

Digitális műszer fejlesztése az atomi erő mikroszkóp dinamikus üzem módjai számára

Írta: **Mingesz Róbert** V. éves fizikus hallgató
SZTE Kísérleti Fizika Tanszék

Témavezetők: **Dr. Gingl Zoltán** egy. adjunktus
Dr. Mechler Ádám tud. munkatárs
Kokavecz János Ph.D. ösztöndíjas

Szeged 2002

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	3. oldal
2. Az atomi erő mikroszkóp felépítése	5. oldal
Az atomi erő mikroszkóp működése	6. oldal
3. Digitális technika alkalmazása a rendszer bővítésére	8. oldal
4. Az alkalmazott digitális technika alapjai	9. oldal
4.1. Jelgenerálás DDS technikával	9. oldal
4.2. Az amplitúdó mérése mintavételezéssel	10. oldal
4.3. Alulmintavételezéses mérési technika	11. oldal
4.4. Az amplitúdó numerikus meghatározása	13. oldal
5. A digitális mérő és vezérlő rendszer jellemzői	14. oldal
5.1. A PC-s szoftver	15. oldal
5.2. Az amplitúdó-mérés szoftvere	14. oldal
6. Mérések és eredmények	17. oldal
6.1. Alulmintavételezéses módszer a 250 kHz-es kártyával	17. oldal
6.2. A 1 MHz-es kártya tulajdonságai	17. oldal
6.3. Rezonanciagörbék felvétele	18. oldal
6.4. A mért jelalakok	19. oldal
6.5. Hiszterézis	21. oldal
6.6. A tesztfelszínekről készített képek	22. oldal
7. Konklúzió	23. oldal
8. Hivatkozások	24. oldal
9. Köszönetnyilvánítás	24. oldal

1. Bevezetés

A tudomány egyik fő kihívása mindig is a mikroszkopikus világ megismerése volt. Az első fontosabb lépés, amely ennek feltárásához vezetett az optikai mikroszkóp felfedezése volt. Ez komoly lökést adott a különféle tudományterületek (biológia, orvostudomány, anyagtudomány ...) fejlődésének. Az elektronmikroszkóp megalkotása tovább bővítette a lehetőségeket, mivel a felgyorsított elektronok hullámhossza sokkal kisebb a fény hullámhosszánál, ezért lényegesen nagyobb felbontást lehet elérni. Hátránya viszont, hogy a vizsgálatokat nagyvákuumban kell végezni, továbbá bizonyos esetekben a minták komoly előkészítést igényelnek. Az elektronmikroszkópnak különféle változatai jelentek meg az elmúlt évtizedekben, ilyenek pl. a reflexiós pásztázó elektronmikroszkóp, vagy a transzmissziós pásztázó elektronmikroszkóp.

A kvantummechanikai alagúteffektuson alapuló pásztázó alagútmikroszkóp (STM) felfedezésével egy egészen új elven működő mikroszkópcsalád jelent meg [1]. A felszín topográfiájának feltérképezésére egy próbatú szolgál, melynek sugara 10 nm nagyságú. A felszín és a tű közé feszültséget kapcsolva az alagúteffektus következtében áram folyik, melynek nagysága a tű és a minta közötti távolságtól függ. A topográfia felvétele úgy történik, hogy miközben a felületet vízszintes irányban pásztázzuk, a tű Z irányú elmozdításával (visszacsatolással) az alagútáram nagyságát állandó értéken tartjuk. A képet az összetartozó XYZ adatok adják meg, vagyis az optikai és az elektronmikroszkóppal szemben egy valódi 3D képet kapunk. Az STM egyik hátránya, hogy csak vezetők (vagy vékony szigetelőrétegek) vizsgálhatók vele, és hogy működéséhez nagyvákuum szükséges. Előnye viszont, hogy rendkívül nagy, atomi feloldás érhető el.

A pásztázó alagútmikroszkópból alakult ki az atomi erő mikroszkóp (AFM) [2]. Ennek egyik legfontosabb előnye, hogy szigetelőket is lehet vele vizsgálni, ráadásul nem szükségesek a működéséhez speciális körülmények (mérhetünk normál levegőben, folyadékokban, vagy akár folyékony héliumban is [3]). Az AFM segítségével szintén nagy felbontásokat lehet elérni, és a kapott kép itt is valódi 3 dimenziós. Az atomi erő mikroszkópot igen széles körben alkalmazzák a különböző tudományágak kutatói. Az egyik legígéretesebb terület a nanotechnológia, de széleskörűen alkalmazzák a biológiában, és az anyagtudomány különböző ágaiban is.

Az AFM egyik érdekes üzemmódja az, amikor a tű a felszín felett szinuszosan gerjesztett, csillapított harmonikus rezgőmozgást végez, melynek amplitúdója a felszíntől való távolságtól függ. A topográfia felvétele úgy történik, hogy a felület pásztázása közben figyeljük a rezgés

amplitúdóját, és megfelelő visszacsatolással állandó értéken tartjuk, ezáltal biztosítjuk, a felülettől való távolság állandóságát.

Az SZTE Optikai és Kvantumelektronikai Tanszéken egy Topometrix TMX 2000 Explorer típusú AFM mikroszkópot használnak fel felületek vizsgálatára. A műszerben analóg elektronika gondoskodik a tű vezérléséről, melynek komoly hiányosságai is vannak. Az egyik legfontosabb a nem megfelelően stabil gerjesztési frekvencia, ami a pontos detektálást korlátozza.

A pontosság és a képminőség javítása érdekében modern digitális jelprocesszoros technikára építve módosítottuk az AFM elektronikáját. Ennek előnye a direkt digitális szintézis (DDS) elvén működő nagy stabilitású (~3ppm), és nagy felbontású (~1ppb) szinusz-generálás, a pontos mérés, továbbá a könnyű bővíthetőség.

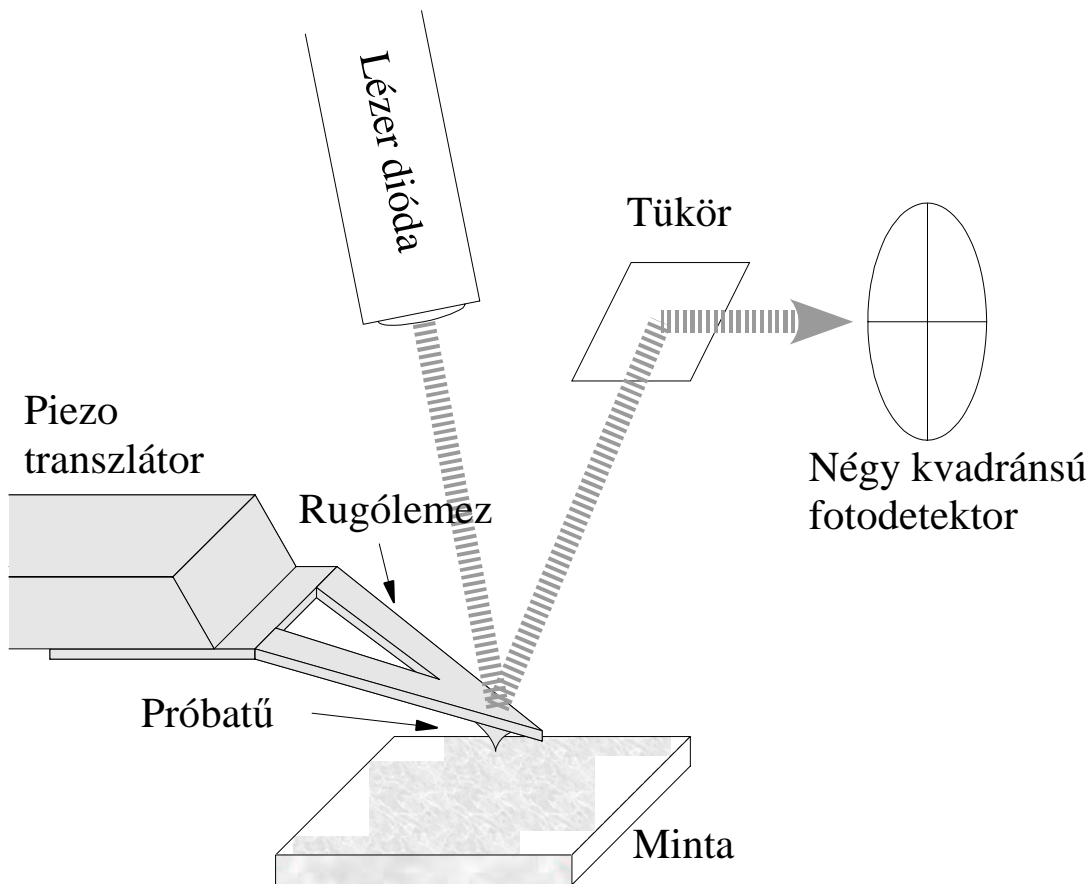
A gyári berendezést egy a Kísérleti Fizika tanszéken működő zajkutató csoport által kifejlesztett DAS1414 nevű adatgyűjtő műszerrel egészítettük ki. Ez az eszköz egy digitális jelfeldolgozó processzort (DSP), valamint pontos D/A és A/D konvertereket tartalmaz. Fontos előny, hogy a műszer jelentős része gyakorlatilag szoftver, és számítógéppel is vezérelhető. A műszerbe két új DDS-generátort helyeztünk el, melyek közül az egyik a tű szinuszos gerjesztését végzi, a másik pedig a mintavételezéses mérés órajelét szolgáltatja. A két frekvencia megfelelő megválasztásával egy igen pontos digitális lock-in erősítőt realizáltunk.

Mivel az amplitúdó nagyságát ms gyakorisággal kell szolgáltatni az AFM elektronikája számára, ezért az összes szükséges számítást a DSP-vel végeztük. Az így összeállított rendszer előzetes tesztjei biztatóak, az általa készített felvételek kontrasztosabbak és reprodukálhatóbbak a gyári berendezés által mérteknél.

Megjegyezzük, hogy módszerünk lehetőséget nyújt további fejlesztésekre, melyek közé tartozik a mérés és vezérlés zajának csökkentésére, és a kiegészítő digitális elektronika céláramkörbe sűrítése is.

2. Az atomi erő mikroszkóp felépítése

Az AFM működési elvet az 1. ábráról érthetjük meg:



1. ábra: Az atomi erő mikroszkóp felépítése

A rugólemez alján egy néhány mikron hosszúságú kemény anyagból (Si_3N_4) készült próbatű van, amely kölcsönhatásba lép a felszínnel. A tű sugara kb. 50 nm nagyságú. A rugólemez a pásztázó piezo-elemekhez van rögzítve. Ezek három irányba való mozgást tesznek lehetővé, X és Y irányba tipikusan 100 μm , Z irányba 10 μm a mozgás távolsága. A rugólemez elhajlását lézer segítségével mérjük, oly módon, hogy a rugó felületéről visszaverődő lézernyalábot egy négykvadránsú fotodetektorral vizsgáljuk. Alapbeállítás esetén a lézernyaláb a detektor közepére jut, így minden kvadráns árama egyenlő. Amennyiben a tű függőleges irányba elmozdul, a lézernyaláb is elmozdul függőleges irányba, így a felső két és az alsó két kvadráns áramának összege megváltozik, a kettő különbsége az elhajlással arányos. Ha a tűre laterális erők hatnak, akkor a rugólemez elcsavarodik, ekkor a jobb és baloldali kvadránsok árama lesz különböző. A megfelelő geometriai és erősítési adatok alapján a tű elmozdulása és a csavarodás szöge is meghatározható. A rugólemez rugalmas tulajdonságai ismeretében a tűre ható erők is meghatározhatók.

Az atomi erő mikroszkóp működése

Az AFM működése a pásztázás elvén alapul, vagyis miközben a felületet végigtapogatjuk, egy mérhető mennyiséget (pl. a rugó elhajlását) megfelelő visszacsatolással (a piezotranszlátor Z irányú elmozdítása által) állandó értéken tartunk, így biztosítjuk a felülettől való távolság állandóságát. A topográfiát a piezo-elemek összetartozó Z, X, Y elmozdulási adatai adják. Fontos, hogy a vizsgált mennyiség monoton függvénye legyen a távolságnak, különben, ha egy mért értékhez egynél több távolság is tartozhat, akkor pásztázás közben a mikroszkóp átbillenhet az egyik értékből a másikba, ami meghamisítaná a képet. A felbontás többek között attól is függ, hogy milyen gyors visszacsatolást lehet elérni.

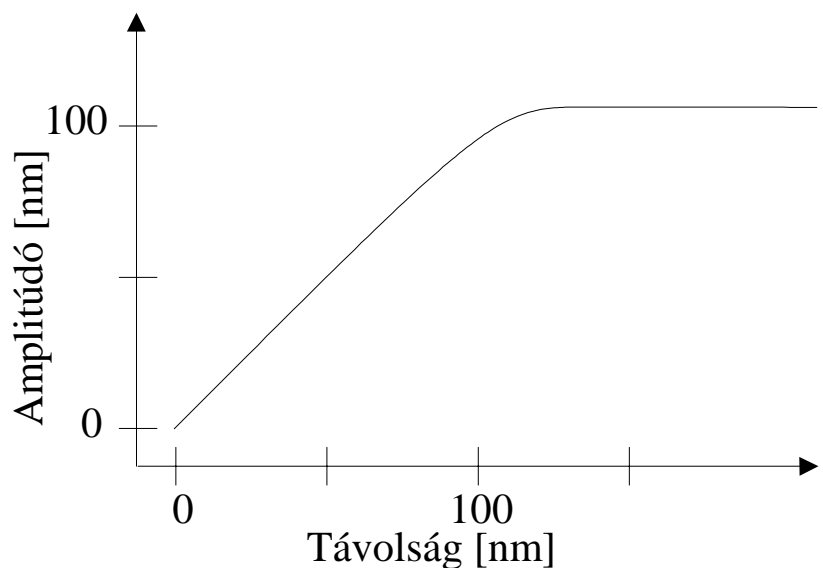
Három főbb üzemmódot alkalmaznak: az egyik a kontakt mód, a másik kettő, melyeket összefoglaló néven dinamikus módoknak is hívnak, pedig a nem-kontakt (non-contact), és a tapping (vagy intermittent contact mode) mód.

Kontakt mód

Ez a mikroszkóp leggyakrabban használt üzemmódja. Pásztázás közben a tű meghatározott erővel nyomjuk a felszínhez, és ezt a mennyiséget tartjuk állandó értéken pásztázás közben (a nyomóerőt a rugó elhajlásával mérjük). Ha a felülettel párhuzamos mozgás közben a topográfia megváltozik, a tű követi a felszínt, ezért a rugólemez elhajlása megváltozik, ezt a fotódetektorral észlelni lehet. A változásra a visszacsatoló kör olyan módon reagál, hogy a Z irányú piezotranszlátorral a rugólemezt eltolja, hogy a rugó elhajlása a beállított értéket vegye fel. Mivel a tű kontaktusban van a felszínnel, a kontakt módú pásztázás közben a vizsgált minta a nyíróerők következtében sérülhet. További hátrány, hogy a tű porszemeket is "felszedhet" útközben, ami zavaró csíkokhoz vezethet.

Nem-kontakt mód

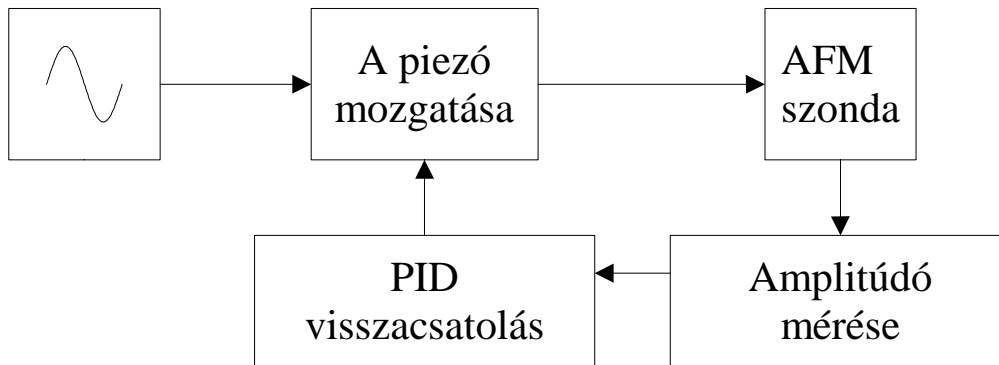
Ebben a módban a tű nincs a felszínnel mechanikai kapcsolatban, a felszín felett kényszerrezgést végez a Van der Waals erők tartományában (10-100 nm-re a felszíntől). A felület közelében lévő erők egyrészt elhangolják a tű rezonanciafrekvenciáját, másrészt a rezgést csillapítják, a hatás pedig függ a felülettől való távolságtól. A különféle modellek és numerikus



2. ábra: Az amplitúdó távolságtól való függése

szimulációk [4, 5] a 2. ábrán látható összefüggést mutatják a távolság és a rezgési amplitúdó között.

Egy ilyen elven működő rendszer vázlatát a 3. ábrán szemléltetném:



3. ábra: A nem-kontakt módban működő rendszer blokkvázlata

A Z piezotranszlátorra egy szinuszos gerjesztőjelet keverünk, ennek hatására a tű kényszerrezgést fog végezni. A rezgés hatására a lézerfolt is mozogni fog a fotódetektoron, ennek az amplitúdóját mérhetjük, a keletkező mennyiséget pedig a PID visszacsatolás használja fel.

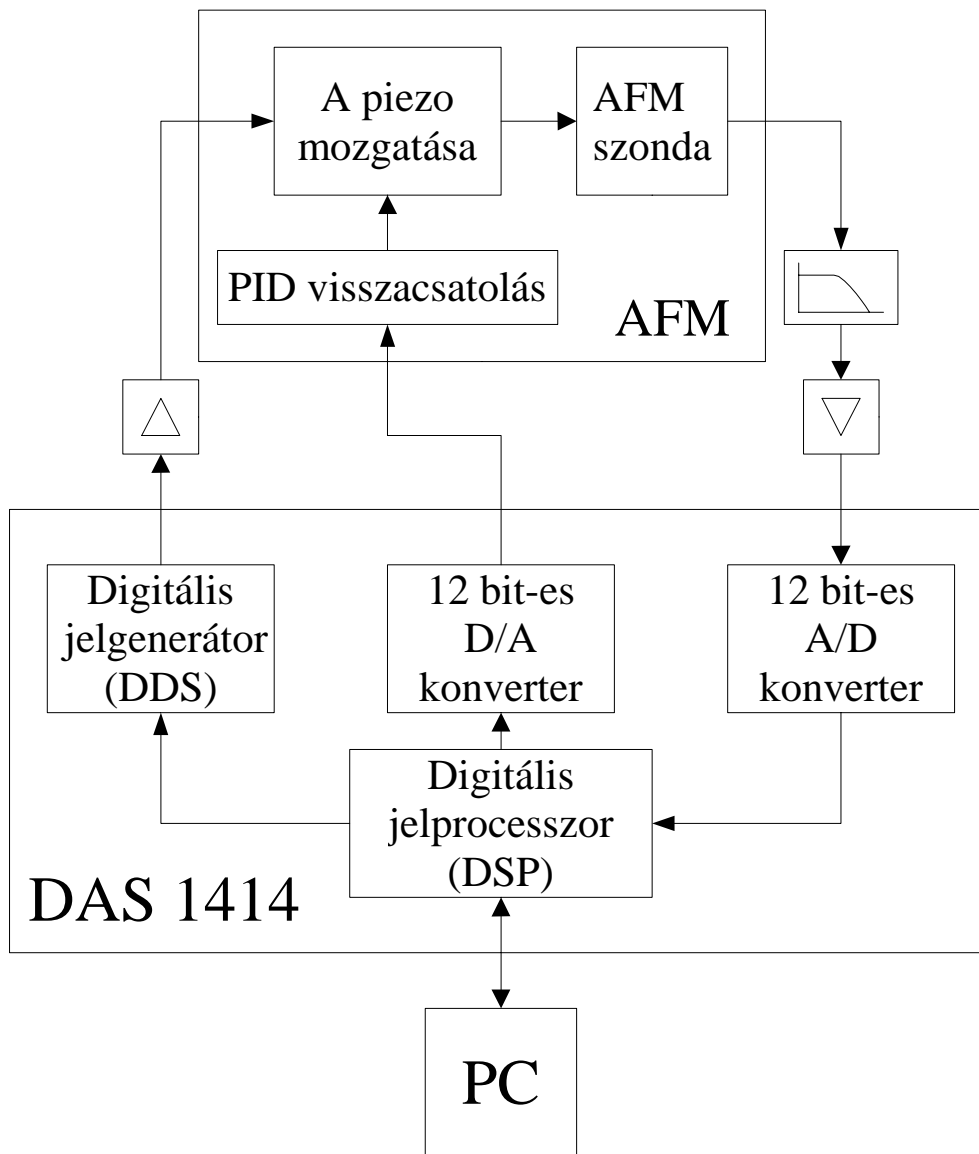
E mód hátránya a kisebb laterális felbontás, előnye viszont, hogy a minta sérülésmentesen vizsgálható.

Tapping mód

Az előzőhöz hasonló a mérés elve, csak itt a tű nagyobb amplitúdóval rezeg, így rezgés alsó részében a tű a felszínnel kontaktusba lép. A visszacsatolás szintén az amplitúdóinformációból történet (közben gyakran a fázist is vizsgáljuk). A módszer stabilabb a nem-kontakt módnál, és az elérhető felbontás is nagyobb. A kontakt módhoz képest a minta kevésbé sérül, mivel a kontaktusok csak rövid ideig tartanak, eközben a tű vízszintes irányú elmozdulása kicsi, így nyíróerők nem lépnek fel.

3. Digitális technika alkalmazása a rendszer bővítésére

Az SZTE Optikai és Kvantumelektronikai Tanszéken található Topometrix TMX 2000 Explorer típusú mikroszkóp [6] továbbfejlesztéséhez a műszert kiegészítettük egy a Kísérleti Fizika tanszéken működő zajkutató csoport által kifejlesztett, és a cél érdekében kicsit módosított DAS 1414 nevű adatgyűjtő műszerrel [7]. Az így létrejött berendezés blokkvázlata 4. ábrán látható



4. ábra: Az általunk kiegészített berendezés blokkvázlata. Az ábrán feltüntetett komponensek leírása a szövegben található. Az eredeti berendezés vázlatát a 3. ábrán látható.

Az eredeti AFM elektronikának komoly hiányosságai voltak. Ugyan kereskedelemben is kaphatók már sokkal jobb tulajdonságokkal rendelkező rendszerek (digitálisak is [8]), ezek ára azonban igen magas, ezért is érdemes helyi fejlesztéseket is folytatni.

Korábban komoly problémát okozott a gerjesztőjel megfelelő beállításának pontossága (ez egy helikális potenciométerrel történik). Emiatt egyrészt nehéz volt megtalálni a tú rezonanciafrekvenciáját (ugyanis elég éles a rezonanciagörbéje ($Q \approx 300$)), másrészt, a méréshez szükséges legalább fél kHz-es pontosságot igen nehezen lehetett elérni. A frekvencia stabilitása sem volt megfelelő, ugyanis a frekvencia idővel elmozdult a méréshez megfelelő értékről. Mindezeket a problémákat egy a direkt digitális szintézis (DDS) elvén működő jelgenerátorral oldottuk meg.

Az amplitúdó mérése mintavételezéssel történik (a korábbi analóg lock-in erősítővel szemben), és a mérés során keletkezett adatsorból a digitális jelfeldolgozó processzor (DSP) Fourier analízis segítségével számolja ki az amplitúdó nagyságát, amit egy D/A konverterrel alakít át a visszacsatolás számára használható analóg elektromos jellé. A magasszintű vezérlés érdekében a rendszer egy számítógéppel kommunikál.

A **digitális technika** alkalmazásával a következő célokat sikerült elérni:

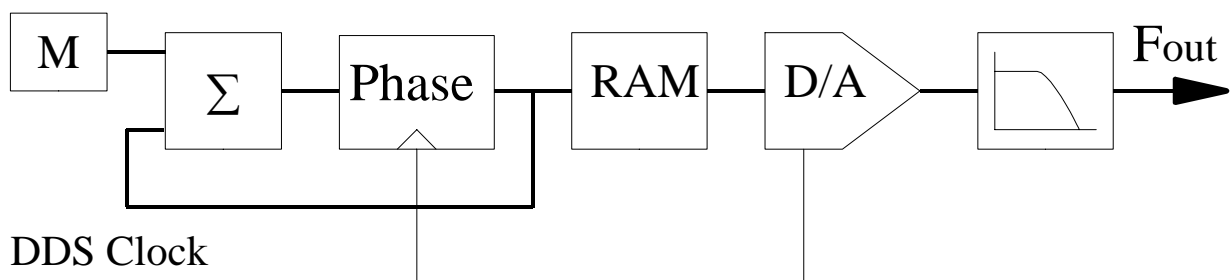
- stabil, nagy frekvenciafelbontású, digitálisan szabályozható jelgenerálás
- digitális lock-in erősítő megvalósítása
- rugalmas, bővíthető rendszer létrehozása
- könnyen kezelhető szoftver készítése

Dolgozatomban e munka részleteiről és az elért eredményekről fogok beszámolni.

4. Az alkalmazott digitális technika alapjai

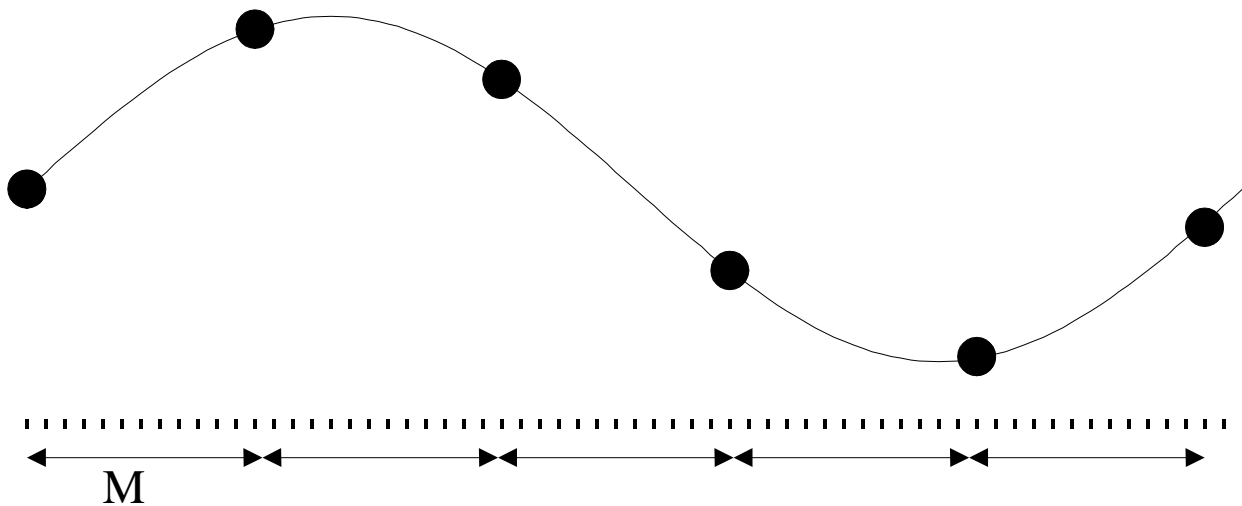
4.1. Jelgenerálás DDS technikával

Rendszerünkben a szinusz-generálás a direkt digitális szintézis módszerén alapul. E módszer blokkvázlata a 5. ábrán látható.



5. ábra A DDS blokkvázlata

A működés elve pedig a 6 ábra alapján érthető meg. Minden egyes órajel-ciklusban a léptetőregiszter (M) tartalmát hozzáadjuk a fázisregiszter tartalmához. A keletkezett fázishoz tartozó amplitúdóértéket a jelalakot tartalmazó memóriából (RAM vagy ROM), olvassuk ki és



6. ábra: A DDS működési elve

egy D/A konverterrel feszültséggé konvertáljuk. Az óhatatlanul keletkező felharmonikusok kiszűrésére egy analóg szűrő szolgál (egy passzív ötödfokú elliptikus szűrő).

A keletkező jel frekvenciájának változtatását az M regiszter tartalmának változtatásával lehet elérni (a frekvencia igen gyorsan megváltoztatható, és nem jelentkeznek tranziensek). A kimenet frekvenciája a következő képlettel számolható:

$$F_{out} = \frac{M * F_{DDS}}{2^N} \quad (1)$$

ahol F_{DDS} a generátor referencia órajele, N pedig a fázisregiszter biteinek a száma. A frekvenciafelbontás nagyságát a fázisregiszter hossza határozza meg. Mi egy 32 bit-es változatot használunk, F_{DDS} pedig 40 MHz. Így a felbontás igen nagy, 10 mHz körüli. A frekvencia stabilitását az F_{DDS} órajel határozza meg, kvarc órajelgenerátor esetén ez tipikusan néhány ppm.

A jelgenerátorral nagy pontosságú négyszögjelet is előállíthatunk, ehhez a már szűrt szinuszjelet egy komparátorba vezetjük. Ezzel a módszerrel állítjuk elő a jel mintavételezéséhez szükséges mintavételi frekvenciát.

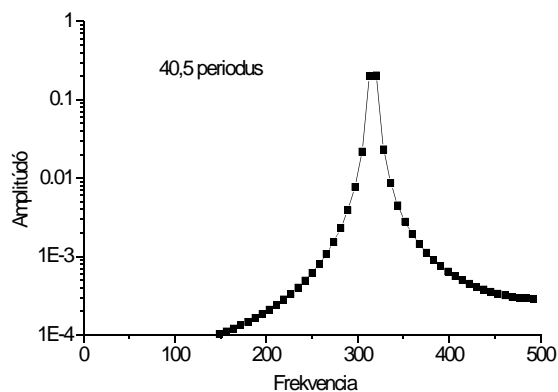
4.2. Az amplitúdó mérése mintavételezéssel

A tű rezgésének jelét mintavételezéssel alakítjuk át a DSP számára használható digitális jellé, majd spektrális analízissel kaphatjuk meg az amplitúdóértéket. A mintavételezés egy 12 bit-es A/D konverterrel történik. Fontos, hogy a mintavételezés szinkronizált, vagyis egy-egy adatsorban pontosan egész számú periódust mérünk le. Ekkor:

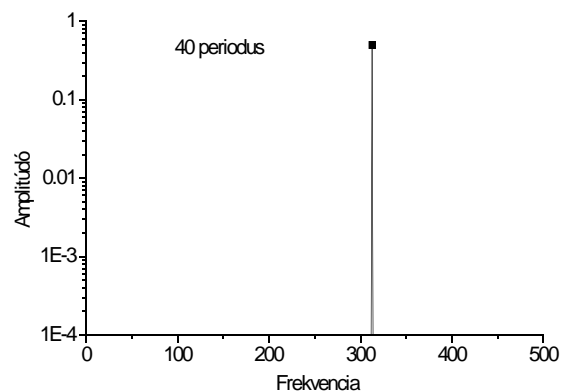
$$\frac{F_x}{m} = \frac{F_m}{N} \quad (2)$$

ahol F_x a vizsgált jel frekvenciája, m a periódusok száma, F_m a mintavételi frekvencia, N pedig a mintavételek száma egy adatsorban (tipikusan 2 hatványa). Mivel mind a gerjesztőjelet, mind a mintavételi órajelet két külön DDS generátorral állítjuk elő, nem okoz gondot az összefüggés teljesítése.

A módszer előnye, hogy nem jelentkezik spektrális szétfolyás. Spektrális szétfolyás akkor lép fel, ha nem egész számú periodust mérünk, ilyenkor egy keskeny csúcs helyett, a Fourier spektrumban egy kiszélesedett csúcsot látunk. Valamennyit lehet segíteni a helyzeten ablakfüggvények használatával, de szinkronizált mintavételezés során erre nincs szükség.



7.a. ábra: nem szinkronizált mintavételezés



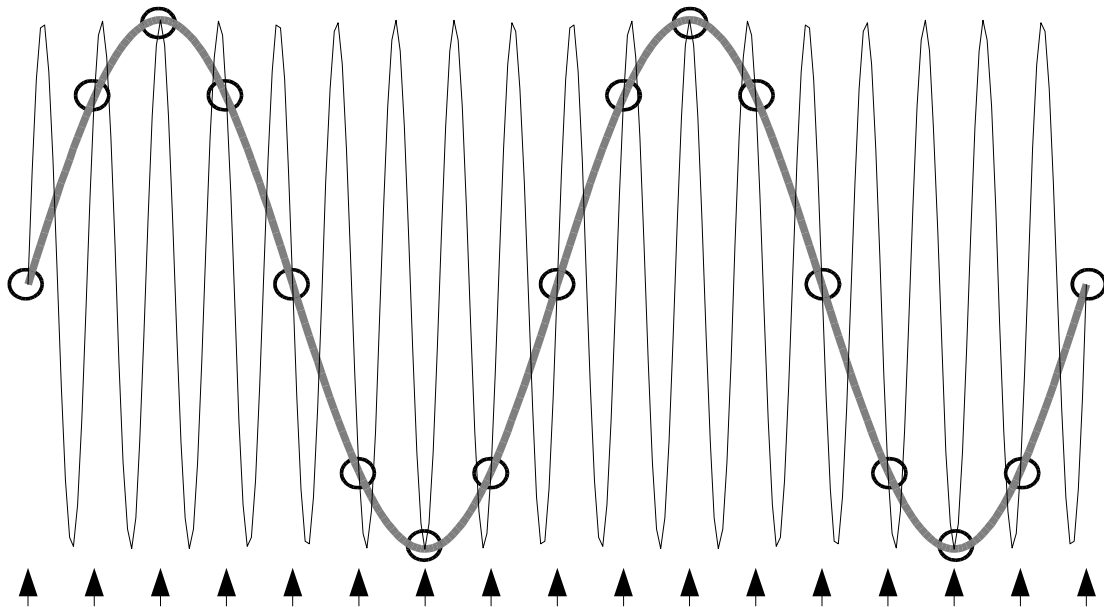
7.b. ábra: szinkronizált mintavételezés

4.3. Alulmintavételezéses mérési technika

Az eredeti DAS 1414-ben lévő A/D konverter legfeljebb 250 kHz-es mintavételi frekvenciával tud mérni, és felmerült a kérdés, hogyan lehetne a 200-400 kHz-es jelek vizsgálatára használni.

Ha a mért jel frekvenciája nagyobb a mintavételi frekvencia felénél, akkor fellép a frekvencia-transzformációnak nevezett jelenség, vagyis a mintavételi frekvencia felénél nagyobb frekvenciájú komponensek leképeződnek a 0 és $F_m/2$ közötti frekvenciatartományba (az egyes spektrális komponensek amplitúdója nem változik a transzformáció során).

A jelenség általában káros, mivel megváltoztatja a mintavételezett jel frekvenciáját, és teljesítményspektrumát is, ezért mintavételi szűrővel szoktak védekezni ellene. Mi azonban pont a jelenségnek köszönhetjük, hogy helyesen meg tudjuk mérni a tényleges amplitúdóját.



8. ábra: A frekvencia-transzformáció szemléltetése (a nyilak a mintavételek időpontját jelölik)

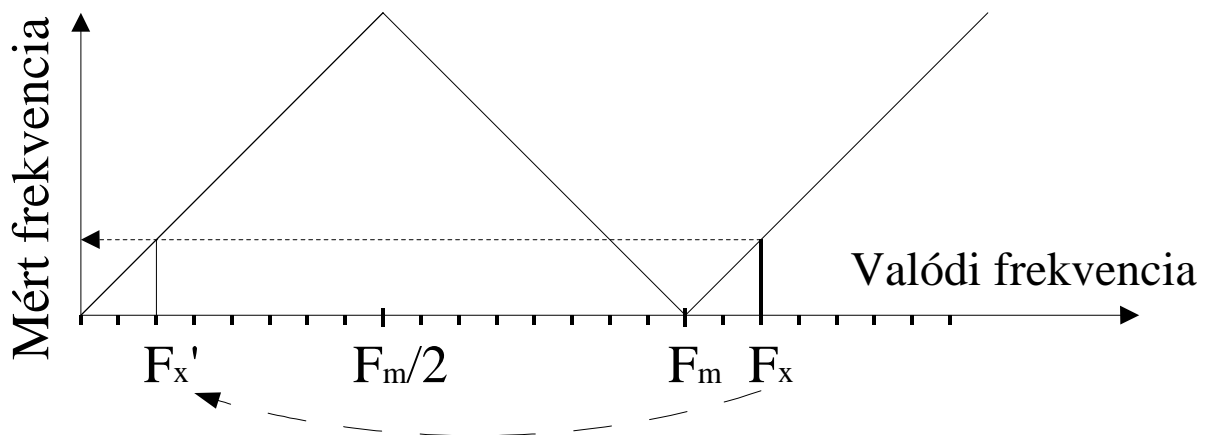
Hogy mekkorának kapjuk az alulmintavételezéssel mért jel frekvenciáját, azt a következő képlettel számolhatjuk ki:

$$M = \left\lfloor \frac{F_m}{F_x} \right\rfloor$$

$$F'_x = \begin{cases} F_x - M * F_m, & \text{ha } F_x \in (M * F_m, (M + 1/2) * F_m) \\ (M + 1) * F_m - F_x, & \text{ha } F_x \in ((M + 1/2) * F_m, (M + 1) * F_m) \end{cases} \quad (3)$$

ahol F'_x a mért frekvencia

A 9. ábrán illusztráljuk a 3. összefüggéssel megadott frekvencia-transzformációt.



9. ábra: A frekvencia transzformálódása

Egy példával is szemléltetném az eredményt: ha egy 230 kHz-es szinusz jelet 200 kHz-el mintavételezünk, akkor az eredmény egy 30 kHz-es, de ugyanolyan amplitúdójú szinusz.

Ha el akarjuk kerülni a spektrális szétfolyást, akkor ennek megfelelően kell megválasztanunk a mintavételi frekvenciát. A számolás megkönnyítésére egy program

készült, amely figyelembe veszi azt is, hogy nagyjából milyen frekvenciával szeretnénk mintavételezni (a mérési idő csökkentése érdekében érdemes kihasználni a kártya maximális mintavételi frekvenciáját).

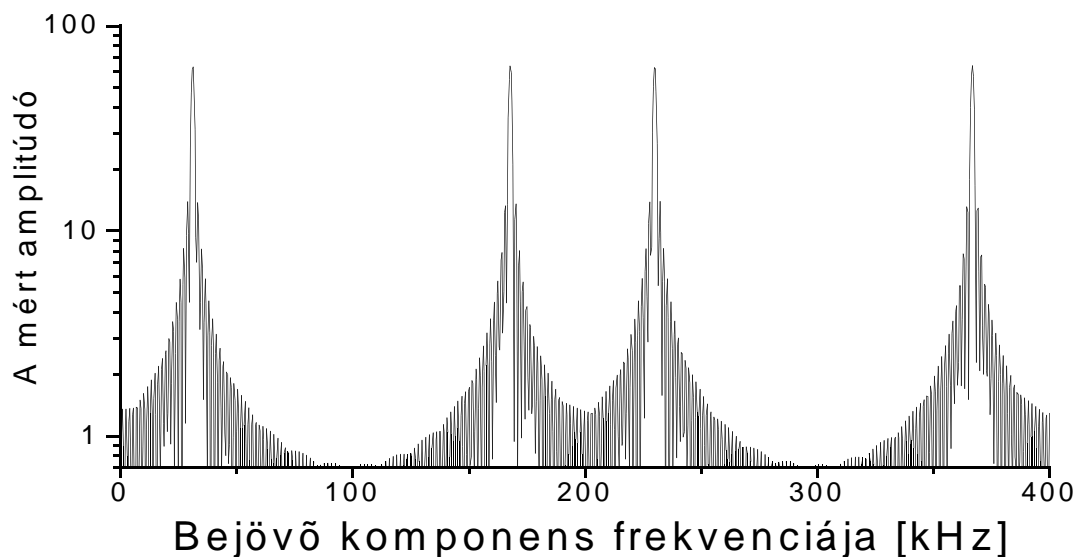
Maradva az előző példánál, ha egy 230 kHz-es jelből kb. 200 kHz-el szeretnénk 128 pontot mintavételezni, akkor 198,92 kHz-el kell mintavételezzünk, 20 periódust fogunk mérni a jeltől, és frekvenciáját 31,08 kHz-nek fogjuk kapni.

4.4. Az amplitúdó numerikus meghatározása

A szinkronizált mintavételnek köszönhetően egyrészt nem kell ablakfüggvényt használnunk a spektrális analízishez, másrészt az amplitúdó értékének kiszámolásához elegendő a Fourier transzformáció egy komponensének kiszámolása, vagyis a programnak a következő számolást kell végrehajtania:

$$A = \sqrt{\left(\sum_i x_i \cdot \cos\left(2\pi \cdot m \cdot \frac{i}{N}\right)\right)^2 + \left(\sum_i x_i \cdot \sin\left(2\pi \cdot m \cdot \frac{i}{N}\right)\right)^2} \quad (4)$$

Itt m a periódusok száma, N pedig a minta hossza. Ezzel végül is egy digitális lock-in erősítőt valósítunk meg. Ennek az átviteli függvényét, vagyis hogy milyen amplitúdójúnak mérünk egy tetszőleges frekvenciájú szinuszt (a korábbi példa adatait felhasználva) numerikusan meghatároztuk (10. ábra).



10. ábra: A szűrő átviteli függvénye

Fontos megjegyezni, hogy az átviteli függvénynek több csúcsa is van, ezért a minket nem érdeklő tartományokat (főleg a nagyfrekvenciás komponenseket) egy analóg szűrővel érdemes kivágni. Az, hogy a megvalósított szűrő mennyire küszöböli ki a nekünk nem tetsző

frekvenciakomponenseket, leginkább a minta hosszától függ, minél több adatpontunk van, annál élesebb lesz a csúcs, azaz az amplitúdómérés szelektivitása nő.

5. A digitális mérő és vezérlő rendszer jellemzői

Mint már említettem, az eredeti rendszert egy DAS 1414 nevű műszerrel egészítettük ki. Ennek fő jellemzője a moduláris felépítés, vagyis különféle feladatú kártyák helyezhetők el benne, amelyek kommunikálnak egymással. A moduláris felépítésnek köszönhetően a műszer viszonylag könnyen átépíthető, ha eredeti paraméterei nem megfelelőek a feladat ellátására. A műszer lelke egy digitális jelprocesszor, ez látja el a többi kártya vezérlését, és a számítógéppel való kommunikációt is.

A műszer átépítés nélkül is elég rugalmas, ugyanis a feladatot lényegében a DSP-n és a számítógépen futó szoftvert határozza meg. Az ilyen jellegű műszereket, amelyek meghatározó része szoftver, virtuális műszereknek nevezzük. Ezek legfőbb előnye, hogy a célnak megfelelően bármikor rugalmasan átalakíthatók, és új funkciókkal bővíthetők.

A pontos jelgenerálás érdekében két DDS generátorral bővítettük a rendszert, az egyik a gerjesztőjelet állítja elő, a másik pedig a mintavételezéshez szükséges órajelet generálja. A mérések során két A/D kártyát is felhasználtunk, az egyik, az eredeti DAS 1414 mérőkártya, a másik meg egy nagyobb mintavételi frekvenciával működő gyors A/D konverteres kártya. A rendszer vezérlésére egy 16 bit-es fixpontos aritmetikás DSP-t alkalmaztunk. Órajele 24 MHz, belső memóriája összesen 80 kilobájt.

5.1. Az amplitúdó-mérés szoftvere

A számítógéppel való kommunikáció túl lassú lenne ahhoz, hogy a mintavételezett jelet a számítógép elemezze, és adja meg az amplitúdót, így a DSP szoftverét is módosítani kellett, hogy elvégezze az amplitúdó számolását. Vagyis a következő számolást kell megvalósítani fixpontos aritmetikával:

$$A = \sqrt{\left(\sum_i x_i \cdot \cos\left(2\pi \cdot m \cdot \frac{i}{N}\right)\right)^2 + \left(\sum_i x_i \cdot \sin\left(2\pi \cdot m \cdot \frac{i}{N}\right)\right)^2} \quad (4)$$

A DSP felépítése és utasításai különösen alkalmassá teszik hasonló számolások végrehajtására. Szemléltetésként bemutatjuk, hogy az összegzés kiszámolása mindössze 3 utasításból áll:

```

mr = 0, mx0 = dm(i2, m2), my0 = pm(i6, m6);
do mul_nb until ce;
mul_nb:   mr = mr + mx0 * my0 (ss), mx0 = dm(i2, m2), my0 = pm(i6, m6);

```

Megjegyezzük, hogy egy-egy tag számolási ideje mindössze 42 ns (24 MHz-es órajel mellett), ha a minta 128 pontból áll a teljes ciklus 5,4 μ s.

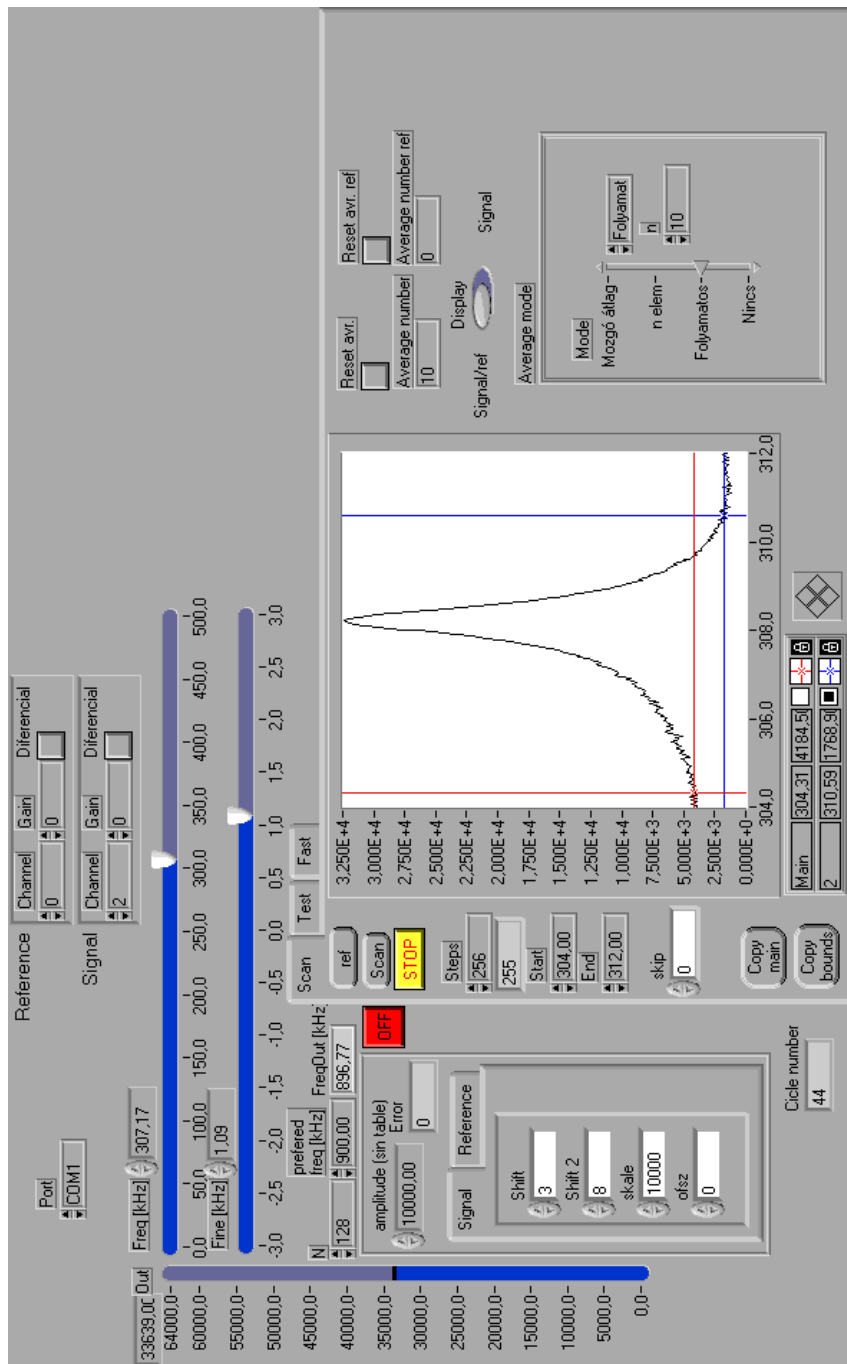
A fixpontos aritmetika persze nehézségeket is jelent, hiszen ha az eredmények túl kicsik, akkor pontatlanok lesznek, ha pedig túl nagyok, akkor kellemetlen túlcsoordulások léphetnek fel. Mivel a mért jelek nagyságrendje nehezen becsülhető meg a mérés előtt, a hibák kiküszöbölése komolyabb programozást igényel.

5.2. A PC-s szoftver

A számítógépen futó szoftver feladata a rendszer magas szintű kezelése, és a felhasználó munkájának megkönnyítése. A program a következő főbb funkciókkal rendelkezik:

- Frekvencia beállítása (ekkor kiszámolja a megfelelő mintavételi frekvenciát is, és azt is beállítja, továbbá a számoláshoz szükséges szinusz és koszinusz tömböt is feltölti).
- A visszacsatolásként szolgáló jel paramétereinek beállítása (vagyis annak nagyságát, és ofszetjét lehet beállítani; gyakorlatilag az $X=m*A+o$ transzformációt hajtjuk végre (A a mért amplitúdó), persze figyelve arra, hogy ne legyen túlcsoordulás).
- rezonanciagörbe felvétele (automatikusan végiglépteti a beállított frekvenciatartományt, és közben méri az amplitúdót; lehetőség van átlagolásra is)
- jelalakok vizsgálata (a tú rezgési jelét, és spektrumát közvetlenül is vizsgálhatjuk)
- Az önálló program futásának felügyelete (képalkotás közben a DSP program önállóan fut, de megfelelő parancsokkal a számítógép leállíthatja, ha új paramétereket kell beállítani)

A programot LabView programozási környezetben írtam, a kész program képe a 11. ábrán található.



11. ábra: A számítógépen futó program képe

6. Mérések és eredmények

6.1. Alulmintavételezéses módszer a 250 kHz-es kártyával

Az első mérésekhez a DAS eredeti mérőkártyáját használtuk. Ennek jellemzői:

- 8 bemenő csatorna, differenciális bemenetekkel, állítható előerősítővel
- 14 bit-es 250 kHz-es A/D konverter
- 4 * 14 bit-es D/A konverter

Mivel a maximális mintavételi frekvencia kicsi volt, ezért a jelet alulmintavételezéssel, a mintavételi tétel "sértésével" mértük. Már ez a rendszer is komoly eredményeket hozott, alkalmas volt a rezonanciagörbe mérésére, továbbá képeket is lehetett segítségével készíteni.

A legfőbb probléma a kis mintavételi frekvenciából adódó hosszú mérési idő volt (az ekkori szoftver még nem számolta ki az optimális mintavételi frekvenciát, így sokszor a 250 kHz-et sem használhattuk ki). Ezért egyrészt túl lassan szolgáltatotta a visszacsatoló kör számára az amplitúdó-adatokat, másrészt pedig nem szűrte ki elegendően a zajokat (nem lehetett hosszabb méréseket végezni az átlagolás érdekében)

6.2. A 1 MHz-es kártya tulajdonságai

A nagyobb mintavételi frekvencia elérése érdekében alkalmaztuk ezt a gyorsabb kártyát. Ennek paraméterei:

- 2 bemeneti csatorna
- 12 bit felbontás, maximum 1200 kHz mintavételi frekvencia
- 12 bit-es soros D/A konverter

A kártya nagyobb sávszélessége és kisebb felbontása miatt gondot okoz a többlet zaj jelenléte. E probléma megoldására a következő lépéseket tettük:

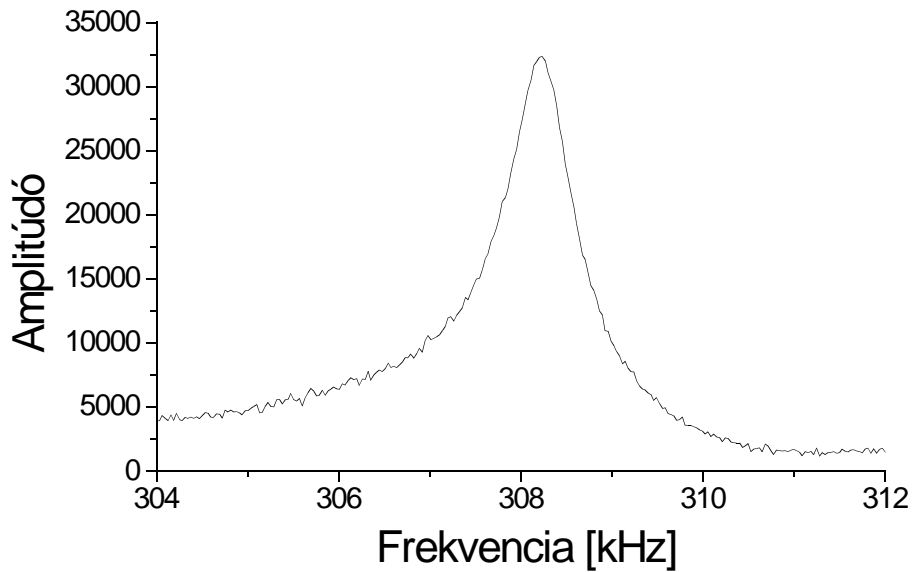
- Árnyékolással csökkentettük a belső zavarjeleket
- Külső előerősítőt és szűrőket használtunk

További tervként szerepel egy 1 MHz-es $\Sigma\Delta$ A/D konverter beépítése, amelynek már beépített mintavételi szűrője van, és ezáltal tovább növelhető a SNR.

A következőkben az 1 MHz-es kártyával elért eredményeket ismertetem.

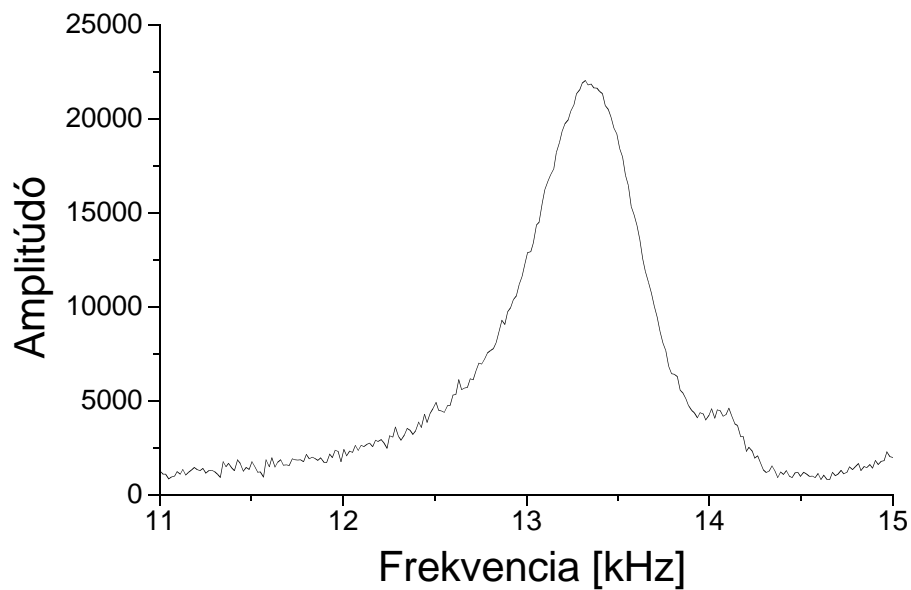
6.3. Rezonanciagörbék felvétele

A következő grafikon a kemény tű rezonanciagörbéjét ábrázolja:



12. ábra: A kemény tű rezonanciagörbéje

A grafikonból megállapítható, hogy a tű igen éles rezonanciával rendelkezik (jósági tényezője kb. 500). Innen is látható, mennyire fontos a frekvencia beállításának felbontása, és stabilitása, hiszen a mérésre alkalmas tartomány (a rezonancia felett, a meredek szakaszon) mindössze néhány száz Hz.



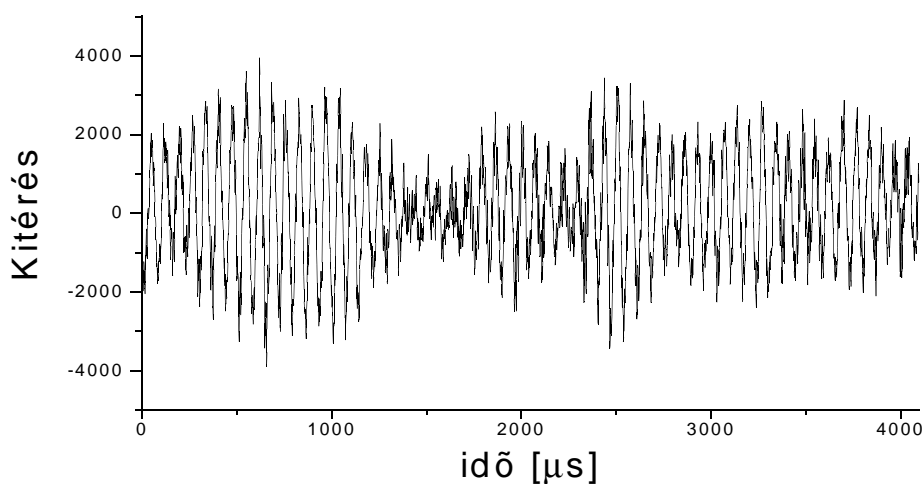
13. ábra A lágy tű rezonanciagörbéje

A lágyszűrő jóságát már csak 30 körül van, így a csúcs jóval szélesebb. Érdekes, hogy a fő rezonanciacsúcs mellett mellécsúcsok is megfigyelhetők. Sajnos az eredeti rendszer viszont nem volt alkalmas az ezen a frekvencián való működésre.

6.4. A mért jelalakok

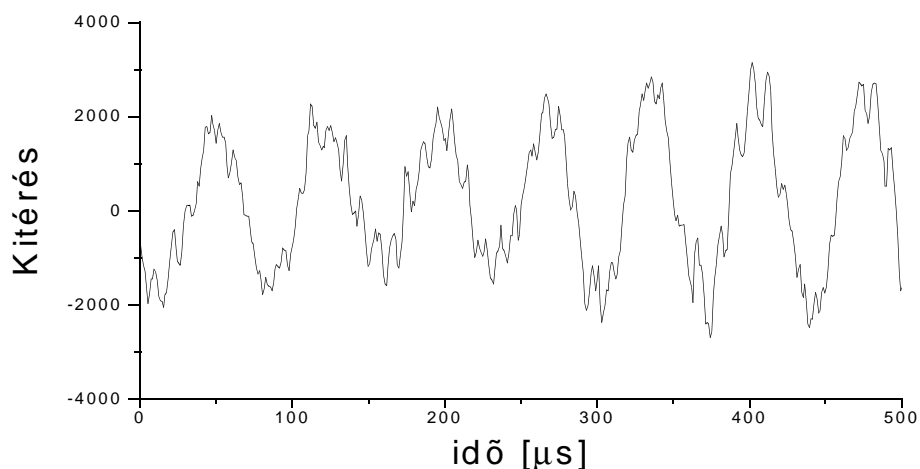
Rendszerünkkel nemcsak az amplitúdó értéke határozható meg, hanem a mért adatok közvetlenül is vizsgálhatók. Ez hasznos lehet, ha pl. a fellépő zajok elemzésével akarunk foglalkozni.

Lágyszűrő esetén, a termikus zaj hatására is jelentős rezgés léphet fel, ennek alakja a következő grafikonon látható (mintavételi frekvencia: 983.15 kHz, a minta hossza 4096 pont, 20 szoros előerősítővel):

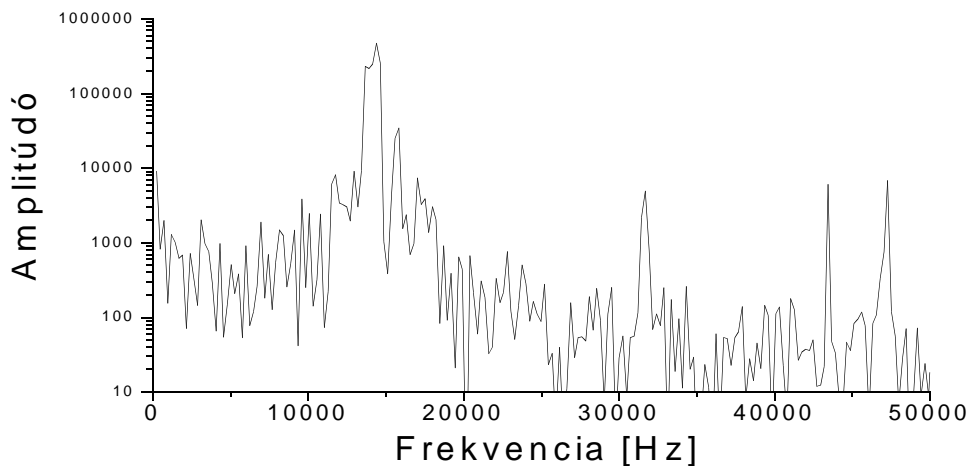


14. ábra: A lágyszűrő termikus zaja

Megfigyelhető, hogy az amplitúdó erősen változik, ami a mechanikus zajok következménye is lehet.



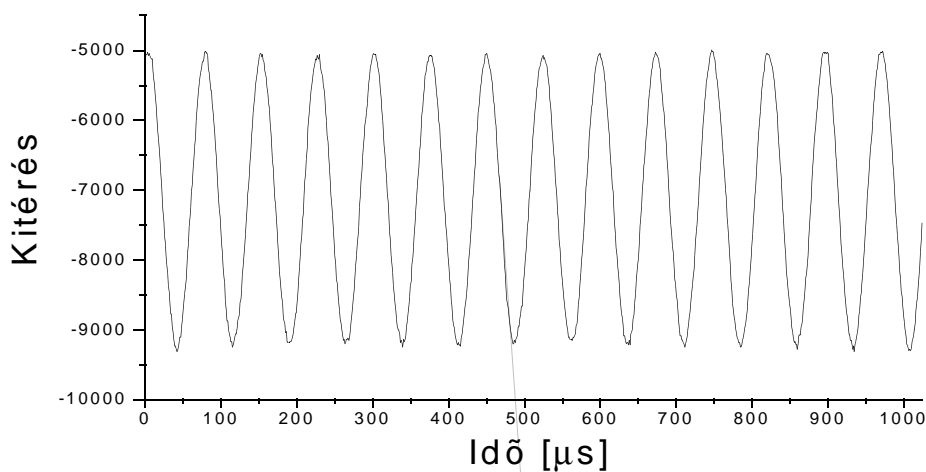
15. ábra: 14. ábrán látható adatsor kinagyított részlete



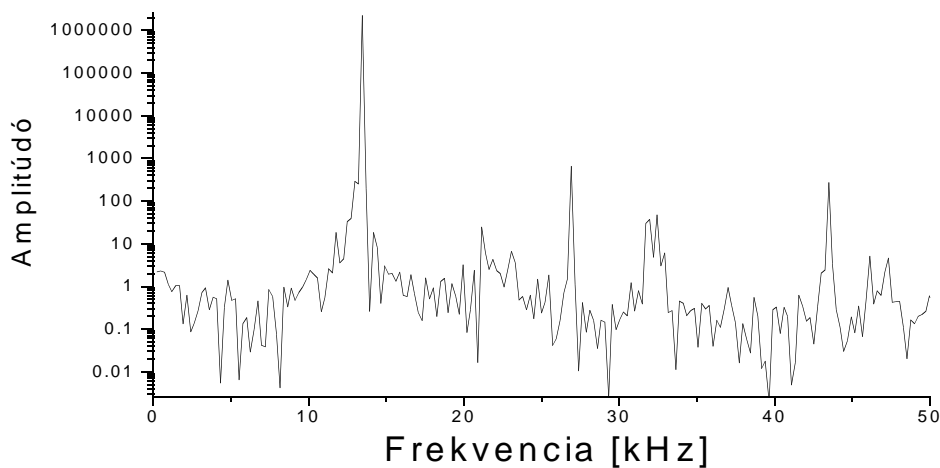
16. ábra: A tű termikus zajának spektruma

A termikus zajból a tű rezonanciagörbéje is mérhető, bár viszonylag kisebb felbontással, és nagyobb zajjal (a felbontást a mintavételi frekvencia és a minta hossza határozza meg).

Gerjesztés esetén a következő jelalakot mérhetjük (ugyanazt a tűt használtuk) (gerjesztési frekvencia: 13,45 kHz, mintavételi frekvencia 983,98 kHz, a minta hossza 4096 pont):



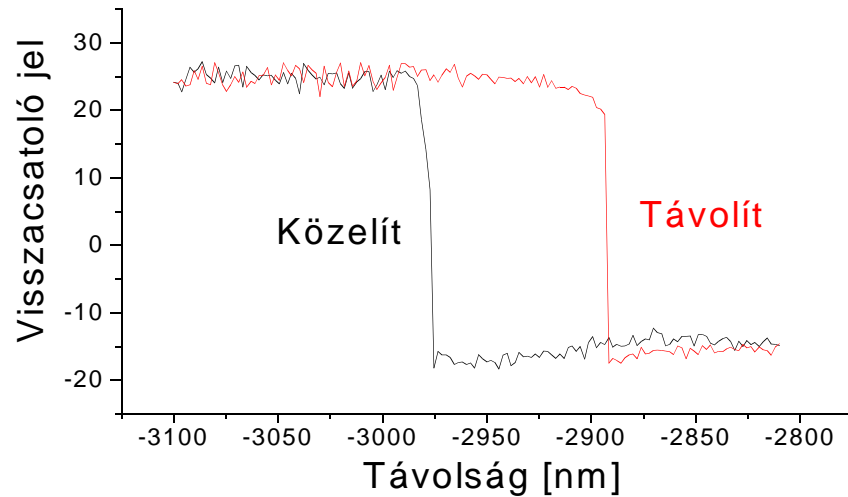
17. ábra: Jelalak rezonanciafrekvencia körüli gerjesztés esetén



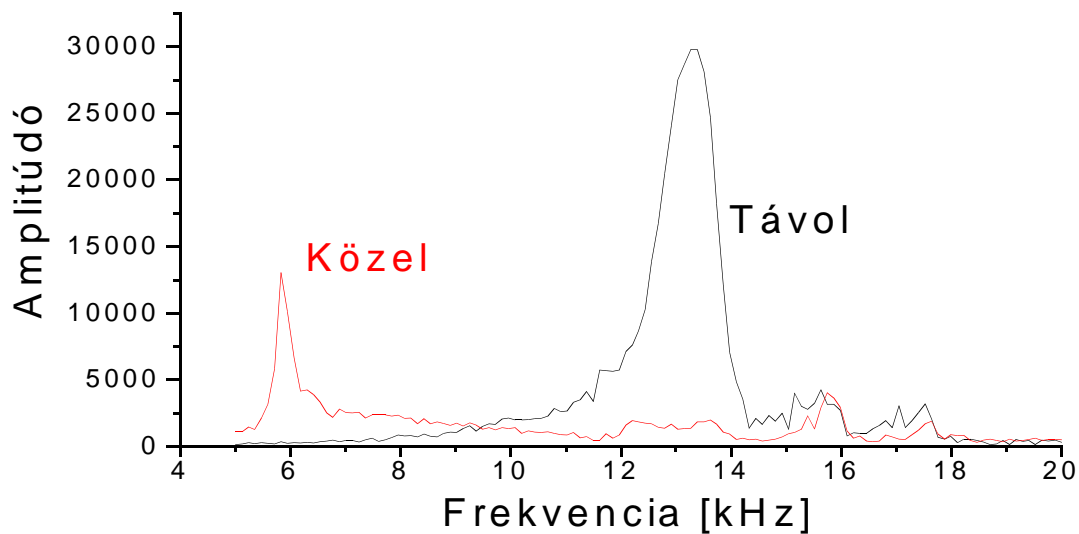
18. ábra: A jel spektruma (gerjesztés esetén)

6.5. Hiszterézis

A 19. ábrán a tű amplitúdójának változását láthatjuk a felülettől való távolság függvényében. A görbe hiszterézist mutat, melynek oka egyelőre még ismeretlen, de reményeink szerint a paraméterek optimalizálásával el lehet majd tüntetni.



19. ábra: Hiszterézis az amplitúdó görbében (megjegyzés: a függőleges tengelyen nem az amplitúdó van ábrázolva, hanem annak transzformáltja, a visszacsatoló jel)

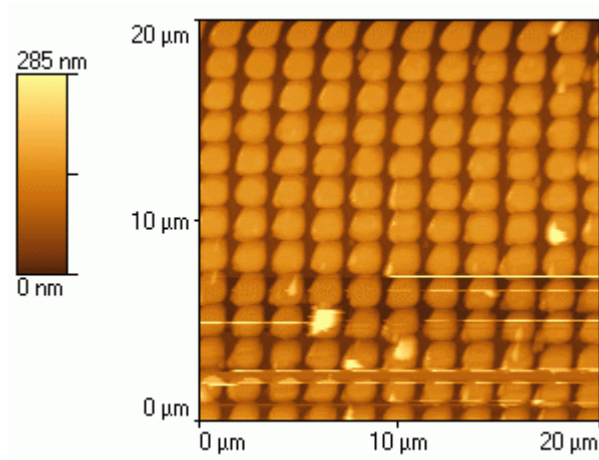


20. ábra: A tű rezonanciagörbéje a felszínhez közel, és távol

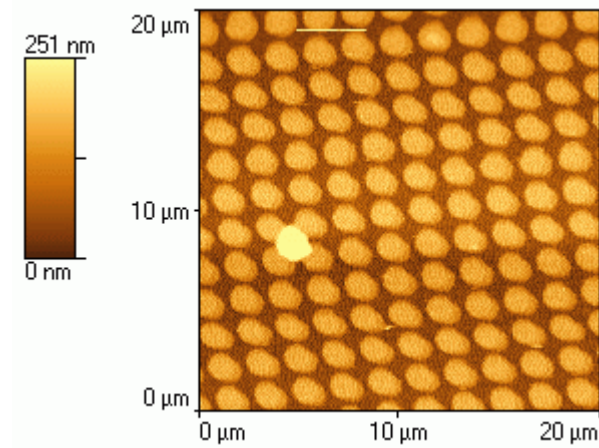
A 20. ábrán azt láthatjuk, hogy hogy változik a tű rezonanciagörbéje a felszíntől távol, és a felszínhez közel. Látható, hogy az eredeti csúcs eltűnik, és helyette megjelenik egy másik. Lehetséges, hogy a rezonanciafrekvencia eltolódásáról van szó, de a jelenséget tovább kell vizsgáljuk.

6.6. A tesztfelzínekről készített képek

A következő ábrákon a felzínről a régi és az új rendszerrel készített képeket hasonlítom össze (mindkét kép non-kontakt módban készült, kemény tű segítségével).



21. ábra: Az eredeti rendszerrel készített kép



22. ábra: Az új rendszerrel készített kép

Látható, hogy az új rendszerrel készített kép sokkal kontrasztosabb az eredetinél, ugyanakkor zajosabb is.

7. Konklúzió

Az Optikai és Kvantumelektronikai Tanszéken felületek, lézer-anyag kölcsönhatás vizsgálatára egy Topometrix TMX 2000 Explorer típusú AFM mikroszkópot használunk. A műszerrel kapott elektronikának komoly hiányosságai vannak, melyek kijavítására az eszközt digitális elektronikával (és a hozzá tartozó szoftverrel) egészítettük ki. Ennek feladata a megfelelő szinuszos gerjesztőjel előállítása, és a tú rezgési amplitúdójának meghatározása. Kísérleteink szerint az új rendszer rugalmasabb, továbbá jobb, reprodukálhatóbb képek készítését teszi lehetővé.

Az eredeti és az általunk készített rendszer tulajdonságait a következő táblázatban hasonlítom össze:

<i>Tulajdonságok</i>	<i>Régi</i>	<i>Új</i>
A gerjesztés megvalósítása	R,C tagok és egy Scmhmidt trigger segítségével	Digitálisan szintetizált jel
A gerjesztés stabilitása	Instabil, jelentős hőmérsékleti drift	A stabilitást a kvarcoszcillátor stabilitása limitálja, néhány Hz
A frekvencia beállítása	Kézi	Digitális, a PC-n keresztül vezérelt, akár a néhány MHz-es felbontás is elérhető
Az amplitúdó detektálása	Fáziszárt hurok (analóg lock-in technika)	Mintavételezéssel (digitális lock-in technika)
Működési frekvenciatartomány	100 - 500 kHz	1 kHz – 1 MHz
Gerjesztő amplitúdó	0-10V	~0,5V külső eszközzel szabályozható
Fázis mérése	van	egyelőre nincs megvalósítva, de programozással megoldható
Bővíthetőség	Speciális céleszköz (nehezen bővíthető)	Rugalmasan bővíthető, mind a hardver, mind a szoftver megváltoztatásával

Az új rendszer legnagyobb előnye a stabilitás, és a mérések jó reprodukálhatósága. Mivel az általunk fejlesztett digitális eszköz nagy része szoftver, a kezelhetőség is sokat javult. További előny a kibővített frekvenciatartomány, így a lágy tűkkel is lehet méréseket végezni, ugyanakkor a kontakt módot kiegészíthetjük egy úgynevezett Force Modulation Imaging technikával is, amely a tárgy rugalmas tulajdonságairól ad információt – mindezek a lehetőségek a régi technikával nem voltak elérhetőek.

Az új rendszernek kisebb hiányosságai is vannak, egyik pl. a fix gerjesztési amplitúdó, a másik pedig a jel/zaj viszony jelenleg kisebb értéke. A rugalmas digitális technikának köszönhetően a rendszer ugyanakkor ezek kiküszöbölése mellett jelentős továbbfejlesztések lehetőségét is biztosítja.

Terveink között a következő továbblépések tartoznak:

- Megnövelt zajszűrés, és jel/zaj viszony
- A gerjesztési amplitúdó digitális szabályozása
- Mintavételi és számolási sebesség növelése (gyorsabb A/D konverter, gyorsabb DSP, optimalizált szoftver)
- Új üzemmódok támogatása (pl. fázis mérése)

Az említett fontosabb feladatok elvégzése után további lépés lehet a céláramkörbe sűrítés, ami tovább növelheti a jel/zaj viszonyt, és kompaktabbá, egyszerűbbé teszi a rendszert.

8. Köszönetnyilvánítás

Ez úton szeretném megköszönni Dr. Mechler Ádámnak a probléma felvetéséért, és Kokavec Jánosnak a közös munkáért. Továbbá szeretnék köszönetet mondani Dr. Gingl Zoltánnak a munkában nyújtott segítségért.

9. Hivatkozások

- [1] G. Binning, H. Rohrer *Helv. Phys. Acta* **55** 726, (1982)
- [2] G. Binning, C. F. Quate, Ch. Gerber: *Phys. Rev. Lett.* **56** 930, (1986)
- [3] G. R. Henning: *J. Chem. Phys.* 40, 2877, (1964)
- [4] B. Anczykowski, D. Krüger, H. Fuchs: *Phys. Rev. B* 53, 15486, (1996)
- [5] A. San Paulo, R. García: *Surf. Sci.* **471** 71, (2001)
- [6] <http://www.thermomicro.com/products/explorer.htm>
- [7] <http://www.noise.physx.u-szeged.hu/VirtualM/default.htm>
- [8] <http://www.asylumresearch.com/mfp3d/mfp3dbrochure.pdf>