

Ahhoz, hogy a mérési eredmények hitelesek és megbízhatóak legyenek, olyan eszközöket kell a mérés során alkalmazni, amelyekkel a mérés megismételhető, paramétereiben időben nem változnak. Így ha szeretnénk egy mérést megismételni, akkor ne kelljen a mérőeszközt mindig kalibrálni, vagy ha mégis, akkor az automatikusan történjen. Fontos mindemellett az is, hogy valós időben kell beavatkozni a kísérleti körülmények feltételeinek megadására és megtartására tekintetében is. Ma már a mérési kiértékelés folyamata stochasztikus és valós idejű (*real-time*) számításokat is követel, elsősorban a visszacsatolási ágakban a kísérleti körülmények feltételeinek megtartása érdekében.

Számos fontos tény fel lehetne sorolni előljáróban a digitális jelfeldolgozási (*Digital Signal Processing*, DSP) technológia jelenlétének az igazolására a mérés technikában. A cikkben kerülöm az egzakt matematikai tárgyalást, közkezdvelt problémákon keresztül igyekszem a digitális jelfeldolgozás problémakörét szemléltetni. Megpróbálom körbejárni a ma már óriási irodalommal rendelkező digitális jelfeldolgozást, amely az utóbbi évek egyik leggyorsabban fejlődő tudományága, és mondhatjuk, hogy nincs olyan tudományterület, amelyet nem érint, sőt ma már a mindennapi életben is szerephez jut. Igyekszem olyan problémán keresztül megközelíteni a témát, amely a mai, fizikával foglalkozó és a fizika kutatásában résztvevőket is érdekelhet, ez pedig a valóság hű zenei reprodukció kérdése.

Bevezető

Digitális jelfeldolgozó rendszereket ma nagyon sok helyen alkalmaznak, így többek között a mérőjel-előkészítő eszközökben és a beavatkozó rendszerekben. A mérő és beavatkozó analóg rendszerek sematikus ábrázolását az *1.a ábra*, míg az ennek megfelelő digitális rendszert az *1.b ábra* szemlélteti.

Az analóg jelfeldolgozó rendszer (*1.a ábra*) műveleti erősítőt (op) és impedanciákat tartalmaz (Z_1 és Z_2). A digitális jelfeldolgozó rendszer (*1.b ábra*), analóg–digitális (AD) átalakítót tartalmaz, amelyik elvégzi a mintavételezést, majd a jelminta digitalizálását. Tartalmaz digitális jelfeldolgozó rendszert (DSP) és digitális–analóg (DA) átalakítót, amelyik a digitális számsort rekonstruálja analóg jellé. Ahhoz, hogy az analóg jeleket digitális eszközzel fel tudjuk dolgozni, először digitális jellé kell alakítani azokat.

Feltehetnénk a kérdést, hol alkalmazzák ma a DSP-technikát. Egyszerűbb volna a válasz, ha az volna a kérdés: hol nem? Ma a fejlett technikának nincs olyan területe és eszköze, ahol ne volna beépítve legalább egy DSP-processzor, vagy olyan eszköz, amellyel DSP-számítások

kat lehet végezni (*Field Programmable Gate Array*, FPGA, *Complex Programmable Logic Device*, CPLD), vagy más gyors, de nem DSP-alkalmazásra fejlesztett processzor. A DSP-eszközök ma már nem drágák, különösen, ha azt vesszük figyelembe, hogy milyen viszonyban van a processzor ára és a megvalósított eszköz értéke.

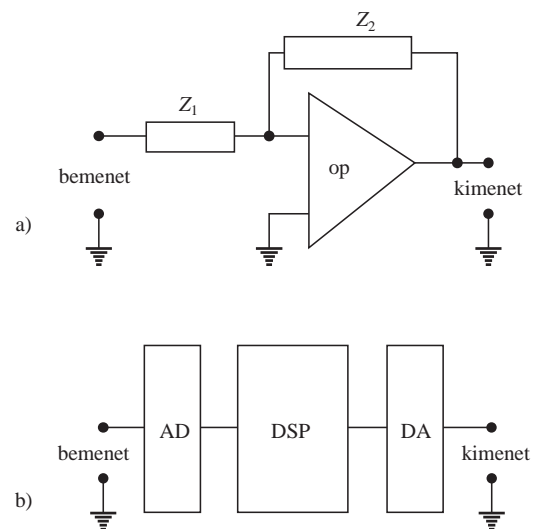
Ahhoz, hogy megértsük a DSP-technika jelentőségét, meg kell értenünk, mi a jelfeldolgozás, és miért jobb a digitális jelfeldolgozás, mint az analóg. Ehhez pedig egy népszerű problémát választottam a zenei hang feldolgozásának a problémaköréből. Itt könnyen magyarázható a jel-mintavételezés, a jelfeldolgozás, a beavatkozási mechanizmusok, valamint a jelrekonstrukció problémaköre is. A hangfeldolgozás problémaköre mellett a rendszerátalánosítást is elvégzem, megmutatva a jelentkező különbségeket.

A DSP-rendszereket ma már majdnem mindenhol alkalmazzák, különösen jelentős a használatuk a laboratóriumi mérőeszközök területén, mind többet alkalmazzák az orvosi műszerekben, multimédiás és zene-eszközökben, a számítógépekben (*modemek, hubok, routerek, CD, me-revlemez-, floppy-meghajtó stb.*), elektronikus játékokban, mobiltelefon-hálózatokban, villanymotor vezérlésére, a nagy értékű autókban stb.

Matematikai műveletek a DSP-technikában. Differenciaegyenletek és -egyenletrendszerek megoldása

Analóg rendszerek számítása (pl. konvolúciószámítás), valamint a jel Fourier-transzformáltjának meghatározása általános esetben nagyon összetett feladat és csak speciális esetben oldható meg. Az analóg rendszerek fontos, megkerülhetetlen hátránya, hogy paramétereik időben változnak, nem egyértelműen reprodukálhatók, öregsznek, nagy a paraméterszórás az elemeken belül, hőmérsékletfüggők, nem programozhatók (a *Field-Programmable Analog Array*, FPAÁ áramköröket kivéve), bonyolult a rendszer toleranciaszámítása stb.

1. ábra. Az a) analóg és b) digitális feldolgozó rendszer sematikus ábrázolása



A jeleket vagy magát a rendszer valamelyik paramétereit az analóg tartományban leíró, kiinduló kifejezések differenciálegyenletek, integrálok vagy integrálegyenletek. A diszkrét tartományba történő átalakítás után ezek a kifejezések differenciaegyenletté alakulnak át. Így egy általános digitális szűrőt az (1) kifejezés írja le. Ezeket az általános szűrőket úgynevezett IIR-szűrőknek (*Infinite Impulse Response*, végtelen impulzusválaszú szűrő) nevezzük. Ez a szűrőtípus két főrészből áll: az első tagból, amelyben a b_k együtthatók és a bemenő jelelminták $x(k)$ értékei szerepelnek, továbbá a második tag a visszacsatolt rész, amelyben az a_k együtthatókat, valamint a kimenő jelelminták $y(k)$ értékeit tartalmazza. Az IIR-szűrők rendje, M és N , az alkalmazásoktól függően maximum tízes nagyságrendű:

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^N a_k y(n-k). \quad (1)$$

Abban az esetben, ha az a_k együtthatók értéke nulla, azaz nincs visszacsatoló tag, úgynevezett FIR-szűrőket kapunk (*Finite Impulse Response*, véges impulzusválaszú szűrő). A FIR-szűrők rendje egy-két nagyságrenddel nagyobb hasonló amplitúdójelleg mellett, mint az előbb említett IIR-szűrőké. Ugyanakkor fontos megjegyezni, hogy a FIR-szűrők fázismentese lineáris, szemben az IIR-szűrők nemlineáris fázismentésével. A linearitás akkor nagyon fontos, ha a jelalakítás követelmény a szűrés után is. Ma már vannak lineáris fázissal rendelkező IIR-szűrők is, de külön megkötevéseket alkalmaznak a tervezésük során.

A diszkrét Fourier-transzformáció (DFT) együtthatóinak számítása a következő kifejezés szerint történik:

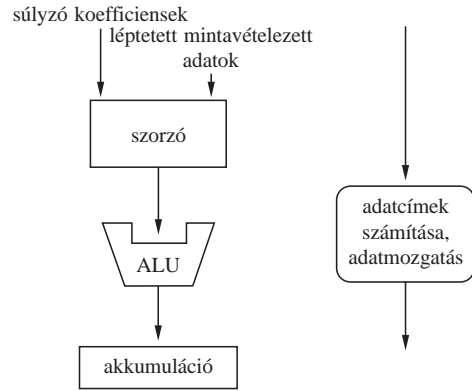
$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn/N}, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots, K-1 \quad (2)$$

Ha ezt a kifejezést alkalmaznánk, akkor egy négyezer mintás idősor esetén ($N = K = 4000$) $16 \cdot 10^6$ komplex szorzást és összeadást, vagyis egy spektrális komponens kiszámításához nyolcezer komplex számítás műveletet kellene elvégezni. Ha valós idejű számítást végzünk, akkor egy 2 GFlops teljesítményű DSP-processzor csak egy 60 kHz határfrekvenciájú jelet tudna analizálni. Ha ilyen nagy kapacitású processzort ilyen kis határfrekvenciájú jelet analízisére alkalmaznánk, az nagy pazarlás lenne. A jelfeldolgozással foglalkozó szakemberek rájöttek, hogy megfelelő átcsoportosítással, a trigonometrikus kifejezések ciklikusságát kihasználva, egy sokkal kisebb számú matematikai műveletet nyernek, és ezt az eljárást FFT-nek (*Fast Fourier Transformation* = gyors Fourier-transzformáció) nevezzük. Az FFT hatását a későbbiekben példán keresztül szemléltetjük.

Ahogy a két előző kifejezésből látható, a következő számítási műveleteket kell elvégezni ciklikusan:

- Szorozd össze a súlyzó együtthatót a sorban álló jelelmintával,
- add az előző értékhez a szorzatot,
- majd mozgasd a bejövő és kimenő adatokat adott címre,
- közben számítsd ki az új címeket egy adott algoritmus alapján.

¹ 1 Giga floating point operations per sec = 1 milliárd lebegőpontos művelet másodpercenként



2. ábra. A jelfeldolgozás folyamán jelentkező műveletek szemléltetése

Mindent annyiszor, ahányadrendű az összeg. Ezt a folyamatot a 2. ábrával szemléltethetjük.

A 2. ábrán mutatott szerkezet alapján megtervezett DSP-processzor egyetlen ciklus alatt képes elvégezni ezt a műveletsort. Eszerint, ha a processzor órajele 300 MHz, akkor akár 2 GFlops teljesítményre is képes.

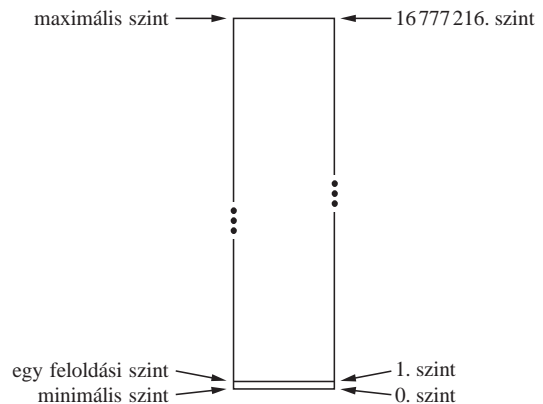
Mintavételezési tétel és anomáliák. AD és DA konverzió problémái. Jelrekonstrukció

A jelfeldolgozásban ma nagy a választási lehetőség a megfelelő AD (analog-digitalis) és DA (digitalis-analog) átalakítók gyártási technológiája, bitfeloldása és mintavételezési sebessége tekintetében. A mai átalakítók sebessége akár az 1 Tminta/s is lehet, a bitfeloldás pedig 32 bit/minta értékénél is nagyobb lehet.

Ma léteznek olcsó, nagy feloldású (pl. 24 bites) AD-konverterek, ezek az úgynevezett $\Delta\Sigma$ -átalakítók családjába tartoznak. Ezeket elsősorban zenei jelek digitalizálására fejlesztették ki, de másra is alkalmazhatók. A 24 bites feloldás szemléltetéséhez segítségül a távolságmérés pontosságának analógiáját hívhatjuk. Ez megfelel annak, mintha közel 17 km távolságot 1 mm pontossággal mérnénk. A 3. ábrán és a táblázatban szemléltetünk még néhány érdekes fizikai jelenséget, amelyeket gyakran mérnek ilyen felbontással.

A jelek mintavételezésekor fontos a mintavételezési sebesség megválasztása. A mintavételezési tétel kimondja, hogy a mintavételezési sebességnek legalább kétszer akkora kell lennie, mint a mintavételezett jel határfrekvenciája. Az általánosan elfogadott arány tíz.

3. ábra. A 24 bites feloldás szemléltetése



táblázat		
A 24 bites feloldás néhány felhasználása, jellemzői		
alkalmazási terület	mérési tartomány (V)	feloldási szint (V)
agysejtjel elvezetése	-0,15 - 0,15	$17,9 \cdot 10^{-9}$
mechanikai kiegyensúlyozás	-2 - 2	$0,24 \cdot 10^{-6}$
lassú EM-térhatás	μV tartomány	$0,06 \cdot 10^{-12}$

Egy példa arra, mi történik, ha netán ezt az alapvető elvárást nem tartják be. Vegyünk egy összetett periodikus jelet:

$$x(t) = \cos(2\pi t) + \sin(6\pi t) + \cos(12\pi t), \quad (3)$$

és nézzük meg, mi történik, ha a mintavételezési sebessége 5 minta/s és kérdés, hogy az ilyen mintavételezés után hogy néz ki a jel a jelrekonstrukció után.

Ebben a jelben a következő frekvenciakomponensek vannak jelen:

$$F_1 = 1 \text{ Hz}, F_2 = 3 \text{ Hz} \text{ és } F_3 = 6 \text{ Hz},$$

így az elvárt minimális mintavételezési frekvencia legalább $F_s > 2 F_{\max} = 12 \text{ Hz}$. A mi esetünkben a mintavételezési frekvencia $F_s = 5 \text{ Hz}$. Ilyen mintavételezési sebesség mellett a maximálisan megengedett frekvenciakomponens $F = 2,5 \text{ Hz}$. Az így digitalizált jel

$$\begin{aligned} x(n) &= \cos\left(2\pi \frac{1}{5} n\right) + \sin\left(2\pi \frac{3}{5} n\right) + \cos\left(2\pi \frac{6}{5} n\right) = \\ &= 2 \cos\left(2\pi \frac{1}{5} n\right) - \sin\left(2\pi \frac{2}{5} n\right). \end{aligned} \quad (4)$$

Az $x(t)$ jelben az első jelkomponensnek kisebb a frekvenciája, mint 2,5 Hz, ugyanakkor a másik két jelkomponens nem lehet korrekten mintavételezni, és így jelentkezik a frekvenciaátlapolás (*aliasing*) effektusa, és ezek a frekvenciák (az ún. frekvenciatükörzés következtében) a következő értékeket veszik fel:

$$\begin{aligned} F_2' &= F_2 - F_s = -2 \text{ Hz} & f_2 &= -2/5, \\ F_3' &= F_3 - F_s = 1 \text{ Hz} & f_3 &= 1/5. \end{aligned}$$

A 4. ábra szemlélteti kiinduló mintavételezett $x(t)$ és a mintavételezés analóg képviselőjét, az $y(t)$ jelet. A mintavételezett jel analóg reprezentánsa:

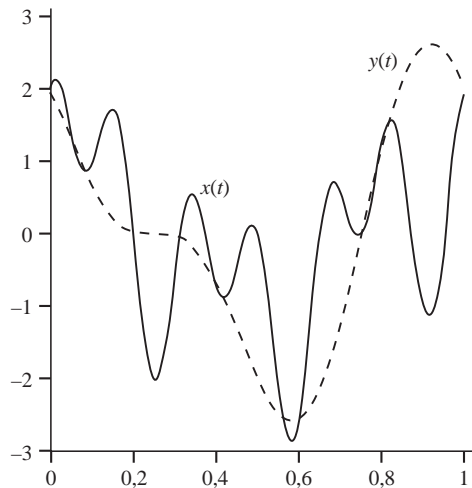
$$y(t) = 2 \cos(2\pi t) - \sin(4\pi t). \quad (5)$$

Ahogy az ábráról látható, az $x(t)$ és az $y(t)$ lényegesen különböznek egymástól, mondhatjuk, hogy a mintavételezett jelnek vajmi kevés köze van a forrásjelhez.

Következésképpen fontos a mintavételezés feltételeire odafigyelni. Legfontosabb a mintavételezést megelőzően korlátozni a mintavételezendő jel sáv szélességét legalább kétszer kisebbre, mint a mintavételezés sebessége. A sáv szélességet az úgynevezett átlapolást gátló (*antialiasing*) szűrővel korlátozzuk.

Mekkora a processzor igény, miért kell speciális (DSP) processzor?

Alapvető kérdés a szükséges processzorkapacitás meghatározása a feldolgozás szemszögéből. Induljunk ki a hangfeldolgozás problémájából. Legyen csatornánként a mintavételezési sebesség 44 kminta/s. A jelalak-hűség nagyon fontos a hangfeldolgozás minősége szempontjából, így a FIR-típusú szűrő szerkezetet választjuk. A választott szűrő differencia-egyenlete legyen 128-ad rendű. Valódi szűrőknél még ez a nagyságrend sem ad kellően nagy szelekciót. Ahhoz, hogy felmérjük a szükséges processzor igényt, számítsuk ki, hány műveletet kell elvégezni egy másod-



4. ábra. A frekvenciaátlapolás hatása az összetett periodikus jelle az időtartományban

perc alatt egy ilyen szűrő esetében. Ha háromutas a hangváltó, akkor háromszor annyi művelet kell elvégezni. Számítsuk ki egyetlen szűrő számítási igényét, a 128-ad rendű FIR-szűrő kifejezéséből kiindulva:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{127} b_k x(n-k). \quad (6)$$

Egyetlen jelminta értékének a kiszámításához a szűrő kimentén 128 szorzásra van szükség. Másodpercenként 44 ezer ilyen mintát kell kiszámítani, vagyis $128 \times 44 \cdot 10^3 = 5632 \cdot 10^6$ szorzást és ugyanennyi összeadást kell elvégezni, de emellett még az összetett adatmozgatást is el kell végezni. Az 5. ábra szemlélteti az adatmozgatás folyamatát.

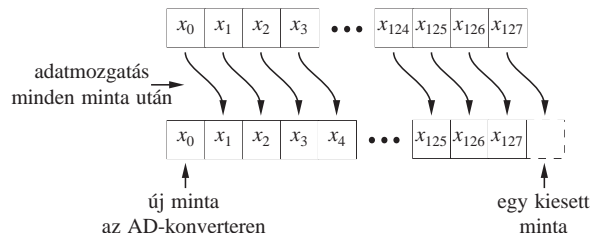
A szükséges adatmozgatások száma egy másodperc alatt $128 \times 44 \cdot 10^3 = 5632 \cdot 10^6$. Mindezt figyelembe véve a műveletek száma egy háromcsatornás hangváltó esetében $50688 \cdot 10^6$ művelet/s. Stereó jel esetében ez kétszer akkora, de különösen megnő a másodpercenkénti műveletszám igénye az új zenei ASE/EBU-szabvány alkalmazásakor, amikor is a mintavételezési sebesség 192 kminta/s.

A számítási igény meghatározható a spektrum kiszámításából kiindulva is, fordított gondolatmenetet követve. Induljunk ki egy 4096 mintát tartalmazó FFT vagy inverz FFT számítási igényéből, és határozzuk meg, hogy egy 2 GFlops-os csúcsprocesszor esetén mekkora az a legnagyobb mintavételezési sebesség, amely mellett folyamatos a spektrum előállítás. A 4096 mintás radix-2 FFT számításához összesen 45060 komplex szorzás és 159778 komplex összeadás szükséges. Tételizzük fel, hogy minden művelet egy gépi ciklus alatt számítható. Ekkor összesen 204838 komplex műveletet kell elvégezni, miközben 4096 mintát mintavételezünk. Esetünkben, amikor online spektrumszámítást akarunk végezni, egy minta vétele alatt közel 50 számítást kell elvégezni. Innen könnyen kiszámítható a maximális mintavételezési sebesség, mégpedig a processzor maximális munkavégzési sebessége és az egy mintára eső számítási idő viszonyából:

$$2 \cdot 10^9 / 50 = 4 \cdot 10^7 \text{ minta/s},$$

amely szerint egy ilyen DSP-processzorral maximálisan egy 20 MHz határfrekvenciájú jel spektrumát lehet kiszámítani online. Látható, hogy az FFT a DFT eljárásához képest sokkal effektívebb, míg a DFT-vel 60 kHz, addig az FFT eljárással 20 MHz határfrekvenciájú jel spektrumát lehet meghatározni.

5. ábra. A mintavételezett jelek mozgatása a feldolgozás folyamán



Adódik a kérdés: miként lehet digitálisan feldolgozni a fizikában jelentkező, sokkal nagyobb határfrekvenciájú jeleket? Két lehetőség van: vagy közvetve, vagy nagy összetettségű FPGA logikai áramkörök alkalmazásával, amelyek révén célprocesszorokat lehet létrehozni. Ezek műveleti sebessége ma akár 2 TFlops fölött is lehet. Ha párhuzamosítják az ilyen rendszereket, és megfelelően szinkronizálják azokat, a számításokat még jobban fel lehet gyorsítani. Mindezt fokozva, hol a határ?

Digitális számítógépek

A számítógépek felépítésében két alapvető alkalmaznak ma, a memória és a buszok kapcsolatát tekintve. Ezek a Harvard-szerkezet és a Neumann-szerkezet.

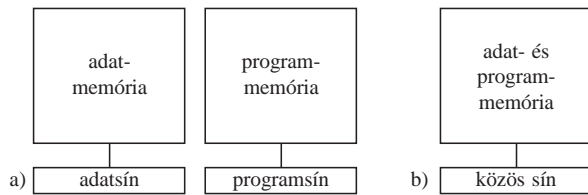
A 6. ábra szemlélteti az alapvető különbséget a kétfajta számítógép-felépítés között. A következtetéseket a folytatásban az úgynevezett valós idejű alkalmazások szemszögéből tárgyaljuk. Amint látható, a Neumann-szerkezetű processzoroknál a programutasítások és az adatok ugyanazon az adatsínen haladnak, és ugyanazt a memóriaterületet használják. A Harvard-szerkezetű gépeknél két különálló memóriaterület és adatsínrendszer áll rendelkezésre, és az adatok csak a végrehajtott egységekben találkoznak. A Harvard-szerkezetű gépeknél független a két adatforgalom, így az effektív végrehajtási sebesség megnő, mert nincs korlátozás az adatforgalomban, ha ugyanakkor programadatra is igény van a program végrehajtása során. A DSP-processzorok Harvard-szerkezetűek.

Felvetődik a kérdés, hogy miért kell a valós idejű rendszerekben Harvard-szerkezetű DSP-processzort alkalmazni, és miért nem elegendő egy szuper-PC IV (pl. 3 GHz-es processzorral), amely Neumann-szerkezetű? A PC-szerkezetű gépekben alkalmazott processzorokban nincs rendszeresítve a párhuzamos szorzó és más jelfeldolgozást segítő szerkezeti elem, mivel nem erre a feladatra lettek tervezve, így egy lebegőpontos szorzáshoz több mint 40 gépi ciklusra van szükség. Ez a tény nagyon lelassítja a számítási folyamatot. Egy valamire való DSP-processzor sebessége 2 GFlops, ami akár a szerkezettől függően komplex szorzás, vektorforgatás stb. is lehet, és emellett még adatmozgatást, adat előkészítést stb. is el tud végezni egyetlen ciklusidő alatt. A PC-ben lévő processzor még közepes sebességű valós idejű problémákat – így például hang-, mozgóképlejátszás, modem-, merevlemez-kezelés, CD-meghajtás, memóriaterület-kezelés – is csak segéd-célprocesszorok segítségével tud megvalósítani. Általában ezek a segédprocesszorok DSP-processzorok.

Tipikus DSP-rendszer és környezetének fejlesztése

Ma már a DSP-processzoros fejlesztést segédprogramokkal támogatják, amelyek nagymértékben leegyszerűsítik a fejlesztés folyamatát.

Példaként a 7. ábra szemléltet egy tipikus DSP-fejlesztői rendszerkörnyezetet. Ugyanazt a rendszert változatlan hardverrel alkalmazhatjuk például egy szuperszonikus vadászgép motorjának szabályozására, ugyanabban a repülőgépből a rárepülés folyamatának vezérlésére, egy telefonhálózaton a beszédhang-átvitel minőségének növelésére, vagy netán ugyanazon a rossz telefonvonalon egy HIFI minőségű zene átvitelkor előfeldolgozásra stb. Ilyen rendszereknél a hardvert nem kell módosítani, a processzort nem kell kiszerezni a programozás folyamán, hanem a nyomtatott áramköri lapon lehet programozni magát a processzort és a környezetét is, alkalmazva az úgynevezett JTAG technológiát.



6. ábra. A memória és sínszerkezet a) a Harvard- és b) a Neumann-szerkezetű számítógép esetén

Mint minden, a mai DSP-processzorok is külön problémakörök megoldására specializálódtak, ami nem jelenti azt, hogy a specializált feladatkörön kívül nem alkalmasak más problémák megoldására. A specializált processzorok rendelkeznek az adott problémakör kiszolgálására alkalmas segédáramkörökkel (magán a processzoron belül). Például a motorvezérlő processzorok esetében ezek a következők:

- nagyobb számú, nagyfelbontású, nagysebességű AD-konverterek,
- nullátmenet-detektorok,
- PWM generátorok,
- CAN-busz (ipari nagysebességű kommunikációs busz) stb.

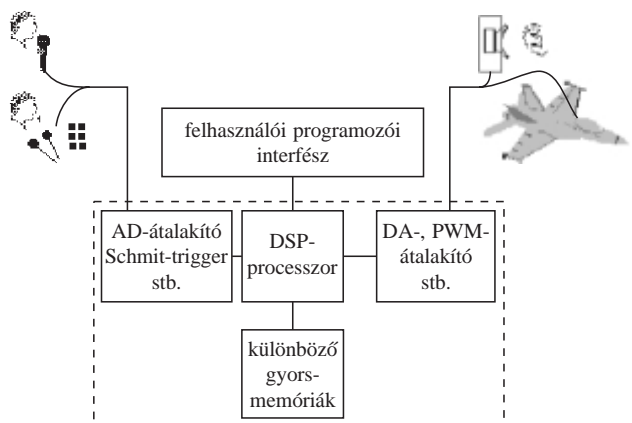
A mai fejlesztői környezetek már felhasználóbarátok, így a fejlesztés folyamán ki lehet indulni egy MatLab kódból függetlenül attól, hogy DSP-processzorral vagy netán nagy összetettségű logikai áramkörrel (CPLD, FPGA) történik a hardveres megvalósítás. Ezen processzorok fejlesztésében a következő eszközöket alkalmazzák: assembler, magasabb szintű nyelvek, emulátorok és szimulátorok.

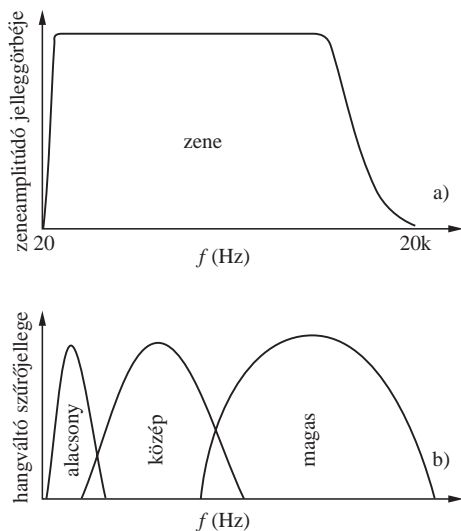
Rengeteg aktuális probléma van, amellyel szemléltethetném a DSP-technikát. A folytatásban két érdekes témát választottam, amelyek két különböző szemszögéből szemléltetik a DSP problémamegoldó képességét. Az egyik ilyen probléma a digitális hangfeldolgozás, a másik probléma pedig zajos jelből a hasznos jel detektálása.

Digitális hangfeldolgozó rendszer

Szemléltetés tekintetében talán a legszerencsésebb, ha olyan példával illusztráljuk a digitális technika szükségességét, amely a mindennapi életben jelen van, és mindannyian érzékeljük a hatását. Ilyen példa a valóságghű zenei reprodukció. Nem foglalkozom az összes problémával, amely a zenei reprodukciós technikát érinti, csak a hangszétválasztással, a hangváltóval. Érdekes problémakör az 5.1 hang reprodukció is, de ezt nem tárgyaljuk, mert nagyon összetett probléma. Ezt a feladatot korrekten csak DSP-vel lehet megoldani, a folytatásban megem-

7. ábra. Egy tipikus DSP-fejlesztői eszköz felhasználási lehetőségének a szemléltetése





8. ábra. A hangváltó hatása a zenei hangra a) a zenei hang a frekvencia tartományban b) a hangváltó amplitúdó jelleggörbéje az alacsonyfrekvencia (basszus), középsáv és a magas frekvenciás tartományban. A hangváltó egyes ágai kimenetén a jel spektruma a következő algoritmus segítségével számítható: alacsony hangszórókimenet = zene · alacsony, közép hangszórókimenet = zene · közép, magas hangszórókimenet = zene · magas.

lített processzort direkt erre a problémakörre fejlesztették ki. A 8. ábra szemlélteti az analóg technika hiányosságát.

A zenei hangtartomány alapján 20 Hz-től 20kHz-ig tart, amint a 8.a ábrán is láthatjuk. Ezt a hangtartományt valóságosan megjeleníteni egyetlen átalakítóval (hangszóróval) lehetetlen. Ezért ezt a tartományt általában felosztják több frekvenciasávra, amelyeket külön-külön jelenítenek meg. A szétválasztást szűrőkkel, úgynevezett hangváltókkal valósítják meg. A szétválasztás a kisjelű vagy nagyteljesítményű jeltartományban is lehetséges. A hangváltó jelleggörbét a 8.b ábra szemlélteti. Az ábráról látható, az egyes szűrők amplitúdó jelleggörbéje nem egyenletes, hanem kerekített. Az R, L és C elemekből felépített hangváltó fázisjelleggörbéje nemlineáris, vagyis az egyes frekvencia komponensek futási ideje különbözik, ami csökkenti a reprodukció minőségét.

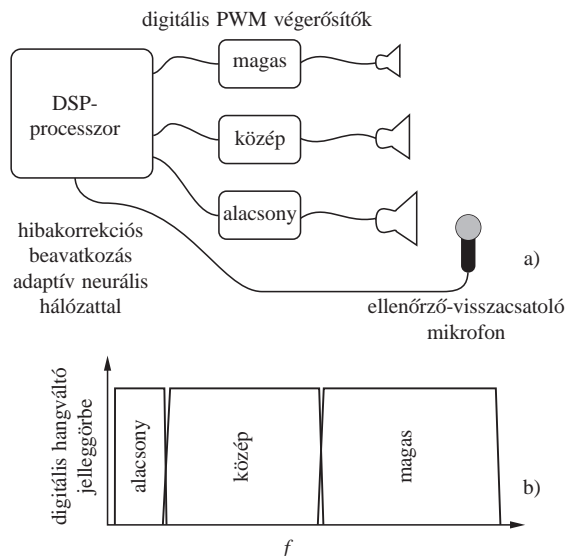
Mindemellett még további torzítások is jelentkeznek:

- az erősítők nemlineáris jellege,
- a hangszórók nemlineáris jellege,
- az erősítő zaja stb.

Emellett még az is rontja a minőséget, hogy majdnem sehol sem tudunk érdemileg beavatkozni. Ha mindezt figyelembe vesszük, az analóg feldolgozó és reprodukciós rendszer elég szánalmas eredményt ad.

Hasonlóan figyeljük meg, mit tudunk a digitális tartományban megvalósítani. Mondhatjuk, hogy a reprodukció terén teljesen digitális rendszert tudunk építeni (9. ábra). A hangváltót, mint digitális szűrőt, általános célú vagy speciális digitális jelprocesszorral valósíthatjuk meg. Amint az ábráról is láthatjuk, a hangváltók amplitúdó jelleggörbéje majdnem ideális (pontosan meghatározott frekvenciatartományokat vág ki határozottan, nincs átlapolás, és nincsenek fedett tartományok), mindezek mellett lineáris fázisjelleggörbe, vagyis egyenletes fázisfutás valósítható meg.

Érdekes megoldási lehetőséget nyújt egy cél-DSP-processzor, a TAS3103, amelynek numerikus felülete 76 bit szélességű. Ez a processzor nem csak a zenei alkalmazásokban lehet érdekes, hanem akár komoly tudományos fejlesztések alapeszköze is lehet, amiről könnyen meg is győződhetünk a folytatásban. Felmerül a kérdés: miért van szükség ilyen nagy felbontásra, vagyis 76 bitre, ahol egy bithiba $1,32 \cdot 10^{-23}$ relatív hibát eredményez?



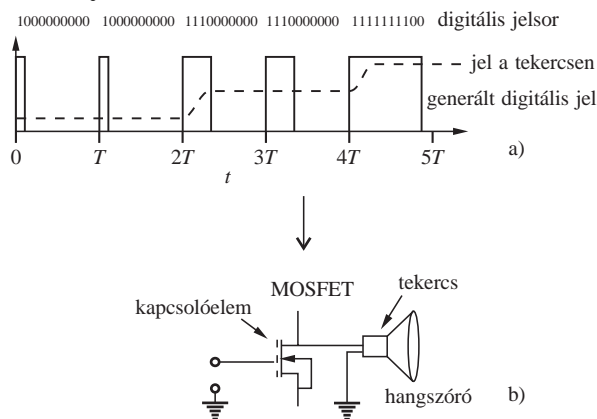
9. ábra. A digitális megvalósítás a) a digitális erősítő rendszer visszacsatoló rekonstrukciós körrel. A végértékesítő elvileg 24 bites pontosságúak, fázis- és amplitúdótorzítás nélküliek, valamint visszacsatolható a kimeneti jelük. b) A digitális erősítő rendszer amplitúdó jelleggörbéje, mely majdnem ideális fázis jelleggörbe.

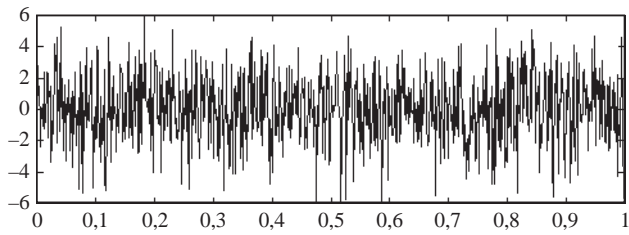
Feltételezzük, hogy 24 bites felbontással mintavételezünk egy jelet, és a feldolgozás folyamán elvárjuk, hogy a feldolgozott jelnél a hiba mértéke ne legyen nagyobb a 24 bitnél. A mintavett jelet és a szűrő együtthatókat is a standard 32 bites formátumban kezeljük. Ha összeorozzuk a két 32 bites számot, a kapott eredmény 64 bites lesz (esetleg még 1 bit hely a maradéknak). Ha ilyen szorzatból jó néhányat különböző előjellel összeadunk, könnyen felgyűlik az összeg 76 bitre. Az összeg felső 32-je adja az eredményt, ami igen jó felbontást biztosít.

A digitális hangváltókból kijövő digitális jelet direktben a digitális végértékesítőkre tudjuk vezetni. Itt felvetődik a kérdés, hogy a digitális jelből (olyan jel, amelynek két értéke lehet), amely fizikailag nem tartalmaz amplitúdó információt, csak matematikailag, miként nyerhető vissza egy olyan jel, amelynek az értéktartománya akár milliárdos nagyságrendű halmazt is képezhet (attól függően, hogy hány bites a feldolgozás felbontása). Ezt egy speciális modulációs technika segítségével lehet megvalósítani, amelyet PWM-nek (Pulse Width Modulation, impulzusszélesség-moduláció) nevezünk. Az impulzusszélességébe van beírva a pillanatnyi amplitúdó értéke. Az impulzus szélességét az egymás után leírt egyesek száma határozza meg. Az így nyert jel egyenáramú komponense tartalmazza az információt az amplitúdó értékéről. Ezt a folyamatot szemlélteti a 10.a ábra.

A fizikai megvalósításban a teljesítményerősítést egy gyors energetikai kapcsoló (Power MOSFET) a PWM-jel ütemében való ki-bekapcsolásával éri el (10.b ábra).

10. ábra. Digitális PWM-jel konverziója amplitúdó értékbe a) digitális jelsor b) kapcsolóelem





11. ábra. Az „erősen szennyezett” jel egy reprezentánsa

Az aluláteresztő szűrő maga a hangszóró tekercse. Az alacsonyfrekvenciás hangszóró inductivitása nagy, és ennél a hangszórónál nagy elmozdulás várható, megfelelően nagy dinamikával, ami nehezen valósítható meg korrekten. Itt segíthet a visszacsatolás a futáskésés és elmozduláskorrekció megvalósításában (9.a ábra). A visszacsatoló elem lehet mikrofon, gyorsulásmérő vagy a hangszóróba épített speciális tekercs. A visszacsatolt jelen (pl. adaptív vagy neurális) hálózat olyan előfeldolgozást végez, hogy a hangszóró a jelet minimális hibával reprodukálja.

A reprodukció megvalósítása szempontjából fontos volna a szükséges processzor és az energetikai kapcsoló kapcsolási sebességét meghatározni, amelyet egy csatornára vonatkozóan számítunk ki. Feltételezzük, hogy a reprodukcióra váró jel határfrekvenciája 20 kHz, így a mintavételezési sebesség minimum 2×20 kHz. Azt is feltételezzük, hogy a rendszer felbontása 24 bites, azaz $2^{24} = 16\,777\,216$ különböző szintet kell reprodukálnunk. Innen a kívánt minimális kapcsolási sebesség:

$$40 \cdot 10^3 \times 16\,777\,216 = 671\,088\,640\,000$$

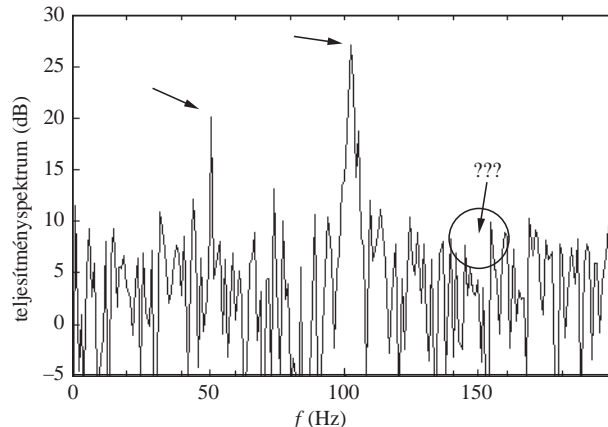
kapcsolási értéket tudjunk egyértelműen megkülönböztetni másodpercenként, vagyis 1,5 ps pontossággal kellene tudni regenerálni az adott impulzusszélességet

A kapcsolási sebesség megnő, ha az új zenei szabványt (ASE/EBU) vesszük figyelembe, ahol a mintavételezési sebesség 192 kminta/s.

Ehhez a kapcsolási frekvenciához ma még kapcsolóelemet nem fejlesztettek ki. Ma a leggyorsabb teljesítmény-MOSFET-ek, amelyek kereskedelmi forgalomban beszerezhetők, 1,5 ns pontossággal tudják az impulzusszélességet rekonstruálni. Ugyanakkor léteznek olyan digitális végerősítők, amelyek elvileg 24 bites felbontással működnek. Vajon akkor hogyan valósították meg ezeket? Az úgynevezett decimációs eljárás módosított változatát alkalmazzák, amellyel csökkenthető az elvárt impulzusszélesség rekonstrukciós sebességkövetelmény.

Ezzel a példával azt szerettem volna bemutatni, hogy a digitális technika alkalmazásának ma nincsenek korlátai a felhasználás terén.

Felhasználás és fejlesztés szemszögéből a mai digitális technika sokkal előnyösebb az analóg technikához viszonyítva. Ezeket az előnyöket a következő kategóriákba tudjuk sorolni: a programozhatóság, ismételhetőség, stabilitás, adaptív algoritmusok könnyebb megvalósíthatósága, lineáris fázisjelleg, lyukszűrő stb. Különös előnye a digitális technikának az analóg technikához képest, hogy meg lehet őrizni az adatokat, és számtalanszor meg lehet ismétetni a folyamatot információvesztés nélkül, sűríteni lehet az adatokat stb. Úgy tűnik, a digitális technika mindenre képes megoldást adni. Ez viszont nem igaz, sok helyen még mindig az analóg technika kínálja a jobb megoldást (lásd a *Roska Tamás* nevével fémjelzett kutatásokat), és a mai, összetett analóg elektronikai csipek között is vannak programozhatóak, ilyen például az FPAA.



12. ábra. A feladatban megadott jel egy periodogramja

Felvetődik a kérdés, hogy a TAS3103-t hol lehetne alkalmazni a fizikában? Minden bizonnyal a lassú folyamatok jeleinek az előkészítésére, előfeldolgozására 6 csatornán külön-külön 48 kHz-en. Fontos, hogy a megfigyelt jel határfrekvenciája illeszkedjen a DSP-processzor mintavételezési frekvenciájához anélkül, hogy frekvenciaátpololás történne. A kibemenő jelek standard 32 bites, úgynevezett I²S formátumúak, és így az itt feldolgozott jelek alkalmasak további DSP- vagy PC-feldolgozásra úgy, hogy adatformátum-váltásra nincs szükség. Várható, hogy rövid időn belül megjelenik ez a processzor 192 kHz-es változatban is.

Nézzünk még egy érdekes problémát

A vett jelen belül a hasznos jel akár pár tíz dB-lel is kisebb lehet, mint a zaj, ami elfedi azt. A feladat a hasznos jel kinyerése a zajból. Különböző módszerek léteznek, most egy egyszerűbbet szemléltetünk, az úgynevezett Welch-eljárást.

A spektrum becslésének az értéke a módosított periodogram átlagértéke:

$$\begin{aligned} E[\tilde{P}_{xx}^i(\omega)] &= \frac{1}{MU} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} w(n) w(m) r_{xx}(n-m) e^{-j\omega(n-m)} \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S_{xx}(\beta) W[e^{j(\omega-\beta)}] d\beta, \end{aligned}$$

és az ablakfüggvény spektrumát $W(e^{j\omega})$ (igény szerint tetszőleges ablakfüggvény választható) a következő kifejezés szerint számítjuk:

$$W(e^{j\omega}) = \frac{1}{MU} \left| \sum_{n=0}^{N-1} w(n) e^{-j\omega(n)} \right|^2.$$

A Welch-eljárás varianciája:

$$\text{var}[P_{xx}^w(\omega)] = \frac{1}{L^2} \sum_{i=1}^{L-1} \sum_{j=1}^{L-1} E[\tilde{P}_{xx}^{(i)}(\omega) \tilde{P}_{xx}^{(j)}(\omega)] - \left\{ E[P_{xx}^w(\omega)] \right\}^2.$$

Befejezésül analízáljunk egy ilyen jelet. A következő jelle:

$$x(t) = 0,5 \sin(2\pi 50 t) + 2 \sin(2\pi 100 t) + 0,2 \sin(2\pi 150 t)$$

kihat az additív normál eloszlású zaj, nulla középértékkel, kettes effektív értékkel. A Welch-féle eljárást alkalmazva nyerjük ki a spektrális komponenseket az erősen szennyezett jelből. A 11. ábra szemlélteti az „erősen szennyezett” jel egy reprezentánsát.

Az ábráról is látható, a zaj nagymértékben hat a jelle, lehetetlen felismerni magát az alapjelet.

A zajos jel periodogramja a 12. ábrán látható. A számítást egy 1 másodperc hosszúságú időszorra végeztük el, a mintavételezési sebesség 1 kHz. Ez a periodogram nagyon sok hamis spektrális komponenset tartalmaz. Lényeges kiemelni, hogy a 150 Hz-en lévő spektrális komponens elvész a zajban. Az egyszerű periodogramról azt konstatálhatjuk, hogy nem alkalmas a jel frekvenciakomponenseinek egyértelmű felismerésére.

A folytatásban Hann-féle ablakfüggvényt alkalmaztam a Welch-féle analízisben. A 13. ábrán szemléltetett módosított periodogramban, a minta hossza 30 s. Az ábráról jól érzékelhető, hogy a periodogramból a jelenlévő periódus tagok komponensei határozottabban kiválnak a jelenlévő zajból, és elég határozottan kiválik a 150 Hz-es komponens is.

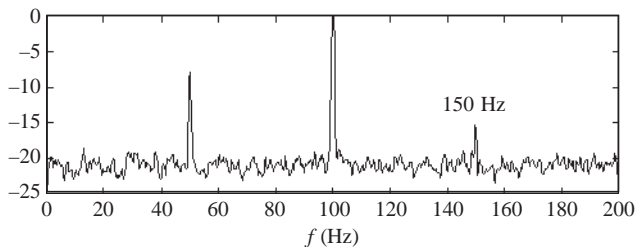
A Welch-módszer valós idejű alkalmazásánál összetett és nagyszámú számításra van szükség, ami eleve feltételez egy összetett, nagysebességű processzort. Ha nagyobb határfrekvenciás zajos jelben szeretnénk kiválasztani a spektrális komponenseket, akkor a nagy számítási igény miatt csak FPGA áramkörrel lehet azt megvalósítani.

Hol lehetne alkalmazni DSP-processzort a fizikában?

Talán mindenhol. Kezdvé a szupergyors jelenségek mérésénél, mérésvezérlésnél, mérésadat előértékelésénél. Például:

- ciklotronoknál, atomreaktoroknál. Itt rengeteg alszervezetet van, amelyek az egész rendszert alkotják és ezeket mind külön-külön nagyon összetett körülmények között úgy kell szabályozni, hogy az egészet is összetett körülmények között egyensúlyban lehessen tartani, ráadásul mindezt nagy beavatkozási sebesség mellett.

- mechanikai terhelés effektusainak mérésében,
- halmazállapot-váltás mechanizmusainak követésére, szabályozására,



13. ábra. Módosított periodogram, az analizált minta hossza 30 s

- szupravezető technikában,
- asztrofizikában,
- biofizikában,
- fizikai kémiában,
- geofizikában

és még sok egyébütt.

Minden ágazatban részletezni lehetne, hogy hol és miként lehetne a most jelenlévő analóg technikát kiváltani, vagy jobbra és effektívebbre cserélni. Azt megmagyarázni, hogy a már most jelenlévő digitális technikát miért építették pont úgy, vagy hogy mi a funkciója, nem ennek a munkának a feladata.

Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozom a Bolyai Nyári Akadémia szervezőinek a lehetőségért, hogy a digitális jelfeldolgozással kapcsolatban megtarthattam előadásomat.

Irodalom

- C. MARVEN, G. EWERS: *A simple approach to digital signal processing* – John Wiley & Sons, 1996
 S.W. SMITH: *Digital signal processing* – www.dspguide.com, 1999
 ODRY PÉTER: *Jelfeldolgozás* – Tankönyv, Műszaki Főiskola, Szabadka, 2000
 J.G. PROAKIS, D.G. MANOLAKIS: *Introduction to digital signal processing* – Macmillan, Inc., 1990

MEGEMLÉKEZÉSEK

EMLÉKEZÉS BUDÓ PROFESSZORRA, AKI SZEGEDEN A HÁBORÚ UTÁN A FIZIKÁT ÚJ ÉLETRE KELTETTE

Dombi József
 SZTE, Optikai és Kvantumelektronikai Tanszék

Budó Ágoston (1914–1969) élete és működése összeforrott Szegeddel. A felsőoktatás terén kifejtett munkásságát ugyanis itt kezdte el 1940-ben, amikor a fiatal egyetemi magántanár Szegedre, az Állami Polgári Iskolai Tanárképző Főiskola Fizika Tanszékére kapott kinevezést, és egy év híjával folyamatosan itt dolgozott az 1969 karácsonya előtti napon bekövetkezett haláláig. Egész életét szentelte a felsőoktatásnak, ennek fejlesztéséért küzdött és harcolt, és nem is eredménytelenül. Emlékeznünk kell rá, mert példakép kell, hogy legyen élete és munkássága, nem szabad annak a feledés homályába merülnie. A volt

hallgatói közül azok, akik az utolsó előadásait hallgatták, túlnyomó többségükben már nyugdíjasok, életpályájuk befejezéséhez közelednek, így lassan fogynak azok, akik még személyesen ismerték.

A főiskolai fizikai tanszékét a nyugdíjba vonult *Frank Jánostól* vette át. Mi sem természetesebb, mint hogy a Nobel-díjas *Debye* mellett eltöltött ösztöndíjas évek után Szegedre kerülő fiatal tudós elkezdte felfrissíteni az oktatott tananyagot. Előadásaival párhuzamosan jegyzetet írt a hallgatók számára, melyet könyvmatros eljárással sokszorosított. Folyamatos, nyugodt munka azonban