakítás kezelő, időzítők, DMA, PLL, A/D, D/A, stb.

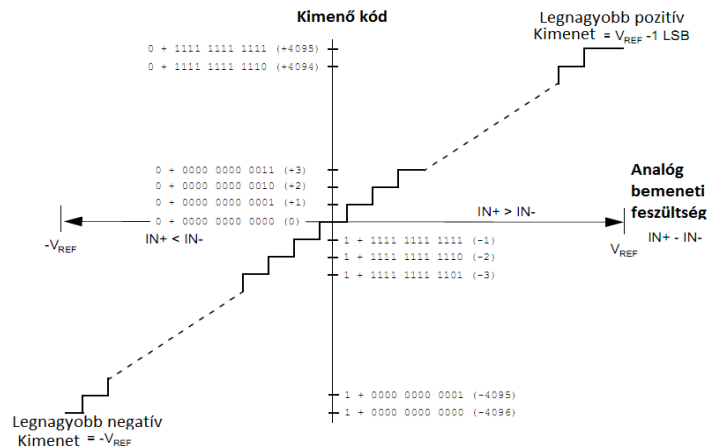
5.3. A/D átalakító

Az előfeldolgozó rendszer tervezése során alapvető fontosságú a szükséges mérési pontosság (felbontás) ismerete. Ezért az erősítő előtt az A/D konverter kiválasztása történik, mert csak ennek ismeretében határozható meg a megfelelő pontosság eléréséhez szükséges erősítés. A megfogalmazott feladat ellátásához a $0,5 \frac{m/s^2}{digit}$ érzékenység elegendőnek tűnik, azaz ez legyen a legkisebb érzékelhető gyorsulás érték.

A mikrovezérlőben jelen lévő nagy frekvenciás digitális (kétállapotú) jelek egy analóg áramkörben nem várt impulzus-szerű zavarokat (áthallás) okozhatnak, ezért egy ilyen, intelligens érzékelő tervezése során célszerű a mikrovezérlő belső perifériájaként is megtalálható A/D átalakító helyett külső konvertert alkalmazni, így csökkentve az áthallásból eredő zajokat. Ennek másik előnye, hogy lehetőség van nagyobb felbontású átalakító használatára is, így kisebb erősítésre van szükség, ami jótékonyan hat az erősítők frekvencia-átviteli karakterisztikájára, illetve egyszerűbben megoldható az átalakítók cseréje, a hardver tökéletesítés során.

Gazdaságossági szempontokat is figyelembe véve, a *Microchip* cég *MCP3301* jelű A/D konverterére esett a választás. Ez egy differenciális bemenettel rendelkező 13 bites átalakító eszköz, amely a mikrovezérlővel SPI adatbuszon képes kommunikálni. A konverter a digitalizálásra a folyamatos közelítés (szukcesszív approximáció) elvét

alkalmazza, amely a bemenetére érkező jelet ciklikus összehasonlítással (közelítéssel) határozza meg. A digitalizált értékek a bemenő feszültséggel (a két bemenet közti potenciál különbség) függvényében az 5.1. ábra szerint alakulnak [25].



5.1. ábra Az MCP3301 A/D kimenő digitális értékei a bemenő feszültség függvényében

A 13 bites adat első bitje a mért érték előjelét tükrözi, majd az azt követő 12 bit hordozza az értéket. Látható, hogy a mért érték akkor 0, ha a két bemenet feszültségszintje megegyezik, a maximális (és minimális) értéket pedig akkor veszi fel, ha a két bemeneti jelszint különbsége megegyezik a konverter V_{ref} lábára kapcsolt referencia feszültséggel. A teljes tartomány kihasználhatóságának érdekében tehát célszerű ezt a referencia feszültséget a (már a mikrovezérlő által meghatározott 3,3 V-os) tápfeszültség felére beállítani, amelyet legegyszerűbben egy nagy pontossággal azonos értékű két ellenállásból álló feszültségosztóval valósíthatunk meg. Tehát az átalakítónk kimenete 0 – 3,3 V közti bemenő jel hatására egy – 4096 és +4095 közti számérték kiadásával reagál, azaz összesen egy ekkora feszültség tartományt 8191 egyenlő részre (digitre) képes bontani. Ebből a konverter felbontása, azaz a legkisebb érzékelhető bemenő jelváltozás:

$$\frac{3,3 \text{ V}}{8191 \text{ digit}} = 0,403 \text{ mV/digit} \quad (5.1)$$

5.4. Erősítő

A felbontás ismeretében, és a 2. táblázat alapján már számítható az LRG-vel való mérés során elérni kívánt érzékenységhez szükséges erősítés.

A gyorsulásérzékelő jelváltozása 3,3 V-os híd táp feszültség alkalmazása esetén:

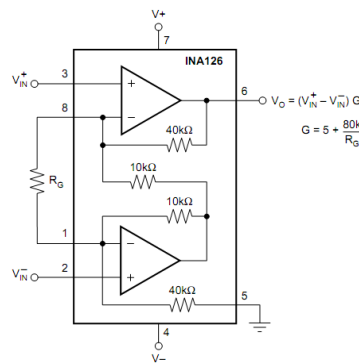
$$6,5 \cdot 10^{-3} \text{ mV/V/g} \cdot 3,3 \text{ V} = 0,0215 \text{ mV/g} = 0,0022 \text{ mV/m/s}^2 \quad (5.2)$$

A $0,5 \frac{\text{m/s}^2}{\text{digit}}$ érzékenység eléréséhez szükséges erősítés:

$$\frac{0,403}{0,002187 \cdot 0,5} = 368,51 \quad (5.3)$$

A különösen kis jelszint, a differenciális bemenet, és a viszonylag nagy elérni kívánt erősítések miatt egy egyszerű, a 3.5. ábrán látható differenciaerősítő kapcsolás nem megfelelő a feladatra, helyett az ilyen feladatokra több műveleti erősítőből előállított kapcsolásokat, úgynevezett instrumentális erősítőket (műszererősítő) alkalmazunk. Azonban a saját építésű ilyen erősítők általában nem nyújtanak kielégítő jel-zaj viszonyt, ezen kívül a legtöbb műveleti erősítő negatív tápfeszültséget is igényel, ami megbonyolította volna a tápellátás kivitelezését. Így a legjobb megoldásnak egy egy integrált áramkörben elhelyezett instrumentális erősítő beépítése tűnik, amelyekkel az említett problémák kiküszöbölhetővé válnak. A választás a BURR-BROWN INA126 jelű műszererősítőjére esett [19]. Az erősítő széles tápfeszültség tartományban működőképes, az érzékeln kívánt frekvenciatartományban (sávszélesség) nem számottevő a zajossága $(35 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}})$. Egyoldalas tápfeszültség esetén külső feszültség referenciát kell alkalmazni. Az erősítő kapcsolási rajza az 5.2. ábrán látható, amelyen megfigyelhető az is, hogy az erősítést egyetlen ellenállással (R_G) lehet beállítani a következő képlet szerint:

$$G = 5 + \frac{80\,000}{R_G} \quad (5.4)$$



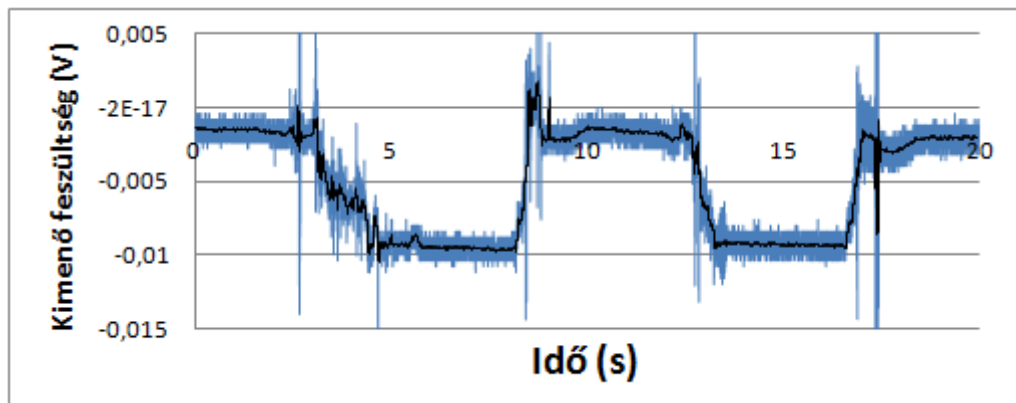
5.2. ábra Az INA126 jelű instrumentális erősítő belső felépítése

A (5.2) képletből a (5.3)-ben kiszámított erősítés eléréséhez szükséges ellenállás értéke:

$$R_G = \frac{80000}{368,5084 - 5} = 220,077\Omega \quad (5.5)$$

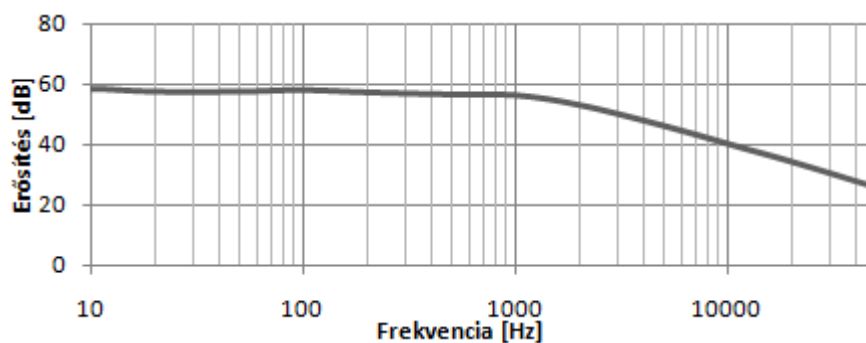
Az erősítés beállítására az ehhez beszerezhető legkisebb precíziós ellenállás került megvásárlásra, melynek értéke: $221 \Omega \pm 0,1 \%$, hőmérsékletfüggési tényezője: $\pm 25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Az erősítés pontos értékének megállapítása statikusan történt úgy, hogy az elkészült, és az érzékelővel összedugott panel erősítőjének kimenetét rákötöttem a Spider8 adatgyűjtő rendszerre, és a mérés elindítása után az érzékelő mérési síkját a gravitációs gyorsulás iránya felé, majd arra merőlegesen fordítva az 5.2. ábrán látható görbét vettem fel. Ebből látható, hogy az erősítő kimenetén $1 g$ -s gyorsulás változás hatására $7,6 \text{ mV}$ megváltozás jelenik meg. Ebből az (5.4) képlet szerint az erősítés: $354,31$. Így a mérési felbontásunk: $0,520035 \frac{\text{m/s}^2}{\text{digit}}$.



5.2. ábra Az erősítés pontos meghatározása méréssel (mozgóátlagos szűréssel)

A frekvenciafüggés (Bode-diagram) megállapítására végzett mérés során az érzékelő helyett függvénygenerátort kötöttem az erősítő bemenetére és változó frekvenciájú, állandó amplitúdójú szinuszos bemeneti jel mellett vizsgáltam a kimeneti feszültséget. Ennek eredményeit az 5.3. ábra mutatja, az erősítést dB-ben, a frekvenciát pedig logaritmikus léptékben ábrázolva.



5.3. ábra Az erősítő frekvenciafüggése

A továbbfejlesztés egyik lehetősége lehet, ha az állandó értékű ellenállást egy digitálisan változtatható értékűre cserélnénk, így meg lehetne oldani az automatikus méréshatás váltást. Ennek segítségével kisebb gyorsulások érzékelésekor nagyobb pontossággal mérhetnénk.

5.5. Kommunikációs interfész

A PC-vel való kapcsolat megvalósításához a mikrovezérlő univerzális aszinkron kétirányú kommunikációs (Universal Asynchronous Receiver Transmitter – UART) beépített perifériával rendelkezik. A duplex (Full-Duplex) aszinkron kommunikációs rendszerrel a PC-k soros porti kommunikációs protokolljának (RS – 232 vagy RS - 485) megfelelő kommunikáció is megvalósítható, csak a két kommunikáció jelszintjei nem egyeznek meg egymással, így szükség lenne egy jelszint illesztő áramkörre. Mivel a hordozható számítógépeknek általában nem rendelkeznek soros porti csatlakozóval, ezért ehhez a csatlakozás is sokszor körülményes. És, mivel az eszköz nem folyamatos számítógépes rezgésmonitorozáshoz készül, így nem feltétel az állandó kommunikációs sebesség, úgy döntöttünk, hogy RS – 232 –es illesztő áramkör alkalmazása helyett egy UART – USB átalakító áramkörrel oldjuk meg a feladatot. A legnépszerűbb ilyen áramkör az FTDI FT232RL típusú áramköre. Ennek beépítésével egy emulált USB kapcsolat valósítható meg a számítógéppel [21].

Az eszköz USB-vel csatlakoztatható, és egy illesztőszoftver feltelepítését követően a számítógépen soros kommunikációs portként (COM) jelenik meg. Az integrált áramkör az UART adási (Transmit – TX) és vételi (Receive – RX) vonalain megvalósuló kommunikációt átalakítja az USB kapcsolat mester-szolga rendszerének megfelelő Adat – és Adat + vonalon történő adatátvitelre, és a 3,3 V-os és 5 V-os jelszintek közti átalakítást is megoldja az USB csatlakozó egyik lábán megjelenő, tápfeszültségként használható 5 V-os jelszinttel.

5.6. Egyéb, kiegészítő áramkörök

5.6.1. Kijelző

Az autonóm működés feltételeként a követelmények között megfogalmazódott, hogy az elkészült intelligens érzékelő rendelkezzen kijelző rendszerrel, amelyen mérés közben is meg tudja jeleníteni a fontosabb információkat. Az elkészült rendszeren ezt a feladatot az egy EDT EW162G0 típusú 2-szer 18 karakteres háttérvilágítás nélküli LCD moduljával oldottam meg. Sajnos azonban ez az kijelző 5 V-os tápfeszültséget igényel, így a panelon szükség lesz stabil 5 V-os feszültség előállítására is. De logikai bemenetként elegendő a mikrovezérlő által adott 3,3 V-os jel. A modul a Hitachi által kifejlesztett párhuzamos kommunikációs protokoll szerint működtethető. E szerint rendelkezik egy RS – RegisterSelect lábbal, amellyel az választható ki, hogy parancsot vagy adatot szeretnénk küldeni az eszköznek, egy E – Enable lábbal, amelyre impulzus szerű jelet adva fogadtathatjuk el a kijelzővel a küldött információt, egy R/W – Read/Write lábbal, amelyet magas logikai szintre állítva a kijelző jelezni tudja a mikrovezérlőnek, ha az előző utasítás feldolgozásával végzett, és várja a következőt. Ám mivel az eszköz 5 V-os tápfeszültséggel működik, a visszaküldött adat is 0 - 5 V-os logikai szintű lenne, ezért e funkció alkalmazása helyett szoftveresen időzítésekkel kerül megvalósításra a megfelelő várakozási idő az egymást követő adatok küldése között. Ezen kívül rendelkezik még 8 adat bemenettel. A kijelző szoftveres inicializálása során beállítható, hogy 8 vagy 4 bites üzemmódban használjuk a kijelzőt. A mikrovezérlő korlátozott lábszáma miatt a 4 bites üzemmódot választottam. Ennek alkalmazásával a kijelzőnek csak a 4 – 7. adatbitjét kell bekötni és az 1 bájt (8 bit) adatot vagy utasítást két részletben küldhetjük el. A teljes áramkör kialakítását tekintve az áramköri panelt a kijelző alatt terveztem elhelyezni, és olyan méretben kialakítani, hogy az ne legyen nagyobb az LCD modul méreteinél [20].

5.6.2. feszültség stabilizátorok

Az áramkörök működéséhez szükséges 3,3 V-ot egy egy LD1117-es sorozatú, kis feszültségesésű (Low-Drop) feszültség stabilizátor állítja elő. A maximális kimenő árama: 800 mA, a kimenő feszültség hőmérsékleti stabilitása: 0,5% [23].

Az LCD tápfeszültségeként használt stabil 5 V-os feszültség előállítását egy L7805CV jelű integrált áramkört végzi [22]. Az eszköz továbbfejlesztése során ezt az eszközt, a modul kis fogyasztása miatt ki lehetne váltani egy töltésszivattyú (charge pump) elven működő tápegységgel, amely alacsonyabb feszültségből képes magasabbat előállítani, így csökkenthető lenne a teljes rendszer bemenő feszültsége, és az akkumulátorról való működtetés is megoldhatóvá válna. Illetve a 3,3 V-os stabilizátort is ki lehetne váltani egy jóval kisebb fogyasztású kapcsolóüzemű tápegységgel.

A műveleti erősítő referenciájaként egy LM336Z típusú 2,5 V-os feszültség referencia áramkör és annak kimenetére egy potenciométer került elhelyezésre, amellyel lehetőség van az erősítő és az érzékelő nulla-hibájának kompenzálására, azaz annak beállítására, hogy a kimenet az A/D átalakítás után az érzékelő valamelyik nyugalmi helyzetében nulla legyen.

5.6.3. Egyebek

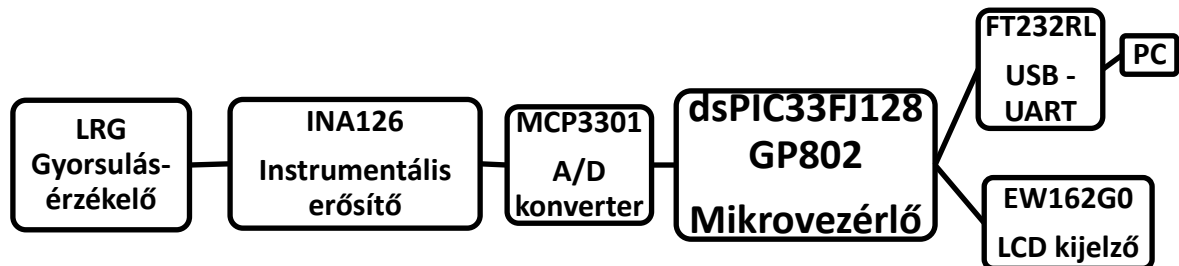
Csatlakozók: a tápcsatlakozó szokásos panelra szerelhető kialakítású 2,1 mm-es tápaljzat, a kommunikációs csatlakozó furatszerelt USB – B típusú, az érzékelő csatlakozója a Spider8 mérési adatgyűjtő rendszerrel való használat miatt 15 pólusú D-Sub csatlakozó apa, ennek megfelelően az áramkörön ennek az ellendarabja került elhelyezésre, panelra szerelhető kivitelben. Az LCD kijelző az alappanelhez tűske-tűskealjzat csatlakozással kapcsolódik, illetve az alkalmazott rendszer lehetőségei miatt a programozáshoz és hibakereséséhez egy 90°-os, 5 tűskéből álló sor helyezkedik el.

A panelen elhelyezésre került 2 nyomógomb is, amelyekkel a mikrovezérlő 1-1 lábát lehet a 3,3 V-os tápfeszültségre kapcsolni. Ezek funkciója programból szabadon konfigurálható, mérés közbeni beavatkozásra alkalmasak.

A passzív alkatrészek, ellenállások, kerámia kondenzátorok a helytakarékoság céljából 0805 méret jelölésű felületszerelt (SMD) kivitelben kerültek beépítésre, a három tantál elektrolit kondenzátor pedig szintén felületszerelt, 6032-es méretű.

A mikrovezérlő órajelének szolgáltatására 10 MHz névleges frekvenciájú külső kvarc oszcillátort alkalmazok, amely a beépített frekvenciasokszorozó áramkörrel megnövelésre kerül a maximális sebesség elérése érdekében.

Az 5.4. ábra az elkészült mérőrendszer blokksémáját szemlélteti.

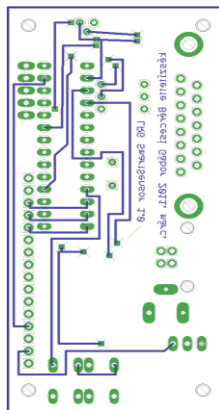
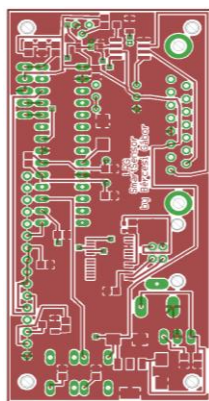


5.4. ábra a mérőrendszer blokkvázlata

5.7. Nyomtatott huzalozású áramkör

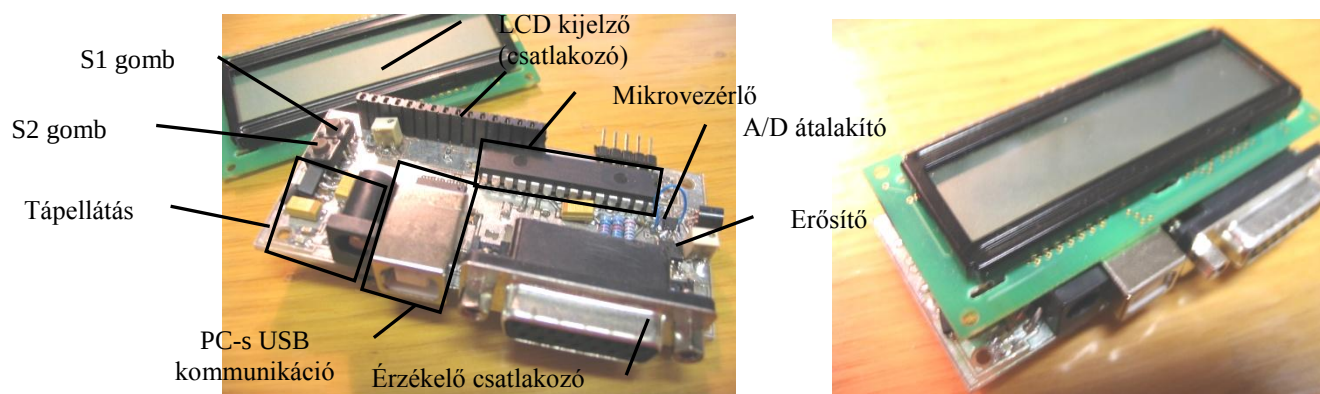
Az intelligens érzékelőhöz szükséges összes alkatrész számbavétele után elkészült a teljes áramkör kapcsolási rajza, ezzel együtt a mikrovezérlő lábkiosztása is megállapításra került, ezek dokumentációi a 2. mellékletben láthatóak.

Az áramkör először egy kísérleti áramkör építő panelen készült el, amelyen a beforrasztott alkatrészek lábai közti kapcsolat légvezetékekkel valósult meg, ám a kis méret igénye miatt ez hamar átláthatatlanná vált, és sok működési hiba jelentkezett, így felmerült az igény egy nyomtatott huzalozású áramkör (NYÁK) elkészítésére. Az Eagle tervező programban elkészített áramkör rajza alapján, ugyanezen szoftverrel elkészíthető a NYÁK huzalozási terve is. A kis méret miatt a terv úgy készült el, hogy az áramköri lap mindkét oldalán helyezkednek el vezetősávok (kétoldalas), amelyek között galvánónozott palástfelületű furatok biztosítják a villamos vezető kapcsolatot. A terveket oldalanként, és az elkészült áramköri lapot az 5.5. ábra mutatja.



5.5. ábra A NYÁK-terv két oldala és az elkészült áramkör

A nyomtatott áramkör elkészülte után elvégeztem az alkatrészek beültetését. Az áramkör tervezése során törekedtem arra, hogy a kis méret miatt a legtöbb felhasznált alkatrész felületszerelt tokozású legyen. A mikrovezérlő azonban a furatszerelt (DIP) tokozáson kívül csak QFN-S tokozásban elérhető, amelynek a forrasztása kézi erővel nehézkes lett volna, így ez, illetve a feszültség referencia, az 5 V-os stabilizátor áramkör, a kvarc oszcillátor, a nyomógombok és a csatlakozók furatszerelt kivitelben kerültek beszerelésre, a többi alkatrész pedig felületszerelt tokozású. Az összeszerelt műszer első példányáról készült képek az 5.6. ábrán láthatóak.

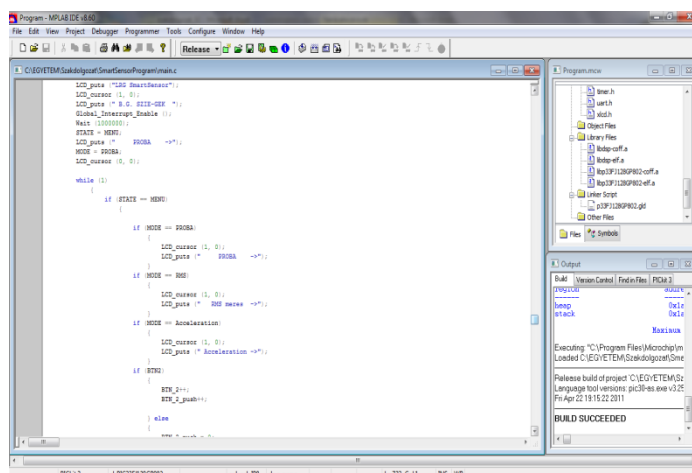


5.6. ábra Fényképek a készre szerelt mérőrendszerrel az alkatrészek megjelölésével

6. A mérőrendszer tervezése: Szoftver

6.1. Konfiguráció

Az intelligens érzékelő programjának elkészítéséhez szükség van egy fejlesztő környezetre (IDE), továbbá a C programozási nyelv alkalmazásakor egy fordító programra is, és a program mikrovezérlőbe történő letöltéséhez egy programozó eszközre. Az általam használt fejlesztő környezet a Microchip MPLAB IDE szoftvere, a fordító program az MPLAB C30 v3.25 nevet viseli, a programozáshoz pedig a Microchip PICKit3 típusú eszközt használom, amely a program feltöltése mellett lehetőséget nyújt arra is, hogy a program futását a számítógépen nyomon tudjuk követni, a programban pedig töréspontokat lehet elhelyezni, amelyeket ha elér a program futása, ott megáll. Ez az eljárás, a „debuggolás” nagy segítséget nyújthat a programozóknak a hibakeresésben. A 6.1. ábra a fejlesztő szoftver képernyő képét és az alkalmazott programozót mutatja be.



6.1. ábra A szoftverfejlesztéshez alkalmazott eszközök

A programozás a mikrovezérlő, az egyes perifériák, belső és külső eszközök konfigurációjával, inicializálással kezdődik. A programozáshoz szükséges fájlok csatolását követően a konfigurációs bitek beállítása történik: az elsődleges órajel forrás a külső oszcillátor lesz frekvencia sokszorozóval, a mikrovezérlő belső oszcillátorról indul, majd a frekvencia stabilizálódásával vált át külsőre, a perifériákhoz tartozó lábkiosztás (PeripheralPinSelect) többször módosítható, Watchdog Timer kikapcsolva.

A főprogram sorra elvégzi az egyes perifériák inicializálását. Elsőként a *Port_init()* függvény beállítja a portok irányultságát, a kimenetek kezdeti értékeit és elvégzi az SPI és az UART perifériákhoz tartozó lábkiosztások beállítását. Ez után az SPI1 periféria inicializálása következik, amelyhez az A/D konverter van csatlakoztatva. A mintavételi frekvencia beállítása úgy történik, hogy az konverterrel való kommunikáció újraindítása mindig a 2. időzítő (timer) megszakítási folyamatában történik 650 Hz-es frekvenciával. Ezt követi az órajel sokszorozó PLL érték beállítása, a maximális sebesség elérése érdekében ez úgy került beállításra, hogy a kvarc oszcillátor 10 MHz-es órajelét összesen 80-nal szorozza meg. A következő az időzítők (Timer1 - 2) konfigurációja. Az 1. számú időzítő megszakítási rutinja a kiszámított sebesség értékek feldolgozásában játszik szerepet. Az osztásviszonyokat a legnagyobbra beállítva az időzítő megszakításkérés másodpercenként 15625-ször megy végbe. Az UART konfigurációja során beállításra kerülnek a számítógéppel való kommunikáció feltételei, illetve az átviteli sebesség (baud rate) ez 1,357 %-os hibával 921600 bit/s-ra került beállításra. Végül az adatok nemfelejtő memóriában való tárolására szolgáló emulált adat EEPROM inicializálása után az LCD kijelző beállítása következik, az adatlapon foglaltak szerint, a 4 bites mód beállításához szükséges adatértékek sorozatos kiküldésével. Ez után egy üdvözlő szöveg jelenik meg a kijelzőn, majd a főprogram belép a végtelen ciklusba, amelyben a nyomógombok kezelése és az adatoknak a kijelzőre történő kiírása történik.

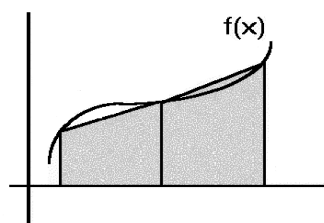
6.2. Jelfeldolgozás és felhasználói felület

A mérőrendszer kialakítása során az SKF rezgésmérő ceruzájának paramétereit vettem alapul, ezért a TDK munka célja, hogy a saját tervezésű intelligens érzékelő is hasonló jelfeldolgozási műveletek elvégzésére legyen képes. Eszerint szükséges, hogy a rendszer a mért gyorsulás értékekből integrálással képes legyen sebességet számítani, illetve ennek alapján a vonatkozó szabványban foglalt határértékek (1. táblázat) figyelembe vételével minősítést tudjon adni a vizsgált gép állapotáról.

A jelfeldolgozás első lépéseként aluláteresztő (anti-aliasing) szűrés kerül elvégzésre, amelynek során két egymást követő mérési adat szakaszos átlagolása történik meg, így az eredetileg beállított mintavételi frekvencia fele adja az új adatok keletkezésének gyakoriságát. Ez 325 Hz lesz, ami azt is jelenti, hogy a rezgésképből pontos amplitúdójú mérési adatokat csak e frekvencia alatt kaphatunk.

A második lépésben az állandó komponens kiszűrése történik a jelből. A rezgésmérés gyakorlatában szinte minden esetben nulla középértékű rezgésekkel találkozunk ám a saját tervezésű gyorsulásérzékelő képes állandó gyorsulások érzékelésére is, amelynek értéke függ az érzékelő mérési síkjának a vízszintessel bezárt szögétől. Ezen kívül az érzékelőben kialakított Wheatstone-híd kiegyenlítetlenségéből illetve az erősítő hibájából adódóan is megjelennek állandó komponensek a mért rezgésekben. Ezek az integrálást követően egyre növekvő hibájú eredményt adnak, és az eredményt tároló változó is hamar eléri a maximális értékét. Ezért az integrálást megelőzően a lehető legteljesebb mértékben ki kell szűrni ezt a hibát a mért jelből. Ez egy mozgóátlag képzésével történik, ami programozottan úgy kerül megoldásra, hogy egy cirkuláris tárolóban minden új mérési adat érkezésekor a legutóbbi 64 adat helyezkedik el, amelyeknek minden ciklusban kiszámításra kerül az átlaga. Ezáltal egy folyamatosan frissülő, viszonylag hosszú időtávon vett átlaghoz jutunk, amelyet az eredeti mért jelből kivonva csak a változó komponenszt kapjuk eredményül.

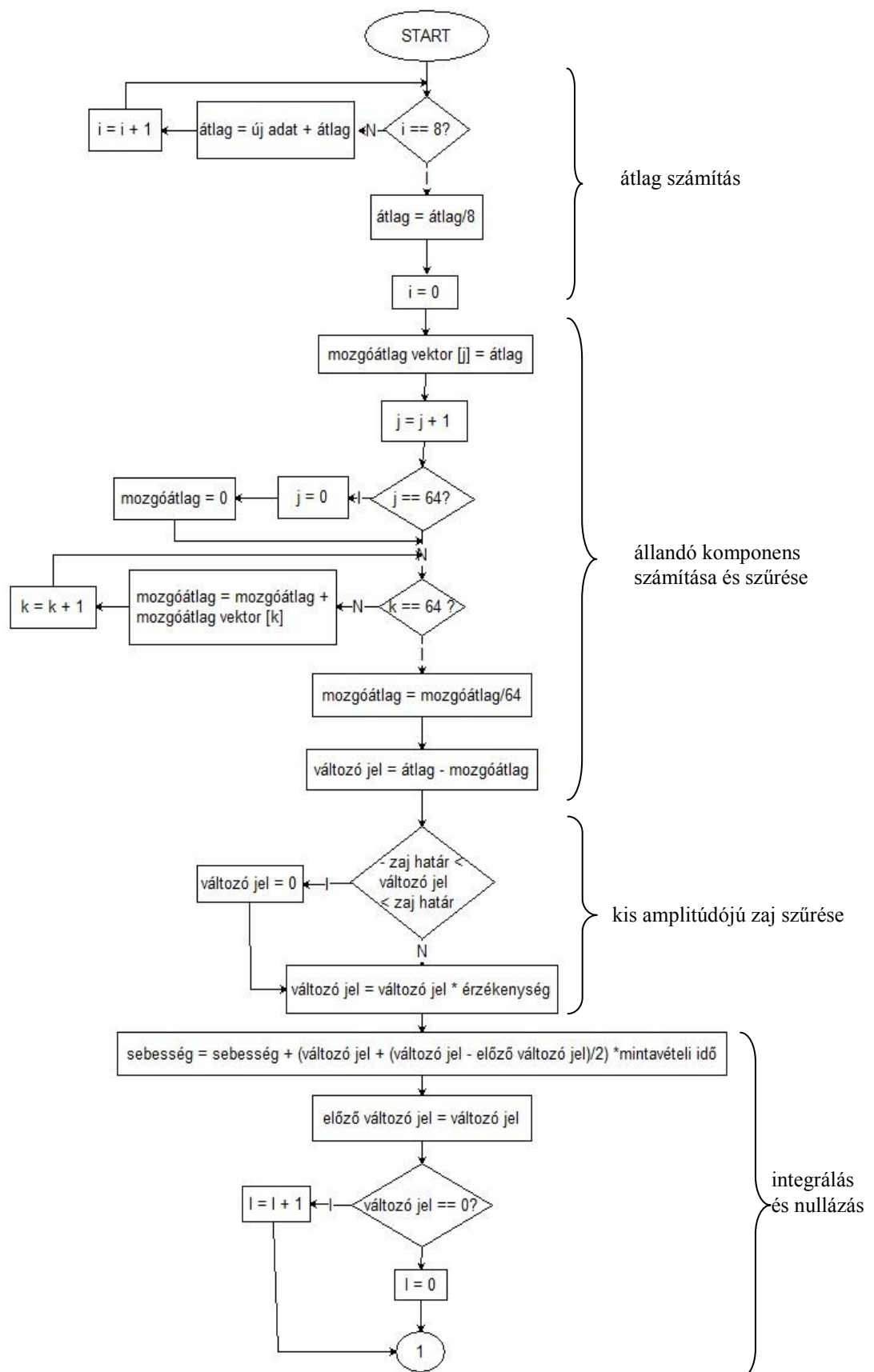
Ezt követően a kis amplitúdójú zajok kiszűrése történik úgy, hogy a rendszer egy beállított, a végleges mérési eredményeket nem befolyásoló értéknél kisebb bemenő értékeket nullának tekinti.

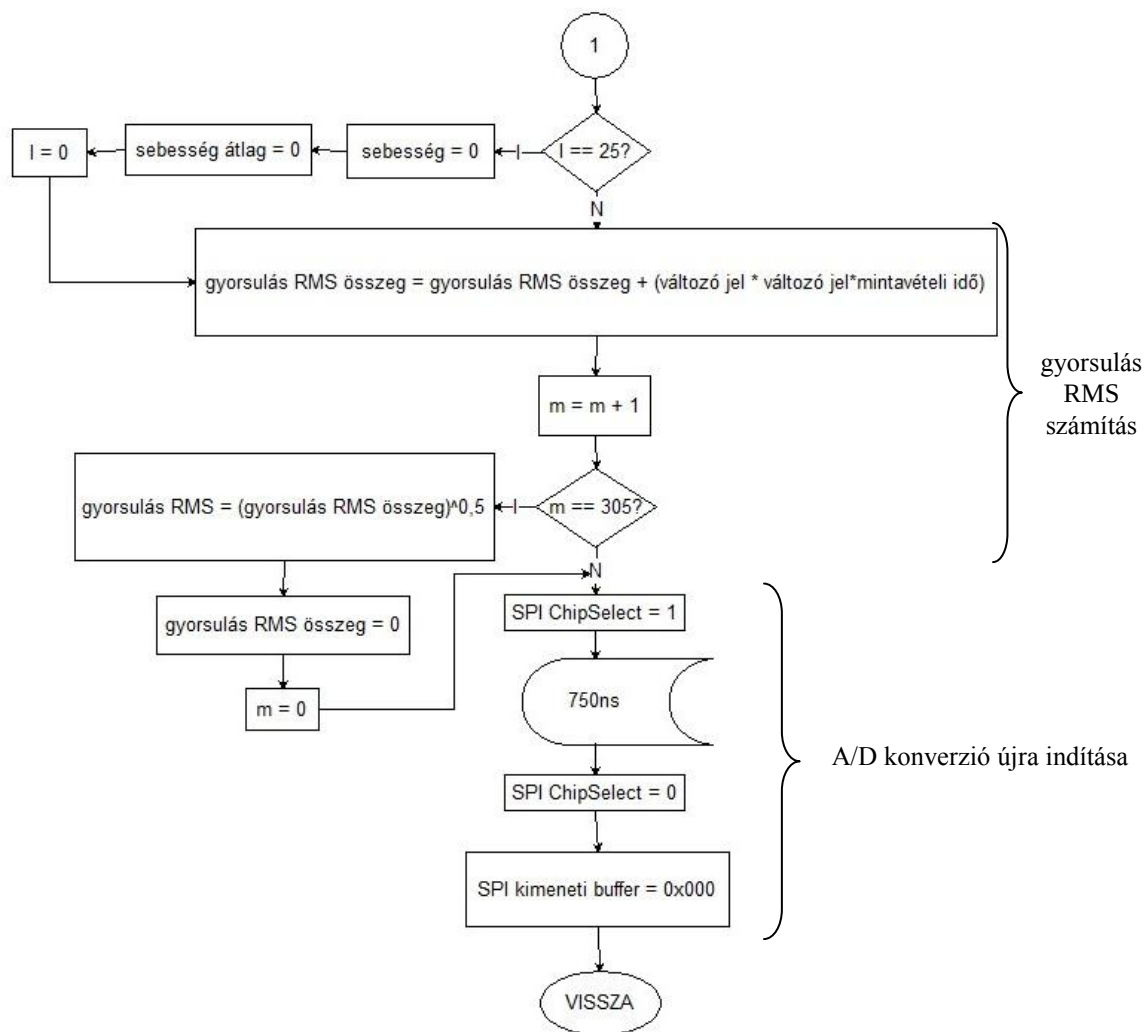


$$\int_a^b f(x) dx \approx \frac{h}{2} \left[f(x_0) + \sum_{k=1}^{n-1} f(x_k) + f(x_n) \right]$$

6.2. ábra A trapéz módszer értelmezése

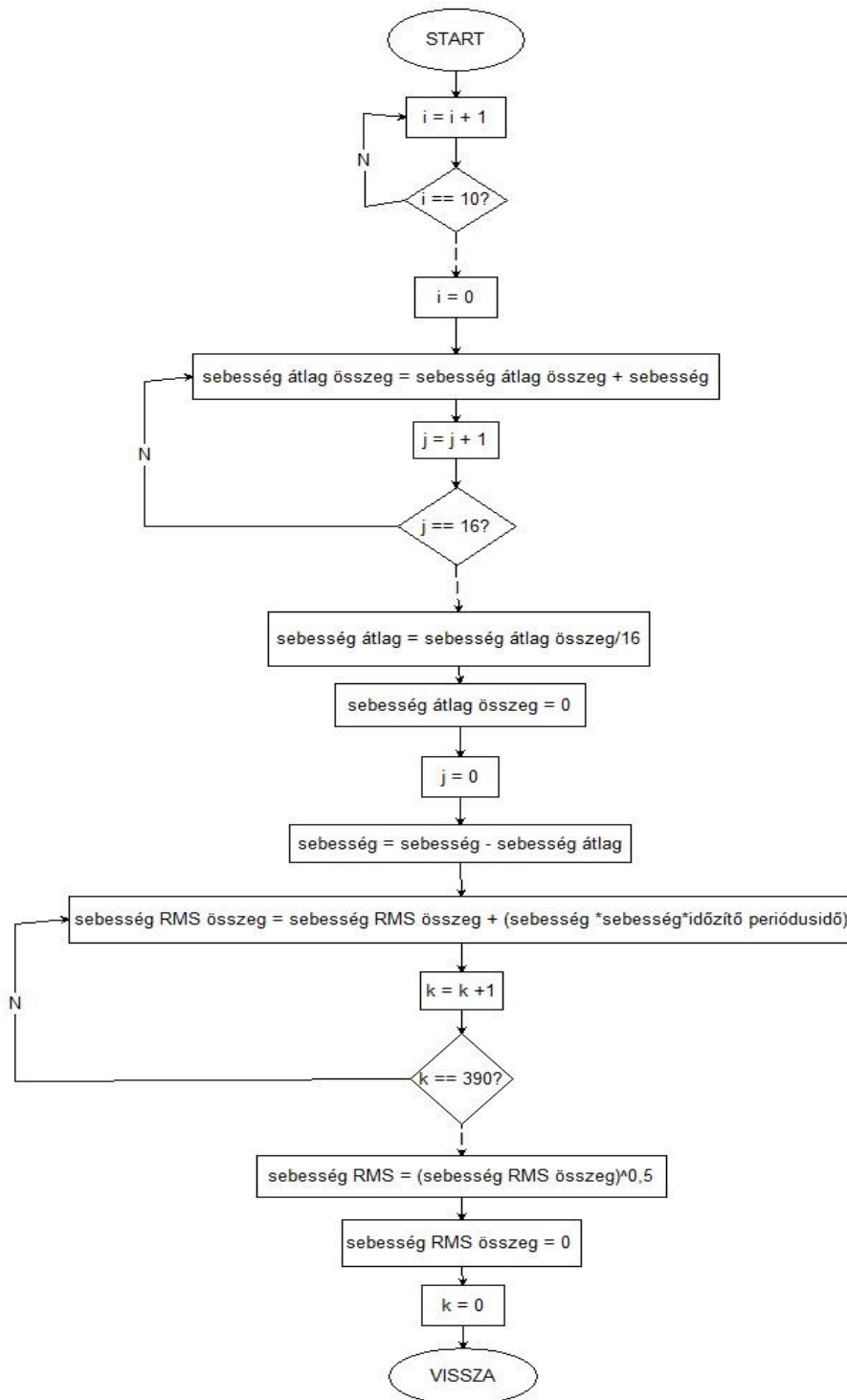
Majd az értékek numerikus integrálása megy végbe, amelynek az elvégzéséhez a trapéz-módszert választottam. Ez a két mérési adatpont közt lineáris interpolációval közelíti a valós érték megváltozását, és ezt követően számítja a görbe alatti területet. Ez a módszer tűnt a legjobb megoldásnak, mert viszonylag kicsi a számítási igénye, de mégis jobb eredményt ad, mint az egyszerűbb téglány-módszer. A módszer értelmezését a 6.2. ábra szemlélteti.





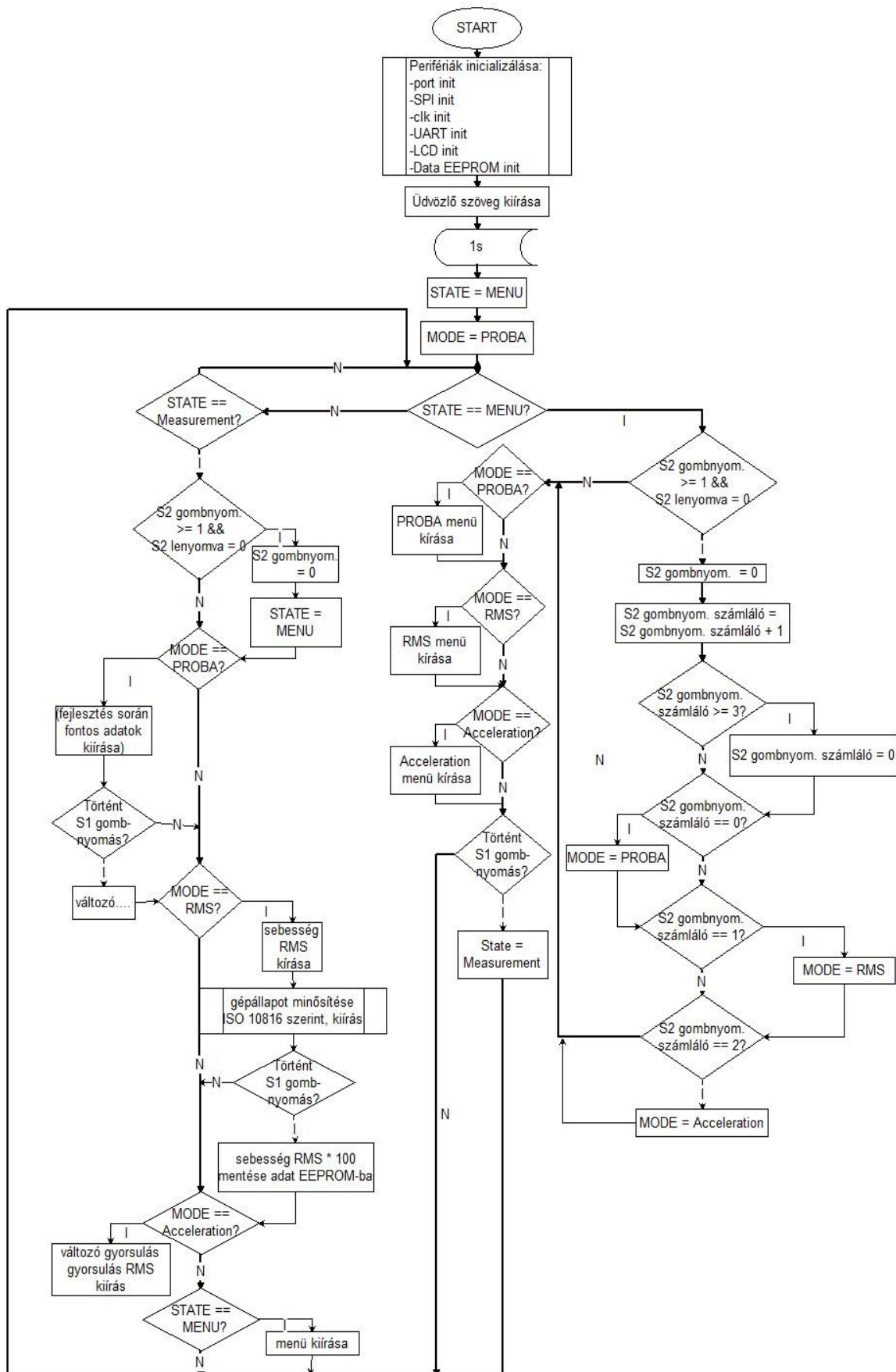
6.3. ábra Az SPI modul megszakítási rutinjának folyamata

Az RMS érték számítását megelőzően még egy jelfeldolgozási lépésként a már említett módszerrel az integrált jelből is kiszűrésre kerülnek a nagyon lassan változó és állandó összetevők, illetve megvalósul egy olyan megoldás, amely rezgőmozgás érzékelését feltételezve megállapítja, hogy ha a mért gyorsulás értéke hosszú időn keresztül nulla értékű, akkor a sebesség is nulla. Ez, géprezgések érzékelésekor csak az érzékelő nyugalmi helyzetében lehetséges, ezért az integrátor nulla kezdeti értékének beállításáért felelős. Végül meghatározásra kerül a sebesség és a gyorsulás jel RMS értéke is, és megtörténik a gépállapot besorolása az 1. táblázat szerint a *jó*, a *megfelelő*, a *nem megfelelő* vagy a *rossz* csoportba. Az új analóg érték beérkezésekor keletkező SPI megszakítás során elvégzett jelfeldolgozási műveletek folyamata az 6.3. ábrán látható, míg az időzítő megszakítása során lefutó rutin által elvégzett műveleteket az 6.4. ábra mutatja.



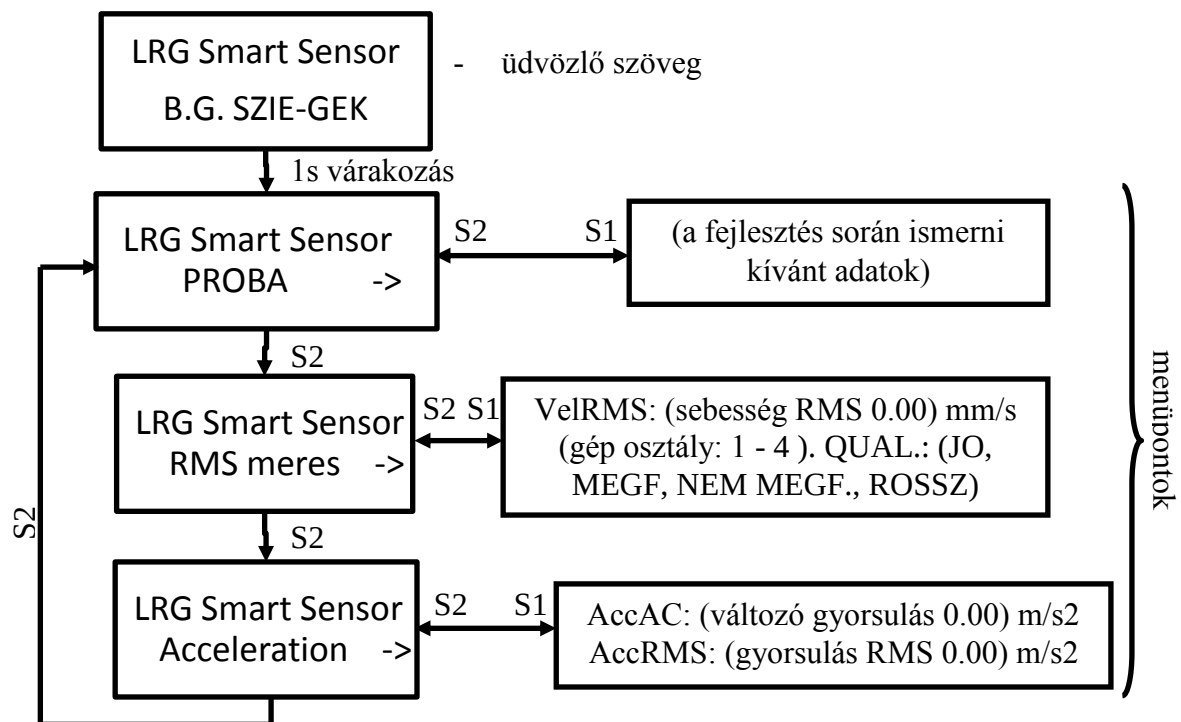
6.4. ábra Az időzítő megszakítási rutinjának folyamata

A mikrovezérlő elindulását követően mindig a *main ()* nevű függvény azaz a főprogram kezd el futni. Ebben a gombok kezelése, a menürendszer működése, az adatok kiírása és tárolása, illetve a gépállapot minősítése kerül elvégzésre, egy végtelen ciklusban, amelynek működését a megszakítások állíthatják meg, amelyek során a fent látható módon a jelfeldolgozás történik meg. A főprogram szerkezetét a 6.5. ábra mutatja be.



6.5. ábra A főprogram folyamatábrája

Végül a menürendszer kezelését, a kijelzőre kiírt információk megjelenítésével és a nyomógombok funkcióinak feltüntetésével mutatja be a 6.6. ábra.



6.6. ábra A mérőrendszer felhasználói felületének és kezelésének rendszere

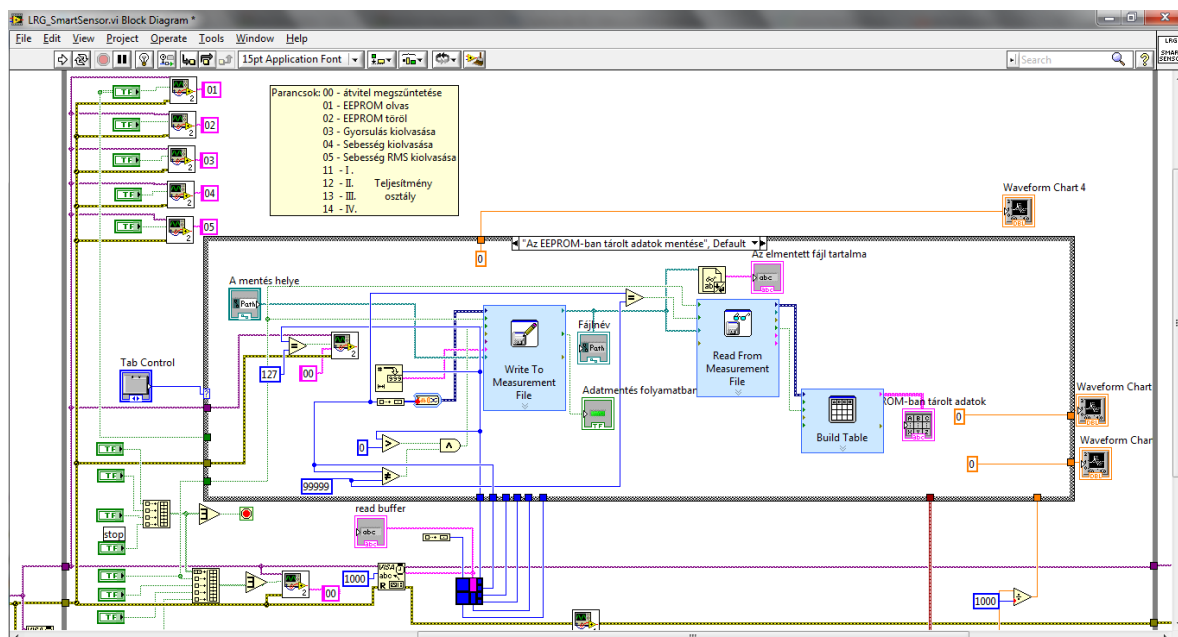
6.3. A PC-s szoftver

A mérőrendszer tervezése előtt felállított követelmények között az is szerepel, hogy lehetőség nyíljon az intelligens érzékelő és egy személyi számítógép közti kommunikációra. A számítógépes program tervezésekor igényként merült fel, hogy a nem felejtő memóriában tárolt adatokat le lehessen tölteni, és el lehessen menteni, továbbá hogy a mért gyorsulás és sebesség értékek grafikusán megjeleníthetők legyenek, és hogy a vizsgálandó gép teljesítmény osztályát is a program segítségével lehessen beállítani.

A program fejlesztéséhez a National Instruments, első sorban „virtuális műszer” programok készítéséhez megalkotott grafikus programozói felületét a LabVIEW 2010. programcsomagot választottam. A programban egyszerűen néhány blokk beillesztésével és konfigurációjával el lehet végezni a soros porton érkező adatok lekérdezését, és az adatküldést is. A soros kommunikáció során adatcsomagok áramlanak a küldőtől a fogadó felé, egy adatcsomagban azonban legfeljebb nyolc bit információ elküldésére van

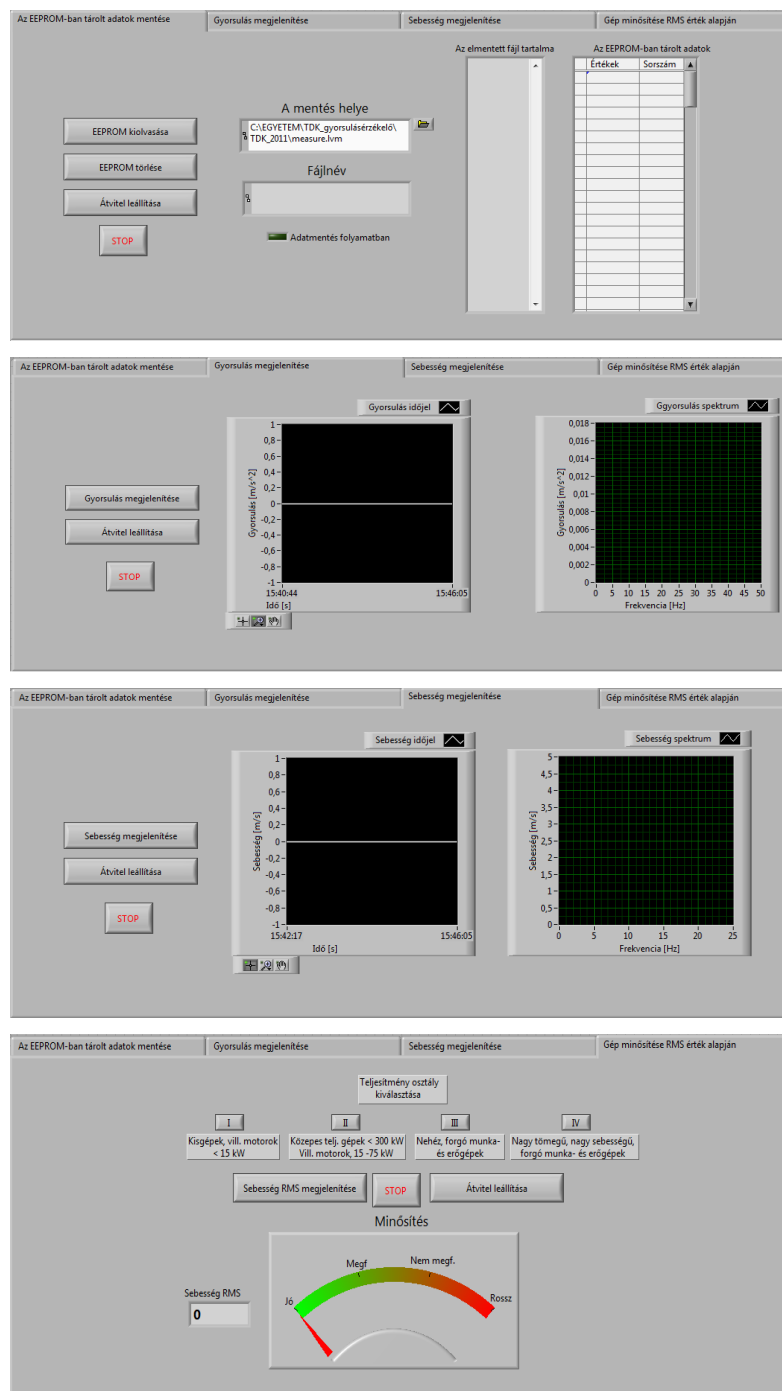
lehetőség. Amennyiben számadatok átvitele a cél, az átvitel módja mindig az, hogy a küldő az egyes számjegyek 8 bites ASCII kódját veszi, és ezeket egyenként küldi el, majd a fogadó alakítja vissza azt az eredeti számmá. Ezért lényeges a küldendő adatok mennyiségének minimalizálása.

Mivel a saját kialakítású intelligens érzékelővel többféle adattípust is el kívántam küldeni, a protokollt úgy kellett kialakítani, hogy az elküldött adatban megjelenjen az, hogy a számadat mire vonatkozik. Ez egy az érték elé írt három karakterből álló sorozatként valósul meg a következő képpen: gyorsulás érték küldésekor ACC, sebesség érték küldésekor VEL, sebesség RMS adatok esetén (a gép teljesítmény osztálya arab számmal)MS, az EEPROM-ban tárolt értékek küldésénél EEP. Ezt a karaktersort folytatólagosan követi a legfeljebb öt karakterből álló előjeles egész számadat. A lebegőpontos átalakításhoz a kalibrációs állandókat külön-külön kell megadni a mikrovezérlőben lévő és a számítógépes programok esetében. Az intelligens érzékelő felől az adatküldést egy 100 elemű, karakterekből álló cirkuláris tároló beiktatásával valósítottam meg az adatvesztés elkerülése végett. A LabVIEW-ben írott programból az érzékelő rendszer felé három ASCII karakterből álló sorozatok érkeznek, amelyből a harmadikat a program automatikusan helyezi el (sortörés karakter), így az első két karakter (szám) hordozhatja a mikrovezérlő felé küldött utasítást. E parancsok elküldése a programból egy gomb megnyomásával történik. A kódok jelentése a következő: ha az első szám 0, és a második 0 – minden átvitel megszüntetése, 1 – EEPROM kiolvasása, 2 – EEPROM törlése (feltöltése 0-val), 3 – gyorsulás adatok folyamatos küldése, 4 – sebesség adatok folyamatos küldése vagy 5, ha sebesség RMS adatok elküldésére vonatkozik. Ha az első számérték 1-es, az utána következő (1-től 4-ig terjedő) érték a gép teljesítmény-osztályának beállítására szolgál, amelyet a mérőrendszer eltárol a nemfelejtő memóriában, így egy ki-bekapcsolás után is a korábban programból beállított érték szerint fogja elvégezni a gép minősítését.



6.7. ábra A LabVIEW program egy részlete

A program szerkezete úgy épül fel, hogy a soros portti kommunikációhoz szükséges beállítások elvégzése után a rendszer belép egy végtelen ciklusba, amelyből a felhasználói felületeken elhelyezett stop gombok megnyomásával léptethető ki, ezáltal megállítva a program futását. A ciklusban első lépésben a beérkező adatokat egy feltételes ciklusban szétválogatja annak alapján, hogy mire vonatkozik a beérkezett adat, és egy beépített blokkal visszaalakítja a számok ASCII kódjainak sorozatát az eredeti számértékké (32 bites egész formátumban). Ezt követően az EEPROM adatok kivételével elvégzi a kalibrációs állandóval való szorzást és a lebegőpontos átalakítást, majd ábrázolja az adatokat. Végül a gyorsulás és sebesség jelek esetében egy beépített blokkal elvégzi a jel teljesítménysűrűség spektrumának kiszámítását, és ábrázolja is azt. A sebesség RMS értékek esetében a program itt is az intelligens érzékelőtől függetlenül elvégzi a gépminősítést és ábrázolja azt egy látványos skálán. A memóriában tárolt adatok kiolvasásakor azok automatikusan lementésre kerülnek egy szöveges dokumentumba, a felhasználó által beállított helyre, majd külön táblázatban meg is jelennek programban, ahonnan akár Excel állományba is exportálhatóak. Ezzel párhuzamosan pedig elvégzi a gombok megnyomásakor az utasítások kiküldését az érzékelő felé. A 6.7. ábrán a programstruktúra egy részlete látható.



6.8. ábra A felhasználói felület négy része

A felhasználói felület négy részből áll a négyféle adat kezeléséhez. Ezek között választófülekkel lehet navigálni. Minden felületen elhelyezkedik egy stop gomb, illetve az adott adattípushoz tartozó kezelőszervek, például az átvitel elindítása és megszakítása, az EEPROM törlése, vagy a teljesítményosztály beállítása. Ezek mellett pedig a megjelenítő elemek szerepelnek. A 6.8. ábra a felhasználói felület négy részét mutatja be.

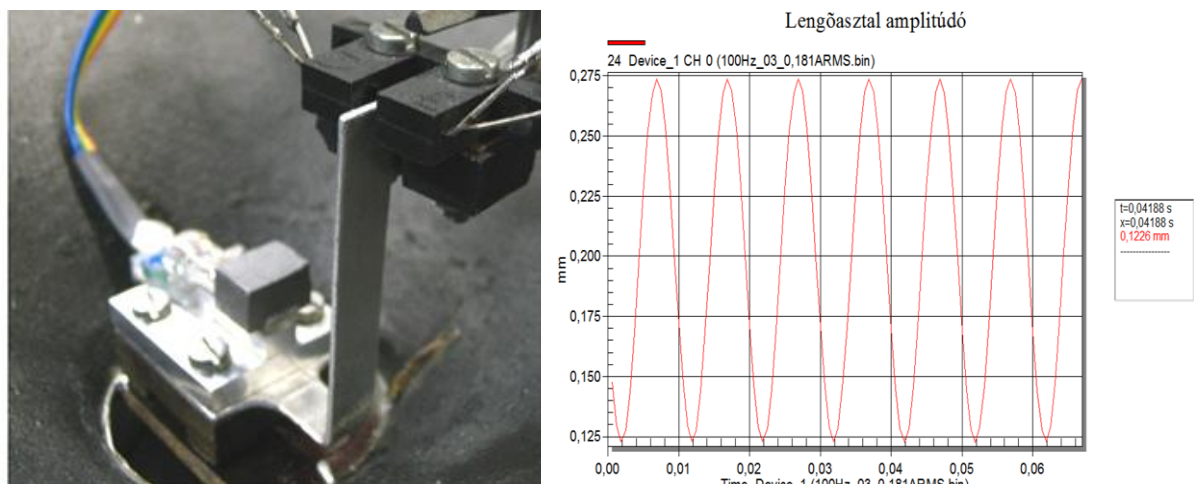
7. Mérések elvégzése

Az elkészült mérőrendszerrel végzett mérések két módon történtek. Elsőként a 2009. évi TDK munka során elkészített elektrodinamikus lengőasztal segítségével, amelynek alkalmazásával ismerhető az érzékelőt gerjesztő frekvencia és amplitúdó, amelyből számíthatóvá válik a gyorsulás és a sebesség is. Az így számított értékek kerültek összehasonlításra az intelligens érzékelő által mért értékekkel. Másodszor az SKF laborban található, a 4.2. ábrán bemutatotthoz hasonló hajtásrendszeren valós mérési körülmények között, és a lengőasztalon is összehasonlításra került a saját tervezésű rendszer az SKF Microlog Analyzer AX rezgésdiagnosztikai rendszerrel.

7.1. Kalibrációs mérések

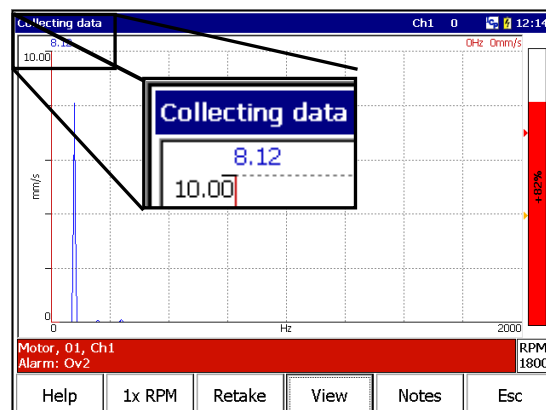
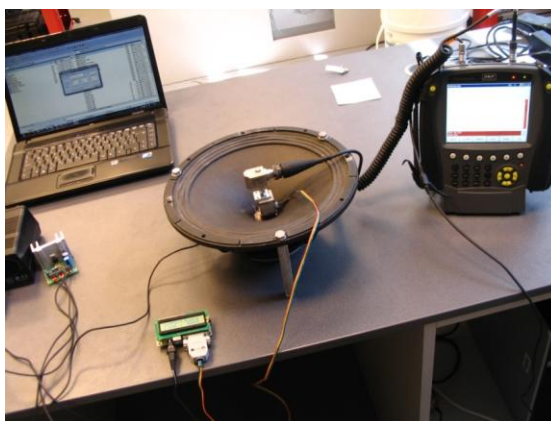
A mérőrendszer szoftverének elkészítésének egyik utolsó lépése a kalibrálás volt, azaz a mért digitális értékek és a valós mennyiségek közti lineáris függvénykapcsolat meredekségének meghatározása. Ez szintén az elektrodinamikus lengőasztalon történt.

A lengőasztal egy hangszóróból kialakított villamos úton, PC-s jelgenerátorral vagy függvénygenerátorral ismert frekvenciával gerjeszthető lengőrendszer, amelynek kitérését az idő függvényében optikai úton tudjuk mérni a már röviden bemutatott Spider8 adatgyűjtő rendszerrel. A 7.1. ábra a lengőasztalra szerelt LRG érzékelőt illetve a mért amplitúdó leolvasását mutatja be.



7.1. ábra Az elektrodinamikus lengőasztalra szerelt érzékelő és az amplitúdó mérése

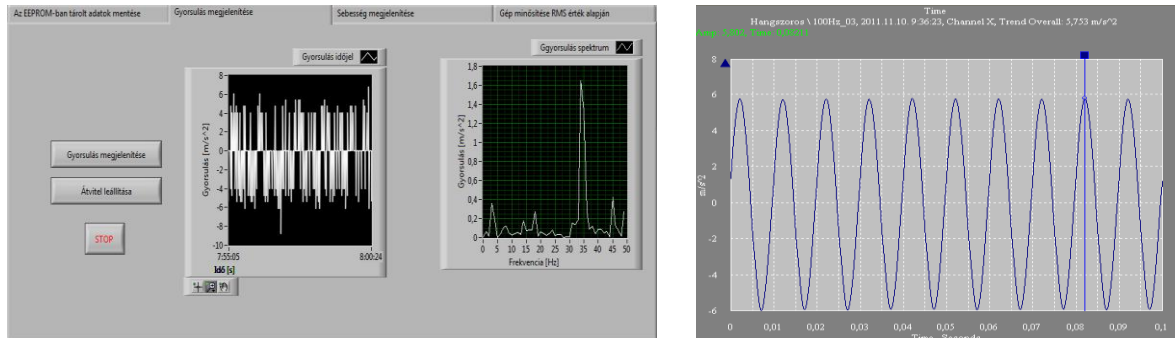
Mivel diagnosztikai szempontból a mérési eredmények RMS értéke a lényeges, ami pedig egy állandó, a rezgésre jellemző érték, ennek figyelembe vételével a kalibrálást könnyen meg lehet tenni. Tehát a lengőasztalos mérések során a mért gyorsulás és sebesség RMS értékek kalibrálása, illetve ennek ellenőrzése történt. Ez az adatok táblázatba rendezésével egyszerűen megvalósult. A mérést több frekvencián is elvégeztem és az esetleges mérési pontatlanságok elkerülése érdekében a végleges kalibrációs tényező a számított értékek átlagaként került előállításra.



7.2. ábra Elektrodinamikus lengőasztalos összehasonlító vizsgálat

A változó értékek, azaz a sebesség-és gyorsulásmérés kalibrálása a lengőasztalon úgy történt, hogy az LRG érzékelőt és az SKF érzékelőjét egyszerre gerjesztettem, és a mérőrendszer PC-s szoftverén grafikusán megjelenő adatokat hasonlítottam össze a Microlog Analyser képernyőjén megjelenő időjelekkel, több beállított frekvencián, így határoztam meg a kalibrációs értékeket. A 7.2. ábra a sebesség RMS méréseknek az SKF műszerével való ellenőrzését mutatja. Az alsó ábrákon a rezgésdiagnosztikai műszer és a

saját tervezésű intelligens érzékelő kijelzőjének képe látható. Az SKF rendszere által mért rezgésebbesség RMS $8,12 \text{ mm/s}$, míg ez a saját tervezésű rendszerrel $8,02 \text{ mm/s}$. A két eredmény relatív eltérése $1,23 \%$ -ra adódik. A 7.3. ábra a gyorsulás-és sebességmérés kalibrálását illusztrálja.



7.3. ábra A mérőrendszer kalibrálása az SKF rezgésdiagnosztikai rendszerével

7.2. Összehasonlító mérések

A mérőrendszer az elektrodinamikus lengőasztalon végzett kalibrálást és az ellenőrzéseket követően a reprodukálhatóság szempontjából összehasonlításra került az SKF már említett rezgésdiagnosztikai rendszerével.

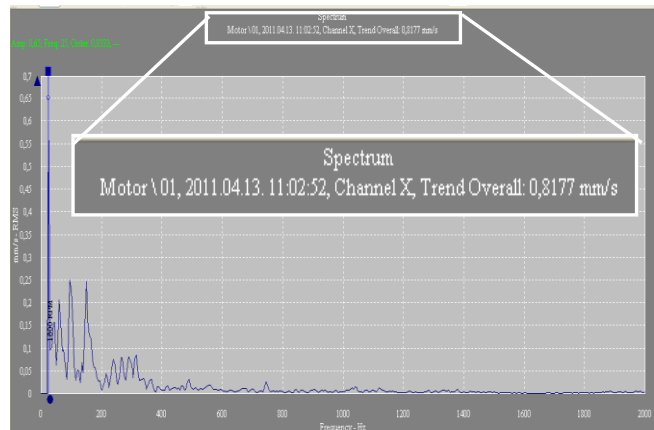
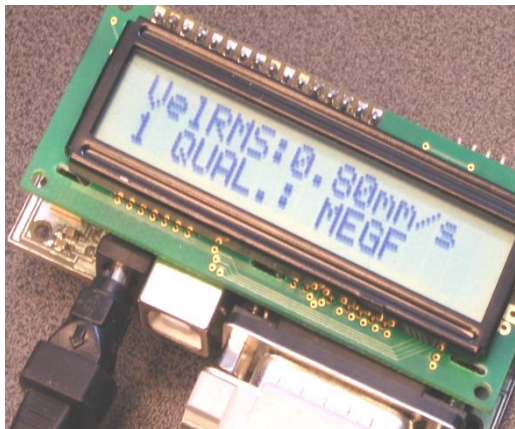
A rezgésdiagnosztikai rendszerben felvett új mérési pont a mérés során a rezgésebbesség spektrum mellett kijelzi az összesített rezgésebbesség RMS értékét, és zöld, narancs, piros színekkel jelöli a gép minősítését, amelyeket össze lehet hasonlítani a saját tervezésű mérőrendszer által kiírt, illetve a számítógépes szoftver által jelzett sebesség RMS értékekkel.

A 7.4. ábra az SKF labor demó hajtásrendszerén végzett mérések közül mutat be egyet. A két érzékelő egymás mellett került elhelyezésre, így történt a mérés. Az alsó ábrák a Microlog műszerrel rögzített mérési eredmény számítógépes megjelenítését mutatják. Kinagyítva látható az összesített rezgésebbesség RMS érték, amely a digitálisan elkészített, azaz diszkrét frekvencia pontokban meglévő spektrumvonalak amplitúdóinak négyzetének átlagának gyökeként ((7.1) összefüggés szerint) számítható.

$$RMS = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N A_i^2}{N}} \quad (7.1)$$

Ahol: A_i – az i -edik spektrum vonalhoz tartozó amplitúdó

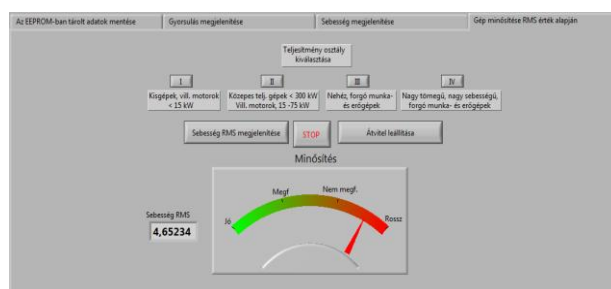
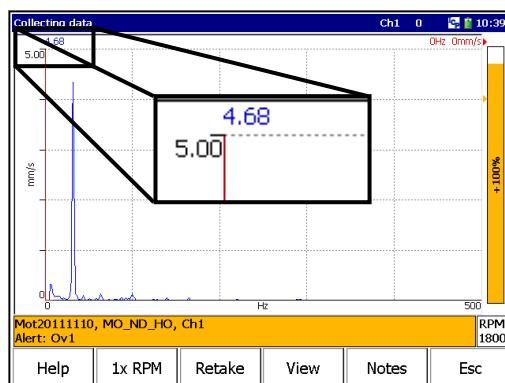
N – a spektrumvonalak száma



7.4. ábra Összehasonlító gépvizsgálat

Ez $0,8177 \text{ mm/s}$ -ra adódik, míg a saját tervezésű mérőrendszerrel számított rezgésérték $0,8 \text{ mm/s}$. Ez $2,16 \%$ -os hibát jelent.

A második bemutatott összehasonlító mérés szintén a műszerrel történő gépminősítésre vonatkozik, kiegészítve azt a mérőszoftver által végzett minősítés bemutatásával. A 7.5. ábra



7.5. ábra Gépvizsgálat számítógéppel támogatott gépminősítéssel

A mérés az előzőekben bemutatottól eltérően a demó hajtás egy csapágyházán függőleges irányban (TE_DR_VER). Az SKF rendszere által mért rezgéssebesség RMS érték 4,68 mm/s, míg a saját tervezésű rendszer 4,65 mm/s-ot mér. Itt a két érték eltérése 0,61 %, illetve mindkét műszer esetén a gépelem rezgésdiagnosztikai minősítése erősen a figyelmeztetési tartományban van.

8. Gazdaságossági elemzés

A következőkben áttekintem a saját tervezésű mérőrendszer költségeit, a továbbiakban lehetséges költségeket, és összehasonlítom néhány kereskedelmi forgalomban kapható hasonló rezgésérzékelő rendszerrel. A mérőrendszer alkatrész költségeit a következő táblázat tartalmazza.

4. táblázat A mérőrendszerhez szükséges alkatrészek és költségei

Mérőrendszer alkatrészjegyzék					
sorsz.	típus	darab	tokozás	eá. - br. (Ft)	öá. - br. (Ft)
1	dsPIC33FJ128GP802	1	DIP	1 450	1 450
2	FT232RL	1	SSOP28	1 688	1 688
3	MCP3301	1	MSOP 08	712	712
4	INA126U	1	SO8	613	613
5	EW162G0GR	1	NYÁK - DIP	1 000	1000
6	LM1117IMP-3.3	1	SOT223	182	182
7	L7805CV	1	DIP	53	53
8	LM336Z-2.5	1	DIP	50	50
9	TACT-64N	2	DIP	42	84
10	USBB-G	1	DIP - USB B	108	108
11	PCGK2.1	1	DIP - 2,1 mm	44	44
12	WWS 10 A	1	DIP	45	45
13	ZL201 - 20G	1	DIP	20	20
14	BL 1/20 G	1	DIP	499	499
15	DB-15DS	1	DIP	73	73
16	Ferrite bead	1	SMD	2	2
17	3224W - 2K	2	SMD heli-trimmer	396	792
18	5k62 0,1%	2	DIP	63	126
19	221R 0,1%	1	DIP	63	63
20	10 MHz	1	DIP	44	44
21	10uF / 25V SMD C	3	SMD C - 6032-28	57	171
22	22pF /50V	2	SMD 0805	6	12
23	1M 5%	1	SMD 0805	3	3
24	10 nF / 50V	1	SMD 0805	6	6

25	100 nF / 50V	6	SMD 0805	5	30
26	8,2 K 5%	1	SMD 0805	3	3
27	2,7 K 5%	3	SMD 0805	3	9
28	560 R 5%	2	SMD 0805	3	6
29	10 K 5%	1	SMD 0805	3	3
30	nyomtatott áramkör	1		6 488	6 488
				Összesen:	14 379

Tehát a prototípus mérőelektronika közvetlen önköltsége (anyagköltség) összesen 14 379 Ft. A nyomtatott huzalozású áramkör további példányainak legyártása olcsóbb, mert a gyártáshoz szükséges film elkészítése csak egyszeri költségként jelentkezik.

A mérő elektronika költségén felül természetesen a gyorsulásérzékelő előállítási költsége is felmerül. Ennek költségei nagyrészt a nyúlásmérő bélyegek árából adódnak. Az alkalmazott bélyegek ára darabonként 2000 Ft, a többi anyag költsége nem mondható jelentősnek, és a prototípus érzékelő maradék anyagokból került előállításra. Összesen kb. 10000 Ft az anyagköltség, de ez függ az elkészített darabszámtól is, a minimálisan megvásárolható mennyiségek miatt.

Az intelligens érzékelő összes anyagköltsége így kb. 25 000 Ft-ra adódik. Ezeken felül a mérőrendszer költségeit növelheti egy tokozás megvalósítása, amely a mechanikai behatások ellen védheti a mérő elektronikát, ezen kívül a további tervek között szerepel az, hogy az új LRG konstrukciókat is ellátjuk egy tokozással és csillapítással.

A következő táblázat néhány, a saját tervezésűhöz hasonló ipari rezgésérzékelő rendszert mutat be azok rövid jellemzésével és áraikkal Amerikai Dollárban, illetve 190 Ft/Dollár árfolyammal számítva Forintban.

A műszerek árához nagyban hozzájárul az, hogy az alkalmazott érzékelő minden esetben piezoelektromos működési elvű, ami önmagában is, de a működéséhez szükséges töltéserősítővel kiegészítve nagyon költséges. Látható, hogy egy ilyen mérőrendszer megfelelően tervezett más működési elvű érzékelővel jóval olcsóbban kiváltható.

5. táblázat Kereskedelmi forgalomban kapható rezgésérzékelő rendszerek [26]

Típus, ábra	Jellemzők	Ár – Ft (USD)
Balmac 240 V-Alert Vibration Meter 	- integrált érzékelő - sebesség RMS kijelzés - kétállapotú (Good, Alert) gépállapot minősítés	95 000 Ft (\$500)
Balmac 242 Pocket Vibration Meter 	- integrált érzékelő - elmozdulás (csúcstól csúcsig), sebesség (csúcs) vagy gyorsulás (csúcs) mérés	115 900 Ft (\$610)
Balmac 230 	- külső érzékelő (100mV/g) - elmozdulás, sebesség gyorsulás mérés - adattárolási lehetőség	256 500 Ft (\$1350)
SKF CMAS-100 SL 	- belső vagy külső érzékelő - sebesség RMS mérés - ISO 10816 szerinti minősítés - belső infra hőmérő	317 300 Ft (\$1670)
SPM-VC 100 VibChecker 	- belső vagy külső érzékelő - RMS, csúcs, csúcstól csúcsig amplitúdó mérés - ISO 10816 szerinti minősítés - 200 vonalas FFT spektrum	322 050 Ft (\$1695)

9. Összefoglalás

Dolgozatomban a jelelmélettel, a rezgésméréssel illetve a mechanikus gépek diagnosztikájával foglalkozó szakirodalom áttekintése után valós mérések értékelésén keresztül vizsgáltam a rendelkezésemre álló, a méréstechnikában széleskörűen alkalmazott gyorsulásérzékelőket, illetve a saját tervezésű érzékelőnket, bizonyítva ezzel annak alkalmazhatóságát. Ezt követően megterveztem egy saját intelligens érzékelő áramkörét, megépítettem azt, majd az előzetesen megfogalmazott követelményeknek megfelelően elkészítettem a működtető mérőprogramot, és készült egy, az intelligens érzékelő jelét feldolgozó PC-s szoftver is. Majd próba mérések során teszteltem az elkészült rendszert, és gazdasági szempontból is elvégeztem az összehasonlítását más, az iparban alkalmazott mérőrendszerekkel.

A megvalósult műszer képes az érzékelő által kiadott, a gyorsulással arányos villamos jel erősítésére, annak digitális jellé alakítására és a digitális jelen bizonyos jelfeldolgozási műveletek elvégzésére. Elvégzi a jel digitális szűrését majd integrálással sebesség értékekké alakítja azt. Ennek kiszámítja az RMS értékét, amelyet a vonatkozó rezgésdiagnosztikai szabványban foglalt határértékek figyelembe vételével négy csoportba sorol, ezáltal minősítve a gépet, amelynek rezgéseit az LRG érzékelővel mérjük. Az intelligens érzékelő LCD kijelzővel és két nyomógommbal rendelkezik, amelyekkel egy menürendszer segítségével kiválaszthatjuk, hogy milyen mérési adatot szeretnénk kijelezni. Emellett lehetőség van egyes mérési adatok nem felejtő memóriában való tárolására is. A számítógépes program képes megjeleníteni a memóriába korábban letárolt adatokat, illetve valós idejű mérésadat megjelenítést is lehetővé tesz, továbbá kiírja a rezgése sebesség RMS értékeket és a mikrovezérlős rendszerhez hasonlóan elvégzi a minősítést. A vizsgált gép teljesítmény osztályának kiválasztására is a szoftverből van lehetőség.

Az intelligens érzékelő tesztelése során, amit egyrészt a szintén saját készítésű elektrodinamikus lengőasztallal, másrészt egy gépmérés során az SKF egyik korszerű rezgésdiagnosztikai műszerével történő összehasonlítással végeztem el, bizonyítást nyert az érzékelő és a mérőrendszer alkalmazhatósága. Végül megtörtént a műszer anyagköltségének kiszámítása, és összevettem azt más gyártók hasonló érzékelőivel.

A saját tervezésű érzékelőnek, mint a mérőrendszer talán legfontosabb elemének tervezésekor az alkalmazott nyúlásmérő bélyeges technika használatánál szem előtt kell tartani, hogy ezzel a módszerrel jó, univerzálisan alkalmazható érzékelőt nem lehet készíteni. Nem lehet egyszerre nagy érzékenységet, magas rezonancia frekvenciát, nagy méréshatárt elérni, ezért az ilyen érzékelőket csak meghatározott mérési feladatok elvégzésére érdemes kialakítani, amelyek során viszont a jelenleg kapható más működési elvű műszereknél, amellet, hogy még egyedi gyártásban is olcsóbbak, jobb tulajdonságokkal rendelkezhetnek. Ezért egy ilyen érzékelővel kialakított mérőrendszert a hardver és a szoftver tekintetében is célszerű egyedi mérési feladatok feltételeinek figyelembe vételével megtervezni.

További céljaink között szerepel a régi, egy hangszóróból kialakított elektrodinamikus lengőasztal helyett egy új rezgéskeltő berendezés kialakítása, amellyel lehetségessé válik több érzékelő együttes rögzítése is. Így a reprodukálhatósági vizsgálatokat laboratóriumi körülmények között pontosabban elvégezhetnénk.

A laprugós gyorsulásérzékelőkkel kapcsolatban a továbbfejlesztés egy iránya az lehet, hogy a géprezgések méréséhez a laprugós érzékelőt magából a gépelemből alakítanánk ki, így egy egyébként is szükséges alkatrészből nem nagy befektetéssel kialakítható lenne az állapot felügyeleti rendszer, amellyel az érzékelők rögzítésének hatásai is kiküszöbölhetővé válnának.

A mérő elektronika továbbfejlesztésének lehetőségeit első sorban a szoftver fejlesztés terén látom. Megoldható lenne például, hogy a rendszer esetleg PC-s segítséggel képes legyen egy FFT algoritmus elvégzésére, stb. De természetesen a hardver terén is merülhetnek fel fejlesztésre érdemes területek. Így például a tápellátás megoldása jóval kisebb fogyasztású kapcsolóüzemű tápegységekkel, vagy az automatikus méréshatár váltás megvalósítása.

Irodalomjegyzék

- [1] Bércesi Gábor: Géprezgések mérése és elemzése (TDK dolgozat), Gödöllő, 2010
- [2] Bércesi Gábor, Farkas Csaba: Gyorsulásérzékelő tervezése és kalibrálása (TDK dolgozat), Gödöllő, 2009
- [3] Dr. Boros Andor: Villamos mérések a gépészetben, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1978
- [4] Dr. Dömötör Ferenc: A rezgésdiagnosztika elemei, SKF Svéd golyóscsapágy Rt., Budaörs, 1996
- [5] Farkas Csaba: Gyorsulásérzékelő kialakítása, laboratóriumi dinamikus összehasonlító vizsgálata más működési elvű érzékelőkkel (TDK dolgozat), Gödöllő, 2010
- [6] Dr. Hegedűs Attila: A műszaki lengéstan alapjai, Szent István Egyetemi Kiadó, 2009
- [7] HBM: B12 Acceleration transducer mounting instructions, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt, évszám nélkül
- [8] HBM: Spider8, Spider8-30 and Spider8-01 operating manual, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt, évszám nélkül
- [9] Jacob Fraden: Handbook of Modern Sensors, Springer, New York, USA, 2010
- [10] Karl Hoffmann: An Introduction to Measurements using Strain Gages, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt, 1989
- [11] Karl Hoffmann: Applying the Wheatstone Bridge Circuit, Hottinger Baldwin Messtechnik GmbH, Darmstadt, Évszám nélkül
- [12] M. Csizmadia Béla, Nándor Ernő: Modellalkotás (Mechanika mérnököknek sorozat), Nemzeti Tankönyvkiadó, Budapest, 2003
- [13] M. Csizmadia Béla, Nándor Ernő: Mozgástan (Mechanika mérnököknek sorozat), Nemzeti Tankönyvkiadó, Budapest, 2001
- [14] M. Csizmadia Béla, Nándor Ernő: Statika (Mechanika mérnököknek sorozat), Nemzeti Tankönyvkiadó, Budapest, 1996
- [15] M. Csizmadia Béla, Nándor Ernő: Szilárdságtan (Mechanika mérnököknek sorozat), Nemzeti Tankönyvkiadó, Budapest, 1999
- [16] MTA-MMSZ: Nemzetközi metrológiai értelmező szótár, Országos mérésügyi hivatal, Budapest, 1998
- [17] Norbert Hesselmann: Digitális jelfeldolgozás, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1985

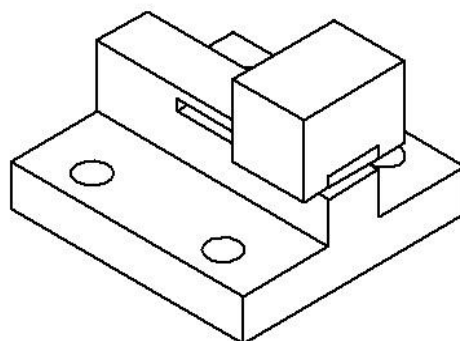
- [18] Richard Baraniuk: Signals and Systems, Connexions, Rice University, Houston, Texas, 2010
- [19] <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/BurrBrown/mXvxsry.pdf>, 2011. 04. 26.
Burr Brown, INA 126 (műveleti erősítő adatlap)
- [20] <http://www.datasheetarchive.com/EW162G0GR-datasheet.html>, 2011. 04. 26. EDT
EW162G0GR (LCD adatlap)
- [21] http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/DS_FT232R.pdf,
2011. 04. 26. FT232RL (USB-UART adatlap)
- [22] <http://www.national.com/ds/LM/LM1117.pdf>, 2011. 04. 26. L7805 (5 V-os
feszültség szabályozó adatlap)
- [23] <http://www.national.com/ds/LM/LM1117.pdf>, 2011. 04. 26. LM1117 (3,3 V-os
feszültség szabályozó adatlap)
- [24] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70292E.pdf>, 2011. 04. 26.
Microchip, dsPIC33FJ128GP802 (mikrovezérlő adatlap)
- [25] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21700C.pdf>, 2011. 04. 26.
Microchip, MCP 3301 (A/D konverter adatlap)
- [26] <http://www.onlyprotools.com/Vibration-Meters-s/5.htm>, 2011. 04. 26.
Rezgésérzékelő rendszerek információi
- [27] http://www.skf.com/portal/skf/home/products?paf_dm=shared&paf_gear_id=4400006&contentId=775560&action=viewDetail&lang=en, 2011. 04. 26. SKF MCA
(adatlap)

1. melléklet: Az LRG érzékelő adatlapja

Adatlap – 1. oldal		LRG
		Laprugós Gyorsulásérzékelő

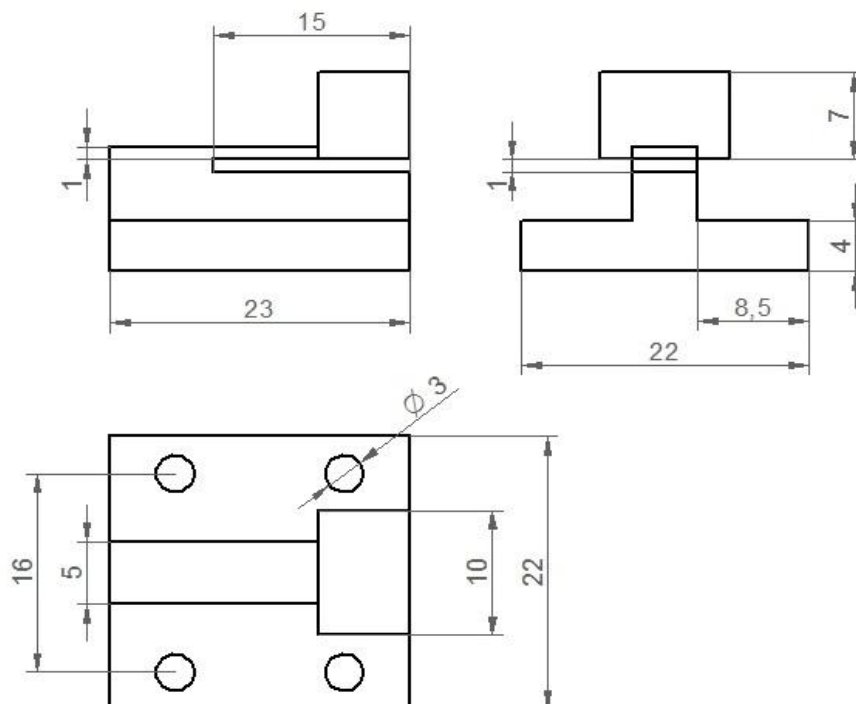
Méréshatárok

Gyorsulás	m/s ²	± 1600
	g	± 163
Rezonancia frekvencia	Hz	600
Hőmérséklet	°C	-10 - +60 °C



Kalibrálási érzékenység	(mV/V)/g	$6,5 \cdot 10^{-3}$
-------------------------	----------	---------------------

Méretek



Anyagok

CERTAL EN AW-7022 / AlZnMgCu 0.5

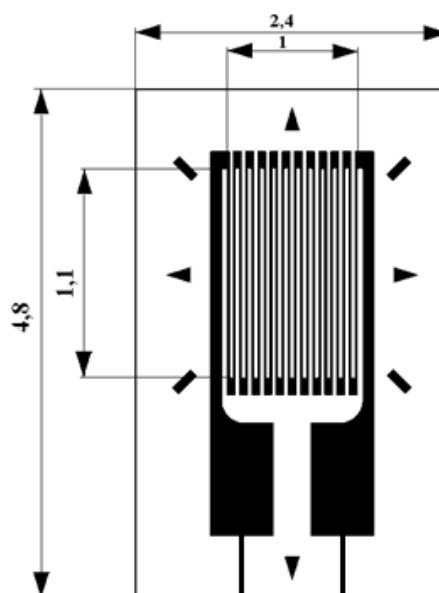
Szeizmikus tömeg: Ólom / Pb

Nyúlásmérő bélyegek

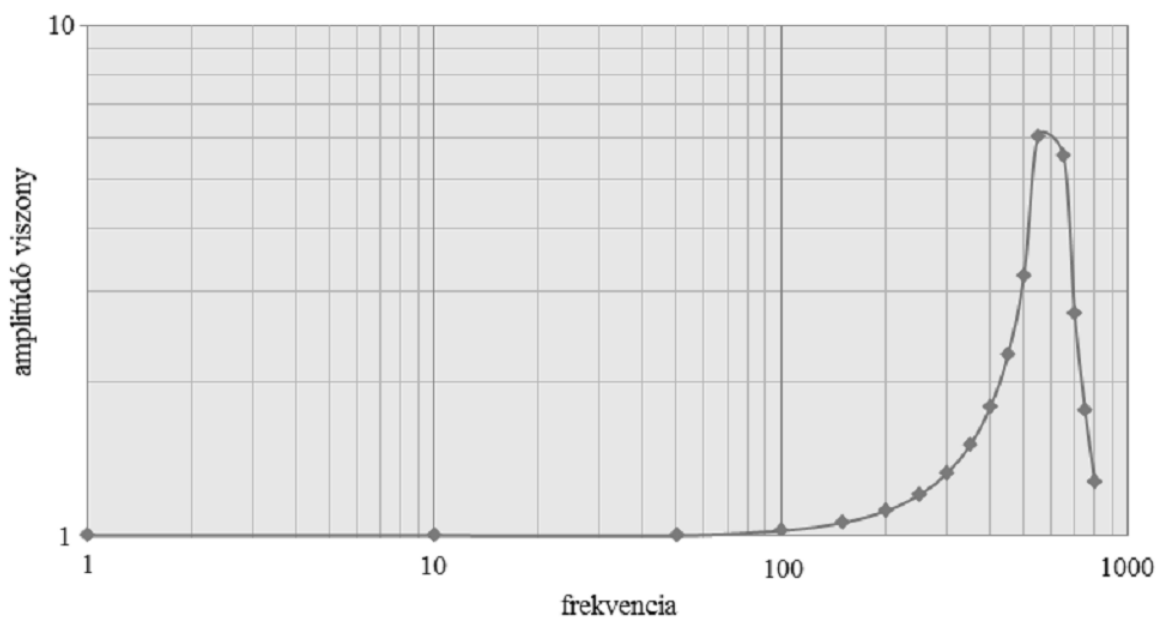
2 aktív bélyeges teljes hidas mérés

KYOWA KFG-1-120-C1-11 (4db)

Alkalmazható	°C	-196 -150
Hőmérséklet kompenzáció	°C	10 – 80
Névleges ellenállás	Ω	$119,6 \pm 0,4$
Bélyegtényező	-	$2,14 \pm 1\%$
Aktív felület	mm	$1 \times 1,1$
Bélyeg felület	mm	$4,8 \times 2,4$

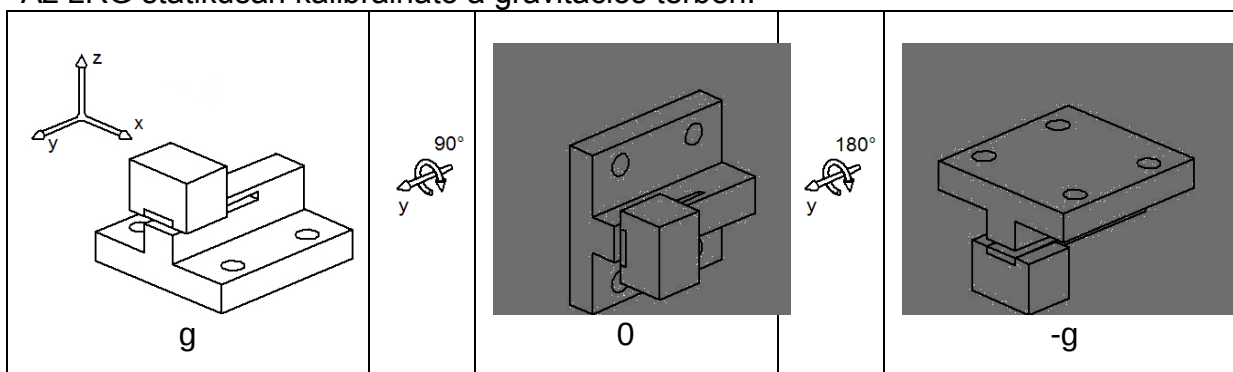


Frekvencia függés



Kalibrálás

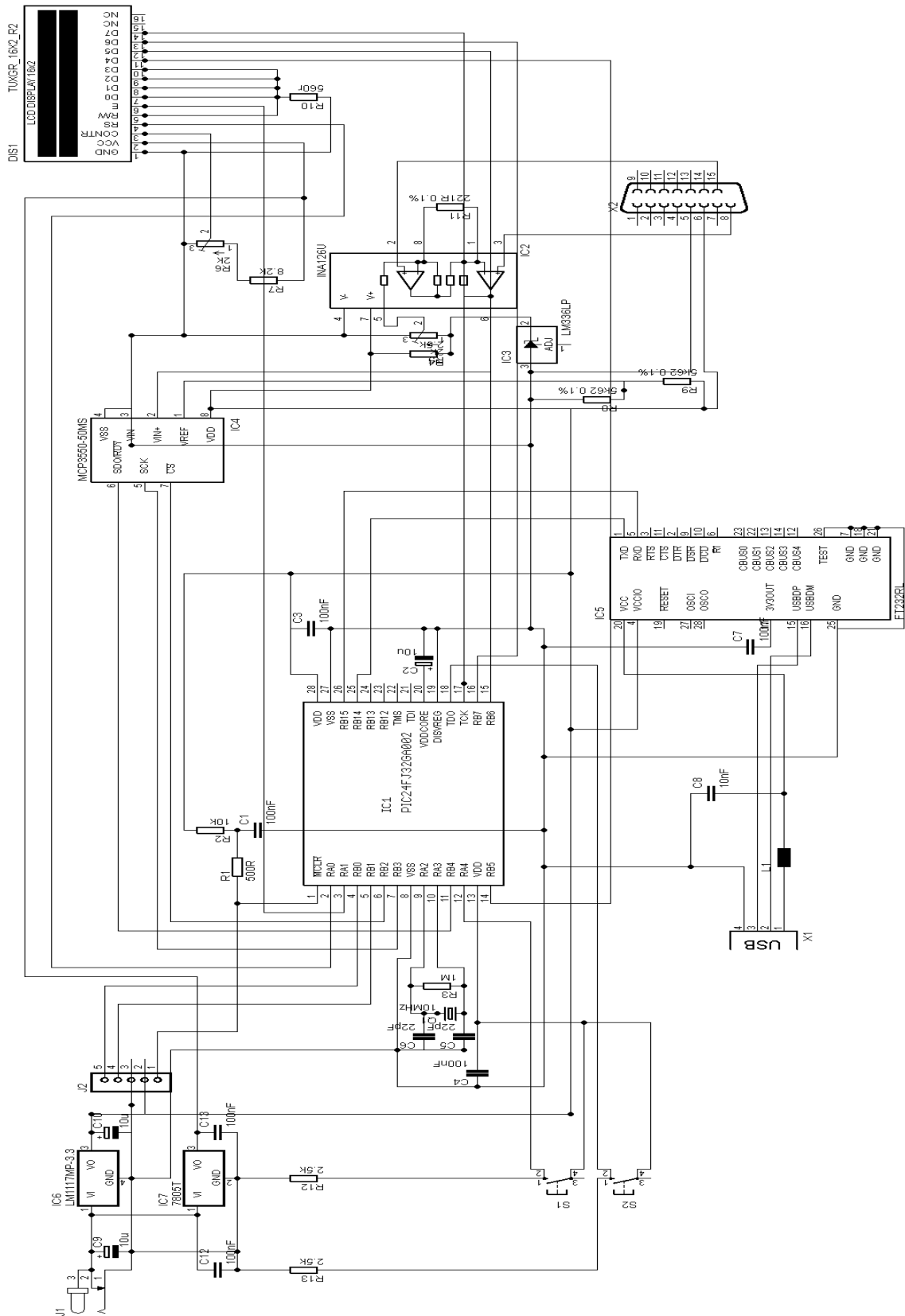
Az LRG statikusan kalibrálható a gravitációs térben.



Szent István Egyetem/Gépészmérnöki Kar/Folyamatmérnöki
Intézet/Méréstechnika Tanszék
Bércesi Gábor/Farkas Csaba
Konzulens: Dr. Petróczki Károly, egyetemi docens
Gödöllő, 2010

2. melléklet: Mérőrendszer hardver dokumentációk

Kapcsolási rajz



Mikrovezérlő lábkiosztás

Sorsz	Funkció	Megjegyzés
1	reset	500 + 10 k felhúzó R, 100 nF- GND-re
2	RB11 - digital output	LCD RS
3	RB13 - digital output	LCD E
4	PicKit2 programozó adatbusz	
5	PicKit2 programozó órajel	
6	CN2 - MUX = SPI - CLK	SPI1 PORT CLK kimenet (A/D)
7	CN6 - MUX = SPI - CS	SPI1 PORT <u>ChipSelect</u> /ShuotDown Input kimenet
8	tápfeszültség - 0 szint	
9	külső oszcillátor bemenet 1	10Mhz, 2*22pF - GND-re
10	külső oszcillátor bemenet 2	
11	CN3 - MUX = SPI - Din	SPI1 PORT Adat bemenet (A/D)
12	s2 - nyomógomb	2.7 k-s lehúzó ellenállás
13	tápfeszültség magas szint - 3.3 V	100nF szűrő kond GND-re
14	RB12 - digital output	LCD ADAT 4
15	RB8 - digital output	LCD ADAT 5
16	5 V-ot kapott, tönkrement	
17	RB10 - digital output	LCD ADAT 7
18	S1 - nyomógomb	2.7k-s lehúzó ellenállás - External Interrupt 1
19	tápfeszültség 0 szint	
20	belső fesz. Stab. Hidegítő kondenzátor	
21	RB9 -digital output	LCD ADAT 6
22		
23		
24		
25	RP14 MUX =UART - U1TX	UART - TRANSMIT line
26	RP15 MUX = UART - U1RX	UART - RECEIVE line
27	analóg rész tápfesz, referencia, 0 szint	100nF szűrő kond Avss-Avdd
28	analóg rész tápfesz, referencia	

28-Pin SDIP, SOIC

■ = Pins are up to 5V tolerant

