Számítógépes időközmérés
a nagyváradi Ady Endre Líceum
Fizikumában

dr. Bartos-Elekes István, Nagyvárad, ADY Endre Líceum

Tartalomjegyzék

Az egyszerű lefuttatást kiegészítő forrógombok

Számítógépes időközmérés a nagyváradi Ady Endre Líceum Fizikumában 2
Számítógéppel támogatott vezérlés-mérés 2
Univerzális, hétportos kétirányú interfész *(PIO)* 4
Electronics + Assembly 4
Az A/D konverterek kalibrálása 5
Mérhető fizikai mennyiségek és érzékelőik 6
Az elektronikus időközmérés elve 7
Időközmérés a PC belső időzítő órája alapján 7
A PC párhuzamos portja belső ciklusidején alapuló időközmérés elve 9
A PC párhuzamos portja belső ciklusidején alapuló időközmérő rutin 10
Miért tűnik kezelhetetlennek a PC? 11
Egy fontos mérési mód meglepő kihagyása 12
A mikroprocesszor órajelén alapuló időközmérő elve 14
Mégis vannak megoldhatatlannak tűnő problémák? 14
A µP órajelén (PC Clock) alapuló időközmérő rutin 15
A mikroprocesszor órajelén alapuló frekvenciamérés elve 16
GPS vezérelt Atomóra-kapcsolat 17
Ilyen mérést sohasem tervez egy normális fizikus! 17
Egy sokat vitatott fogalom: DOS *(Disk Operating System)* 19
DOS alatti grafikus lehetőségek 20
A mérések feldolgozása 20
A fonálinga 23
Néhány szó a fonálinga új mérőprogramjáról 23
A konstrukciós eredmények összegzése 25
Szállnak a darvak 27
Eddig elhallgatott konstrukciós problémák 28
A DOS szükséges, ez elfogadható, de miért Pascal, és miért nem C++? 34
Elektronikus kronométer interfész 35
Az időközméréssel kapcsolatos fontosabb kísérleteim és mérési eredményeim 36
Rövid utószó 46

Nagyított ábrák eredeti felbontásban, bővebb magyarázatokkal

Számítógépes időközmérés a nagyváradi Ady Endre Líceum Fizikumában

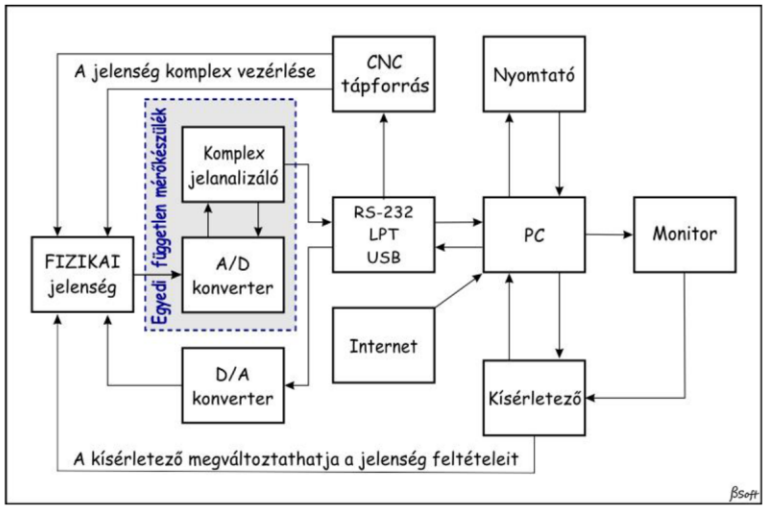
Mottó: *„Pontosan mérni nagyon nehéz, talán nem is lehet, de egykönnyen nem adom fel!”*
(az utóbbi hatvan évem tapasztalataiból)

Az évek során több típusú (számítógépes) időközmérési lehetőséget dolgoztam ki, ebben a prezentációban ezekről szeretnék röviden beszámolni. Engem mindig a meredek megoldások kipróbálása a hibák keresése és megtalálása érdekelt, erről szól ez az összefoglaló is. Már a kezdetekben a PC printerportjának belső, µs-os nagyságrendű ciklusidejét használtam időalapként, ez tízszeres pontosságot (ppm szintű) hozott az elektronikus időközmérésem számítógépes másolásából született 100 kHz-es időalaphoz képest. Egyes mechanikai kísérletekben már nem volt elég ez a felbontás és pontosság sem. Váltottam, mert sikerült kiolvasnom a mikroprocesszor (µP) órajelét, ami három nagyságrenddel is jobb felbontást ígért. Mindkét módszer eredete visszavezethető a µP órajelkvarcához, mégis lényeges a mérési felbontásuk óriási különbsége. Ezt az utóbbi módszert „megfejeltem” egy közvetlen Atomórás kalibrálási és felügyeleti kapcsolattal, így a pontosság és a stabilitás tényleg az előbbiekének ezerszeresére nőtt. Ezután néhány ppb pontossággal tudtam megmérni a fizikalaborban előforduló mechanikai mozgásokból származó rövid időközöket (szabadesés, számítógép-vezérelt ferdesík, rugalmas inga, fonálinga).

Számítógéppel támogatott vezérlés-mérés

A mechanika szinte kizárólag az időben lefolyó események törvényszerűségeiről szól, de a fizikalaborokban a törvények ellenőrzéséhez szükséges precíz időmérők nemigen állnak rendelkezésre. A kvarcórák, majd a jobb maroktelefonok elterjedésével századmásodperces kijelzésű stopperórákhoz jutottunk, de a kézi indítás-megállítás a legjobb esetben is csak ±30 ms-os pontosságot engedélyezett, ezt az első kalibrációk során számtalanszor ellenőriztük. Az előrelépést a kvarcalapú időmérők és az egyre precízebb fénysorompók megtervezése jelentette. A gyorsabb jelenségek finom részleteinek tanulmányozásakor már nem volt elég idő „lejegyezni” a mért részidőket, ezért *a kutatók ezt a feladatot a közben párhuzamosan fejlődő számítógépekre bízták*. A mérések elvégzése után a külső mérőeszköz „bediktálta” a mérési eredményeket a számítógépnek, az feldolgozta, esetleg a program függvényében válaszolt is, továbbléptette a fizikai jelenséget. *A kutatók létrehozták a **nem valósidejű**, számítógéppel támogatott vezérlést-mérést (1. ábra), lényegében a mérést feldolgozó személyzet munkáját helyettesítették a számítógéppel.*

A számítógép csak **TTL**[1] jeleket képes kiküldeni-fogadni, ezért a vezérlés-mérés megtervezésekor a külvilággal való kapcsolat létrehozására a vezérléshez **D/A** *(**d**igitális-**a**nalóg)* konvertert, a jel fogadására pedig **A/D** *(**a**nalóg-**d**igitális)* konvertert kell létrehoznunk. Míg az A/D konverter a folytonos analóg jelet alakítja át egy TTL jelsorozattá, addig a D/A konverter a TTL jelet egy sor diszkrét, változó nagyságú jelek sorozatává alakítja. A sorozat jelsűrűségét olyanra választják, hogy a felhasználó ne vehesse észre a „szaggatott" információt. Ma már senki sem gondol arra, hogy a CD zenéje vagy a DVD képek pixelei közötti átmenet nem folytonos.



1. ábra. Számítógéppel támogatott vezérlés-mérés

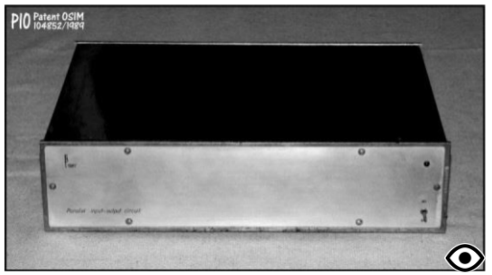
Mindkét konverter alapfeladata az, hogy egyértelmű, lehetőleg egyszerű függvényekkel leírható kapcsolatot hozzon létre a forrás és a cél között. Az áramkör egyik fele digitális, vagyis a kapcsolat lépésekben épül ki. A pontosabb áttükrözés érdekében minél több lépésben kell létrejönnie a kapcsolatnak, vagyis az átalakítás véges és lassú folyamat. Az átalakítás pontossága és sebessége egymásnak ellentmondó kritériumok, a kettőt együtt az átalakítást léptető órajel írja le. A felhasználó érdeke, hogy minél gyorsabb órajellel történjék az átalakítás.

A számítógéppel való kapcsolattartáshoz számos szabvány született, mindegyiknek van előnye és hátránya, mára az USB-s soros átvitel maradt talpon. A komplex vezérlésnél egy CNC tápforrás adja át a fizikai jelenségnek az analóg jelet. A mérést teljes egészében az egybites **Egyedi, független mérőkészülék** végzi, nem szükséges a megszakítások letiltása, sőt, a kísérletezés közben még internetezni, esetleg adatokat továbbítani is lehet. A mérőrendszer nem alkalmas az egyszeri iskolai kísérletek házi megvalósításához, mert a független mérőkészülék megépítése igen költséges, csak nagy sorozatok esetében rentábilis. A gyártók továbbléptek, és beépített konverterekkel tették használhatóbbá az adatgyűjtőknek nevezett eszközöket. Ezek már alkalmasak az egyszerű iskolai kísérletek összeállítására is, de a kevés kommunikációs lehetőség *(1 In, 7 Out)* igencsak leszűkíti az alkalmazási lehetőségeket. Több adatgyűjtőt is használhatnánk, de az USB portok lassúsága miatt a több időpontmérős adatgyűjtőnek nincs értelme, egy adatgyűjtő pedig elvileg sem tud egynél több bitet értelmezni.

[1] **TTL**: Transistor-Transistor Logic. A szabvány '60-as évek elején jelent meg, egyenesen a már létrehozott integrált áramkör logikai elemeinek a megépítésére. Az analóg technikától eltérően a logikai áramkörök nem erősítik, hanem logikailag dolgozzák fel az információt. Éppen ezért, a jelek méretét is szabványosították magas (**H**) és alacsony szintre (**L**), az 5 V-os tápnál megadtak a kimeneti és a bemeneti szinteket is: **OutH** > 3.3 V, **OutL** < 0.35 V, **InH** > 2 V, **InL** < 0.8 V. A három alapvető logikai kapcsolatot: **AND**, **OR** és **NOT** kapukba tömörítették.

Univerzális, hétportos kétirányú interfész *(PIO)*

1985-ben egy teljesen más úton indultam el, a mérés-bediktálás helyett magát a számítógépet „kértem fel”, hogy felügyelje és értelmezze a mérést. *Ez valós időben történik*. A komplett, külső mérőeszközt **logikailag „kettévágtam”**, az egyszerűbb, a fizikai mennyiséget érzékelő **elektronikai** rész kívül maradt, az alkatrészigényes *(kvarcok)* értelmező és számító részt pedig **Assemblyben** a számítógépre bíztam, hiszen abban minden rendelkezésre állt. Az első rész jeleit nem sikerült egyből bevinnem a számítógépbe, mert a személyi számítógépek elterjedésének kezdetén – a ’80-as évek közepén – az akkori PC-ket csak soros kommunikációra tervezték, így nem rendelkeztek párhuzamos portokkal. Mivel már a **ZX81** is támogatta a számítógép konzoljához való közvetlen elektronikai hozzáférést, 1987-ben egy kétirányú, egyportos interfészt építettem, majd a sikerén felbuzdulva hétportosra bővítettem és ***PIO – Parallel Input Output*** néven 1989-ben szabadalmat is kaptam rá *(2. ábra)*. Az addigi mérőkészülékeim jeleit immár be tudtam vinni a számítógépbe. Az első, valósidejű mérések örömét nem lehet leírni! *Egy teljesen új világ nyílt meg előttem!*

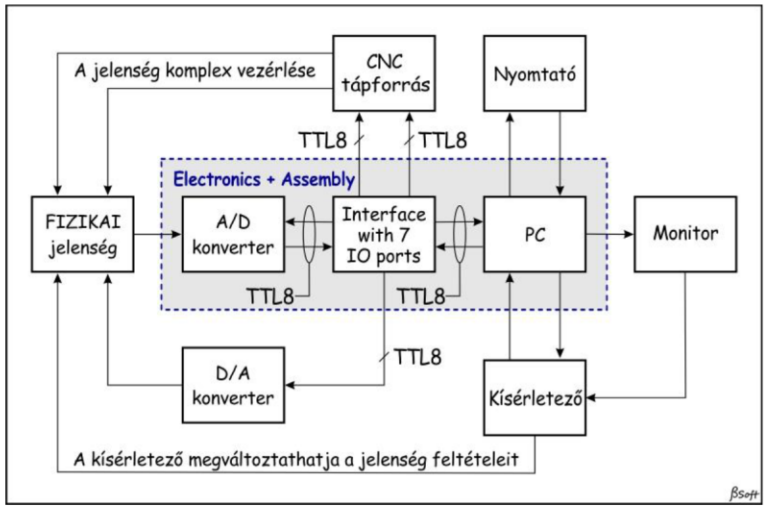


2. ábra. PIO – Parallel Input Output
Hétportos, kétirányú interfész - 1987

Sajnos, 2001 őszén a városi kábel TV hálózatba villám csapott, annak hatása az interneten keresztül eljutott az iskolába is, így a mindig bekapcsolva tartott PIO *(a PIO vezérelte az iskolacsengőt is)* a számítógéppel együtt tönkrement. A PIO építésekor nem voltak IC foglalatok, ezért nem sikerült megjavítanom. A megoldást a sokkal szerényebb képességű printerportok jelentették, átváltottam. A szerényebb képesség a portonkénti kevesebb bemenetet, és a maximum három printerportot jelentette az addigi hét helyett.

Electronics + Assembly

A komplett, külső mérőkészülékeket továbbra sem építhettem meg, mert annak idején nem lehetett beszerezni kalibrált kvarcokat, így a számítógépben található, logikailag hozzáférhető kvarcok szolgáltatásaira hagyatkoztam. A fizikai jelenséget mé-



3. ábra. Electronics + Assembly képletű mérőrendszer

rő analóg-digitális konvertert *(A/D)* egyszerű érzékelővé szűkítettem, az addigi külső számláló és értelmező részt egy Assembly rutin formájában hoztam létre a számítógép belsejében. *Létrejött az **Electronics + Assembly** képletű számítógépes, újfajta mérőrendszer*. Nem igényel precíziós kvarcokat, komplex számlálókat, tárolókat, különleges kommunikációs feltételeket, ez mind benne van a PC-ben *(3. ábra)*. A számítógépes jelző itt nem a már megmért adatok fogadását–feldolgozását, hanem **a mérés folyamatában való effektív részvételt jelenti**. Ez lényeges különbség a szokásos mérőrendszerekhez képest. A mérési adatok a számítógépben keletkeznek, valósidejű mérés jön létre, **ez óriási előny!** A fizikai mennyiségek érzékelőit *(A/D konverter)* úgy terveztem meg, hogy az általuk kibocsájtott TTL jelsorozat valamelyik paramétere egyértelmű, egyszerű függvényekkel leírható mennyiségi összefüggésben legyen a mérendő fizikai mennyiség nagyságával. Az összefüggést leíró függvény, esetleg táblázatos adatsor a kalibrálás során jön létre, és bekerül a számítógép tárolójába, csak méréskor hivatkozunk rá.

Az A/D konverterek kalibrálása

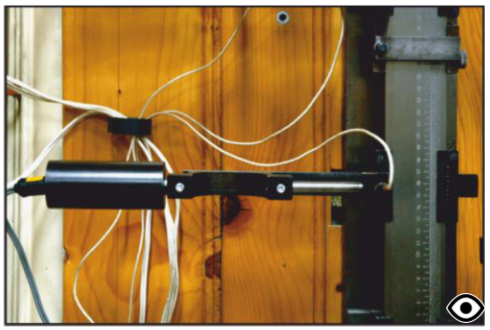
4. ábra. A komplex időközöket szolgáltató kvarcetalon ellenőrzése

A számítógép csak az esemény időpontját *(az idő különböző felbontásokban és a dátum)* adhatja meg, ezért kvarcetalonokat építettem, és ismert frekvenciájú jeleket generáltam, vagy a fénysorompó jeleit szimuláló időközkvarcetalont *(4. ábra)* vezéreltem. Ez az etalon saját vagy külső kvarcjelet fogad, egy bináris osztóval kiválaszthatóan 12 lépcsőben 2^1-től 2^{12}-ig leosztott frekvenciájú jelet szolgáltat, amelyek megjelennek a hátoldalon levő 12 BNC csatlakozóban is. Az előlapon levő három BNC csatlakozó egyszerre három fénysorompó helyett szolgáltat sorrendi jeleket, csak így volt kalibrálható a vele való mérés. A megépítés gondosságára csak egy mondat: *ahhoz, hogy ne jöhessen létre véletlen jel a különböző logikai utakon érkezett jelek találkozásakor, mesterségesen egyenlítettem ki az elkerülhetetlen késéseket.* A frekvenciamérő az időközkvarcetalon belső, **32768 Hz**[2]-es TTL jeléből származó 32768 Hz/2^5 = 1024 Hz-es jel periódusát méri, amely valójában 0,9765625 ms lenne, de a műszer kerekít. A kvarcetalon Q12 kimeneten megjelenő jelet osztjuk 2^{12}-nel: 1024 Hz / 2^{12} = 0,25 Hz, vagyis egy 4000 ms-os jelpárt mérünk meg 10-15 alkalommal, és ebből jön létre a gép printerportjának átlagolt belső ciklusideje. Ez a ciklusidő egy 1 µs alatti érték,

[2] **32768 Hz**: a digitális órák kvarcának a frekvenciája, 2^{15} Hz. 15 bináris osztóval 1 Hz-et hozhatunk létre, innen szabad az út a naptárig is

sok mindentől függ, de a kalibrálás után a feltételeket tárolni szoktam. A kalibrálás eredménye a PC belső ciklusának az ideje, amelynek stabilitása csak a PC órajelkvarca hőmérsékletének a függvénye. *Ez az időalapja az időközmérésnek* Amennyiben az A/D konverter az információit a TTL impulzussorozat frekvenciájába helyezi el, úgy a kalibrálás másként történik. Bármit megmérhettem, ha találtam *(építettem)* egy olyan konvertert, amely a bemenő **F** fizikai mennyiség hatására egy jól definiálható törvényű TTL jelsorozatot képes kibocsájtani. Ha a kalibrációs függvény elsőfokú polinom, úgy a mérőfüggvény is az lesz. Ha nem így van, akkor egy körültekintő Laplace–transzformációs áramkör–analízis alapján a μ mérendő mennyiségnek megtalálhatjuk egy olyan matematikai formáját *(1/μ, ln μ, $\sqrt{\mu}$, μ^2 stb.)* amelyre a kalibrációs görbe és a mérőfüggvény illesztőgörbéje is lehet elsőfokú függvény. Ez sokszor sikerült, ilyenkor a mérőfüggvény érvényességét bátran meghosszabbíthattam a kalibrációs határokon túlra is, illetve az érvényességi szakaszok közepén és végein is azonos pontossággal mérhettem *(a magasabb fokúak a végeken „felkunkorodnak”)*.

Mérhető fizikai mennyiségek és érzékelőik



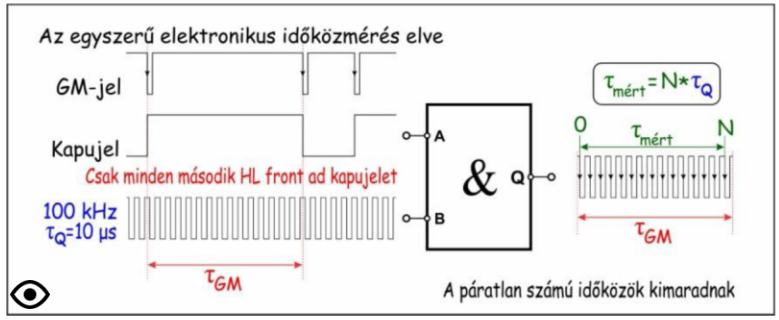
5. ábra. Precíziós fénysorompó

A számítógép csak TTL szintű impulzusjeleket tud fogadni, ezt szolgáltatja az A/D konverter. Szinte minden fizikai alapmennyiséghez tudunk rendelni A/D konvertert. A jelek kötelezően tartalmazzák a fizikai mennyiségre *(F)* jellemző információt. A TTL jelsorozatnak csak a frekvenciáját *(ν)*, az időközeit *(τ)* vagy a jelszélességet *(Δτ)* tudjuk mérni. A változó frekvenciájú jelekre nincs értelme a $\nu = 1/T$ és ehhez hasonló képleteknek. Jelölje μ a kiválasztott mérendő F mennyiséget, akkor a $\mu = f(F)$ kalibrációs függvénynek egy $F = g(\mu)$ mérőfüggvény, a kalibrációs függvény inverz-függvénye felel meg. Itt az inverz-függvény nem mindig az analitikus formát jelenti, az sokszor ki sem számítható, hanem a mért adatokból, a legkisebb négyzetek elve alapján, változócserével határozzuk meg az inverz-függvényt. Számtalan konvertert terveztem–építettem–kalibráltam, és igen sokat használtam őket. A TTL jelsorozatos A/D konverterek egy különleges kategóriája az esemény precíz helyét és időpontját rögzítő fénysorompó *(5. ábra)*. A jó helymeghatározást egy másfél méteres tolómérő és a mechanikailag 20 μm körülire leszűkített fénykúp, a billenés sebességét pedig egy optoelektronikai visszacsatolás biztosítja. Az optoelektronikai visszacsatolás 👁 a fotótranzisztor megvilágítását úgy szabályozza, hogy a fotótranzisztor munkapontja az őt követő szintérzékelő *(Schmitt-trigger)* billenési szintje alatt legyen néhány mV-tal. Ez az igen kis szintkülönbség nagyságrendekkel felgyorsítja a legkisebb takarás miatti billenési időt, de ennek hatásaként tovább szűkül a fénykúp is. Az eredeti, klasszikus fotótranzisztoros megoldásban a szabadesés **39,866 mm**-es golyója

egyszer-egyszer nem zárta el az utolsó fénysorompót, ahol már **5 m/s** körüli volt a sebessége. Az optoelektronikai visszacsatolás alkalmazása után a fénysorompó már a **10 m/s**-mal haladó *(valójában keringő)* **0,15 mm**-es konstantán drótot is érzékeli. A billenéskori helyzetmeghatározás pontossága nagyságrendekkel nőtt.

Az elektronikus időközmérés elve

Ahhoz, hogy értékelni tudjuk a számítógépes időközmérés előnyeit, először lássuk, hogyan mérnek az elektronikai eszközök. Az elektronikus időközmérők a mérendő jelek közötti időt egy kvarcetalonból származó órajelsorozattal töltik ki, ezután megszámlálják, hogy hány teljes periódus fért el a mérendő időközben. A mérendő jel minden második frontja egy-egy kapujelet hoz létre *(6. ábra)*, amelynek magas szintje megnyitja, az alacsony szintje pedig lezárja a logikai **AND**[3] kaput. A kapu másik bemenetére kerül az órajel *(kvarcetalon)*, a kimenetén pedig megjelenik a kapujel által engedélyezett impulzussorozat. Az ***N*+1** számú negatív front között ***N*** egész periódus van, így a τ_{GM} időköz mért értéke $\tau_{mért} = N \cdot \tau_Q$, ahol a τ_Q az órajel periódusa. A mérés során majdnem kétszer két teljes órajelet is elveszíthetünk-nyerhetünk, ezért a legnagyobb felbontási hiba **±2/*N*** lesz. A kapuidő lejártakor a készülék kijelzi a mért időköz értékét, majd a következő negatív front megjelenésekor újból indul a mérés. Az elektronikus eredetű jelsorozatok időközmérésekor nincs fontossága a kimaradt időköznek, hiszen úgyis átlagolunk, de a változó időközök egyedi mérésére *(például a radioaktív bomlások esetében)* ez a módszer nem alkalmas, mert minden második időközmérési lehetőséget elveszítünk.



6. ábra. Az egyszerű elektronikus időközmérés elve

Időközmérés a PC belső időzítő órája alapján

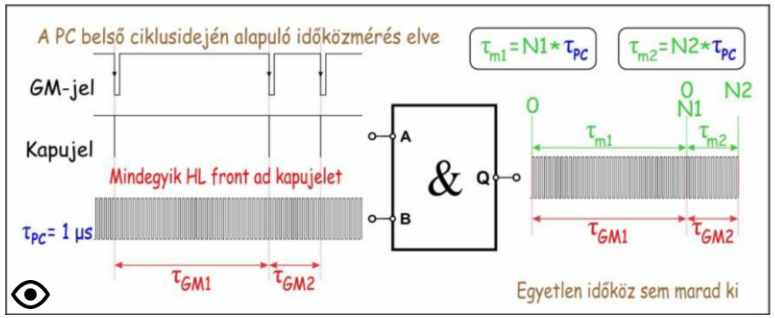
A PC-nek két órája van: az elemes, örökjáró CMOS-óra[4], és az operációs rendszer órája ***(Operating System Clock)***. Az **OS Clock** a bekapcsoláskor átveszi a CMOS-óra időpontját, azonnal átalakítja az OS Clock rendszerének megfelelő idő-

[3] **AND:** logikai **ÉS** kapu, a digitális elektronika egyik alapvető egysége. A logikai függvénye: **Q = A·B**, vagy **Q = A & B**

[4] **CMOS:** *Complementary Metal-Oxide Semiconductor, integrált áramkör építési technológia.*– **CMOS óra:** Saját, 32768 Hz-es kvarcoszcillátora van, ebből állítja elő az 1 Hz-et, majd a teljes naptárt is. Mindent BCD-ben tárol, az ezredvégi hisztériával ellentétben még az évszázadot, sőt az évezredet is tárolta-tárolja, csak egy pár byte-tal arrébb. A régebbi gépek CMOS órája igen pontos volt, a maiaknál erre már nincs feltétlen szükség, úgyis mindent az internetszolgáltató órájához, esetleg az Atomórához igazítunk.

pontformába. Az alaplapokon, és minden periférián van egy **14,31818 MHz**-es kvarcoszcillátor *(NTSC)*, a PC csak ezzel tudja szinkronizálni a kommunikációt a perifériákkal. Ez a kvarcoszcillátor adja az operációs rendszer óráját is, amit belső időzítésekhez is fel lehet használni. Az operációs rendszer órájának alapja a *Tick*, amely az eredeti NTSC jelből származik, és körülbelül 55 ms-os felbontásban az éjfél óta eltelt *Tick*-eket számlálja. A *Tick* létrehozásakor az NTSC jelét fizikailag osztják 12-vel, ezután szoftveresen továbbosztják **65536**-tal, vagyis *Tick* = $14{,}31818 \cdot 10^6/12/65536$ Hz, tehát a τ_{DOS} = 1/(18,2065075 Hz) = 54,92542 ms. A DOS alatt, a 0000h:046Ch memóriacímen mindig megtalálható az éjféltől eltelt, *Tick*-ekben kifejezett idő. Ha a ***Tick* indexe** eléri az **1.573.039**-et, ez az operációs rendszeri éjfélt jelenti, és eltelt (1.573.039 + 1) *Tick* → $1.573.040 \cdot \tau_{DOS}$ = **86399,877 s**, azaz majdnem 24 óra *(a kimaradt, túlzott pontosságú 123 ms sokkal kisebb a kvarcfrekvencia pontatlansági és stabilitási értékeiből származó hibánál). A CMOS-óra sohasem veszi át a DOS időpontot, de mi átadhatjuk azt a CMOS-órának*.

A **65536**-tal való osztás a forrása a PC belső időzítő órája alapján működő időközmérésnek. Az alaplapi **Intel 8254**[5]-es programozható időzítő áramkör segítségével mi is elvégezhetjük az osztást. Minél kisebb az osztónak mondott *(valójában)* számláló, annál gyorsabb a *Tick*. Például 1193 esetében τ_{DOS} **= 999,85 µs** körüli az értéke, 119-cel osztva már a lassúbb jelenségek időközmérésre is alkalmas τ_{DOS} **= 99,73 µs** időalapot kapunk. Valamikor ezt használtam a fonálinga periódusának a mérésére, öt teljes periódus esetében százezer körüli gyors *Tick*-et számláltam. Ennél az osztásnál a *Tick* olyan gyorsan ketyeg, hogy a 86400 másodperces teljes nap csak 156,88 s-ig tart, ez nem lenne elég a kísérlet előkészítésére és elvégzésére. A kísérlet elején mindig kinulláztam az OS Clock-ot, a fénysorompó első metszésénél lekértem a *Tick*-et, az utolsónál újból, majd kiszámoltam a különbséget. Mindenekelőtt, az utolsó fénysorompó metszése után a CMOS-ból beállítom az operációs rendszeri időt és a dátumot, különben a mérések elmentési időpontja helytelen lenne. Az inga indításakor minden alkalommal letiltom a megszakításokat, csak az **int 08h Timer** működését engedélyezem, így a feltételekhez képest tökéletes méréseket tudtam végezni. Maradt az OS Clock kalibrálása, ezt a Kossuth-rádió időjelzései alapján, füllel és billentyűvel szinkronizálva végeztem el. Egy nap alatt az operációs rendszer órája mintegy másfél évet ketyegett. A CMOS-ból visszaállítottam a helyes idő-



7. ábra. A PC mérőportja belső ciklusidején alapuló időközmérés elve

[5] **Intel 8254**: *https://en.wikipedia.org/wiki/Intel_8253*; az i8254 gyorsabb változat, ma már ezt integrálják az **ICH** (Intel I/O Controller Hub) alaplapi áramkörbe. Az időzítő felgyorsítása után a filekezelés is felgyorsulna, de a merevlemez nem képes követni, ezért a RAMDrive-ot használom

pontot. Itt adós maradok a PC belső időzítő órája mintegy **550-szeres felgyorsítás**ának magyarázatával és a CMOS-óra kiolvasásával. Az elsőhöz az i8254-es, a másodikhoz a CMOS rendszer mélyebb ismerete szükséges. Az ide kapcsolódó kérdésekre a kapcsolatfelvétel után válaszolok. *Létrejött egy néhány másodperces időközöket ppm pontossággal mérő rendszer. Igen sokat használtam-használom, a stroboszkópos fényképezőrendszerem ma is így működik.*

A PC párhuzamos portja belső ciklusidején alapuló időközmérés elve

A számítógépes időközmérés elvét még 1987-ben dolgoztam ki, amikor megépítettem a **Spectrum** gépen alapuló kísérleti berendezést a légpárnás ferdesíkon való gyorsuló mozgás tanulmányozására. A mérőrendszer a fotókapu sorozatos takarásai által létrejött jelek sűrűsödő vagy ritkuló időközeit mérte, ezekből állapítottam meg a mozgás analitikus egyenletét. A számítógép időközmérés elve *(7. ábra)* hasonlít az időköz elektronikus mérési elvéhez, de van négy lényeges, egyben nagyon előnyös különbség is *(lásd alább)*.

A PC párhuzamos portja belső ciklusidején alapuló időközmérő rutin

A szimmetrikus **HL** és **LH** frontkeresési ciklusokat a **BX** számlálja, a túlcsordulás az **SI**-be kerül, a ciklusidő **953 ns**

```
1.  @SetCounter:
2.   mov cx,word ptr[MaxDW]
3.   xor bx, bx; xor si, si
4.  @MeasurementHL:
5.   mov ah, byte ptr[Mask]
6.   @WhileALEqualLow:
7.    add bx, 0001h
8.    adc si, 0000h
9.    in al, dx
10.   test al, ah
11.   jz @WhileALEqualLow
12.  @WhileALEqualHigh:
13.   add bx, 0001h
14.   adc si, 0000h
15.   in al, dx
16.   test al, ah
17.   jnz @WhileALEqualHigh
18.  @FillData:
19.   mov ax, bx; stosw
20.   mov ax, si; stosw
21.   xor bx, bx
22.   xor si, si
23.  @LoopHL:
24.   loop @MeasurementHL
25.
26.  @Exit:
```

Címke: a frontszámláló beállítása. A mérőrutin összesen **MaxDW+1** számú **HL** frontra vár. Már detektáltuk az első **HL** frontot, ezután csak a többi **HL** átmenetet várjuk. Az első **HL** front **nulla indexű** lett.

Címke: a **HL** frontokat és belső ciklusokat számláló program. A **Mask** tartalmazza a megfigyelendő bitet, a **dx** a vizsgált portot.

Címke: addig vár, ameddig a jel **magas** szintűvé válik (**LH** front). **Szimulált DWord-ös belső ciklusszámláló**. Ahányszor itt jár, növeljük az alsó Word számlálóját (**bx**), az **si** csak a **bx** túlcsordulásakor nő. Beolvassuk a **dx** port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a **Mask** által meghatározott bitet. Ha továbbra is **alacsony**, akkor visszalép, és automatikusan számlálódik a **PC belső ciklusa**.

Címke: addig vár, ameddig a jel **alacsony** szintűvé válik (**HL** front). **Szimulált DWord-ös belső ciklusszámláló**. Ahányszor itt jár, növeljük az alsó Word számlálóját (**bx**), az **si** csak a **bx** túlcsordulásakor nő. Beolvassuk a **dx** port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a **Mask** által meghatározott bitet. Ha továbbra is **magas**, akkor visszalép, és automatikusan számlálódik a **PC belső ciklusa**.

Címke: Az adatok betöltése. A tároló pointere most az **es:[di]**-re mutat. Az alsó Word az **ax**-be kerül, majd az **es:[di]**-re. Növelődik a **di**. A felső Word az **ax**-be kerül, majd az **es:[di]**-re. Növelődik a **di**.

Kinullázzuk az alsó és a felső Word-ök számlálóit.

Címke: Ameddig nem találjuk meg a **MaxDW** indexű **HL** frontot, újrakezdi a méréseket, egyúttal a belső ciklusok számlálását is.

Címke: a **MaxDW** indexű **HL** front megtalálása után kilép!

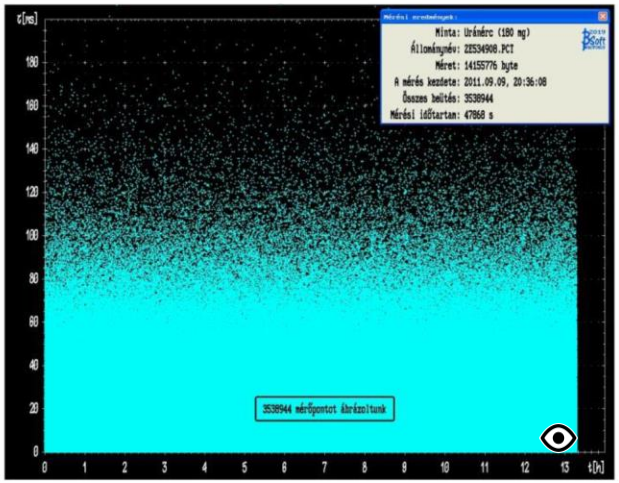
8. ábra. A PC mérőportja belső ciklusidején alapuló időközmérő rutin

Az **AND** kapu csak szimbolikus, szoftveresen megoldott logikai egység. A virtuális kapujel a GM-jel[6] *(bármilyen mérendő TTL jel lehet)* negatív frontja megjelenésekor kezdődik, és a következő GM-jel negatív frontja megjelenéséig tart, eközben a PC egy szoftveres ciklusban „ragadva" várja a GM-jelet, és számlálja az eltelt PC figyelési ciklusokat *(másodpercenként több mint egymillió figyelési ciklus)*. A GM-jel megjelenésekor gyakorlatilag azonnal elmenti a figyelési ciklusok számát, és újrakezdi az egészet. A virtuális kapujel nem egy elektronikus engedélyező jel, hanem a szoftveres feltétele a két GM-jel közötti belső ciklusszámlálás kezdetének, végének és a következő mérés megkezdésének. ***Három előny**: a kapujel folytonossága; a számlálás magától történik, alig költünk rá gépidőt; nem történhet jelvesztés, mert a port állandóan figyeli a mérendő jel szintjét. **A negyedik előny** ezek fölötti kategóriába tartozik: a ciklusok számának átadása csak néhány ns-ig tart, **a mért érték a számítógépben keletkezik, és felhasználásra ott is marad**.*

[6] **GM:** Geiger–Müller cső, a radioaktív bomlások mérésére kifejlesztett készülék sugárzásérzékelője. A leírásban a **GM-jel** egy rövidítés, a készülék által kibocsájtott **TTL** jelre vonatkozik.

A PC párhuzamos portja belső ciklusidején alapuló időközmérő rutin[7]

A radioaktív bomlásokból származó részecskék érzékelője egy Geiger-Müller csöves ipari sugárzásmérő, amelynek teljes elektronikáját kikerültem, csak a GM csöveket és a tápforrást használtam fel. Oszcilloszkóppal megkerestem a feldolgozásra szánt TTL szintű jelet, egy illesztő interfészen keresztül ezt vezettem a PC-be. A GM-jelek érzékelését egy Assemblyben írt mérőrutin végzi el. A mérőrutin leglényegesebb része a *8. ábrán* látható. A huszonhat sor két frontérzékelőből *(pozitív és negatív frontok külön-külön, ezeken belül van egy-egy DWord-ös belső ciklusszámláló is)*, valamint a mérőciklus-szervezőből és az adatkimentő részből áll. A negatív frontok keresése és az erre „elköltött" belső ciklusok teljesen automatikus megszámlálása a *@MeasurementHL* nevű ciklusban történik.



*9. ábra. Az uránérc félnapos bomlásának időköz-eseménynaptára. A **432 mérési egység** alatt a gép „halott", de az új mérési egységre való váltáskor a felengedett Escape billentyű a leállítás igényét jelezheti*

A **HL**[8] a negatív frontok időközeinek figyelését jelenti. A ciklusszervezés az első két sorban jön létre, beállítjuk a ciklusszámlálót a **MaxDW**[9] számú negatív front megkeresésére. A közölt rész előtt már megtalálta az első negatív frontot, így összesen **MaxDW+1** frontot detektálunk. A jel alacsony szinten áll, most a pozitív front keresése következik *(6.-11. sor)*. Ez egy figyelési ciklus, amelyben mindig növeljük a **belső ciklusszámlálóit**[10] *(alsó Word, felső Word, 7.-8. sor)*, majd megnézzük a GM-jel szintjét *(9.-10. sor)*. Ha még mindig alacsony, akkor kezdi elölről, visszaugrik a 6. sorba *(ez csak jelölés, a gép tudja, hogy mi a 7. sorra gondoltunk, ezért oda ugrik, nem tölti az időt feleslegesen)*. Ha magas a GM-jel szintje, akkor már megtalálta a pozitív frontot, következik a negatív front teljesen hasonló keresése és a figyelési ciklusok számlálása *(12.-17. sor)*. Amikor megtalálta a negatív frontot is, kimenti az adatokat *(19.-20. sor)*, kinullázza a belső figyelési ciklusok számlálóit *(21.-22. sor)*. A GM-jel most alacsony szinten van, amennyiben még nem találta meg a MaxDW számú frontot, visszaugrik a *@MeasurementHL* nevű ciklus elejére, az újabb negatív front megkeresésére. Ha megtalálta, akkor kilép, egy állományba elmentjük a MaxDW+1 számú időközadatot *(ezek gépfüggő*

---

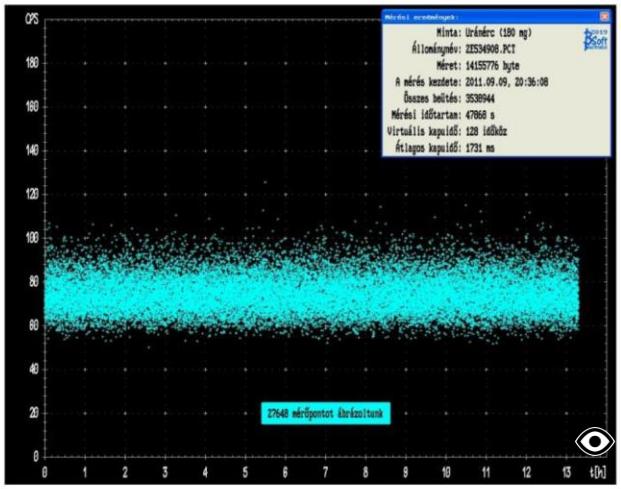
[7] **Ezt a részt** csak az Assembly programozásban jártasaknak ajánlom

[8] **HL**: High→Low a magas logikai szintről az alacsonyra való átmenet, vagyis a negatív front. *Az **LH**: Low→High az alacsony logikai szintről a magasra való átmenet, vagyis a pozitív front*

[9] **MaxDW**: Egy dinamikus DWord-ös tömb maximális indexe, ebben MaxDW+1 számú DWord van

[10] **belső ciklusszámlálók**: a bomlási időközök legnagyobb értéke s-os nagyságrendű, ezért a µs nagyságrendű ciklusokat DWord-ben tároljuk

belső ciklusszámok), ezután, amennyiben a teljes mérési feladatot még nem végeztük el, újabb MaxDW+1 számú időközmérés következik. A teljes mérési feladat az esetleg előre meghatározott **Max**[11] számú, fentebb leírt mérési ciklusból áll. Erre a kettős mérési ciklusra azért van szükség, mert amint lentebb látni fogjuk, a mérések alatt *(a sugárzás erősségétől függően csak egy-két perc)* a PC teljesen kezelhetetlen, csak a mérésekkel foglalkozik, olyan, mintha lefagyott volna. Hogy a számítógépet valamennyire is kezelhetővé tegyem, a 26. sori kilépés után megmutatom neki a billentyűzet pufferében található információkat *(az utóbbi 16 billentyűzetesemény kódjait).* Ha a legutolsó billentyűzetesemény a **felengedett Esc**[12], akkor kilépést kezdeményez, ha nem akkor folytatja, a következő mérési adaggal. A **lenyomott Esc** billentyűre nem engedem reagálni, mert nem tudom pontosan akkor lenyomni, amikor a program néhány tized µs ideig arra jár, a program nézze meg később, amikor arra jár, hogy én akartam-e valamit.



10. ábra. Az uránérc időközméréseiből kiszámított CPS sugárzásmérés

Miért tűnik kezelhetetlennek a számítógép?

A mérések pontossága a belső ciklusidő állandóságán alapszik, ezért a mérés alatt a processzor csak a méréssel kapcsolatos dolgokkal foglalkozhat. Még a mérések előtt letiltom a megszakítások hívását, így a billentyűzet sem működik. A leállítást a **CLI** *(**C**lear **I**nterrupt Flag)* utasítás hajtja végre, a visszaállítást pedig az **STI** *(**S**et **I**nterrupt Flag)*. **Közben a gép halottnak tűnik**. A processzor portjai azonban hozzáférhetőek, a billentyűzet–pufferben tárolásra kerülnek a lenyomott vagy felengedett billentyűk *(megkülönböztetett)* Scan kódjai[13] *(a lenyomott **Esc** bináris kódja **00000001b**, a felengedetté, **10000001b**),* ezekhez bármikor hozzá lehet férni. A portolvasási művelet bármennyire is kevés időt igényel *(0,2 µs körül)*, ciklusban nagyon sok időt jelentene, ezért csak egy logikai mérési egység után szoktam kiadni. Egy

[11]**Max:** a mérési adagok legnagyobb indexének jelölése: az előre megadott vagy a kilépéskor rögzülő érték

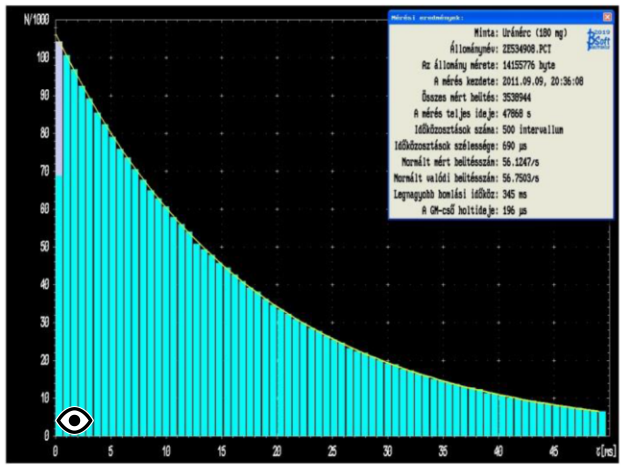
[12]**Esc** – Escape billentyű. Ha a billentyűzetet a portjáról olvassuk, akkor a **lenyomott Esc** kódja **01h**, **a felengedetté**, **81h**, tehát megkülönböztethető a billentyű lenyomott és felengedett állapota. A betűkódot és az állapotot jelző kód csak kiolvasással vagy billentyűművelettel szűntethető meg.

[13]**Scan kód**. A billentyűzetgyártók gazdaságossági okokból csak egy billentyűzet-mechanikát gyártanak. A legkülönbözőbb nyelveket feliratozással oldják meg, mert egy billentyűzet nem betűket, hanem azok billentyűzet-sorszámát küldi a PC-nek. A sorszámozás az Escape billentyűvel kezdődik (1.), majd az 1-es lesz a 2. sorszám és így mehetne tovább, egészen 127-ig. Ez nem pontosan így van, mert a lenyomott és a felengedett billentyűt megkülönböztetik, ugyanis a byte-os billentyűkód felső bitje ezt jelzi: **lenyomva 0**, **felengedve 1**. A Scan Code, az állapot + a sorszám. Ezt a maximálisan 255 lehetőséget a Keyboard interpreter alaplapi áramkör segítségével az operációs rendszer értelmezi.

ilyen egység ideje néhány másodperc, de van olyan alkalmazás is, ahol a program csak egy előre megadott mérési adatszám *(8192 becsapódás)* után értelmezi az Esc billentyű állapotát *(9. ábra)*. A mérés alatt az OS Clock is leáll, ezért a gép órája az induláskori időt mutatja. Szerencsére, a CLI nem állítja le CMOS-órát *(ez elektronikus, nem szoftveres)*, ezért a mérés befejeztével onnan megkapjuk a pontos időt és a dátumot. A programban ez van, *de a felhasználó ebből semmit sem lát, a gép hosszú órákon át mér, és közben ábrázolja a méréseket, amint jól látható a 9. ábrán is*. **A mérőrendszer teljesen autonóm!** *Csak érdekes ráadásként említem meg, hogy a négygépes, de egy perifériarendszeres otthoni gépeim továbbra is önállóan kezelhetőek, mivel gépeket szelektáló rendszer szintén a portokon keresztül működik.*

Egy fontos mérési mód meglepő kihagyása

Bizonyára többeknek feltűnhetett, hogy a frekvenciamérés elve kimaradt a bemutatóból. Az ok igen egyszerű: mind az elektronikus, mind a számítógépes mérésnél az elvből kifolyólag jelvesztés jön létre, ami különösen a kevésbé aktív és rövid felezési idejű nuklidok esetében okoz igen nagy hibákat, hiszen alig kapunk mérési pontokat. A számítógépes időközmérési módszer adatai alapján, tetszésszerinti kapuidővel újrajátszhatjuk a kísérletet, vagyis felépíthetjük a frekvenciamérési **CPS** ***(Counts Per Second)*** adatokat is. Egyetlen esemény sem vesződik el, nagyságrendekkel *(nem tévedés)* pontosabb méréseket kapunk. A *9. ábrán* az uránércminta bomlásakor mért becsapódások időközeinek eseménynaptára látható. Összesen 3.538.944 becsapódást észleltünk, ezek τ[ms] időközeit zömében a 200 µs-tól mintegy 200 ms-ig figyeltük meg, de regisztráltunk szinte másodperces szüneteket, és száz µs körüli értékeket is. A pici mérőkeresztek átlógnak az abszcisszatengelyen. Ez a grafikon semmire se jó, hiszen a területén jóval több mérőkereszt van a pixelek számánál. Mégis, három, igen fontos alkalmazást vezethetünk le belőle.

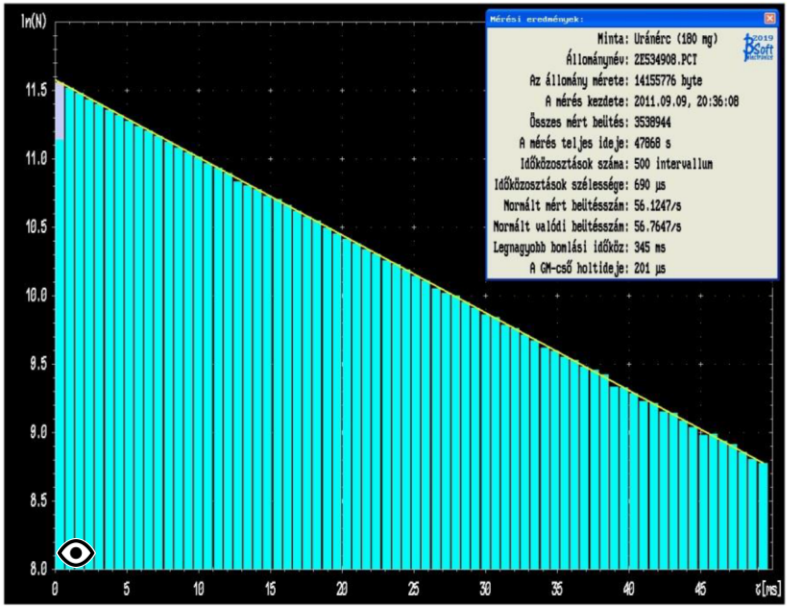


11. ábra. Az $N = f(\tau_i \pm \Delta\tau)$ függvény exponenciálisnak tűnik, de van egy kis hibája, ugyanis a nagyon kis τ_i értékeknél mintegy 35% hiány van

CPS sugárzásmérés. A mért adatokból egy nem elvégzett kísérletet *(re)*konstruálunk, mintha CPS sugárzásmérővel dolgoztunk volna. Egy virtuális kapuidőt *(VPT)* vezettünk be, ez a tetszőlegesen kiválasztott $N = 128$ beütés időközeinek az összege, ennek átlagértéke $VPT = 1731$ ms. A fenti eseménynaptár adataiból a $CPS = N/VPT = 73{,}94$/s. Összesen 47868 s/1731 ms, vagyis 27653 „új” mérés keletkezett, ezek látszanak a *10. ábrán*. A számítógép néhány másodperc

alatt számítja ki és meg is rajzolja a 3 és fél milliós mérés *CPS* = f(*t*[h]) grafikonját, ezért más kapuidőkre is megkaptam a *CPS* = 73,94/s értéket.

A felezési idő meghatározása. Hasonlóan járhatunk el a kis aktivitású és rövid felezési idejű nuklidok esetében. Minél kisebb az aktivitás, annál nagyobb pontossággal tudjuk meghatározni az időközöket. Még az is elképzelhető, hogy csak néhány beütéssel számolunk. Egy téveszmét szeretnék eloszlatni *(ezt magam találtam ki, de el is vetettem)*, ugyanis remélve, hogy változó beütésszámmal újra és újra végigjárva a fenti utat, több mérés „keletkezik", így pontosabb, illetve kisebb szórású méréseket kapok. *Szó sincs róla, ezt később matematikailag is bizonyítottam.*



12. ábra. A ln(N) = f(τ$_i$ ±Δτ) függvény lineárisnak tűnik, de van egy kis hibája, ugyanis a nagyon kis τ$_i$ értékeknél továbbra is hiány van

A GM cső holtidejének meghatározása. Újból a *9. ábra*[14] méréseiből indulunk ki. Ha képzeletben vízszintes sávokba osztanánk a grafikont, akkor egy sávba azok az események kerülnének, amelyek időközei a félnapos mérés alatt egy $\tau_i \pm \Delta\tau$ időközsávban voltak. Az események *N* száma a populációja az illető sávnak. Ha ábrázoljuk az $N/1000 = f(\tau_i \pm \Delta\tau)$ függvényt *(11. ábra)*, akkor egy exponenciálisnak tűnő oszlopsort kapunk, oszloponként több tízezres nagyságrendű populációkkal. Az oszlopok szélessége $\Delta\tau$, a magassága pedig az időközsáv *N*/1000 populációja. Az időközsáv értéke $\Delta\tau$ = 690 µs, de az utolsó oszlop, amelynek a legmagasabbnak kellene lennie, jóval alacsonyabb, azaz hiányoznak a becsapódási események. Az egyedüli magyarázat a GM cső holtideje, ugyanis a megindult gázkisülés alatt nem jöhet létre a becsapódás miatti újabb kisülés, vagyis ekkor a cső „halott" volt. A hiányzó rész alapján meghatározható a holtidő, ebben az esetben ez ***DT (Dead Time)*** = 196 µs volt. Bár a *11. ábra* illesztőgörbéjének megrajzolásakor a legkisebb négyzetek elve alapján kiszámított analitikus formát használtam, és jól látszik az illesztés pontossága, de az

[14] A 9.-12. ábrák a mérőprogram futása alatt keletkeztek DOS alatt, 1280x1024-es saját video formátumban. Párhuzamosan txt és xls formátumú adatsor is keletkezik, az tetszőlegesen felhasználható, de az Excelben való feldolgozása nem éri el az itteni 18 számjegyes pontosságot. Az adatfeldolgozás végén egy-egy forrógomb segítségével a teljes képernyőről, vagy csak a grafikonról készülhet színes BMP kép *(lásd később)*.

illesztőgörbe exponenciális jellegére újabb igazolást nyertem a $ln(N) = f(\tau_i \pm \Delta\tau)$ ábrázolásakor *(12. ábra)*. A jól illeszkedő egyenes biztos bizonyítéka az $N/1000 = f(\tau_i \pm \Delta\tau)$ függvény exponenciális jellegének, vagyis az uránérc félnapos sugárzása alatt beigazolódott a jelenség Poisson–eloszlása. A másfajta adatcsoportosítások miatt, a ***DT*** = 201 µs lett.

A mikroprocesszor órajelén alapuló időközmérő elve

Csak a szimmetria kedvéért adtam ezt a nevet, mert a módszer egyáltalán nem időközmérő, hanem egy nagyon gyorsan járó, valóságos óra, amely a toronyórához hasonlóan mindig leolvasható. Nincs kapujel, nincs kimaradás, nem számlálom az eltelt kettyenéseket, kérésre mindet készen kapjuk a processzortól *(a 486-osoknál jelent meg)*. Ez a **TSC** *(**T**ime **S**tamp **C**ounter)* szolgáltatás, időbélyegnek is nevezhetjük. A szerepe nagyon egyszerű, a benne tárolt időpontok alapján léptetődik a processzor, vagyis egy olyan időpontjelző órához jutottunk, amely a processzortól független, külső eszköz, egy 64 bites, bináris számláló, amely másodpercenként több milliárd *(nem millió)* léptetést kap. A számlálókat építők rémálma a telítődés, a „mindent kezdünk újból". Ennek az órának a telítődése csak évszázadok múlva jön létre *(nálam, a 3520 MHz-es gépnél, ez 166 év)*. A naptáros óráktól eltérően, a gép újraindításakor kinullázódik a 64 bites bináris számláló, és az újbóli bekapcsolástól eltelt időt méri. *Gyakorlatilag, ez a számláló sohasem telítődik!*

Időközmérésről volt szó, tehát egy megfigyelt esemény kezdetekor leolvassuk a TSCStart időpontot, majd az esemény végén a TSCEnd időpontot. Mindkét leolvasás és adatkimentés 88 órajelbe kerül, vagyis a leolvasás időigénye *(ez 3520 MHz-nél kb. 25 ns)* nem befolyásolja a *dTSC = TSCEnd - TSCStart* időpontok különbségét, az eltelt időt. Ez igen egyszerűnek tűnik, de nagyon nem így van, „hibázunk" a kivonásnál!

Mégis vannak megoldhatatlannak tűnő problémák?

A 64 bites bináris számláló közvetlenül nem hozzáférhető. Kérésre, a processzor az **EDX:EAX** regiszterpárba teszi át a TSC pillanatnyi állását, azaz az órajelben kifejezett időpontot. A PC bekapcsolása óta eltelt 100 s után, egy 3520 MHz-es gépnél ez már egy igen nagy szám, 350 milliárd felett van. Az egyszerű programnyelvekben csak 32 bites egészszámok vannak, vagyis lényegében meg se kezdtem, és már nem tudom átvenni az időpontot. Ha a 80 bites lebegőpontos változóba *(extended, double long)* teszem át az egész számot, akkor egy hosszabb idő után a 64 biten ábrázolható legnagyobb szám vége túlcsordul a 18 számjegyes pontossági határon, és elvész, dacára a $10^{\pm 4932}$ nagyságú számok kezelhetőségének. Első látásra ez nem lenne baj, de a kis időpontkülönbségek kiszámításakor óriási hibák keletkezhetnek. Még csírájában sikerült megoldanom a problémát, bevezettem egy 2^{16}-os számrendszert, és az EDX:EAX-ből szár-

mazó négy word súlyozott együtthatóival – még a 80 bites lebegőpontos változókba való átvitel előtt – formálisan elvégzem az elemi műveleteket, majd az eredményt nyugodtan áttehetem a kiszemelt lebegőpontos változóba, az biztosan nem lépi át 18 számjegyes pontossági határt. *Tökéletesen megoldódott a 64 bites egészszámok megoldhatatlannak tűnő problémája.*

Érdekes paradoxon keletkezhet: a kezdő és végső időpont értékeit nem ismerem pontosan, de különbségüket, igen! Ezt valahogyan úgy kell elképzelni, mint *„a tavaly évvégén egy 1,234567890123 ±5 ppb másodperces toronyugrást* láttam”. Nem tudjuk pontosan mikor kezdődött és végződött, hiszen nincs ps-os kijelzésű időpontóránk, de a számítógépes mérés pontosan megadta az időtartamot, mert az új módszerrel fel tudta dolgozni a mikroprocesszor 64 bites egész számokkal számláló órajeleit. A QWord-ben leolvasott időpontok eredetijét húsz számjegyes *(4, öt számjegyes word)* pontossággal ismerjük, így jogunk van az ezek különbségéből származó 14 számjegyes időbélyeg különbségre. Természetesen, nem a másodpercekben kifejezett értékre, hanem a többször megismételt mérés átlagából kiszámított maximum 10 számjegyre, hiszen az Atomóra-kapcsolat „csak” 11 számjegyet biztosít *(lásd később)*.

Legújabb változat: 64 bites számláló és 284.091 ps-os felbontás

Az Atomórához kalibrált órajelet időbélyegként használjuk; a rendszer **ppb szintű** pontosságot és stabilitást biztosít

```
1.  @SetCounter:
2.   mov cx, word ptr[MaxDW]
3.  @Get&SaveStartTSC:
4.   db 0Fh, 031h
5.   db 66h; mov es:[di+0], ax
6.   db 66h; mov es:[di+4], dx
7.   add di, 8
8.   mov dx, word ptr[MPort]
9.  @MeasurementHL:
10.  mov ah, byte ptr[Mask]
11.  @WhileALEqualLow:
12.   in al, dx
13.   test al, ah
14.   jz @WhileALEqualLow
15.  @WhileALEqualHigh:
16.   in al, dx
17.   test al, ah
18.   jnz @WhileALEqualHigh
19. @Get&SaveActualTSC:
20.  db 0Fh, 031h
21.  db 66h; mov es:[di+0], ax
22.  db 66h; mov es:[di+4], dx
23.  add di, 8
24.  mov dx, word ptr[MPort]
25. @LoopHL:
26.  loop @MeasurementHL
27. @Exit:
```

Címke: *a frontszámláló beállítása. Az első* ***HL*** *frontot már detektáltuk, és* ***MaxDW*** *számú* ***HL*** *frontra várunk. A* ***Start HL*** *front* ***nulla indexű*** *lesz.*

Címke*: Leolvassuk a PC* ***T****ime* ***S****tamp* ***C****ounter (****TSC****) időbélyegét, ez valójában a PC órajele. A 64 bites* ***StartTSC*** *időpontértéket tároljuk az erre előkészített QWord-ös tárolóban, majd a byte-os* ***es:[di]*** *pointer által mutatott cél helyértékét* ***8-cal növeljük*** *.*
Mivel a ***TSC*** *leolvasásakor a* ***dx****-ben tárolt portcím átíródik, visszaírjuk az eredeti* ***MPort*** *értéket.*

Címke: *a* ***cx****-ben tárolt* ***MaxDW*** *számú* ***HL*** *frontot figyeli* ***loop*** *ciklusban*
A ***Mask*** *tartalmazza a megfigyelendő bitet, a* ***dx*** *a jelet adó portot.*

Címke: *addig vár, ameddig a jel* ***magas*** *szintűvé válik (****LH*** *front)*
Beolvassuk a ***dx*** *port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a* ***Mask*** *által meghatározott bitet.*
Ha a szint továbbra is ***alacsony****, akkor visszalép.*

Címke: *addig vár, ameddig a jel* ***alacsony*** *szintűvé válik (****HL*** *front)*
Beolvassuk a ***dx*** *port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a* ***Mask*** *által meghatározott bitet. Ha továbbra is* ***magas****, akkor visszalép. A* ***HL*** *frontok közötti időt az* ***ActualTSC*** *időpontok különbségéből kapjuk meg.*

Címke*: Leolvassuk a PC* ***T****ime* ***S****tamp* ***C****ounter (****TSC****) időbélyeget*
A 64 bites ***ActualTSC*** *időpontértéket tároljuk az erre előkészített* ***QWord****-ös tárolóban, majd* ***8-cal növeljük*** *a byte-os* ***es:[di]*** *pointer által mutatott cél helyértékét.*
Mivel a ***TSC*** *leolvasásakor a* ***dx****-ben tárolt portcím átíródik, visszaírjuk az eredeti* ***MPort*** *értéket.*

Címke*: Ameddig nem találjuk meg a* ***MaxDW*** *számú* ***HL*** *frontot, újrakezdi a méréseket, egyúttal az* ***ActualTSC*** *időpontok leolvasását is.*

Címke: *a* ***MaxDW*** *indexű* ***HL*** *front megtalálása után kilép!*

13. ábra. A µP órajelén alapuló időközmérő rutin legújabb változata

A µP órajelén (PC Clock) alapuló időközmérő rutin[15]

Ez a mérőrutin *(13. ábra)* nem kevés munkával jött létre a *8. ábrához* hasonló logika alapján, bizonyára hihetetlen, de rengeteg próbálkozás árán. A próbálkozások a lehető legrövidebb idő alatt végrehajtható megoldásokat célozták. A TSC-vel ns-os pontossággal állítottam be a legrövidebb időt. A logikai egységenkénti és azon belül soronkénti magyarázatok segítik a megértést. Ez a kis rész a mérőrutin ciklusrésze, az első, a nullaindexű HL frontot *(lásd a 7. lábjegyzetet)* már megtaláltuk, a következő HL front sorszáma az 1 lesz. Amennyiben a MaxDW értéke 1, akkor ki is lép, de a MaxDW maximális értéke 4000 lehet, ezt a dinamikus QWord tömb memóriafoglalása indokolja.

[15] **Ezt a részt** is csak az Assembly programozásban jártasaknak ajánlom

Amint belép a rutinba *(már éppen megtalálta az első HL frontot),* kiolvassa az aktuális TSC időpontot, és rögtön el is menti. Most alacsony a szint, arra vár, hogy befejeződjék, addig nem tud kijönni a @WhileALEqualLow ciklusból. Amint sikerül kilépnie, a bejövő jel frontja magas, és @WhileALEqualHigh ciklusban kivárja a negatív HL frontot. Kilépés után kiolvassa az aktuális TSC időpontot, és rögtön el is menti. Még a belépéskor a CX regiszterbe elmenti a MaxDW értékét, most a @LoopHL ciklusba csak akkor lép be, ha CX>0, vagyis még nem találta meg az összes HL frontot, különben kilép, és vár egy új mérési sorozatra. Szerencsére az időpont leolvasási utasítás *(db 0Fh, 31h)* nem írja át a CX regisztert, így nyugodtan használhattam ciklusszámlálásra, különben a CX ciklusszámláló állandó elmentése-visszaolvasása sok időt rabolna el a „hasznos munkától". Az is óriási előny, hogy sikerült találnom egy olyan algoritmust, ahol eltűnt a StartTSC és az EndTSC, csak egy ActualTSC maradt, vagyis az MaxDW időköz kiszámításához csak MaxDW+1 időpont leolvasás szükséges. Ennek a mérőrutinnak az igazi érdeme, hogy a HL front várásán kívül nem csinál semmi lényegeset, de közben a kimentett néhány másodperces TSC időközök több milliárdos felbontásban tartalmazzák a HL frontok megtalálásának TSC időpontjait. A sokmilliárdos TSC-k biztosítják a ppb szintű időközmérést. Ez a „nem csinál semmi lényegeset" valójában egy igazi előny, mert a rutint biztosan irányíthatom a fontos munkák felé, nem fog belegabalyodni az ide-oda ugrálásba.

A 284,091 ps órajel egy kis magyarázatra szorul. Ez a mostani mérőgépem nominális órajelfrekvenciának *(3520 MHz)* megfelelő periódus, de a méréskor egy pillanatnyi érték. Amint látni fogjuk, ez a felbontás, hőmérsékletfüggő, és a ppb pontosságú mérésekhez állandóan kalibrálni kell. *Ne ijedjünk meg, ez nem a felhasználó dolga, a mérőrendszer teljesen automatikusan elvégzi a kalibrálást is.*

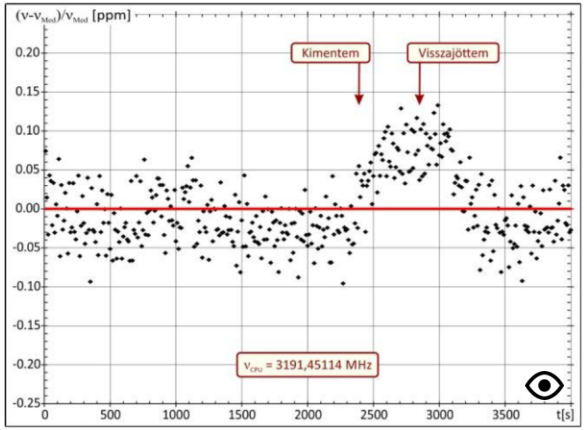
14. ábra. GPS-vezérelt időközetalon

A mikroprocesszor órajelén alapuló frekvenciamérés elve

Nincs! Itt abba is hagyhatnám, de úgy építettem fel az időközmérő rutint, hogy ne tudja, mit mér, majd a paraméterezés és mérés esetében én fogom értelmezni a mért eredményt. A CPS sugárzásmérésnél látott módon itt is virtuális kapuidőket használunk. A kapuidőt nem az időközök összege alapján, kapjuk meg, hanem az n számú időköz első és utolsó TSC időpontjai különbségéből, hiszen ezeket tároltuk. Az időközmérős frekvenciamérés nagy előnye, hogy a statisztikus radioaktív bomlások időközméréses regisztrálása után más-más kapuidővel újrajátszhatjuk a jelenséget. Az időmérés mostani, névleges felbontóképessége 284,091 ps, így elvileg egyetlen mérendő jel sem vesződhet el, annyira „sűrű" a megfigyelés.

GPS vezérelt Atomóra-kapcsolat

Az itt bemutatandó mérés még régebbi beállításból *(3200 MHz)* származó a 313,037 ps órajel alapján jött létre. 2015-ben, Kínából beszereztem egy **GPSDO** ***(GPS Disciplined Oscillator)*** időközetalont *(14. ábra)*, amely a közvetlen Atomóra-kapcsolatával új szintre emelte a méréseim pontosságát *(Sükösd Csaba ötlete)*. Az **1PPS** ***(1 Pulse Per Second)*** kimeneten, az Atomóra-kapcsolat létrejötte után T = 1,0000000000 s periódusú, 1 ns-os fel- és lefutású időközetalon TTL jel jelenik meg. Ezt használtam a számítógép órajelének meghatározásához.



15. ábra. A számítógép órajelének kvarca hűen tükrözi a környezet hőmérsékletének igen finom változásait is

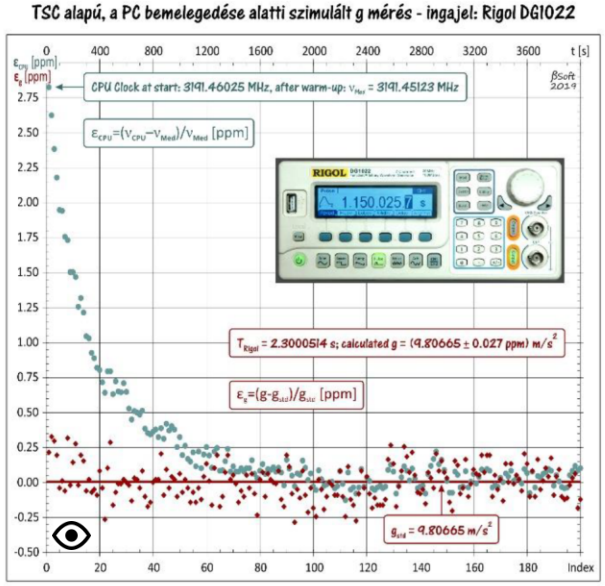
A 15. ábrán egy érdekes mérési grafikon van. A mérések szórása igen jó, de 2400 s körül az órajel frekvenciája érthetetlenül elkezdett növekedni, majd mintegy 400 s után *(6-7 perc)* csökkenni kezdett az eredeti érték felé. Csak jóval később jöttem rá, hogy *a növekedés kezdetekor hívott a párom*, mérőgép a padlón volt közvetlenül a lábam mellett, és nem „melegítettem" tovább, ezért hűlni kezdett, és az órajelfrekvencia mintegy 0,1 ppm-mel megnövekedett. Pillanatnyilag rendkívüli felbontással tudtam mérni, de a környezet hőmérséklete erősen befolyásolta a mért értékeket. Nem lenne nagyon nehéz a számítógép belsejét vagy legalább az órajelkvarcához közeli teret akár ±0,01 °C pontossággal is stabilizálni, de fizikailag képtelenség termikusan elszigetelni az órajelkvarcot. *Ennek a mérésnek a soha előre nem látott hibájából sokszorosan egyszerűbb, és szinte tökéletes megoldás született.* Ha a GPSDO segítségével ilyen finom hőmérsékletváltozást is ki lehet mutatni, akkor nyert ügyünk van, a gép melegedjen vagy hűljön, ahogyan a környezete megkívánja, *én a mérésekkel párhuzamosan állandóan mérni fogom az órajel frekvenciáját.*

Ilyen mérést sohasem tervez egy normális fizikus!

Én terveztem, és el is végeztem, a „bátorságom" **jutalma** egy indirekt módon létrejött, a külső hőmérséklettől szinte független, **néhány ppb pontosságú időközmérés**. A GPSDO-nak saját, jól elszigetelt, kompakt kvarcoszcillátora van, amely a negyedórányi bemelegedés után ±10 ppb stabilitást és pontosságot biztosít. Az Atomóra-kapcsolat létrejötte után a stabilitás és pontosság eléri a hihetetlen ±0,01 ppb szintet. Arra gondoltam, hogy kettős mérést végzek, megmérem a melegedő mérőgép processzorának a pillanatnyi órajelfrekvenciáját *(3200 MHz)*, majd ezzel mérem meg az

ingajelet szimuláló, egész éjjel bekapcsolva hagyott, professzionális függvénygenerátorom (Rigol DG1022) által szolgáltatott „ingajelek” időközeit.

Minden úgy folyt le, mint a valós ingamérésben, csak az inga lengéseikor keletkezett fénysorompó-jeleket a nyolcdigites, precíziós függvénygenerátorral állíttattam elő. Mivel az inga egy teljes periódus alatt kétszer metszi a fénysorompót, ezért a félperiódus-időkből *(1.1500257 s)* építettem fel a standard g-t mérő inga fonalhossza periódusának megfelelő „mérési” összeállítást. Az előre beállítható öt teljes periódus előtt és után lekértem a TSC időpontokat, majd az ismert ingahossz alapján, a matematikai inga képletével kiszámoltam a g értékét. A valós fonálinga csak abban különbözik ettől, hogy az ingahossz mellett a lengőrendszer tehetetlenségi nyomatékával, és a szögamplitúdóval is kell számolnom. A szükséges ± 0,01°C pontosságú hőmérsékletstabilizálás helyett, minden mérés előtt és után, megmértem a µP órajelének frekvenciáját. Az órajel két értékének az átlagát vettem. Még rátettem egy lapáttal, ugyanis a bekapcsolás után, mintegy órán át mértem a bemelegedő gép órajelét, és párhuzamosan az inga lengéseit szimuláló „ingajeleket”. Az eredmény magáért beszél: a bemelegedés alatt álló mérőrendszeremre nem hatott a melegedés miatti órajelváltozás *(a frekvencia mintegy 3 ppm-et csökkent)*, ezért továbbra is ugyanazzal a ±0,027 ppm-es pontossággal határozta meg a virtuális inga periódusát. Másnap megismételtem a kísérletet, de a függvénygenerátor jelének periódusa egy picit nőtt. A számítási képletek maradtak, így a nehézségi gyorsulás „új” értéke g = 9,806648 m/s^2 lett! 👁



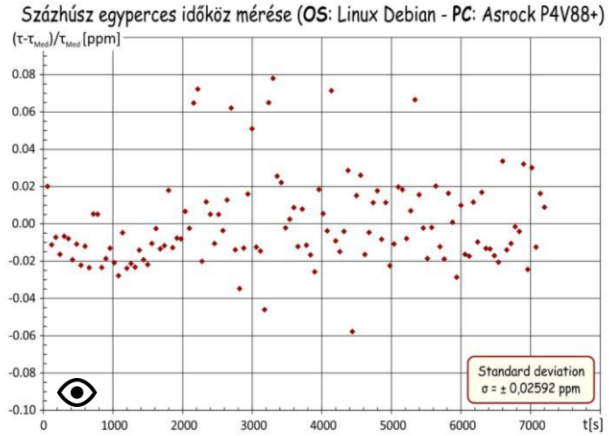
16. ábra. A melegedés dacára a PC, az eltelt több, mint egy óra alatt ±27 ppb pontossággal mérte az „ingajelet” szimuláló Rigol DG1022 professzionális függvénygenerátor által biztosított TTL jeleket

A fenti magyarázat leegyszerűsítve: egy olyan digitális tolómérőt készítettem, amelynek egy ±0,01 °C-os pontosságú hőmérsékletérzékelője van, és a hőmérséklet változása függvényében automatikusan korrigálja az egyre melegedő tolómérő nm-es kijelzéseit. A reklámszöveg csattanója szerint ilyen nincs, de az Atomóra-kapcsolat birtokában megszületett a **virtuálisan hőmérséklet-stabilizált számítógép**, amellyel ezután ppb pontosságú időközméréseket lehet*(ne)* végezni.

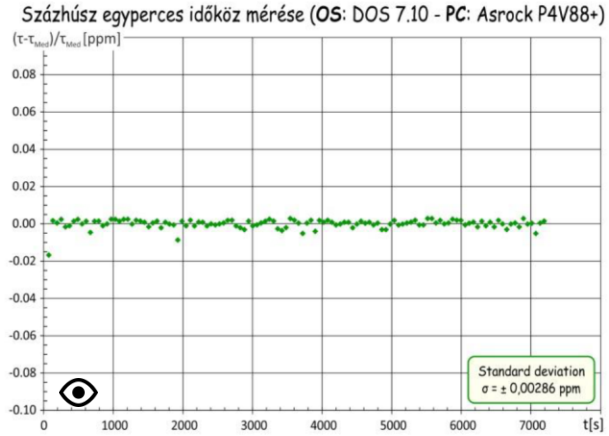
17. ábra. A Pascalt kiegészítő unitok CD-je

Egy sokat vitatott fogalom: DOS *(Disk Operating System)*

Eddig elhallgattam az eredményeimet biztosító DOS-t. Talán sohasem jönnék elő vele, ha az eredményeim pontossága nem lenne ***sokszorosan*** *(nem sokkal)* ***jobb*** *a ma divatos USB-s eszközökénél. Engem ez sohasem érdekelt, de az enyém eldobására köteleztek. „Maradi" vagyok, és nem dobtam el a negyedszázad alatt elkészült fejlesztéseimet! Bocsánat, ezt nem tudtam kihagyni! E megjegyzés alapján olvassák tovább a méréseim pontosságának a titkait!*



18. ábra. A τ egyperces időközöket az Atomórával szinkronizáltuk, majd a megszakítások letiltása nélkül (ezt a Linux sem engedélyezi), 313 ps-os felbontással (TSC - Time Stamp Counter) mértük az időközöket



19. ábra. Minden megszakítást letiltottunk (a DOS engedélyezi), csak az int 08h Timer maradt a τ egyperces időközök létrehozására. Az időközöket 313 ps-os felbontással (TSC - Time Stamp Counter) mértük.

Az eddigiekben sokszor utaltam a számítógép munkájának az egyszerűsítésére. Ha azt akarjuk, hogy pontosan végezhesse a dolgát, mindenféle, a mérés szempontjából értelmetlen pótmunkáját lehetetlenné kell tennünk. Egyszerűen szólva, le kell tiltanunk a megszakításokat. A mai operációs rendszerek közül ezt csak a **DOS** és a **DRDOS** engedélyezi. A Linux alatt erre van komplikált lehetőség, de bizonytalan marad a perifériákhoz és más fontos lehetőségekhez való hozzáférés joga. A megszakítások letiltásának fontosságára szoktam megmutatni ezt két kétórás mérésem eredményeit *(18. és 19. ábra)*. Ugyanazon a mérőgépen több operációs rendszerem is van DOS, DRDOS, XP32, Linux-Debian, e két utolsó a házi hálózatban való kommunikációt is szolgálja. Százhúsz egyperces időközöket generáltam, és a már ismert időbélyeges módszerrel megmértem a 60 s-ok alatt eltelt TSC időket, ebből számoltam ki a τ[s] időközöket, az átlagolás után pedig a $(\tau-\tau_{Med})/\tau_{Med}$ relatív eltérést, amit ppm-ben fejeztem ki. A fenti két kétórás mérés adatainak ábrázolása talán meggyőző lehet azok számára is, akik érthetetlennek tarják a megszakítások letiltásának szükségességét. A DOS alatti standard eltérés a Linux alatti mérés standard eltéréséhez viszonyítva, 11-szer kisebb. *Ezen felül, a DOS alatti méréseknél* ***±0,672 ppb*** *szélességű a* ***99,73%*** *biztonságú varianciasáv!* ***Kell ennél pontosabb?***

DOS alatti grafikus lehetőségek

A megszakítások letiltásáról nem mondhatunk le, ezért kénytelen voltam feljavítani a DOS alatti Pascal és C++ programok 640x480-as grafikus lehetőségeit. A VESA monitorok elterjedésekor egy 1280x1024-es teljes grafikai rendszert dolgoztam ki az RGB pixel kitevésétől a grafikus rajzeszközökön és az Excelszerű, maximum 16 csatornás szimultán, online függvényábrázoláson át a BMP képek megjelentetéséig mindent megoldottam a mintegy húszezer soros Assembly programcsomagban. A Windows-függő generáció továbbra is zaklatott az általuk vélt „maradiságommal", nekik egy XP tálcát is odarajzoltam a mérőprogramjaim bevezető képére, a program futása alatt pedig üzenő és eredménykiíró felületként használom. Megnyugodtak, hogy rátértem a Windowsra. *Nem tértem rá, csak Windowsosabbá tettem a DOS-os világomat*. A *20. ábrán* egy ilyen mérőrendszer bevezetőképe látható *(DOS alatt)*. A nagyon régi mérőrendszer érdekessége, hogy a légpárnán végigfutó kiskocsi pályájának a közepe körül a gyorsulásnak maximuma van. Ezt semmilyen fizikai vagy környezeti hatással nem magyarázhatjuk, két évtizeden át egy anomáliára gondoltam, de a most bemutatandó adatfeldolgozási módszerrel, és az időbélyeges mérésekkel ez lényegében elkerülhető, vagyis nincs! *Mindennek a mérési pontatlanság volt az oka!* A mérések közben, ha igény van rá, az aktuális monitorkép egy forrógombbal BMP képként is kimenthető, sőt az előre beírt helyekről automatikusan BMP képsorozatot is készít, ezt pdf formában odaadhatom a diákoknak.

20. ábra. A számítógép-vezérelt légpárnás ferdesík vezérlő- és mérőprogramjának a DOS alatti, saját szabványú bevezetőképe – 1987-2019

A mérések feldolgozása

A cikkem mottóját komolyan szoktam venni, és tényleg megpróbálok a tőlem telhető legnagyobb pontossággal mérni. A jelenségek értelmezése során az 1994-ben kifejlesztett *(a Pascalba „befejlesztett")*, és teljes statisztikai számítási rendszerré bővített legkisebb négyzetek elvét használom. Sokszor megtörtént, hogy a jelenség jobb értelmezése

Function: f(x)=a*exp(bx); Calculation time: 25.99 ms
x^[i] with xStep/10: 200 + 200

The coefficients for data generation:
a= 1.23456789012345678E-2019
b= 2.34567890123456789E-0002

The coefficients after the exponential regression:
a= 1.23456789012343497E-2019; da/a=-17.66E-15
b= 2.34567890123456815E-0002; db/b=+108.8E-18

Maximum ε random error of data generation = ±0.00 ppm
Variance of z^[i]=(f(x^[i])-y^[i])/y^[i] = ±141E-18

Nr.	x^[i]	y^[i]
1.	1.23456789012345678E+0000	1.27084244215320173E-2019
2.	1.58024679135802467E+0000	1.28118898061928848E-2019
3.	1.92592569259259256E+0000	1.29161975522250710E-2019
---------- A 3. és 3198. közötti sorok hiányoznak ----------		
3198.	9.81436721613703660E+0003	1.18028130191468990E-1919
3199.	9.81471289503827117E+0003	1.18989053865876079E-1919
3200.	9.81505857393950574E+0003	1.19957800881265846E-1919

February 24, 2019, 12:26:49, full execution time (with saving): 206.0 ms

*21. ábra. Egy 3200 mérőpontos, exponenciális adatsor feldolgozása DOS alatt. A pontosság a **femto-atto** világába tartozik.*

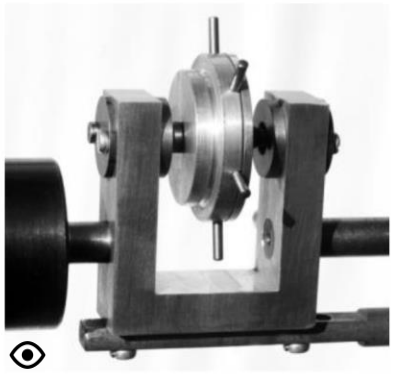
érdekében a természetes másodfokú illesztőgörbe után magasabb fokút is kipróbáltam, mert csak így tudtam „kikaparni” bizonyos többletinformációkat az adatsorból. Ekkor jöttem rá, hogy a Windows által biztosított 15 számjegyes pontosság nem elég, a Pascal 18 számjegyes pontosságú adatfeldolgozása precízebb eredményt ad. Demóként álljon itt egy érdekes próbálkozás. Százával generáltam a *21. ábrán* látható exponenciális és más törvények alapján létrejött, 3200 mérőpontból álló adattömböt. Többször is használtam más programok által nehezen *(inkább: nem)* elérhető magas hatványokat *(2019)*. Engem az is érdekelt, hogy a polinomiális függvényekkel való közelítés esetében, amennyiben a természetesnél magasabb fokú polinomfüggvényt alkalmazok, akkor a régi együtthatók mekkora torzulást szenvednek. Továbbra pedig az érdekelt, hogy a meghatározott illesztőfüggvény mekkora pontossággal követi a mérési pontokat. Ezért a kiszámoltam az illesztőfüggvény és a mérőpontok távolságának varianciáját. A 3200, 18 számjegyes pontosságú mérőpont generálásakor *(21. ábra)* egy **maximális**, ppm-ben előre meghatározott **ε egyedi hibát** képeztem a következő egyszerű összefüggések szerint: e = ε[ppm]/1E+06; y^[i] = f(x^[i])·(1-e+2·e·rndR), ahol az rndR a 0 és a 0,9999999999 közötti értékeket veheti fel.

22. ábra. Az elmozduló kocsi út- és sebességtörvénye valamint a gyorsulásának változása. Az s = f(t) egy negyedfokú polinomfüggvény.

Az x, y és z extended típusú változókból álló dinamikus memóriaterületre mutató pointerek, az x^[i], y^[i] és z^[i] pedig a területen levő **i** indexű elem értéke *(értsd: ^ = ahova mutat)*.

Az eredmény meglepően jónak tűnik. Az előbb definiált variancia a maximális hiba ezredrésze szokott lenni. Ennek tanulmányozására százával készültek mérési jegyzőkönyvek. Ezek szerint jogom van az illesztőfüggvény együtthatóit

a jelenségnek megfelelő fizikai mennyiség értékének felfogni. Talán az is szót érdemel, hogy egy TAB-okkal ellátott, az Excel által elfogadható állomány is készül, egyenként 3200 sor feletti tartalommal, összesen mintegy 110 A4-es oldal. A 3200 véletlenszerű lépésgenerálás és az exponenciális függvény megtalálása 25,99 ms ideig tartott, a két állomány létrehozását is beszámítva, 206 ms alatt jött létre. A már említett vélt anomália a *22. ábra* diagramjain is megfigyelhető. Az úttörvény illesztőgörbéje egy negyedfokú polinomfüggvény, így a gyorsulás illesztőfüggvénye másodfokú görbe lesz, vagyis a gyorsulás biztosan rendelkezik szélsőértékkel. 👁 Amennyiben a mozgásegyenlet valódi másodfokú volt, úgy a szélsőérték szinte láthatatlan, csak az analitikus formájában van jelen. A légpárnán való mozgás esetében kísérletileg lehetetlen úgy felszerelni a fénysorompót, hogy a kiskocsitól való távolsága zérus legyen. Az elképzelhetetlenül kicsi 50 µm úton, az $a = 2{,}60\ \mathrm{m/s^2}$ mellett már $\Delta t = 6{,}20$ ms telik el. Ráadásul a kiskocsit fogó elektromágnes a remanencia és sok más ok miatt csak késve engedi el a kiskocsit. Két „biztos” kezdőértékünk van: ***nem tudjuk honnan és mikor indul a kiskocsi***. A TSC alapú mérésnél nagy pontossággal megmérhettem az indítójel és az első fénysorompó metszése közötti időt, majd az innen számított, kezdősebességes mozgás úttörvényét deriválva megkapjuk a sebességtörvényt. Ha a sebességábrázolásnál a mért időintervallumokon túlra meghosszabbítjuk a sebességgrafikont, akkor az időtengellyel való metszéspontban az indítójel kiadásától eltelt idő *(8,305 ms)* van, vagyis kiszámítható az elektromágnes visszatartási ideje $t_{EM} = 8{,}305$ ms. A mozgás elején egyetlen mérhető fix pontunk van, az első fénysorompó. Ennél a kísérletnél a kezdősebesség létrehozására a hattűs fénysorompó *(23. ábra)* első tűjét távolabbra helyeztem a fénysorompó fénykúpjától, így az első fénysorompónál a kezdősebesség már $v_0 = 0{,}203$ m/s lett. Minél nagyobb ez a távolság, annál bizonytalanabb a sebességfüggvény és az időtengely metszéspontja. Százszámra készült szimuláció, de kísérletileg is igazolódott, hogy a szélsőérték egyértelműen függ az első fénysorompó elhelyezésétől, a mértéke nagyjából arányos az előre meghatározott **ε egyedi hibával**.



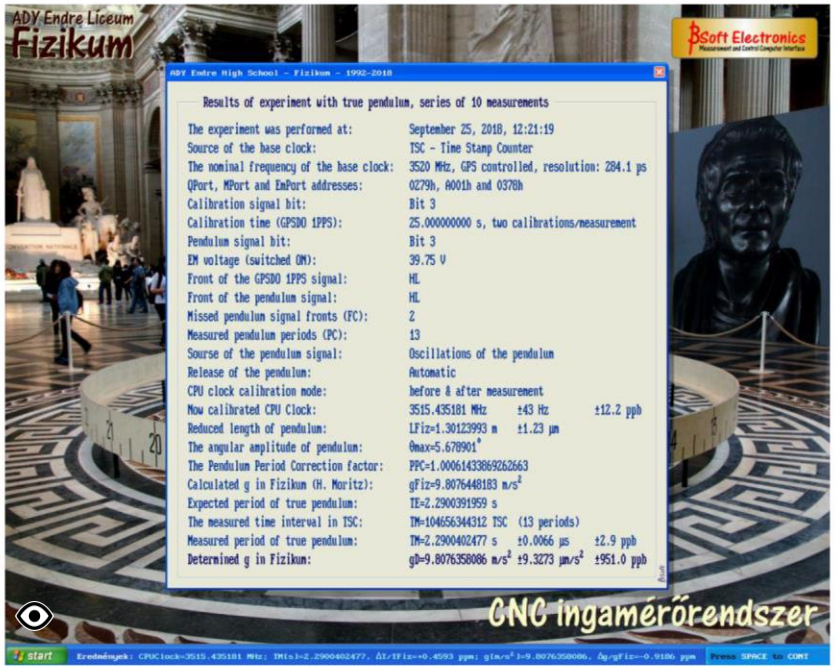
23. ábra. Hattűs fénysorompó. A hat csapágytű rendre elmetszi a fénysorompót, de a programban előre megadható, hogy hány tűt hagyjon ki

A helyesen beállított méréseknél megszűnt az anomáliának tulajdonított, a mérési és a feldolgozási hibákból származó áljelenség. *A gyorsulás extrém értéke a mérés és a beállítás pontosságának jelzője lehet.*

24. ábra. Fizikum – a precíziós fonálinga felszerelése

A fonálinga

A 24. ábrán az egykori Fizikumban[16] felszerelt fonálinga látható. A fonál aktív része körülbelül 1300 mm hosszú, a kis golyó térbeli helyzetét három tolómérő segítségével határozhatjuk meg. Az inga hosszát egy optikai mérőléc segítségével mérhetjük meg, a beosztásokat *(szabad szemmel nem látszanak)* egy erre a célra kiképzett mikroszkóppal olvassuk le. A ±1 µm pontossággal leolvasható optikai-mérőléc intarzia felületét annyira simára munkálták meg, hogy tökéletesen látszanak a Fizikum szembeni falán levő stroboszkópos felvételek tükörképei. A golyót egy ferromágneses anyagok nélkül megépített elektromágnes tartja. A fénysorompótartó és az elektromágnes-tartó is alumíniumból készült, így elkerülhető a mágneses kör létrejötte a tolómérőkön keresztül. Ez a rendszer tizedszögperces pontosságú szögamplitúdót képes beállítani. A fonál teljes hossza nem állítható, de egy számítógép-vezérelt elektromágnes az indulás előtt automatikusan „lecsíphet" a szálból, így beállítódik az aktív hossz.



25. ábra. Az automatikus ingamérő program befejeződött, a mérés pontossága ***±2,9 ppb****! Igen jó eredmény, de a nehézségi gyorsulás meghatározása jobb is lehetne. Megismételtem, de nem vettem figyelembe a fonálinga hossza mérésének* ***±1,23 µm****-es szinte megvalósíthatatlanul kis mérési hibáját, ekkor a nehézségi gyorsulás meghatározásának a hibája csak* ***±11,1 ppb*** *lett.*

Néhány szó a fonálinga új mérőprogramjáról

Az eddig bemutatott mérési módszerek mind a fonálinga mérési programjához készültek, egyre jobbak lettek, de élesben nem tudtam kipróbálni, mert az inga mechanikai összeszerelése és beállítása csak hetek alatt lehetséges. Maradt a **félszimuláció** lehetősége, minden úgy történik, mint a valóságban, de az inga jeleit egy professzionális függvénygenerátor szolgáltatja, amelynek termikus stabilitása 5 ppm/°C. A jól bemelegedett készülék által kiadott TTL jel frekvenciája vagy időköze alig változik. *Tökéletesen megfelel az ingajelszolgálatnak!* A következőkben az igen fontos beállításokra és a feltétlenül beszabályozandó ingaelemekre szeretném felhívni a kollégák figyelmét.

[16] **egykori Fizikum – CNC Physical Laboratory**: https://girep2019.hu/Fizikum_GIREP.pdf (angolul)

Az ingafonál aktív hosszának mérhetősége. A kísérletek megkezdése előtt be kell állítani az ezt biztosító feltételt. A fénysorompótartó alja speciálisan kiképezett sima felület, mindig védi egy vékony műanyaglapka. Ezt a műanyaglapkát cserélem ki egy 6,00 mm-es, gyárilag kalibrált alumíniumlapkával, a kalibráláskor a golyó a beszabályozott állapotban ezt alig-alig érinti. A beszabályozás a felfüggesztésnél történik és rögzítjük is. Ezután az ingafonál aktív hosszát kiszámíthatjuk a „lecsípő" elektromágnes pozíciójából. Különben az ingát sohasem veszem le, a speciális selyemzsinór így előfeszítve nem nyúlik tovább, de ki is forogja magát. Ez nagyon fontos, mert a felfüggesztési szál menti oszcillációs forgás pályanyomatéka nagyon zavarná a szabad lengést, vagyis befolyásolná a fonálinga periódusát.

Az inga nyugalmi pontja és a megfogó elektromágnes nullafokos kitérést biztosító helyzetek egybeesését részben a szögamplitúdó beállításának pontossága, de inkább a kúpingaszerű lengés elkerülése végett kell igen pontosan beállítanunk. A Foucault-hatás gyengítését és egyben a szögamplitúdó lényeges csökkenését a néhány lengés beállítása könnyen biztosítja. Elsőként az elektromágnest tartó függőleges tolómérő függőlegességét állítjuk be vízmértékkel, a nagy mérőléc függőlegességét a felszereléskor rögzítettük. Ezután a 10°-os szögamplitúdónál úgy állítjuk be a lengési síkot, hogy a golyó átférjen az átmérőjénél egy-egy mm-rel nagyobb résen, majd legkevesebb 20 teljes lengés után is tartsa ezt a lengési síkot *(közben a Föld forog)*. Ez egy rendkívülien unalmas beszabályozás (a periódus 2300 ms körül van), de a fénysorompóval indított stroboszkóp megvillantása kivetíti a falra a megnagyított helyzetet, és így megállapíthatjuk a szükséges beavatkozást. Ha ezek után az inga nyugalmi helyzetében a golyó még „csont nélkül" belefér az elektromágnesnek erre a célra kiképezett alumíniumgödrébe, akkor jó a beállítás, ha nem, akkor el kell fordítanunk a vízszintes tolómérő függőleges síkját. A beállítást megismételjük a 20°-os szögamplitúdónál is, itt általában a tolómérő függőleges tartóját kell pontosabban beállítani.

A szögamplitúdó helyes beállítása. Látszólag értelmetlen, de a gyakorlat azt mutatja, hogy az elektromágnest tartó rendszer pozícióinak a kicsit is helytelen beállítása befolyásolja a szál feszességét, ez pótrezgéseket okoz, vagyis az ingában tárolt energia másként alakul át helyzeti energiából mozgási energiává, ezért megváltozik a fonálingaszerű „valaminek" a periódusa. Ennek a pótrezgésnek az eredménye *(a golyó elfordul)* nagyon jól észrevehető a nagy kilengéseknél *(amikor már lelassult a golyó)*. További hibás beállítást előzhetünk meg, ha az indítás előtt megvizsgáljuk, hogy a fonál meghosszabbítása áthaladna-e a golyó súlypontján *(mi ezt feltételezve számoltuk ki a szögamplitúdót)*.

Az inga most kifejlesztett mérőprogramja teljes egészében levezényli és méri a kísérletet, a végén gépileg értelmezett mérési jegyzőkönyvet is szerkeszt. Az elektromágnes visszatartja a golyót, majd Space billentyű jelére elindul a mérés előtti kalibrálás, de előtte lezárulnak a billentyűk, a gép teljesen halott, csak a megnyomott Escape billentyű kalibrálás

utáni érzékelése lehetséges. Ezután az elektromágnes elengedi a golyót, az előre beállított néhány takarás után elindul a mérés, ezalatt megint csak az Escape későbbi észrevétele él, majd megint újabb kalibrálás következik. Senki se törjön pálcát felettem! Ebből a kísérletező csak annyit lát, hogy az inga leng, **meg-megáll**, majd újra leng, közben a monitoron gyűlnek a százmilliárdos felbontású mérési adatok, majd megjelenik a 25. ábrán látható mérési összefoglaló a teljes statisztikai elemzéssel, ez a jegyzőkönyv. Amennyiben engedélyeztük, a jegyzőkönyv érdemi része nyomtatásra is kerül. A meg-megáll igen fontos mozzanat, mert a légellenállás miatt csökkenne a szögamplitúdó, ezért csak néhány periódust engedélyezek. Van pontos függvényem a szögkorrekcióra, de a kísérlet közben nem lehet pontosan meghatározni a szögamplitúdót. Különben is, a csökkenő szögamplitúdónál csak igen nehéz átlagolás után tudnánk alkalmazni a korrekciót. *Lemondtam az szögamplitúdó figyeléséről*.

Kihagyott takarások és mért periódusok. A teljes periódus két lengésből áll, a *majdnem félperiódust* érzékelhetjük, de nem mérhetjük, mert a fonál vastagsága miatt ennek nincs értelme. A kihagyott takarásokra azért van szükség, hogy ellenőrizhessük a lengés helyességét. Baj esetén egy forrógomb mindent leállíttathat, az ingát elkapja a közben aktivált elektromágnes, csak a fentebb leírt, **a szögamplitúdó helyes beállítását** kell megismételnünk. Ha minden rendben van, a Space gombbal újra elindítható a kísérlet.

A konstrukciós eredmények összegzése

Az eddig bemutatott konstrukciós és mérési eredmények egy 3000 MHz-es és egy 3200 MHz-es processzorral jöttek létre. Lényeges javulást értem el, amikor a második processzor forrásórajelét 200 MHz-ről 220 MHz-re emeltem, a processzor órajele 3520 MHz lett, a mérőrendszer elemi felbontóképessége 284,091 ps-ra változott. Rengeteg mérést végeztem vele, tökéletesen stabil maradt. Vannak olyan alaplapok, amelyek engedélyezik a PCI busz hozzáférési sebességének a változtatását, az egyiknél sikerült a névleges 50 MHz-ről 66 MHz-re felvinnem, így lényegesen lecsökkent a printerport belső ciklusideje. Sajnos, ez az alaplap nem fogadta el a 3200 MHz-es processzoromat, így gyengébben mért.

26. ábra. TTL jelű kvarcetalon - 10 MHz..50 kHz

Az utóbbi két évtizedben sokat küszködtem a Fizikum egyes kísérleteinél előforduló időközök egyre pontosabb meghatározásával. Négy alapvető időközmérési módszert dolgoztam ki:

- ***A PC belső időzítő órája alapján*** működő módszert fejlesztettem ki először, amely a 99,73 µs-os időalapjával kész csoda volt. Próbálkoztam a 119-es osztó tizedével is *(12, csak egészszám lehet)*, a 10,06 µs kecsegtető volt, de a mérésfigyelés állandó megszakítása jelkimaradásokat okozott, így nagy pontossággal mértem a bizonytalant, elhagytam, maradt a 99,73 µs.
- ***Számítógépes időközmérés külső kvarcetalonnal.*** A 100 kHz-es időalap *(26. ábra)* tízszeres felbontásnövekedést jelentett, igen jó időközmérések keletkeztek. A Fizikum ingája 2300 ms körüli periódusának átlagát – öt periódus esetében – ppm felbontásban mérte. A '90-es évek legelején az akkori gépek sebessége nem támogatta a gyorsabb időalap használatát, így elhagytam, itt be se mutattam.
- ***A PC párhuzamos portja belső ciklusidején alapuló időközmérés***. 2013-ban valódi áttörést jelentett a 953 ns-os belső ciklusidő, ez manapság 661,767 ns-ra csökkent *(a Sunix 4018T printerport esetében)*.
- ***A µP órajelén alapuló időközmérő.*** 2015-ben hihetetlen felbontásnövekedést jelentett a µP órajeléhez való hozzáférés, a 3000 MHz-es gépem mérési felbontása 333 ps lett, vagyis majdnem háromezerszer nagyobb felbontással mérhettem az addigi legjobb 953 ns-os módszerhez képest. A PC gyenge termikus stabilitása miatt a pontosság nem volt ilyen jó, ezt lényegesen feljavítottam az Atomóra-kapcsolattal és a 3520 MHz-es processzorral. A szimultán kalibrálás-mérés tovább növelte a pontosságot. Az **Assembly** és a **DOS** miatt, az USB-s eszközöket ajánlva, sokan támadták a „maradiságomat", ezért szétnéztem az USB-s eszközök világában, és az én rendszerem paramétereit az egyik legjobbikhoz hasonlítottam. A paraméterek hányadosaiból egy számszerű összehasonlítás jöhet létre *(27. ábra),* ezt az olvasóra bízom. *Amíg az USB-s rendszerek nem érik el az én rendszerem paramétereinek a **75%**-át, addig maradok ennél a lényegében ingyenes és „ósdi" fejlesztésemnél. A tördeléskor átolvastam ezt a megjegyzésemet, elnézést kérek a hangnemért, de a nem szakos támadók a biztos igazuk tudatában az eredményeimet nem akarták figyelembe venni.*

Anonym Data Acquisition apparatus
General Purpose Counter/Timer

Number of counter/timers	1/7 or 0/8
Resolution	32 bits
Internal base clocks	100 MHz
Base clock accuracy	100 ppm
Maximum counting and pulse generation update rate	1 MS/s
Data transfers	Programmed I/O
Resolution of time interval measurement	100/µs
Calculated value: 2^{32}/100 MHz = 42,94967296 s	
Maximum measurable time interval	**42,94 s**

ßSoft: Electronics + Assembly
Time Stamp Counter (TSC) + GPSDO

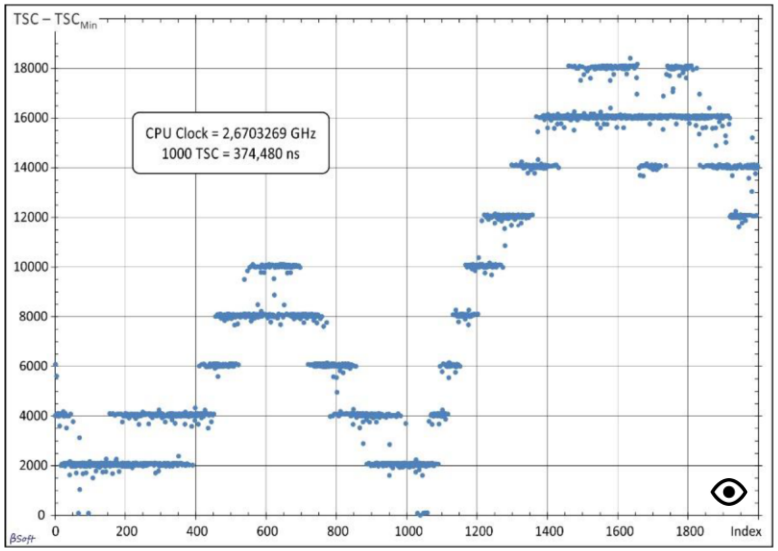
Number of simultaneously counters/timers	3 x 5/(8+4)
Resolution *(correctly: data width)*	64* bits
Internal base clocks	3520 MHz
Base clock accuracy *(only **GPSDO**)*	± 0,01 ppm
Base clock accuracy (***Atomic Clock** + **GPSDO**)*	± 0,01 ppb
Maximum counting rate *(limited by LPT)*	1,5 MS/s
Data transfers	Not necessary
Resolution of time interval measurement	3520/µs
Calculated value: 2^{64}/3,52 GHz = 5 240 552 293,67 s	
Maximum measurable time interval	**166 years**

Observations: 64 bits / 32 bits ≠ 2; 64 bits / 32 bits = 2^{64} / 2^{32} = 2^{32} = 4.294.967.296
1 ppm (parts per million) = 10^{-6}; **1 ppb** (parts per billion) = 10^{-9}

27. ábra. A ma divatos egyik legjobb USB-s mérőrendszer és az általam kifejlesztett Electronics + Assembly típusú mérőrendszer összehasonlítható paraméterei.

Szállnak a darvak

Az Abit 133 MHz-es gépemen végzett rutinszerű kísérlet egy megdöbbentő felismeréshez vezetett. A GPSDO 1PPS jelével meghatároztam a számítógépem órajelét, majd a már kalibrált PC-vel szerettem volna megmérni a Rigol DG1022 függvénygenerátorom által adott T=4,0000000 s-os TTL jel periódusát. Tévedésből 2000 TSC időpontot mértem, így csak 1999 periódus keletkezett, de ez nem változtat a lényegen. A kísérlet jóval tovább tartott két óránál. Szokásom szerint azonnal ábrázoltam, és egy lényegében állandó, de a függvénygenerátor hőmérsékletének változásai miatt enyhén hullámzó görbére számítottam. A valóságban a *28. ábrán* látható, a darvak vándorlásakor keletkező alakzathoz hasonló lépcsős valami keletkezett. A négy másodpercnek megfelelő, tízmilliárdnál is nagyobb TSC értékek igen keveset változtak, ezért az ábrázoláskor minden TSC értéket a legkisebbikhez viszonyítottam, így erős nagyítás keletkezett. A növekvő TSC *(nő a frekvencia)* a generátor kvarcának hűlését *(mert csökken a kvarclapka mérete)*, a csökkenő TSC pedig a melegedését jelzi. A TSC két óra alatti ±9000-es változása a 10,681 milliárdos TSC átlaghoz viszonyítva ±0,8426 ppm relatív változást jelent. Ha figyelembe veszem a gépkönyv megadott paramétereit *(5 ppm/°C)*, akkor csak ±0,169°C hőmérsékletváltozás történt. Mivel az ábrázoláson a TSC helyett eredetileg az időbe átszámított ns-os értékek szerepeltek, akkor a 750 ns körüli távolság számomra semmit sem jelentett.

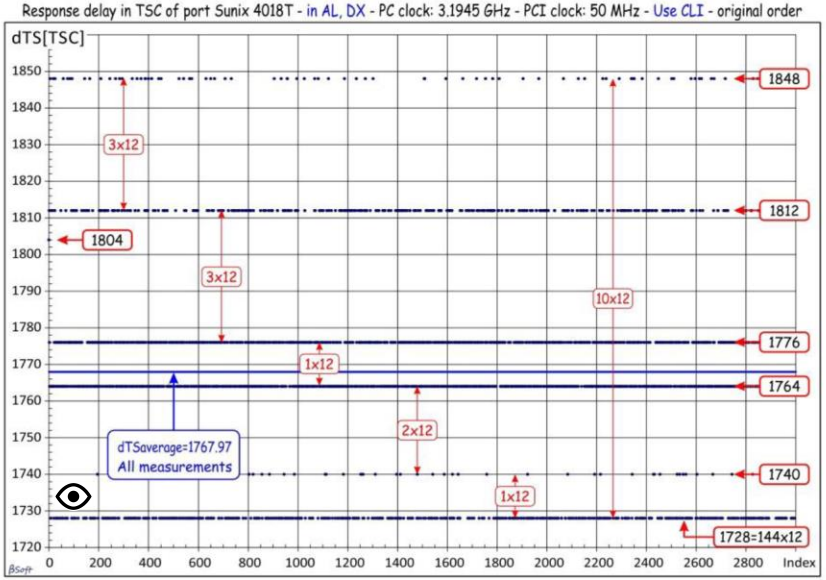


28. ábra. Egy két óránál is hosszabb (2000x4,0000000 s) kísérlet eredménye érdekes alakzattal tarkított görbét hozott. A hullámzásszerű görbe természetes (hőmérsékletváltozás), de mit takar a „darucsoportok" szabályos távolsága?

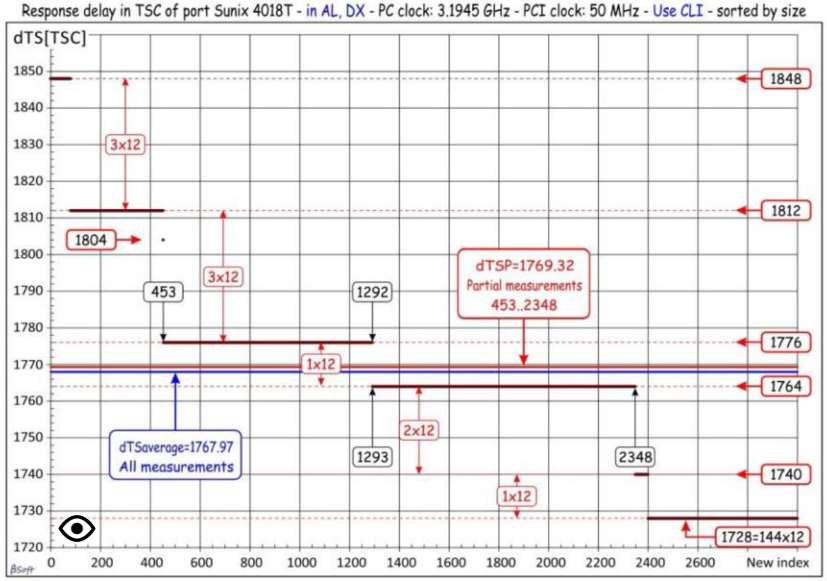
Mit takar a „darucsoportok" közötti távolság? A fenti ábrázolás már órajelekben történt, így tisztán látható a 2000 órajelnyi különbség, ami valójában 1980 órajel *(ezt később ennél a gépnél is megmértem)*, éppen a printerport válaszideje a detektált jel értelmezésével kiegészítve. Ha a jel „nem fér be" a port aktív idejébe, a mérőprogram újból próbálkozik, és az újabb printerport válaszidő hozzáadódik a mért időhöz. A házi zsargonban én ezt duplázásnak nevezem, és elkerülhetetlen a számítógéppel való mérésben. Az adatgyűjtős eszközöknél is létezik egy hasonló probléma, ezért bevezették a mintavételi sebességet, ennek tipikus értéke az 1 M**S**/s *(**S**ample-minta)*. Nálunk, a gyors printerportok esetében, ez az érték 1,5 MS/s felett van.

Eddig elhallgatott konstrukciós problémák

Sokáig úgy látszott, hogy megoldhatatlanok, de 2016-ban sikerült megoldanom őket. A mérésekkel kapcsolatban mindenre odafigyeltem, ami befolyásolhatja a mérések pontosságát, így került sor a printerport hozzáférési idejének meghatározására, egyben a leggyorsabb port kiválasztására is. Az előbbi kísérletben a portidő értékében szerepelt a jel értelmezésére fordított idő is, ezért csak a jelfigyelő függvényt tanulmányoztam. Leolvastam az aktuális TSC értékét,



29. ábra. A Sunix 4018T printerport TSC egységekben kifejezett hozzáférési ideje. A mérések az eredeti idősorrendben szerepelnek

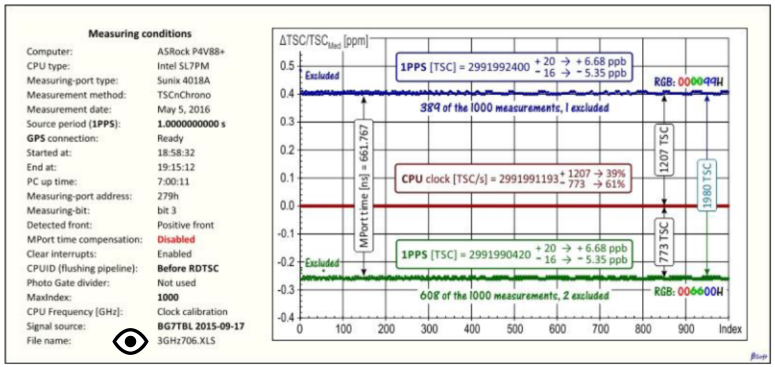


30. ábra. A Sunix 4018T printerport TSC egységekben kifejezett hozzáférési ideje, a méréseket nagyságuk szerint rendeztük sorba

majd meghívtam a port bemenetét figyelő függvényt *(in al, dx)*. Nem vártam a bemenőjel átvételére, hanem mindenféle értelmezés nélkül, kiléptem, és újból lekértem az aktuális TSC időpontot. Egy Assembly ciklusban ezt ismételtem 3000-szer. A TSC egységekben kifejezett különbség a printerport **dTS** hozzáférési ideje. Arra lettem figyelmes, hogy mind a 3000 dTS páros szám, azaz osztható kettővel. Jobban megfigyelve, osztható 3-mal, 4-gyel, így 12-vel is. A *29. ábrán* az általam leggyorsabbnak tartott printerport hozzáférési idejének értéksávjai láthatók. A háromezer, teljesen automatizált időközmérés összesen 2 ms-nál is kevesebb ideig tartott, de igen érdekes, általam máig is megmagyarázhatatlan eredményt produkált. Legnagyobb megdöbbenésemre az értékek órajelszámban „kvantáltak” és „nívókba” csoportosulnak. A kvantált szótól, de leginkább a grafikonon látható „nívóktól” nagyon megijedtem.

Természetesen nem energiában kvantált nívókról van szó, de a fizikusi képzésem nem hagyott nyugodni. Továbbléptem, és a méréseket a *30. ábrán* a nagyságuk szerint rendeztem sorba, így könnyebben megtaláltam a legvalószínűbb értékeket. A mérések 2/3-át az 1764 és 1776 órajelnél észleltük. A háromezer mérésből csak egyetlen mérés „tévedt el”, mert az az 1804. órajelnél jött létre. Az is érdekes, hogy a port legrövidebb hozzáférési ideje mindig 12x12x12 órajel. Ezt lehet számmisztikának is nevezni, de a száznál is több ilyen 3000-es mérésem mind ugyanezt mutatja. Akár a mérések zömét, akár az átlagot veszem, a printerport hozzáférési ideje **552 ns** körül van. A ppb pontossági szintű, nagyon jó időközmérésekben az hozzáférési idő eltörpült a néhány ingaperiódus idejéhez képest, vagyis a több másodperces méréseknél elhanyagolható.

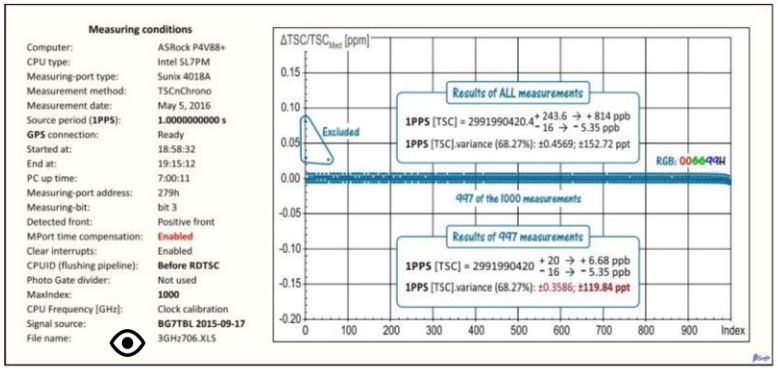
A mérések során egy TSC időpontot határozunk meg, de a rendszer szerkezete miatt egy későbbi időpontot olvasunk le, pedig. az esemény valahol a printerport aktív ideje alatt történik. Mivel az időközt a leolvasott időpontok különbségéből számítjuk ki, a TSC leolvasásához szükséges idő kompenzálódik.



31. ábra. A GPSDO 1PPS jeleinek időközmérései két különböző értékcsoportba kerültek

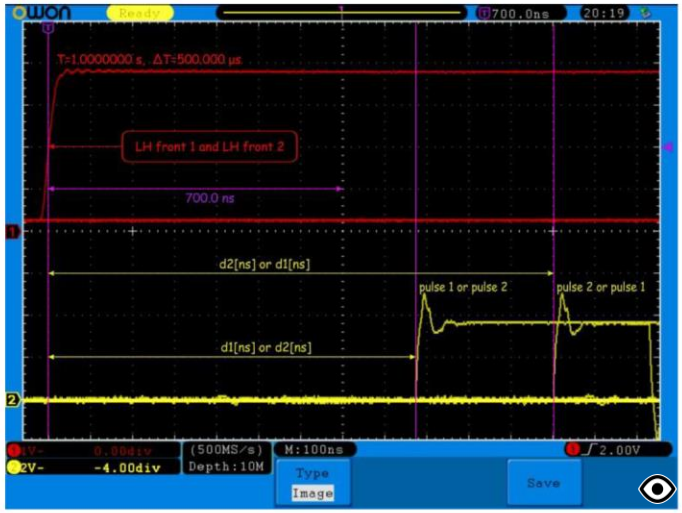
Egy „precíz” bizonytalanságot is regisztráltam, de ez lényegesen javította a mérések pontosságát. Amennyiben a bejövő jelet már nem vette észre a port, úgy azt a következőben detektálja *(duplázik)*, mert a mérendő időköz nem osztható a printerport hozzáférési idejével. *Ezt így helyes!* A jelenséget akkor vettem észre, amikor a kalibrálás céljából az 1PPS jeleket mértem *(31. ábra)*. A 3000 milliós TSC-k kis eltéréssel egyenlőek voltak, de volt közöttük körülbelül 39% „egyenlőbb”, ezek 661,767 ns-nak megfelelő TSC-vel voltak nagyobbak a többinél. A 661,767 ns éppen **az értelmezéssel is kiegészített portidő**, vagyis igaz az előbbi feltételezésem. A többletidőt *(valójában az ezen a gépen megfelelő 1980 TSC-t)* egyszerűen levontam a nagyobból, az eredmény a *32. ábrán* látható. Az általam jogszerűnek tartott adatkozmetikázás igen pontos mérések alapján történt, a végeredmény elképesztően kis mérési értéksávja *(nem a variancia)* csak néhány ppb. A negyedóránál valamivel több idő alatt a PC órajelkvarcának hőmérséklete alig változhatott, vagyis elfogadható a *32. ábrán* látható végeredmény. A két mérési csoport sikeres összefésülése után már nem mertem kiszámolni az ezer mérés varianciáját. *Úgy éreztem, hogy nincs jogom statisztikailag feldolgozni* ***négy, gyakorlatilag azonos értékű*** *és különböző súlyozású számsort, de próbából mégis elvégeztem a teljes statisztikai analízist.*

Ezek a milliárdos időbélyegértékek 2.991.990.404-től tizenkettőnként növekednek 2.991.990.440-ig, 171, 485, 179, 162 eloszlásban. *A 12 órajel a printerportok sajátossága, mintegy százezer mérésben ellenőriztem.* Ezeken kívül még van három kizárt érték, ezek 664-re, 528-ra és 520-ra végződnek. A *32. ábrán* látható a meglepő végeredmény, a 997 mérés 68,27 %-os biztonságú varianciája **±119,84 ppt** ***(Parts Per Trillion)***, vagyis ±119,84·10^{-6} ppm, ilyet még nem írtam le, ezért is jeleztem a képen pirossal. A teljes mérési sor varianciája ±152,72 ppt. *Ez egy elfogadható megoldás, ha biztosan tudjuk, hogy a több másodpercnyi mérendő időköz lényegében állandó (fonálinga). Büszke vagyok a pótlólagos mérések alapján létrejött adatkozmetikázásomra!*



32. ábra. A két adatcsoport összefésülése után a mérés varianciája ***±119,84 ppt*** *lett. A teljes mérési sor varianciája ±152,72 ppt.*

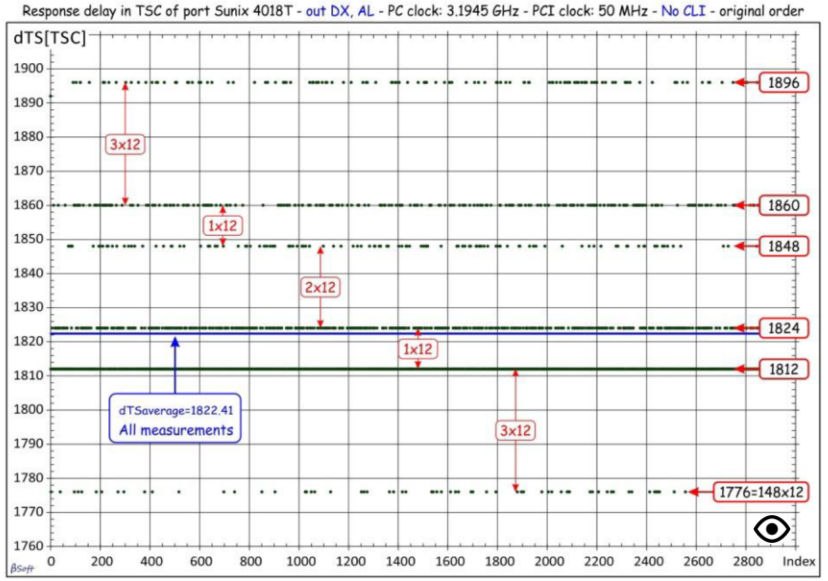
Néhány időköz esetében mi a teendő? A nagyszámú mérés biztonságot adott a mérések összefésülésére, de mit tehetek, ha csak néhány időközt kellene nagyon pontosan megmérnem. Itt a szabadesésre gondolok, ahol néhány száz ms-os időközök fordulnak elő. A tárolós digitális oszcilloszkópom segítségét vettem igénybe. Az oszcilloszkóp az abszolút értékeket csak néhány ppm pontossággal méri *(digitálisan is kijelzi)*, de az indított rövid idővonalak *(100 ns/div)* időközeit az időlupe segítségével már ns-os felbontással határozhatom meg.



33. ábra. A tárolós oszcilloszkóp segítségével azonosíthatjuk a frontokat, amelyek között meghatároztuk a TSC időközt

Két egymásutáni jel közötti idő precíz mérése szinte lehetetlen, mert nem tudjuk megállapítani, hogy *melyik jelnél történt, vagy nem történt duplázás,* ami a mért időköz kiszámítására három lehetőséget ad *(a két **igen** vagy a két **nem** azonos időközértéket ad)*. A *33. ábrán* egy mérés során létrejött jellegzetes oszcillogram látható. A mérendő jel *(CH1, piros)* egy *T* = 1,0000000 s-os TTL impulzussorozat, amelyet egy precíziós függvénygenerátor szolgáltat. Az idővonalat ez a jel indítja, de ugyanazt a jelet érzékeli a számítógép is, azonban ismeretlen időt késik a már említett jelenség miatt. Amikor a program kilép az érzékelésből a másik csatorna felé *(CH2, sárga)* egy H szintű TTL jelet bocsájt ki, de

azonnal vissza is vonja *(a jobb alsó sarokban látszik a jel vége)*. A jel 561 ns-os hossza egyáltalán nem mérvadó, nem vesz részt a mérésben. Legyen ez a jel a **pulse 1**, vagyis az első bejövő jelhez tartozó nyugtázó válasz. A tárolós oszcilloszkóp megtartja a jel előbbi képét és felépítési értékeit. Megérkezik a második mérendő jel, de printerportnak ezt csak duplázással sikerült detektálnia, megjelenik a **pulse 2**, vagyis a második jelhez tartozó nyugtázó válasz. A nyugtázó válaszok sorrendjét könnyen megjegyezhetjük, esetleg külső idővonal-indítást használunk, ilyenkor a két nyugtázójel a CH1-be és a CH2-be kerül. Az oszcilloszkóp időlupéjával kinagyítjuk a képet, és a mért TSC meg a tárolt impulzusok közötti időtávolságok alapján *(van 1 ns/div idővonal)* határozhatjuk meg a két bejövő jel időközét. *Még mielőtt valaki alaphibának róná fel az oszcilloszkópos időköz–meghatározásomat, pontosítom az elmondottakat*.



34. ábra. A Sunix 4018T printerport TSC egységekben kifejezett írás-hozzáférési ideje. A mérések az eredeti idősorrendben szerepelnek

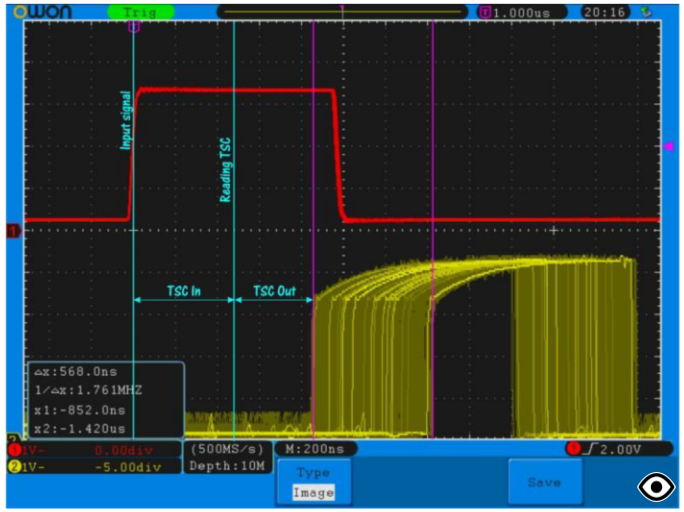
Itt **egy számítógép** van, amely a már ismert pontossággal adja meg az válaszesemények időbélyeg-értékét, és virtuálisan **két oszcilloszkóp** van *(CH1 és CH2 azonos indítású, de időben külön csatornák)*, **egy közös monitorral**. A bejövő jelek között az oszcilloszkóp idővonala nem él *(hiszen indított módban vagyunk)*, így az oszcilloszkóp alapján semmilyen információval nem rendelkezünk a két jel közötti eseményekről, ezek a TSC-hez képest nagyon is pontatlanok lennének. Annál pontosabbak az CH1 csatornába jutott mérendő jelek által kétszer is indított rövid *(100 ns/div)* idővonalaink segítségével, a CH2 csatornán megrajzolt jelek lenyomatai *(pulse 1, pulse 2)*.

Néhány jel esetében minden marad a régiben, csak az egycsatornás nyugtázójelek sorrendjét egy multiplexelő–demultiplexelő rendszerben csökkenő osztású feszültségosztóval azonosítjuk *(túlkompenzált, így könnyebben leolvashatjuk)*. A jelek időbeni sorrendjét az egyre kisebb jelek összevisszasága igen pontosan adja meg. A kimentett mérés bármikor visszaállítható, ilyenkor a maximálisan **1 ns/div** felbontású időlupét használjuk, interpolálással könnyedén leolvashatjuk a 100 ps-os felbontású intervallumokat is. Mindegyik esetben szükségünk van a printerport írási hozzáférési idejének ismeretére, ez az az idő, amelyet a gép eltölt a mérés befejezése és a kiküldés pillanata között.

A pontosság növelése egy adott gép esetében. Az alaplap adott, a mikroprocesszor adott, vagyis nincs remény a felbontás, vagyis a pontosság növelésére. Egy jobb alaplap MHz-es felbontásban engedélyezi a gép tuningolását. Egy jól hűtött processzor *(csakis zárt doboz mellett)* a BIOS beállításaiban könnyen elfogadja a 10-15%-os alapórajel-növekedést, így lett a 3200 MHz-es processzoromból 3520 MHz-es processzor *(200 MHz helyett, a 16-szoros szorzóval a 220 MHz-nél kaptam a mostani 3520 MHz-es órajelet)*. Amint már írtam, egyes alaplapok engedélyezik a buszsebesség állítását is, ez igen fontos a portidő csökkentése érdekében. A végére hagytam a mérőrutinok tuningolását. A TSC segítségével órajeles felbontásban mérhetjük, és az eredmények alapján csökkenthetjük is a portidőt. Talán hihetetlen, de a *8. ábrán* látható mérőrutint éveken át faragtam-finomítottam, amíg elértem ezt a formát.

Azóta a **db 66h** – *operandus-méret felülbíráló prefixum* – segítségével áttértem a DOS alatti Pascalban elérhetetlennek tartott 32 bites regiszterekre, így jött létre a 680 ns-os portidő. A további lényeges portidőcsökkenést a *13. ábrán* bemutatott mérőrutinnal értem el.

A printerport vezérlési ideje. A printerport hozzáférésének meghatározását az írásra is elvégeztem, itt is kvantáltak a portidők *(34. ábra)*, azonban sokkal valószínűbb *(61,83%)*, az 1812 órajeles érték. Nem találkoztam a figyelési duplázáshoz hasonló jelenséggel, de nincs is értelme, hiszen végrehajtásról van szó. Az átlagérték 1822,41 órajel, ez 313 ps-mal átszámítva 570 ns körül van. A továbbiakban az érdekelt, hogy a valóságban hogyan néz ki az egymásra helyezett 2000 mérés. A *35. ábrán* látható oszcillogram egy tárolós digitális oszcilloszkóppal készült. A Rigol DG1022 generátor által kibocsájtott TTL jel periódusa 200 ms, jelszélessége 500 ns. A CH1-be küldött jelet a számítógép is érzékeli, az oszcilloszkóp idővonalát ennek a jelnek a pozitív frontja indítja. Akár van, akár nincs duplázás, az érzékelésből kilépve, de még a mérőrutinban, egy másik biten, az olvasási késés detektálásához hasonlóan egy H szintű jelet küldünk ki a CH2 sárga csatornára *(válaszjel)*, de nem vonjuk azonnal vissza *(nop-okkal egészítettem ki)*, mert a szélső kezdetek és végek átfedésbe kerülhetnének. A mérendő jel belépési időpontja és a válaszjel megjelenése között két jelenség van: a port változó idejű olvasási hozzáférése és a vezérlőport válaszideje. A 200 ms-os periódus eléggé lassú ahhoz, hogy a válaszok megjelenése egyenként észrevehető legyen. A kísérlet mintegy hat perce alatt a megjelenő válaszok teljesen



35. ábra. Kétezer mérés tánca

rendszertelenül, összevissza „táncoltak”, lila markerekkel fogtam közre őket. A markerek időtávolsága **568 ns**, a két lila markervonal között kétezer válaszjel van. Az oszcilloszkóp perzisztenciáját egy-két másodpercre állítjuk be, így csak az utolsó néhány jelnek lesz nagyobb fénye, a többi lassan elhomályosodik. Ideális esetben az ***Input signal*** TSC órajelidőpontját azonnal ki lehetne olvasnunk, de az érzékelő port ***TSC In*** hozzáférési idejének a végessége miatt ez lehetetlen, csak a ***Reading TSC*** időpontban tehetjük meg. Ha ez az idő állandó, akkor az időközképzéskor az ***Input signal*** TSC kompenzálódna, és a leolvasás így is tökéletes lehetne. Sajnos, a *34. ábra* szerint ez nem állandó, ami bizonytalanságot okoz. A kétezer mérés egymásra tevődésének a vizsgálata a jelenség bizonyítására jött létre, az eredmény a *35. ábrán* látható. A ***TSC Out*** már nem vesz részt a mérésben, a szerepe csak a 2000 válaszjel létrehozására korlátozódik, így az 568 ns-os bizonytalanságnak csak a fele jelenik meg a méréseinkben, a másik felét a vezérelt port válaszideje okozta, amely szintén bizonytalan. Ez a mérési bizonytalanság tovább csökken, mert az időközképzéskor a két TSC leolvasási bizonytalanságának különbsége jóval kisebb a leolvasási bizonytalanságnál sőt, **nulla közeli is lehet**. Az mellékelt táblázat egy számítógépes szimuláció eredménye, amellyel alátámasztom az eddigi mérések pontosságát. A szimulációt a Fizikum ingájának adatai alapján állítottam össze, de a szimuláció okán matematikai ingának tekintettem. Kiszámoltam annak az ingának az adatait, amely a szabványos **9,80665 m/s²** nagyságú nehézségi gyorsulást mérné a Fizikumban. A függvénygenerátorom lehetőségeit is figyelembe véve, a **T=2,3000514 s**-os periódus mellett a matematikai ingának megfelelő hossza **L = 1,314123 m**-nek adódott. Bár a generátor csak nyolc számjegyet biztosít, én tízet írtam ki, mert csak így érthető a varianciából kiszámított pontosság értéke. A nyolc számjegyes kerekítés esetében a mért periódusidő pontosan egyenlő lenne az eredeti periódusidővel, ami nem igaz. A kihagyott takarások a biztonságos indítást segítik elő. A szimulációban egyszerre öt periódust mérünk, mert több periódus esetében az inga csillapodó lengése miatt a szögkorrekció már nem lenne helyes. Mérési sorozatokat vezettem be, ezeket a program teljesen automatikusan hajtja végre. A kalibrálás alatt még az esetleges ingaigazítás is elvégezhető. Ha nem sikerül, akkor egy forrógombbal felfüggeszthető a kísérlet, igazíthatjuk az ingát, továbbengedéskor az adatok automatikusan kumulálódnak.

A kísérlet paraméterei	A mérési sorozatok száma						
	2	5	10	20	50	100	200
eredeti periódusidő: T_0 [s]	2.300051400	2.300051400	2.300051400	2.300051400	2.300051400	2.300051400	2.300051400
a kihagyott takarások száma	3	3	3	3	3	3	3
mért periódusidő: T [s]	2.300051412	2.300051402	2.300051401	2.300051394	2.300051400	2.300051401	2.300051400
variancia (68.3%): δT [ns]	±7.19	±3.65	±2.32	±1.66	±0.95	±0.79	±0.29
mérési pontosság: $\delta T/T_0$ [ppb]	±3.13	±1.59	±1.01	±0.72	±0.41	±0.31	±0.13
a kalibrálási idő: CTime [s]	20	20	20	20	20	20	20
várható kísérleti idő: FTime [s]	92	198	376	731	1797	3573	7126

Hát, ennyit az eddig elhallgatott, de lényegében megoldott konstrukciós problémákról…

A DOS szükséges, ez elfogadható, de miért Pascal, és miért nem C++?

Még a ’90-es évek legelején, Debrecenben az első XT gépek megjelenésekor egy 20 MHz-es, annak idején ritka nagy sebességű XT alaplapot kaptam ajándékba, ugyanis egy számítógép-javító cégnél *(FőnixComp)* a kérdéseikre felelve, elmeséltem, hogy a Fizikumban milyen számítógép-vezérelt kísérleteket hoztam létre a Svájcban ajándékba kapott komplett Commodore Plus/4 rendszerrel. *Ott, 1988-ban, egy tanítványom baráti körében a Spectrum-mal vezérelt légpárnáról és az azonnal megjelenő út-, sebesség- és gyorsulástörvény grafikonjairól mutattam képeket*. A kitűnő XT alaplap birtokában a Turbo Pascal 5.5-ben kezdtem dolgozni, mert az először kiválasztott Turbo C 2.0 nem támogatta az Assembly betéteket és a külső Assembly függvényeket, de még a nagyon nehezen beírható *(gépi kódú)* Inline Assembly sorokat sem. A CNC mérésekhez csak a Pascal 5.5 felelt meg, így lemondtam a Turbo C 2.0 használatáról.

Maradtam a Pascalnál meg az egyre jobb gépeknél, mert az 1996-ban elterjedt Pascal 6.0 már szinte mindent tudott. A hétcsatornás PIO több kísérletet is kezelhetett sőt, rezidens programként még az iskolacsengőt is vezérelte. Rövidesen hatalmas unit-rendszert hoztam létre, így a mérőprogramjaim csak néhány száz sorból álltak, a lényeget a unitok jelentették. Amikor a C++ megjelent, jóval fejlettebbnek tartottam a kortárs Borland Pascal 7.0-nál, de nekem már kész mérőrendszerem volt, akkortájt ünnepeltük 👁 az 1001. kiegészítő függvényemet *(viccesen a mesebeli számnál ünnepeltem, pedig sokkal több délelőtt-délután és éjszaka alatt jött létre a rendszer)*. Nem válthattam, hiszen az egy évtizednyi idő alatt keletkezett programok átírása óriási, és részben értelmetlen munka lett volna *(mintegy százezer sor Pascal és Assembly program gyűjteménye)*. Nagyon sajnáltam, mert az intenzív informatika szakos osztályomban, heti 12 órában *(8/12 csoportbontás)* a C++ nyelvet és Assemblyt tanítottam, a diákok abban fejlesztették tovább az én mérőrutinjaimat, programjaimat. A legjobban a 32 bites regiszterek közvetlen használata hiányzott, – a C++ ezt engedélyezte –, de azóta már a Pascalban is megoldottam. **Sajnálom a C++ rendszert**, de talán jobb is így, mert annak hiánya és igénye határozta meg, és jólesően követelte a Borland Pascal nyelv fejlesztési irányait. *A C++ jelen volt még az informatika szakos **12C** tizenkilenc végzősének szalagavató ünnepén is, mert a szalagavatós jelvényünk 👁 C++ alapú lett.*

*A kiegészítésekkel létrejött egy **C++ gondolkodású Borland Pascal** nyelv, az eredeti néhány száz függvény és eljárás mellé **még 2208-at írtam**, ezekből **803-at, Assemblyben**. Az Assembly nemcsak a sok százszoros sebességnövekedést biztosítja, hanem olyan kísérletvezérlő, adatgyűjtő és adatfeldolgozó feladatokat is megoldhatok, amelyekhez a magasabb szintű nyelvek hozzá sem tudnak szólni. Csak az itt bemutatott példákat jelzem: a TSC, a minden mérésem alapja, sem a Pascalban, sem a C++ nyelvben nem ismert, akárcsak a lenyomott és felengedett billentyű fogalma, gyorsabb és komplexebb fájlkezelés, a saját szabványú VESA képernyő és a BMP képek megjelenítése stb.*

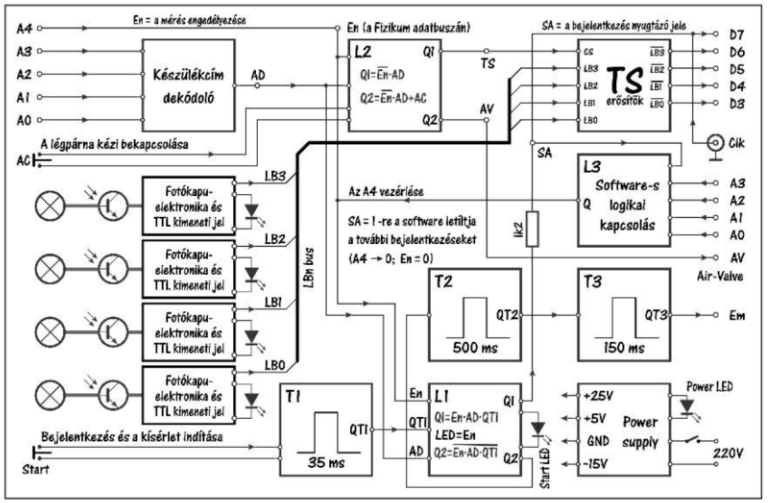
Az így létrejött DOS alapú világban a felhasználó egy Windowsszerű környezetben a bemutatott pontossággal szimultán vezérelhet-mérhet a számítógéppel. Többé senki sem gondol arra, hogy minden DOS alatt készült, ebben sokat segít a beépített XP Tálca. Ők örülnek a Windows sikerének, én büszke vagyok a DOS alatti, sokszorosan pontosabb mérési eredményeimre. Nem is szoktam felfedni, az igazságot, *félek az értelmes érvek nélküli, csak a DOS és az Assembly hallatán megfogalmazott és ósdinak titulált rendszer elmarasztalásától*.

Elektronikus kronométer interfész

36. ábra. Elektronikus kronométer interfész a hálózati csatlakozáshoz

A Fizikum megálmodásakor *(1987)* nem álltak rendelkezésre digitális mérőműszerek, ezért szólnom kell néhány szót a kiépült mérőhálózatról és a mérőhelyek hálózatba kötését megvalósító Elektronikus kronométer interfészről *(36. ábra)*. Egy központi számítógéppel, multiplex rendszerben mértük a különböző fizikai mennyiségeket. A mérőbuszra be lehetett jelentkezni, ha a számítógép szabad volt, akkor csoport számával, a kóddal ellátott mérendő fizikai mennyiség és a kapcsolóállás-információval valamint a mérőbittel együtt létrejött a kapcsolat. A gép egy-két másodperc alatt megmérte, és a csoport adataihoz odaírta a mérési eredményt, közben ki is nyomtatta a mérési jegyzőkönyvet. Amikor elterjedtek a digitális mérőeszközök, nem volt tovább értelme a mérőrendszernek, utoljára 2004-ben használtuk az egész osztállyal elvégzett fonálingás kísérlethez. Négy számítógépes mérőhely volt, a másik négy csoport kézzel mért, majd cseréltek. A mérő- és értelmezőszoftver az egyik diák diplomamunkája volt *(intenzív informatika szakon)*.

A tervezéskor az otthoni próbálkozásra is gondoltam, ezért minden mérőeszközt úgy terveztem meg, hogy önállóan is használható legyen, ilyenkor automatikusan a 15. csoportként léptem be a rendszerbe. Az elektronikus kronométer interfész és más készülékek *(Voltmérő, R/D konverter stb.)* is egy **TS**[17] ***(Three State)*** háromállapotú erősítőn keresztül csatlakoztak a hálózatba. Alapállapotban az erősítő kimenete magas impe-



37. ábra. Az Elektronikus kronométer interfész tömbvázlata

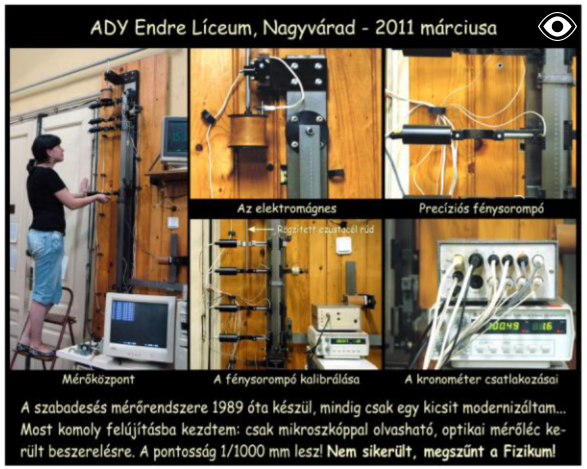
[17] **TS**: háromállapotú erősítő: https://en.wikipedia.org/wiki/Three-state_logic

danciájú volt, **L**-ben aktív, ezért használtunk **HL** frontot. A sikeres bejelentkezéskor a rendszer visszavonja a többi interfész bejelentkezési jogát, és le is választja a mérőhálózatról, így nem zavarhatják a bejelentkezett csoport kommunikációját a központi számítógéppel. Az interfészben van a négy fénysorompó 1989-ben létrejött érzékenységnövelő áramköre is, erről a *Mérhető fizikai mennyiségek és érzékelőik* című fejezetben *(6. oldal)* volt szó.

Az időközméréssel kapcsolatos fontosabb kísérleteim és mérési eredményeim

A Fizikum időközméréses kísérleteiből szeretnék felvillantani néhányat: *analóg kronométer, stroboszkóp, szabadesés, CNC légpárna, mérések a radioaktivitással kapcsolatban, R/D konverter, számítógép-vezérelt titrálás, az intrinszik félvezető tiltott sávjának meghatározása, CNC hőmérő, négypólus-karakterográf, mérőhálózati voltmérő, a Planck-állandó meghatározása, a külső fényelektromos hatás törvényeinek igazolása, CNC fényképezőkocsi*.

- **Analóg kronométer**. Az első időközmérési eszközöm, 1981-ben szabadalmat kaptam rá, 9 országban publikálták.
- **Stroboszkópos fényképek**. Még a ’70-es évek közepén Altamira sok ezer éves barlangfestményeit csodálva egy nyolclábú vaddisznóra lettem figyelmes. Kiderült, hogy mozgásban ábrázolták a vaddisznót. Rögtön beugrott a stroboszkópos képek alkalmazásának lehetősége a fizikatanításban. Itthon elkészült a klasszikus elektronikus stroboszkóp, amely a ’80-as évek végére számítógép-vezérlést is kapott. Az addig elterjedt állandó időközű stroboszkópos fényképezés mellé 1992-ben bevezettem az állandó térközű stroboszkópos fényképezést. Kihasználva a számítógép lehetőségeit, a mozgásfüggvény inverz-függvénye szerinti időközökkel villantattam. Ha minden rendben van, akkor a pálya egyenletes mozgást mutat, ha nem, meg lehet, meg is kell keresni a hiba okát. Rengeteg fénykép keletkezett, ebből egy **stroboszkópos albumot**[18] hoztam létre.



38. ábra. A szabadesés mérőcentruma 2011-ben

- **Szabadesés**. A legrégibb kísérletem a nehézségi gyorsulás meghatározására. A stroboszkópos változatban nem a g értékének a pontossága, hanem az egész osztály részvétele a lényeg *(nyolc mérőhely)*. Ha a diákokkal felszereltük, akkor az évfolyam minden osztályával és más iskolákból jött osztályokkal is elvégeztük az egyórás kísérletet. A kísérlet szépsége abban áll, hogy az elektromágnes remanenciája néhány ms-ig visszatartja a golyót,

[18] **stroboszkópos album –** Physics classes aided by stroboscopic photographs – https://girep2019.hu/Strobo_GIREP.pdf (angolul)

(talán Lenz is beleszól) és az igen pontosnak hitt esési idő így jóval kisebb g értéket ad. A Fizikai Szemle 2010. júniusi számában és a Mellékletek rovatában levő prezentációmban bemutatom a g és a visszatartási idő egymástól független meghatározásának lehetőségét. 1989-ben készült el a szabadesés mérőcentruma *(38. ábra)*, amely később a precíziós fonálingának és a rugalmas ingának is helyet adott. A távolság meghatározására egy különleges mikroszkóppal leolvasható, mm beosztású, ±1 µm pontosságú 1400 mm-es optikai mérőlécet is kapott. Hat fénysorompót képes fogadni. Részletek a *Mérhető fizikai mennyiségek és érzékelőik* című fejezetben *(6. oldal)*.

A g-nek a szabadesésből való meghatározása egyelőre egy kétszeresen is sikertelen vállalkozás, mert a klasszikus légellenállási formákkal *(kv, Cv^2)*[19] számolva, az igen pontos időköz- és távolságmérések ellenére, a nehézségi gyorsulás értéke nem éri el a Fizikumban várható értéket. A H. Moritz tanulmánya[20] alapján a Fizikumra kiszámított érték: g=9,8075448 m/s^2 *(h=135 m)*. Az évek során számtalan kísérlettechnikai akadályt győztem le, de az említett légellenállási formulák mégse hoztak eredményt. Egy elképzelésben a légellenállást ténynek fogom fel, és méréstechnikai módszerekkel próbálom leírni a hatóerőt. Az elképzelésben egy másodfokú polinomfüggvény írja le a légellenállási erőt: $F = Pv^2 + Qv$, ahol a P és Q állandók az erő változását írják le, semmi közük az ismert **k**-hoz és **C**-hez. Sajnos, a nagyon komplikált integrálás után létrejött transzcendens, háromismeretlenes egyenletrendszert már nem tudtam megoldani, mert csak egy ismeretlen explicitálható. *A nyáron a Fizikumot végleg leszerelték, ez a második sikertelenség ebben a témában*.

39. ábra. Miniszabadesés

Egy másik megoldás készülőben van. Egy miniszabadesés berendezés *(39. ábra)* készül, amellyel itthon próbálkozom. Sokkal egyszerűbben, nem esési időt, hanem sebességet mérek, és annak változását írom le egy másodfokú méréstechnikai polinomfüggvénnyel: $v = At^2 + Bt$. A rengeteg mérésből létrejött v = f(t) kísérleti adatsorra illesztett másodfokú polinomfüggvény idő szerinti első deriváltja a gyorsulás változási függvénye, annak szabadtagja pedig maga a „nyugalmi" nehézségi gyorsulás. *Ez biztosan járható út!*

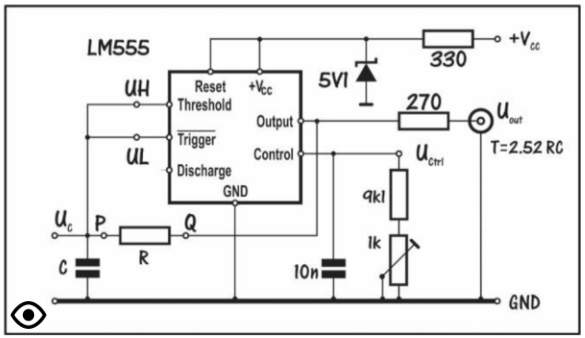
- **CNC légpárna**. *A mérések feldolgozása* című fejezetben *(20. oldal)* írtam róla néhány szót. A Fizikum legtöbbet használt eszköze volt. Csak ezzel tudtam megtanítani, és kísérletileg be is mutatni a kezdősebesség fogalmát.

---

[19] **Budó Ágoston**: Kísérleti fizika – Tankönyvkiadó, Budapest, 1972, p. 274

[20] **H. Moritz**: Geodetic Reference System – 1980. ***Innen letölthető***: ftp://athena.fsv.cvut.cz/ZFG/grs80-Moritz.pdf).

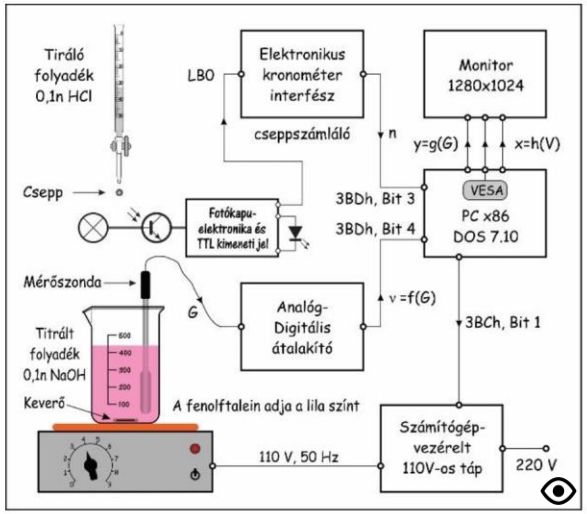
- **Mérések a radioaktivitással kapcsolatban**. A Geiger-Müller cső holtidejének mérését *A PC párhuzamos portja belső ciklusidején alapuló időközmérés elve* című fejezetben írtam le. A Magyar Fizikus Vándorgyűlésen[21] Raics Péterrel közösen mutattuk be. A rövid felezési idejű és kis aktivitású próbák CPS mérése csak nagyon kevés adatot adott. Itt jöttem rá a számítógépes időközmérés előnyére, és saját fejlesztésem lévén, egyik napról a másikra módosítani tudtam a mérőprogramot, frekvenciamérésről átírtam időközmérésre. Annak idején csak a printerport belső ciklusidejével *(953 ns)* mértem, de a CPS mérésnél így is sokszorosan jobb felbontást értem el. Egy 10 CPS bomlási sebesség valódi értéke a felbontási hiba miatt a 8 CPS és a 12 CPS között van, a mérési hiba ±20 %. Ha időközméréssel mérem, akkor körülbelül 10 becsapódást mérek másodpercenként, egyenként 100 ±2 belső ciklus pontosságával. A mérési hiba ±2 % lett. Nem kell rögtön átszámolnom, hanem a végén újrajátszatom az egész kísérletet, és annyi becsapódást veszek egy kapuidőnek, amennyit akarok. ***Egyetlen becsapódás sem vész el!*** Az *Egy fontos mérési mód meglepő kihagyása* című fejezetben egy hasonló újrajátszást mutattam be.
- **R/D, azaz ellenállás-digitális konverter**. Ennél egyszerűbb kapcsolás *(40. ábra)* nem létezik, mégis kitűnően működik. Alapeleme az **LM555**[22]-ös időzítő áramkör. Lényegében egy bistabil billenőkör, amelyben az Output kimenet negáltja a Trigger nevezetű alsóküszöb bemenetnek. Ha az U_L a küszöbszint alá vált, a kimenet magas szintű lesz. Bistabil lévén, ezután a Trigger bemenetnek nincs hatása a kimenetre. Ezt az állapotot a Threshold U_H felsőküszöb szintjének a meghaladásával lehet visszaállítani. Ha összekötjük a két küszöböt, egy feszültségszint vezérelt bistabil áramkört kapunk. Bekapcsoláskor a C kondenzátor feszültsége nulla, így a kimenet magas szinten van, és az R ellenálláson keresztül a C kondenzátor töltődni kezd. Amikor eléri a felsőküszöb szintet, a kimenet alacsony szintbe vált, és az R ellenállás kezdi kisütni a kondenzátort. Az alsóküszöb elérésekor a kimenet magasba vált, innen minden ismétlődik. A folyamat periódusát egy komplex Laplace-transzformációs számítás alapján kaptam meg: **T=2,52·RC [s, Ω, F]**. Az 1 kΩ-s szabályozóval a félperiódusok szimmetriáját lehet beállítani. *A kapcsolás annyira egyszerű, hogy egy péntek este telefonon elmagyaráztam egy volt tanítványomnak, aki megtervezte a nyomtatott áramkört, és hétfőn már hozta is a Fizikumba a kész R/D konvertert.* 👁 *Minden az elképzeléseim szerint működött!*



40. ábra R/D, azaz ellenállás-digitális konverter

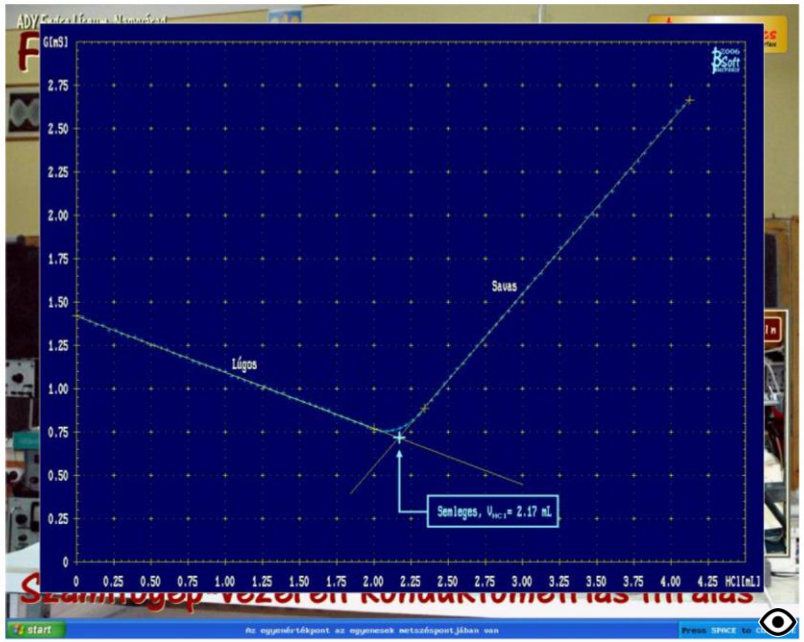
[21] Magyar Fizikus Vándorgyűlés, Debrecen, 2013 – *Kivonatok könyve:* http://w3.atomki.hu/Magyar_Fizikus_Vandorgyules_2013/Kivonatok_konyve.pdf
[22] **LM555** - http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm555.pdf

- **Számítógép-vezérelt titrálás**. Bemutató kísérlet. Egy speciális R/D konvertert fejlesztettem ki, mert a polarizáció elkerülése végett meg kellett oldanom a mérőjel teljes szimmetriáját. Ezen kívül gondot jelentett a nagy vezetőképességű folyadékok terhelése, ezért teljesítménykimenetű fokozatokat alkalmaztam. A mérési összeállítás tömbvázlata a *41. ábrán* látható. A mérés teljesen automatikus, minden csepp elindít egy körülbelül 200 ms-os vezetésmérést, és menet közben ábrázolja is a vezetési görbét. Amikor befejezte, a körülbelüli egyenes szakaszokra egy-egy egyenest illeszt, amelyek az ekvivalenciapontban metszik egymást. Kiszámítja az ekvivalenciapontot, és megjelöli a lúgos és a savas kémhatású szakaszokat meg az ekvivalenciapontot. *A kísérlet igen szemléletes, de hiányzik a diákok személyes részvétele, a kísérleti technikákat így nem sajátíthatják el. Nekik, ez egy mozi!*



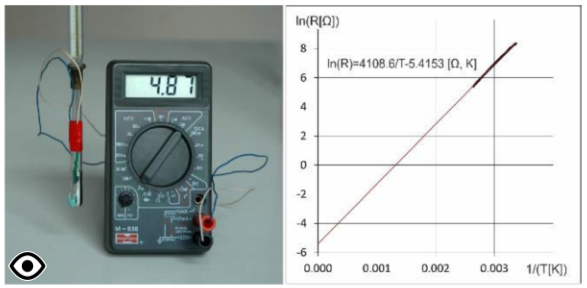
41. ábra. A mérési elrendezés tömbvázlata

42. ábra. Számítógép-vezérelt titrálás, a mérőprogram bevezetőképe



43. ábra. A titrált folyadék vezetésének változása G[mS]=f(HCl[mL])

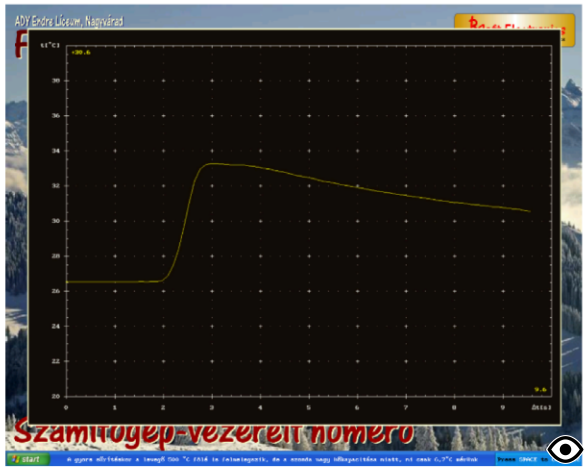
- **Az intrinszik félvezető tiltott sávjának meghatározása**. Ez egy nyolc mérőhelyes diákkísérlet előtti bemutató, magától játszódik le. A diákkísérletben *(44. ábra)* egy termisztort a hőmérővel együtt forró olajba helyezzük és az állandó kavarás mellett felvesszük az ellenállása változását a hőmérséklettel. Egy ügyes adatfeldolgozási technikával meghatározható az intrinszik félvezető tiltott sávja. *Ezt a kísérletet klasszikus analóg technikával végezzük*.



44. ábra. Diákkísérlet. Az intrinszik félvezető tiltott sávjának meghatározása

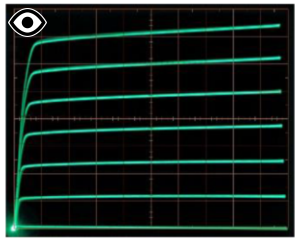
  A másnapi diákkísérlet elméleti magyarázatakor egy érdekes kettős mérés segítségével ugyanezt a kísérletet végzem, de teljesen automatikusan. Két R/D konvertert használok, az egyikhez hőmérsékletméréshez gyártott termisztort kapcsolunk, ez a hőmérő, a másikhoz a tanulmányozandó termisztort. A mérőrendszerem több biten is mérhet, így az egyik biten a hőmérsékletet, a másik biten a tanulmányozandó termisztor ellenállását mérem. Precíziós mérés esetében egy harmadik biten kalibrálhatom a PC órajelfrekvenciáját. A forró olajat egy mágneses keverővel tarjuk állandó mozgásban, a két termisztort összekötjük, így kikerüljük a hőmérsékleti egyenlőtlenségek miatti érvénytelen méréseket. Amikor az olaj hőmérséklete 40° C körüli lesz, a természetes hűlés nagyon lassú, ezért a PC bekapcsoltat egy 220 V-os ventillátort. A diákkísérletben egy csapvizes tálba teszik a meleg olajjal teli főzőpoharat, majd egyre hidegebb vízzel hűtenek. Az óra végére befejeződik a kísérlet *(közben a tananyagot és az adatfeldolgozást magyarázom)*, és a kivetítőn lépésről lépésre létrejön a *44. ábra* grafikonja. *Nem ide tartozik, de régebben a Fizikum csengető számítógépe* 👁 *ilyenkor szokott csengetni*.

- **CNC hőmérő**. A titrálás R/D konverterét alkalmaztam az adiabatikus átalakulás kísérleti bemutatásához. Egy nagy műanyag fecskendő legaljába egy pici hőmérő termisztort helyeztem, a kivezetéseit az injekciós-tű csatlakozóján keresztül vezettem az R/D konverterbe, és bedugaszoltam a réseket. A fecskendő oldalába *(legalul)* egy pici lyukat fúrtam, csak így lehetett visszahúzni a dugattyút. Az ujjammal eltakartam a lyukat, és összepréseltem a levegőt. A CNC hőmérő a *45. ábrán* látható valósidejű mérésgrafikont készítette. Amikor nem sikerült jól eltakarnom a pici lyukat, az ujjam mellett kiáramló, több száz fokra felmelegedett levegő *(dízelmotor)* sárgára égette az ujjbegyemet.



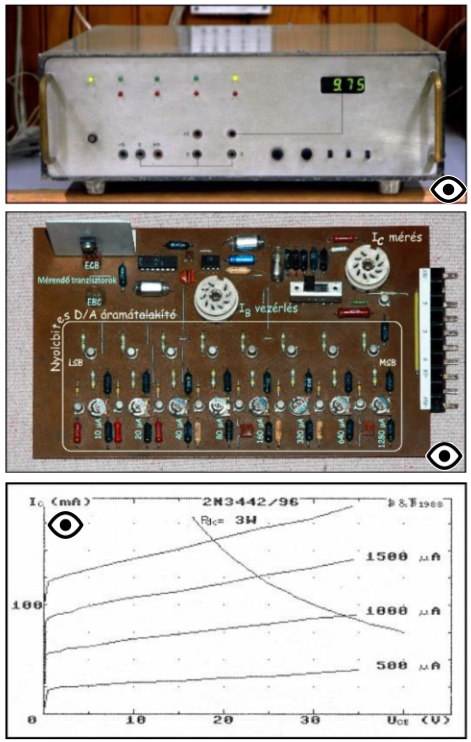
45. ábra. Adiabatikus állapotváltozás (20 mérés/s)

- **Négypólus-karakterográf**. Az 1985-ben elkészült analóg karakterográfom szemléletes képet adott az oszcilloszkópon *(46. ábra)*, de a numerikus feldolgozásra nem felelt meg. Még 1987-ben, a **Sinclair ZX Spectrum** gépemhez – BASIC-ben, Assembly betétekkel – készült egy kettősvezérlésű négypólus-karakterográf, amely az 1985-ben megépített szám- és számítógép-vezérelt tápforrással együtt automatikusan megrajzolta az npn tranzisztoraim bemeneti és kimeneti karakterisztikáit. A sorszámozott karakterisztikák a tranzisztorok párba válogatáskor voltak nagy segítségemre. A *47. ábrán* a két készülék és a 2N3442 npn teljesítménytranzisztor 1988-ban készült kimeneti karakterisztikája látható a P=3 W-os disszipációs hiperbolával.



46. ábra. Egy npn tranzisztor (BC174) analóg kimeneti karakterisztikája az oszcilloszkópon

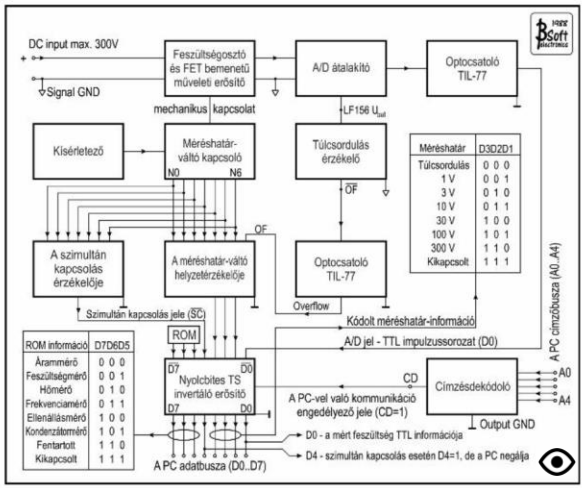
Bár a szám- és számítógép-vezérelt tápforrásnak nincs közvetlen kapcsolata az időközméréssel, de a különleges működési elve megérdemel néhány szót. A három, rövidzár-védett, 5 A-es fix táp melletti CNC táp kettős stabilizálással működik. Nyolc biten kapja a feszültségbeállító digitális vezérlést, a kimeneti feszültséget 1 A maximális terhelés mellett 0,00 V és 63,75 V között szolgáltatja negyedvoltos lépésekben. Egy folytonos üzemű tápnál ez kezelhetetlen disszipációs veszteséget jelentene. Kettős stabilizálással oldottam meg: egy impulzusüzemű táp a kimeneti feszültségnél egy kicsit nagyobbra *(kb. 4 V)* stabilizálja a kimeneti feszültséget, a folytonos üzemű táp pedig innen stabilizálja a beprogramozott értékre.



47. ábra. Számítógép-vezérelt karakterográf és a 2N3442 kimeneti karakterisztikája

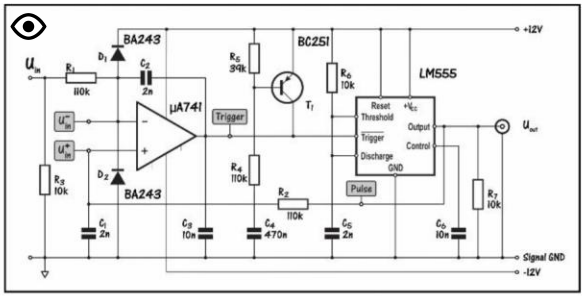
A karakterográf egy elektronikai bemutatókollekció része, amelyek mind egy komplex tápba dugaszolhatóak. A bázisáram-vezérlést egy byte-os csatornán érkezett információ alapján maga a készülék állítja elő a nyolcbites, kettes számrendszer szerint súlyozott áramok összegéből *(47. ábra)*. A tranzisztor a kollektorfeszültségét egy másik byte-os csatornán vezérelt CNC tápforrástól kapja 0,00 V és 45,00 V között, az elején sokkal sűrűbben, az egyenes szakaszokon ritkábban. A kollektoráram A/D konvertere helyben van, az egybites időköz-információt és az áramfigyelő ellenállást váltó állapotait egy nyolcbites csatlakozó juttatja a számítógépbe. A két porcelán elektroncső foglalat az interfésszel való nyolcbites csatlakozásokat oldotta meg. A ZX Spectrum 3.5 MHz-es processzora nem siette el a dolgot, a 256x192 pixeles grafikai mód sem sokat ígért, de 1988-ban sokszorosan gyorsabban mért-rajzolt a kézi megoldásnál.

- **Mérőhálózati voltmérő**. A *48. ábrán* az önállóan is működő hálózati voltmérő tömbvázlata látható. Egy valódi voltmérőhöz hasonlóan a mérőművet elszigeteltem a számítógéptől *(Signal GND és Output GND)*, csak a két optocsatolón keresztül kommunikálhat a jelfeldolgozó áramkörökkel. A mérőműnek két része van:
  - a nagy bemeneti ellenállású feszültségosztó *(15 MΩ)*, amely egy FET bemenetes műveleti erősítővel szinte terhelés nélkül fogadja az osztó kimenetén megjelent feszültséget. A feszültségosztót érték szerint válogatott fémréteg ellenállásokból állítottam össze.
  - az A/D konverter, amely a *49. ábrán* látható kapcsolással, a bemenő feszültséggel közel arányos időközű monostabil impulzussorozatot hoz létre. Az optocsatolón keresztül ez a jel kerül a számítógépbe.



48. ábra. A mérőhálózati voltmérő tömbvázlata

A további egységek részletes magyarázatára itt nincs lehetőség, ezekről csak annyit, hogy elemi egységek elnevezése és a következő néhány mondat alapján talán megérthető a szerepük. *Minden egységnek elkészítettem a részletes rajzát, akit érdekel, annak elküldöm.*



49. ábra. Az A/D konverter kapcsolási rajz

A feszültségmérő ROM kódja 001b, kívülről ezen nem kell, és nem is tudunk változtatni. A mérés előtt a Méréshatár kapcsolóval kiválasztjuk a megfelelő méréshatárt, a túlcsordulást hangjelzéssel, a nem megfelelő méréshatárt figyelmeztetéssel hozza tudomásunkra. Ha minden rendben van, és a készüléket meg is címezték, akkor a nyolcbites információ a TS erősítőn keresztül eljut a PC-be, ahol egy Assembly mérő- és feldolgozószoftver fogadja. Megtörténik a néhány száz ms-os időközmérés, jöhet az új feszültség. Régen frekvenciát mértem néhány Tick alatt, ma TSC időközt.

50. ábra. VM10 hálózati voltmérő

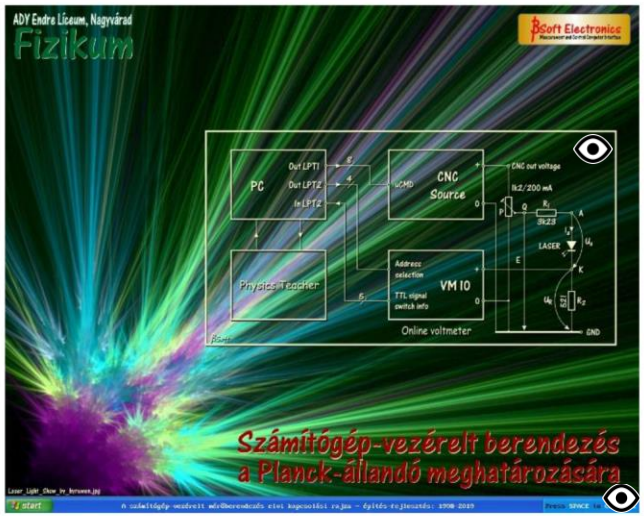
Az A/D konverter egy különleges kapcsolás, lényegében egy frekvenciastabilizátor, feszültséggel változtatható frekvenciájú TTL impulzussorozatot hoz létre. Az LM555 időzítő áramkör minden negatív frontú Trigger-jelre egy körülbelül 20 μs-os impulzust bocsájt ki, ez az R_2 ellenálláson keresztül tölti a C_1 kondenzátort a μA741 műveleti erősítő nem invertáló bemenetén. Amikor a kondenzátor feszültsége túllépi az inver-

táló bemenet feszültségét, akkor megszűnik az LM555 monostabil áramkör indítása, és kondenzátor feszültsége csökkenni kezd. Mivel a műveleti erősítő nyílt hurokban van, a két bemeneten gyakorlatilag azonos feszültség keletkezik, ami állandó frekvenciát vagy szinte állandó időközöket jelent. A kapcsolási rajzon nem ábrázoltam, de a műveleti erősítő ofszetszabályozójával beállíthatunk egy nulla feszültségnek megfelelő igen kis frekvenciát. Mérhetünk, de előtte meg kell határoznunk a kalibráló- és a mérőfüggvényt.

- **A Planck-állandó meghatározása**. A Planck állandó meghatározása egy szokásos diákkísérlet *(51. ábra)*. Akárcsak az intrinszik félvezető tiltott sávja meghatározásánál itt is, a nyolc mérőhelyes a kísérlet előtt van egy számítógép-vezérelt kísérlet, amelynek segítségével bemutatom a másnapi kísérlet buktatóit, a különlegesen megszervezett feszültségléptetési technikát. A kísérlet fő eleme a fentebb bemutatott mérőhálózati voltmérő és a szám- és számítógép-vezérelt *(CNC)* tápforrás. Ezek segítségével pillanatok alatt felvesszük egy lézerdióda voltamperes karakterisztikáját. A lineáris dipólusoknál ez igen egyszerű, de a meredek könyökkarakterisztika igen nehezen „letapogatható”. Az *52. ábrán* a mérőprogram bevezetőképén a kísérlet elrendezési rajza is látható. Mivel a CNC táp 250 mV-os lépésekben változtatja a kimenőfeszültséget, ezért egy feszültségosztóval 25 mV-ra csökkentettem. A lézersugár hullámhosszát egy kis spektroszkóppal határoztam meg a higanygőzlámpa ismert vonalas színképe és egy 632,5 nm-es He-Ne lézer alapján. *A Planck-állandóval kapcsolatos képek a DOS alatt futó, saját fejlesztésű grafikus rendszerben jöttek létre.*

51. ábra. A Planck-álladó meghatározása

A mérőrendszer működése végtelenül egyszerű. Egy előre megadott feszültségtáblázat alapján a CNC táp kiküldi a megfelelő feszültséget, a számítógép megméri a VM10 voltmérő által küldött TTL jel időközeit, és az áramérték kiszámítása után kiteszi a mérőpontokat. A mérőpontokra exponenciális közelítőfüggvényt illesztünk, majd a lézerhatás-tartomány kezdetének megkeresése után kiszámítjuk a Planck-állandót. A feszültségtáblázatot a klasszikus mérési mód tapasztalatai alapján állítottam össze.



52. ábra. A Planck-állandó meghatározására készült vezérlő- és mérőprogram bevezetőképe

- **A külső fényelektromos hatás törvényeinek igazolása**. Albert Einstein 1905-ben a külső fényelektromos hatás törvényeinek magyarázatával forradalmasította a mikrovilággal kapcsolatos addigi elképzeléseket, bevezette a klasszszikus fizikában ismeretlen, de főleg elfogadhatatlan egyedi energiacsere fogalmát a foton és a fémben levő elektron között. Talán nincs is a Fizikában még egy olyan egyszerű képlet, mint a fényelektromos hatást sikeresen magyarázó, Nobel-díjas egyenlet: $h\nu=W_{ki}+mv^2/2$. A világ nagy fizikusainak egy része a Nobel-díj odaítélésekor *(1921)* sem tudta elfogadni az egyenletben rejlő hihetetlenül új gondolatot, azt, hogy az **energiacsere a mikrovilágban egyedi, ott nem létezik „kaláka”.**

  Ebben a rövid bemutatóban megpróbálom kísérletileg igazolni a fényelektromos hatás törvényeit. Paradox módon, éppen azzal fogom bizonyítani a törvény helyességét, hogy a kísérlet során ez nem látszik igazolódni. A kísérletező fizikusra jellemzően, megkeressük a hibát, és megmagyarázzuk az ellentmondásokat, ezután már mi is elfogadhatjuk a híres törvényt. Még 1984-ben egy analóg mérőrendszert építettem, mely az oszcilloszkópra rajzolta ki az **ФЭУ-2** *(FEU-2)* fotocella anódkarakterisztikáját a megvilágítás függvényében. Az alapegységet megtartottam, és 1989-ben még melléépítettem egy CNC vezérelő-mérőrendszert is.

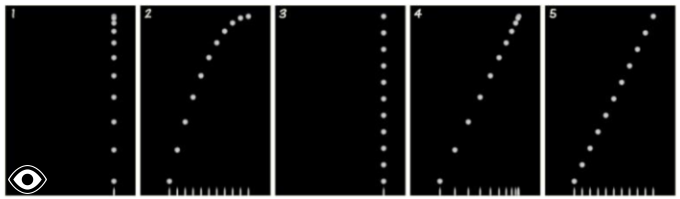
  53. ábra. CNC mérőberendezés a külső fényelektromos hatás törvényeinek tanulmányozására

  Az első törvény igazolása könnyen ment, hiszen a nagyobb fényfluxushoz nagyobb áram tartozik, ezt az ok-okozat gondolatmenete és a klasszikus fizika is így tartja, pedig nem így van!

  A második törvény nagyon nem úgy jött ki, ahogyan vártuk! Arra számítottunk, hogy a fémből kilépő elektronok fékezőfeszültsége független a fényfluxustól, de nálunk ez is a klasszikus fizika szerint történt. *Ez egy akarattal beállított kísérleti hiba volt!* Már az oszcilloszkópos megoldásban is a fehér fény fluxusát a diakeretbe helyezett, különböző méretű diafragmákon áteresztett fénnyel változtattam; ide kerültek a színházi reflektoroknál alkalmazott színszűrők is. Amikor ezt a kísérletet bemutattam a diákoknak, és „csodálkoztunk” az ellentmondáson, többször is megtörtént, hogy egy-egy diák észrevette a gyenge világítású lámpa pirosas fényét, és így érthető lett a hiba. Rájöttek, hogy egy égő által kibocsájtott fény esetében a fényerő csökkenésével a folytonos spektrum maximuma a piros felé tolódik el. *A kísérlet sikertelensége bizonyította a második törvény igazát.* Megismételtem a kísérletet, de most két különböző diafragmával, és így remekül sikerült a törvény igazolása.

- **CNC fényképezőkocsi**. A Fizikumban a komplex számítógépes vezérlés-időközmérés legjellegzetesebb példája a számítógép-vezérelt fényképezőkocsi. 👁 A pálya viszonylagosságának megértéséhez az egyenletesen, vagy gyorsulva elmozduló megfigyelő szemével kell láttatnia a fizikai jelenséget. Ez a feladat annyira összetett, hogy kénytelen voltam két számítógépet alkalmazni MS módban. A **Master**-gépnek jut a klasszikus feladat: *kezeli a teremvilágítást, figyeli a fényképezőgép zárszerkezetét, elindítja, és vezérli a kísérletet, közben figyeli a képkivágó fotókapukat, vezérli és számlálja az állandó időközű, vagy állandó térközű villantásokat, a fényképezőgép bezárásakor, vagy a vészbillentyűre (Escape) leállíttatja, és nyugalmi helyzetbe vezérli a kísérletet, bekapcsolja a teremvilágítást, kinyomtatja a villantási és más adatokkal kapcsolatos jegyzőkönyvet.* A teremvilágítást csak akkor kapcsolhatja be, ha a fényképezőgépet bezártam. A fényképezőkocsi indulását a Master jelzi a **Slave**-nek, amely az előre beadott mozgásegyenlet szerint vezérli a kocsi elmozdulását. *Komoly fék- és blokkolórendszer védi a kocsi kiugrását a pályáról, ugyanis egyszer, programhiba miatt, a tuningolás közben a kiskocsi a fényképezőgéppel együtt elrepült.*

  Öt módon fényképezett szabadesés. Ez a képsor ugyanazt a szabadesést mutatja az álló *(1, 3)* és a jobbra elmozduló *(2, 4, 5)* megfigyelő szemével. A „szem" egy profi fényképezőgép, amely a számítógép-vezérelt fényképezőkocsiban van, és áll, vagy szinkronban mozog a szabadeséssel. A mozgása a 2. képen egyenletes, a 4. és 5. képen gyorsuló *(nem tévedés!)*. Rögtön érthető lesz, ha a 3. képet összevetem az 1. képpel. Az 1. képen a klasszikus állandó időközű fényképezés van, a 3. képen a mozgásfüggvény inverz függvénye szerint kiszámított olyan időközökkel villantattam, hogy a megtett út állandó legyen. Az 5. képen a szabadesést egy gyorsuló kocsiból állandó térközű módon fényképeztem, ezért mindkét mozgás egyenletesnek látszik, pedig mindkettő gyorsuló. *Lehetne más is?*



54. ábra. Öt módon fényképezett szabadesés

  Ciklois. A diákok nemigen ismerik a fogalmat, de a kerékpár szelepét említve, rögtön tudják, hogy miről van szó. Az egyenletesen mozgó vagy gyorsuló kocsi egyik kerekének peremén egy fehér petty van, azt fényképeztem le egyenletesen elmozduló, álló, és a kocsival együtt gyorsuló fényképezőgéppel. *Ez az utóbbi kép évek múlva igencsak megtréfált.* Az albumot készítve, ennek a képnek az aláírását 👁 napokig hibásnak véltem. *Talán mégis hibás?*

  A rugalmas inga lecsengő rezgései. Ez a mindenkori legnehezebben elkészült képem, 👁 ugyanis technikailag igen nehezen tudtam megvalósítani a rugalmas inga egyszerű mozgását. A műszaki lehetőségek szegényessége miatt pontatlan beállítások keletkeztek, és heteken át összevissza-rezgéseket fényképeztem. Megoldottam őket, a 250, egymásra készült felvétel selyemzsinórjai párhuzamosak lettek, a kréta is betartja a szinuszos törvényt!

Rövid utószó

A mérőrendszerem minden elemét magam terveztem és hoztam létre az elképzeléstől a bedobozolásig. A kapcsolási rajzaimat eltettem, ha valami érdekel, azokat ritkán nézem meg, inkább az „okos-füzetem” elvi leírásait tanulmányozom át. Talán meglepő, hogy alig mutattam be kapcsolási rajzokat, azok is csak a „képeskönyvben”, ráadásként szerepelnek. Nem csatoltam programokat, halomra mérési eredményeket, úgy lett volna teljes ez a leírás. *Szerintem csakis* ***az elv átadása a fontos****, annak ismerete nélkül nem lehet sikeresen összeszerelni egy komplexebb kapcsolást, vagy megszerkeszteni egy jól működő mérőprogramot.* Helyszűke miatt csak igen röviden mutattam be a különleges konverterek, fénysorompók és más fontos segédeszközök belső világát. Azt már alig merem bevallani, hogy például a komoly mérésre is alkalmas R/D konverter sokkal komplexebb, a kalibrálása laborkategóriájú mérőeszközöket is igényel *(gyári frekvencia- és periódusmérő, függvénygenerátor,👁 precíziós ellenállásszekrény,👁 0,1 %-os pontossági osztályú multiméter, a TTL jelek frontjai vizsgálatához egy jobb elektronikus, esetleg digitális oszcilloszkóp stb.)*.

Azért mondtam le a konverterek részletesebb bemutatásáról, mert úgy éreztem, hogy a fizikusoktól idegen, mélyebb elektronikai ismereteket igényelnek, ezért örömmel segítek a tervezésben, ha egy kolléga az itteni eszközöket vagy saját elképzelésűeket építene. Mérőszoftvereket is szívesen küldök, ezek mérőportja és a mérőbit is paraméterezhető. Eddig csak Intel processzorokat használtam, a többieknek nem ismerem a TSC kiolvasási utasítását.

Egy-két mérőeszköz építésekor eleinte a közvetlen Atomóra-kapcsolat el is maradhat, mert a bemelegedett *(zárt dobozban, stabil a hűtés)* számítógép hosszú időn át igen stabilan mér, de az órajelkvarc pillanatnyi hőmérsékletének ismerete és szabályozhatósága hiányában a pontosság csak néhány ppm körüli lesz. A µP pillanatnyi órajelfrekvenciájának a mérésére van eléggé pontos *(6-7 számjegyes, Atomóra-kapcsolat nélküli)* mérőbetétem, azt is elküldhetem.

A DOS alatt, a létrehozott Pascal nyelvi kiegészítésekkel sok mindent megoldottam, néhány eredményt bemutattam. A méréseimhez csak akkor fogok operációs rendszert cserélni, ha az új előnyösebb lesz a jól bevált DOS-nál. Egyelőre az eredmények sokszorosan jobbak a Windows alapú rendszerek eredményeinél. ***Számomra a DOS a felelősséggel járó, korlátlan szabadságot jelenti****. Ez a mottónak is beillő mondat az utóbbi három szakmai évtizedem lényege.*

Nagyvárad, 2019 szeptemberében

dr. Bartos-Elekes István,
nyugalmazott fizika-,
informatika- és elektronikatanár,
Ady Endre Líceum, Nagyvárad,
beistvan@yahoo.com

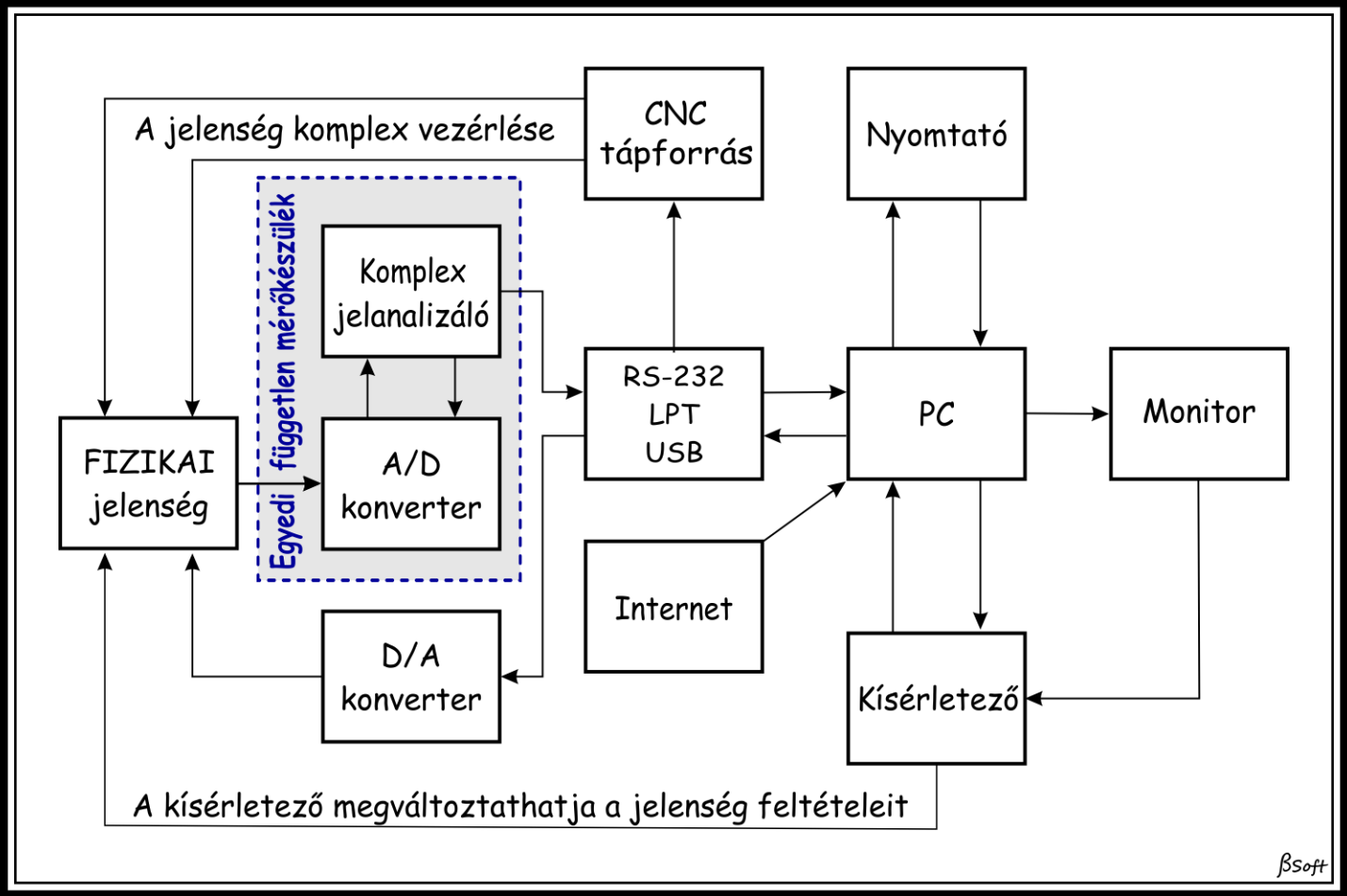
Számítógépes időközmérés a nagyváradi Ady Endre Líceum Fizikumában

Mottó: *„Pontosan mérni nagyon nehéz, talán nem is lehet, de egykönnyen nem adom fel!”*
(az utóbbi hatvan évem tapasztalataiból)

A Fizikai Szemlének közlésre felajánlott írásom teljes képanyaga eredeti felbontásban, ábra-aláírásokkal és bővebb magyarázatokkal

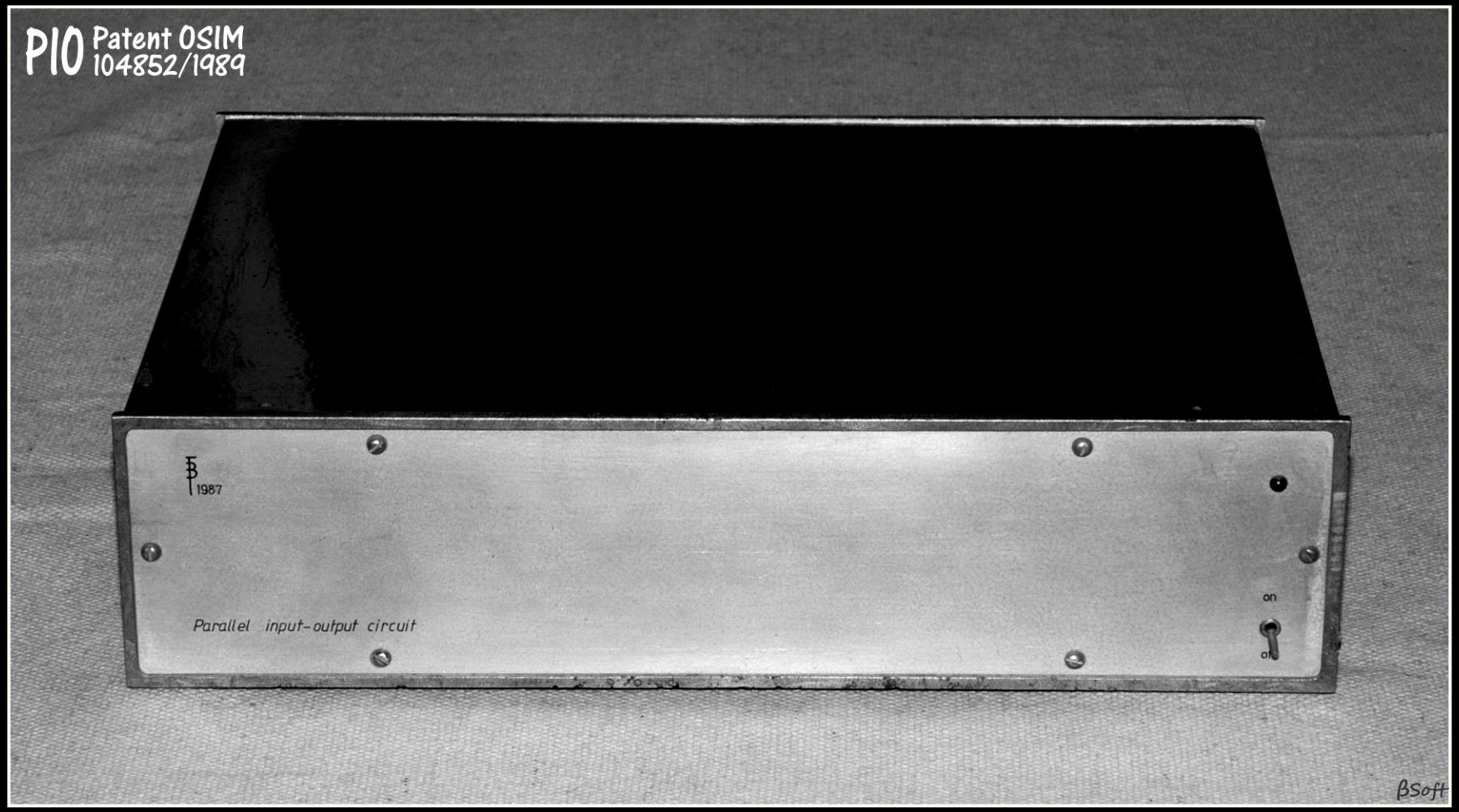
Nagyvárad, 2019 szeptemberében

Számítógéppel támogatott vezérlés-mérés



1. ábra. Számítógéppel támogatott vezérlés-mérés. A mérést teljes egészében az egybites **Egyedi, független mérőkészülék** végzi, nem szükséges a megszakítások letiltása sőt, a kísérletezés közben még internetezni, esetleg adatokat továbbítani is lehet. A mérőrendszer nem alkalmas az egyszeri iskolai kísérletek házi megvalósításához, mert a független mérőkészülék megépítése igen költséges, csak nagy sorozatok esetében rentábilis. A gyártók továbbléptek, és beépített konverterekkel tették használhatóbbá az adatgyűjtőknek nevezett eszközöket. Ezek már alkalmasak az egyszerű iskolai kísérletek összeállítására is, de a kevés kommunikációs lehetőség *(1 bit In, 7 bit Out)* igencsak leszűkíti az alkalmazási lehetőségeket. Több adatgyűjtőt is használhatnánk, de az USB portok lassúsága miatt a több időpont-mérős adatgyűjtőnek nincs értelme, egy egybites adatgyűjtő pedig elvileg sem tud egynél több bitet értelmezni.

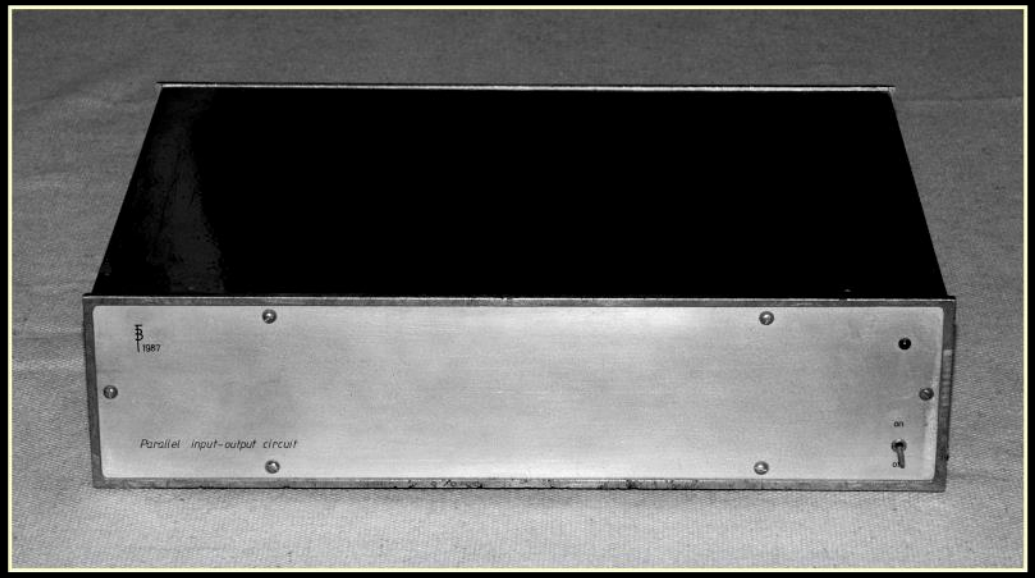
PIO – Parallel Input Output - Hétportos, nyolcbites kétirányú interfész



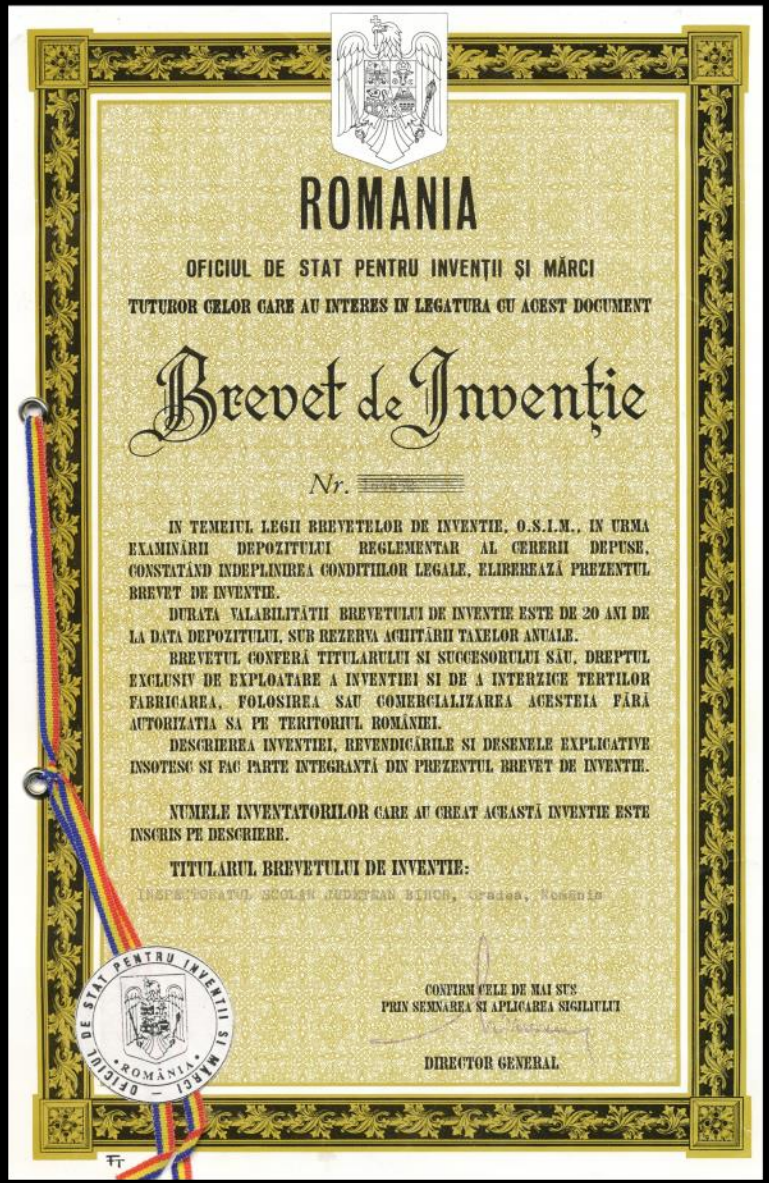
2. ábra. PIO – Parallel Input Output - Hétportos, kétirányú interfész, készült 1987-ben. Patent OSIM 104852/1989.
A némi magyarázattal is ellátott kapcsolási rajz itt látható.

Ady Endre Líceum, Nagyvárad

Parallel Input-Output (PIO)
OSIM Szabadalom - 1989



A PIO megteremtette a µP adatbuszához való hozzáférést, ezért a megépítése után sikerült a PC-hez csatlakoztatnom a már elkészült kísérleti berendezéseim nagy részét. Egy végtelen lehetőségekkel teli új világ nyílt meg előttem…



ROMANIA

OFICIUL DE STAT PENTRU INVENȚII ȘI MĂRCI

TUTUROR CELOR CARE AU INTERES IN LEGATURA CU ACEST DOCUMENT

Brevet de Invenție

Nr.

IN TEMEIUL LEGII BREVETELOR DE INVENTIE, O.S.I.M., IN URMA EXAMINĂRII DEPOZITULUI REGLEMENTAR AL CERERII DEPUSE, CONSTATÂND INDEPLINIREA CONDITIILOR LEGALE, ELIBEREAZĂ PREZENTUL BREVET DE INVENTIE.

DURATA VALABILITĂTII BREVETULUI DE INVENTIE ESTE DE 20 ANI DE LA DATA DEPOZITULUI, SUB REZERVA ACHITĂRII TAXELOR ANUALE.

BREVETUL CONFERĂ TITULARULUI SI SUCCESORULUI SĂU, DREPTUL EXCLUSIV DE EXPLOATARE A INVENTIEI SI DE A INTERZICE TERTILOR FABRICAREA, FOLOSIREA SAU COMERCIALIZAREA ACESTEIA FĂRĂ AUTORIZATIA SA PE TERITORIUL ROMÂNIEI.

DESCRIEREA INVENTIEI, REVENDICĂRILE SI DESENELE EXPLICATIVE INSOTESC SI FAC PARTE INTEGRANTĂ DIN PREZENTUL BREVET DE INVENTIE.

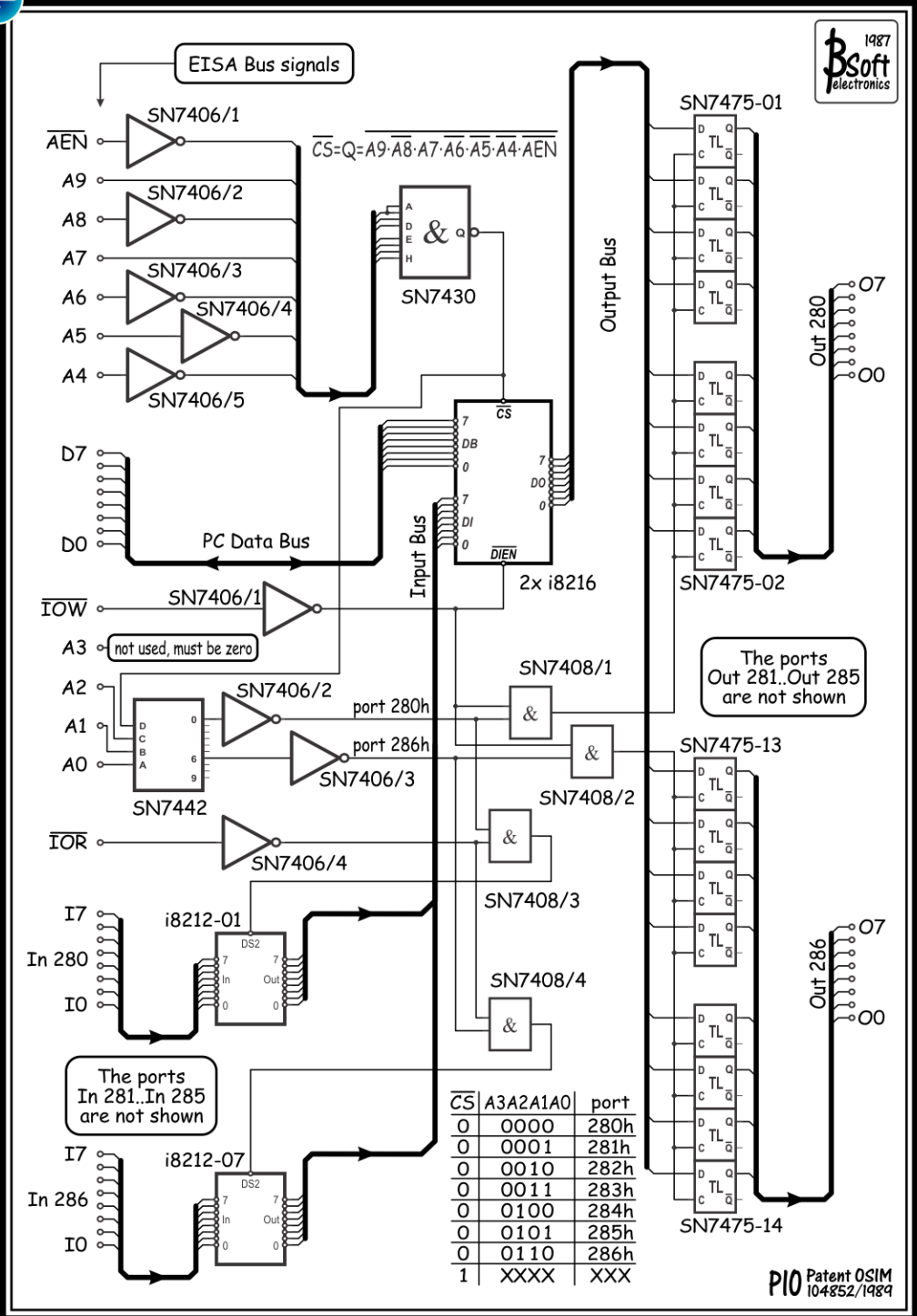
NUMELE INVENTATORILOR CARE AU CREAT ACEASTĂ INVENTIE ESTE INSCRIS PE DESCRIERE.

TITULARUL BREVETULUI DE INVENTIE:

CONFIRM CELE DE MAI SUS
PRIN SEMNAREA SI APLICAREA SIGILIULUI

DIRECTOR GENERAL

Kétirányú, 7 portos, 8 bites interfész

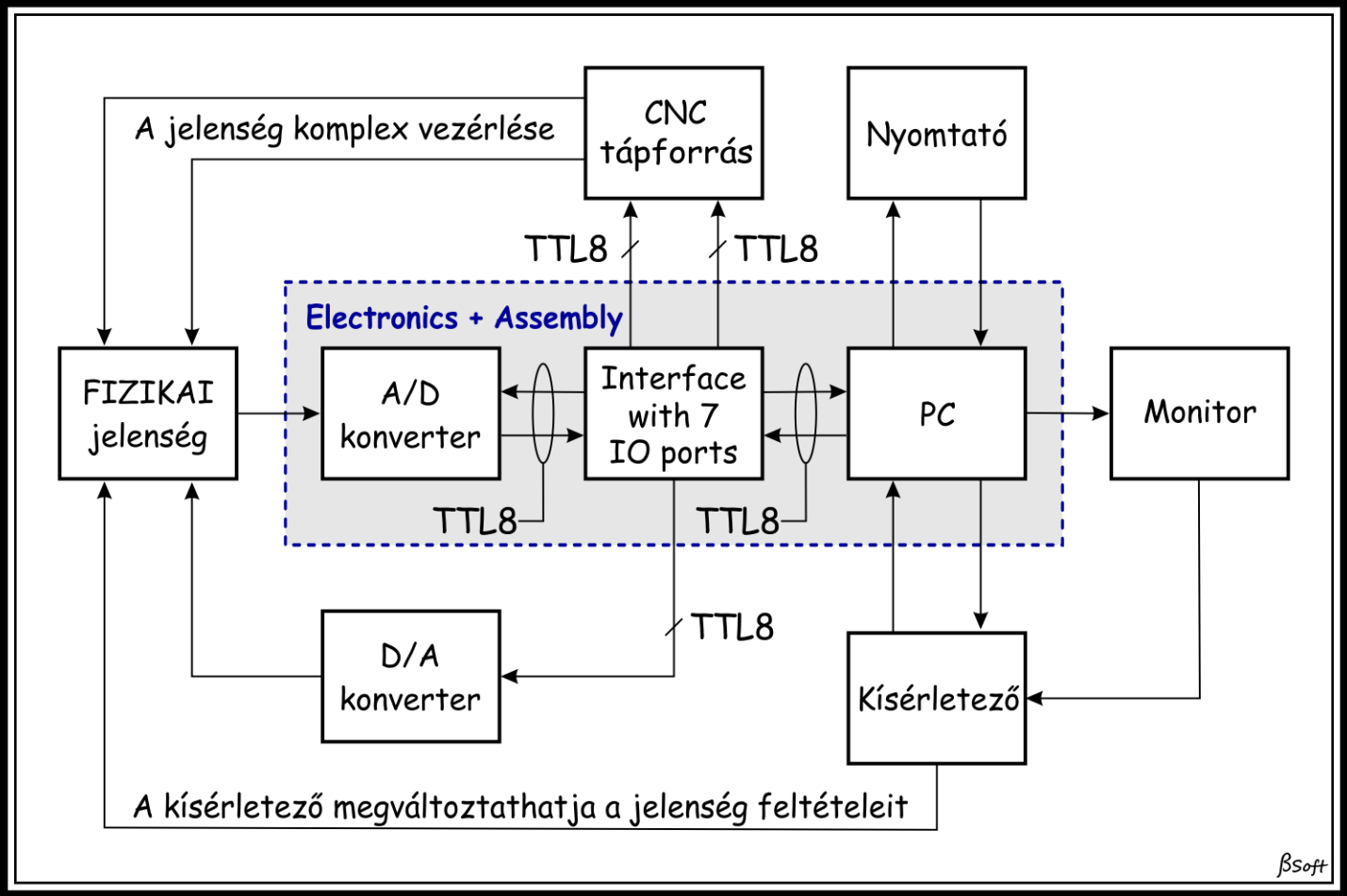


Az interfész legelőször a **Sinclair ZX81** konzoljához készült 1987-ben. Úgy terveztem, hogy a majdani, hozzáférhető konzolos gépekhez is alkalmazható legyen. Az ötlet bevált, mert kis változtatásokkal működött még a nagy Pentiumokon is. A múltidő arra vonatkozik, hogy 2001 őszén a városi kábel TV hálózatba villám csapott, annak hatása az interneten keresztül eljutott az iskolába is, így a mindig bekapcsolva tartott PIO a számítógéppel együtt tönkrement. A PIO építésekor nem voltak IC foglalatok, ezért nem sikerült megjavítanom. Áttértem a sokkal gyengébb lehetőségekkel bíró nyomtatóportokra.

Mivel a **ZX81 csak három címvonalat** tett szabaddá, összesen hét port jöhetett létre *(az A3A2A1A0 = 0111b nem létezik)*, de ennyi is bőven elég volt a kísérletekhez. Legelőször a PC konzoljához való hozzáférést kellett engedélyeztetnünk: **IOR** *(**I**nput **O**utput **R**equest)* és az **AEN** *(Address Enable)* nullába vitelével, ez az Assembly program feladata. **A PIO fő eleme az i8216-os kétirányú TS erősítő**, amelyet a **CS** *(**C**hip **S**elect)* nullába vitelével alakítunk **DEN** *(**D**irection **En**able)* állapotától függő valamelyik irányba működő erősítővé, ez is az Assembly program feladata *(vezérlés vagy beolvasás)*. A vezérléskor a konzolon levő nyolcbites adatok a TS erősítőn keresztül a kimeneti tárolókba *(SN7475)* jutnak, és vezérlik a külső elektronikát. Olvasáskor a TTL jelek a bemeneti erősítőkből *(i8212)* jutnak a TS erősítőn keresztül konzolra, vagyis a PC adatbuszára. A rajzon a kétszer hét csatornából csak két kimeneti és két bemeneti csatornát ábrázoltam. Nem ábrázoltam a PC EISA buszába készült kártyát, azzal értem el a címeket és buszhoz való hozzáférés jeleit. A táblázat megadja a ZX81 PIO-csatornáinak a címeit is.

A tönkremeneteléig csodálatosan működött!

Electronics + Assembly képletű mérőrendszer



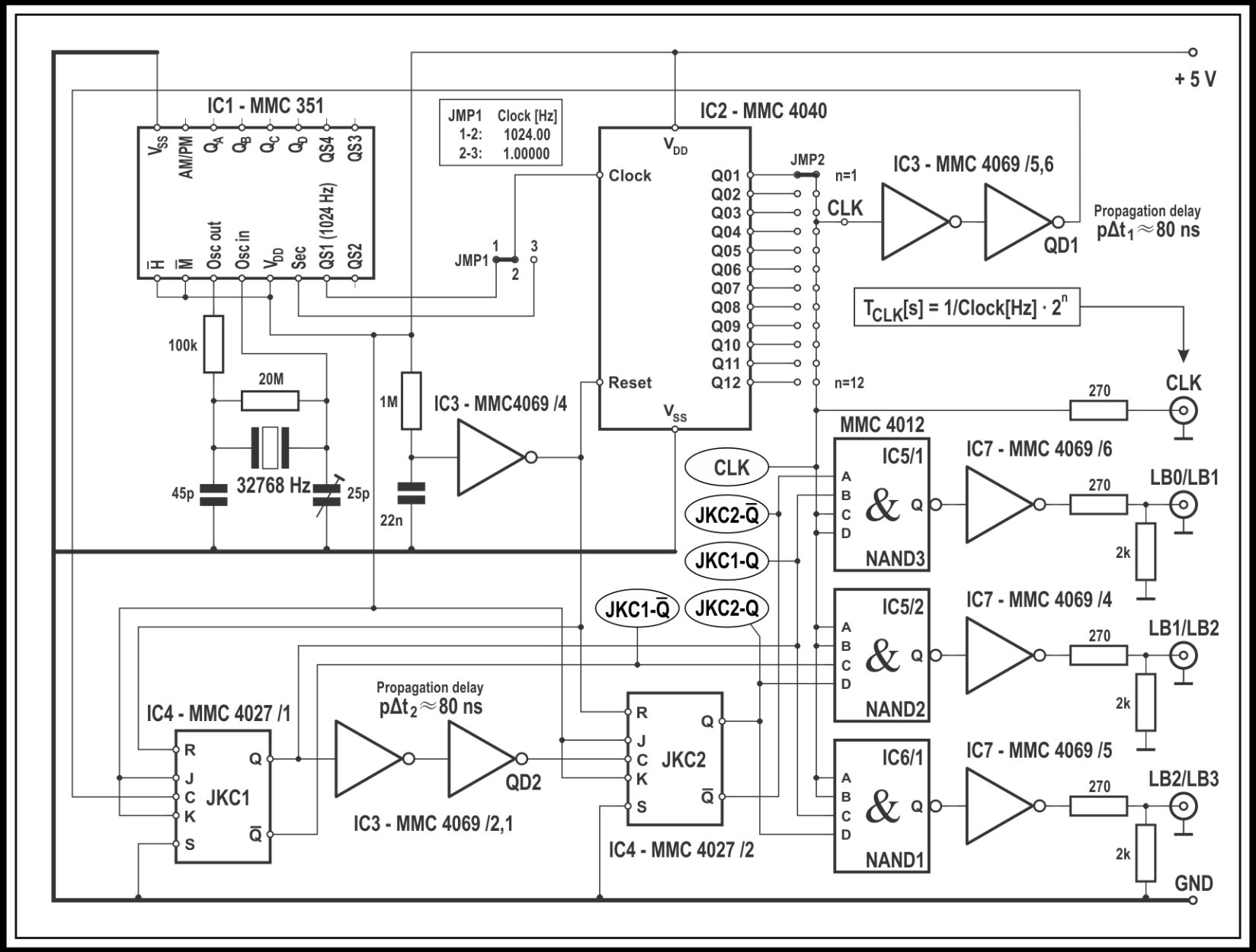
3. ábra. Electronics + Assembly képletű mérőrendszer. A komplett, külső mérőkészülékeket nem építhettem meg, mert nem lehetett beszerezni kalibrált kvarcokat, így a számítógépben található, logikailag hozzáférhető kvarcok szolgáltatásaira hagyatkoztam. A fizikai jelenséget mérő analóg-digitális konvertert *(A/D)* egyszerű érzékelővé szűkítettem, az addigi külső számláló és értelmező részt egy Assembly rutin formájában hoztam létre a PC-ben. *Létrejött az **Electronics + Assembly** képletű számítógépes, újfajta mérőrendszer*. Nem igényel precíziós kvarcokat, komplex számlálókat, tárolókat, különleges kommunikációs feltételeket, ez mind benne van a PC-ben. A számítógépes jelző itt nem a már megmért adatok fogadását–feldolgozását, hanem a mérés folyamatában való **effektív részvétel**t jelenti. Ez lényeges különbség a szokásos mérőrendszerekhez képest. A mérési adatok a számítógépben keletkeznek, valósidejű mérés jön létre, **ez óriási előny!**

A komplex időközöket szolgáltató kvarcetalon ellenőrzése

4. ábra. A komplex időközöket szolgáltató kvarcetalon ellenőrzése. Ez az etalon saját vagy külső kvarcjelet fogad, egy bináris osztóval kiválaszthatóan 12 lépcsőben 2^1-től 2^{12}-ig leosztott frekvenciájú jelet szolgáltat, amelyek megjelennek a hátoldalon levő 12 BNC csatlakozóban is. Az előlapon levő három BNC csatlakozó egyszerre három fénysorompó helyett szolgáltat sorrendi jeleket, csak így volt kalibrálható a vele való mérés. A frekvenciamérő az időközkvarcetalon belső, **32768 Hz**-es TTL jeléből származó 32768 Hz/2^5 = 1024 Hz-es jel periódusát méri, amely valójában 0,9765625 ms lenne, de a műszer kerekít. A kvarcetalon Q12 kimeneten megjelenő jelet osztjuk 2^{12}-nel: 1024 Hz / 2^{12} = 0,25 Hz, vagyis egy 4000 ms-os jelpárt mérünk meg 10-15 alkalommal, és ebből jön létre a gép printerportjának átlagolt belső ciklusideje.

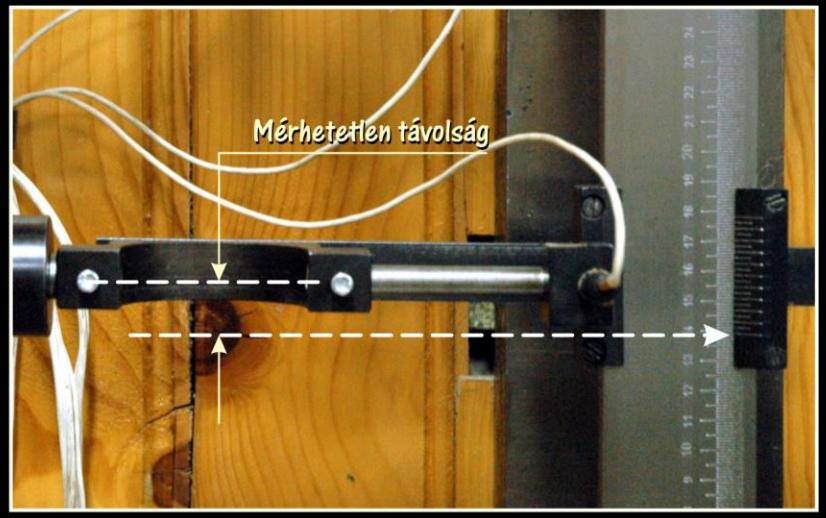
A fénysorompók jeleit szimuláló kvarcetalon - 1990

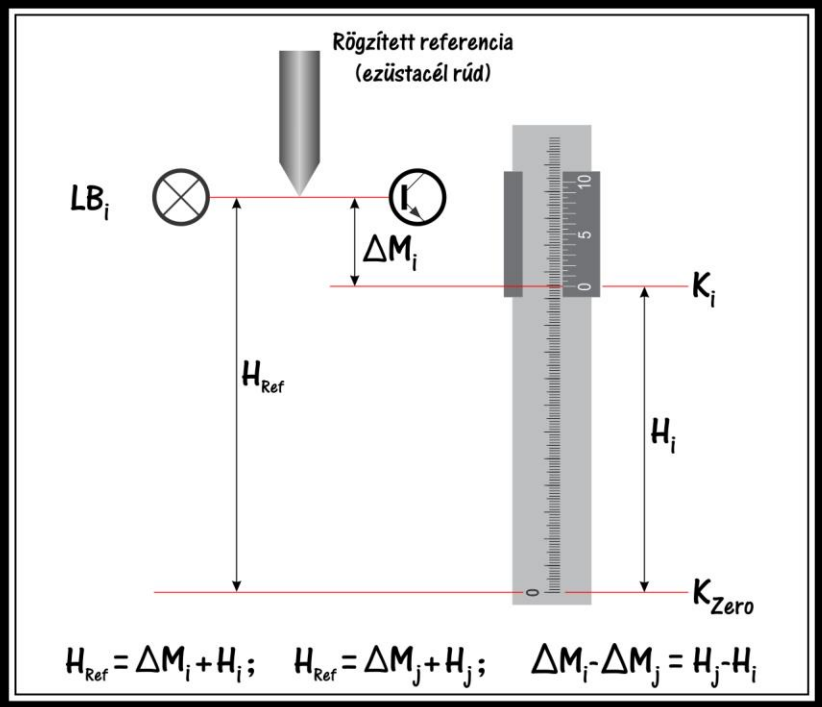
A fénysorompók jeleit szimuláló kvarcetalon kapcsolási rajza

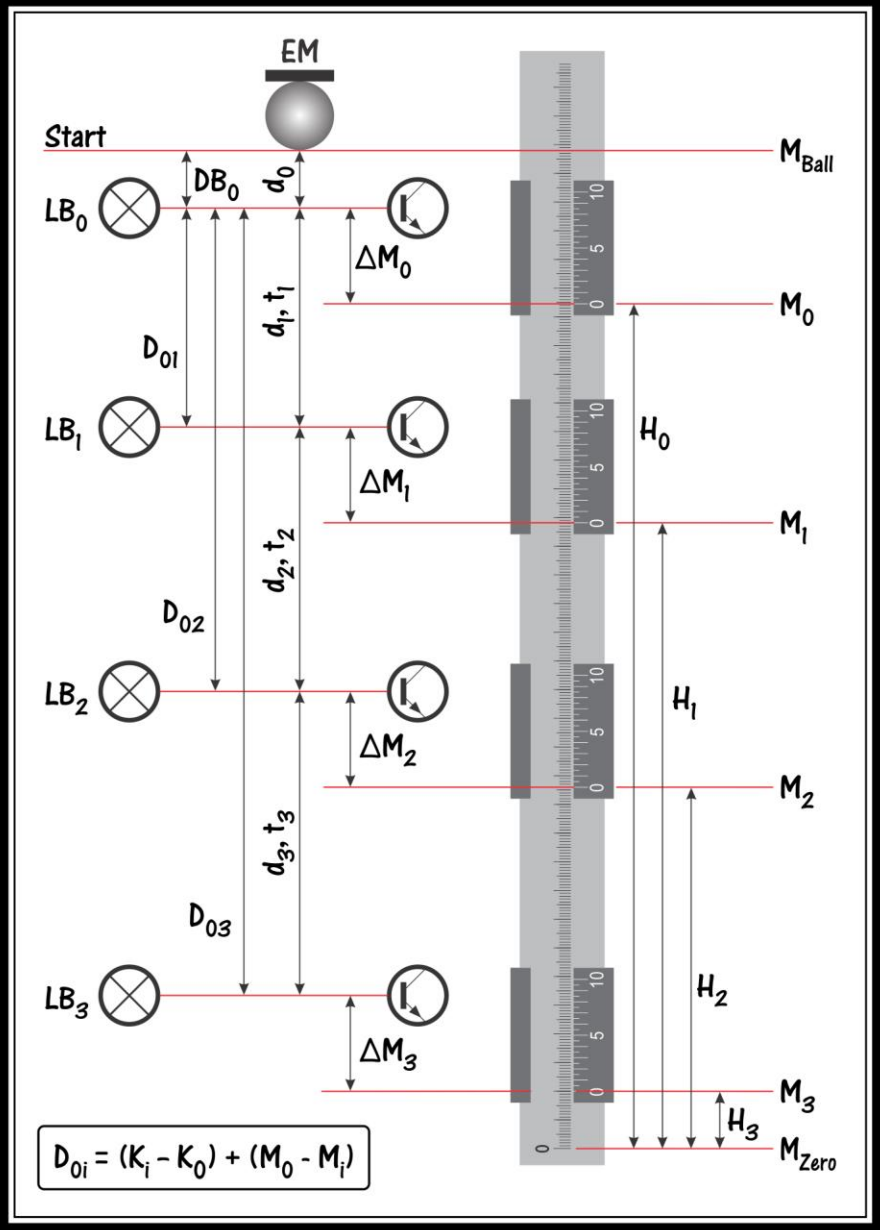


Kiegészítő ábra. A fénysorompók jeleit szimuláló időközkvarcetalon. A több fénysorompós mérőrendszerek kalibrálására készült.

A szabadesés precíziós fénysorompója

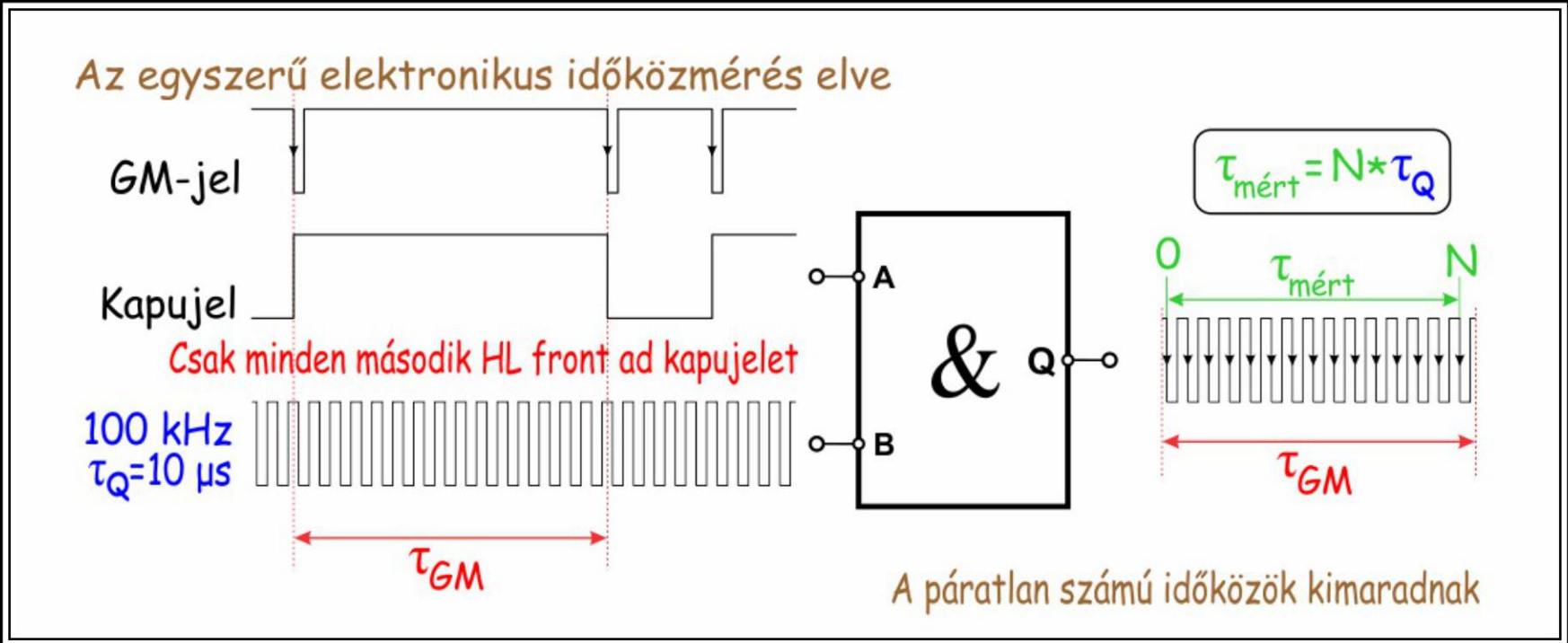






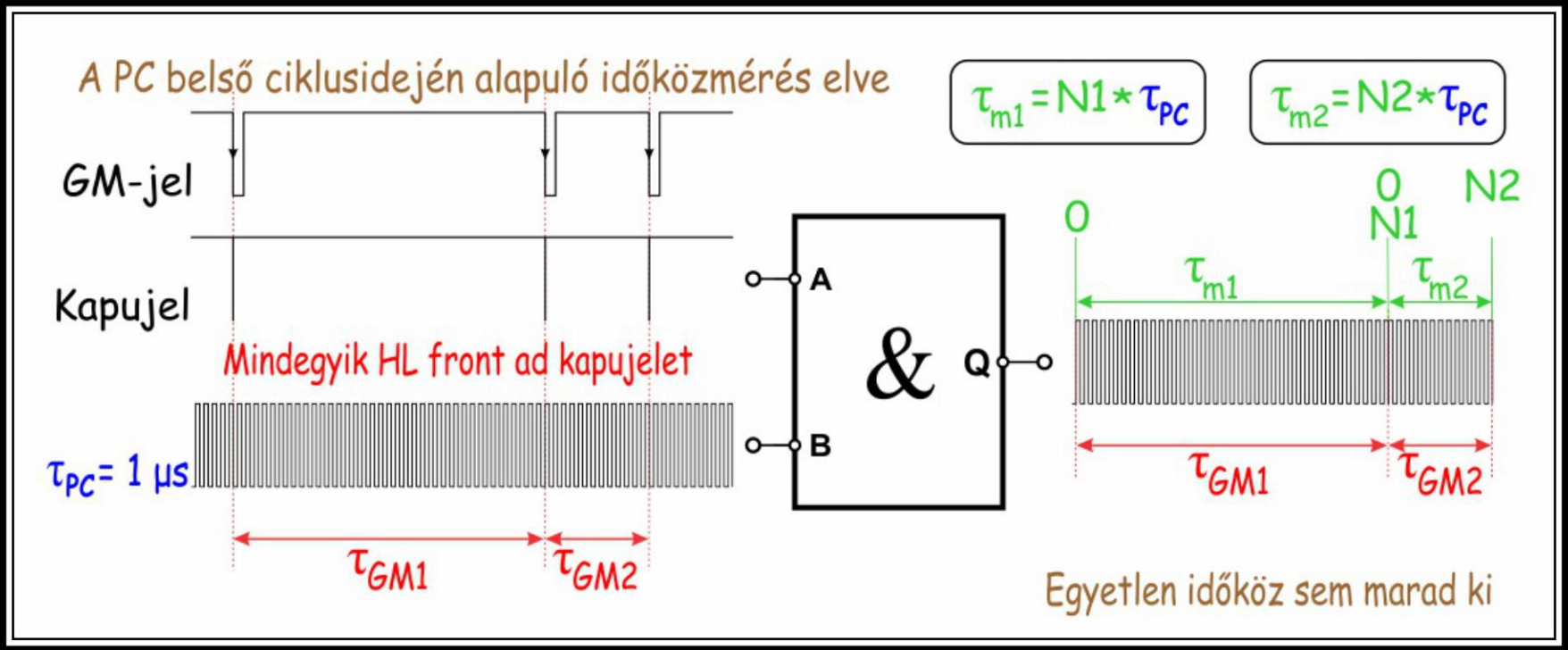
A mérhetetlennek tűnő távolságot az **i** indexű fénysorompó nóniuszán leolvasott $\mathbf{M}_i$ értékek alapján számítjuk ki. A méréseket több pozícióban megismételjük, az átlagot tároljuk. A kísérlet során elég az $\mathbf{M}_i$ leolvasása, a program automatikusan kiszámítja a $\mathbf{D}_{0i}$ távolságokat.

Az egyszerű elektronikus időközmérés elve



6. ábra. Az egyszerű elektronikus időközmérés elve. Az elektronikus időközmérők a mérendő jelek közötti időt egy kvarcetalonból származó órajelsorozattal töltik ki, ezután megszámlálják, hogy hány teljes periódus fért el a mérendő időközben. A mérendő jel minden második frontja egy-egy kapujelet hoz létre, amelynek magas szintje megnyitja, az alacsony szintje pedig lezárja a logikai **AND** kaput. A kapu másik bemenetére kerül az órajel, a kimenetén pedig megjelenik a kapujel által engedélyezett impulzussorozat. Az ***N*+1** számú negatív front között ***N*** egész periódus van, így a τ_{GM} időköz mért értéke $\tau_{mért} = N \cdot \tau_Q$, ahol a τ_Q az órajel periódusa. A mérés során majdnem kétszer két teljes órajelet is elveszíthetünk-nyerhetünk, ezért a legnagyobb feloldási hiba **±2/*N*** lesz. A kapuidő lejártakor a készülék kijelzi a mért időköz értékét, majd a következő negatív front megjelenésekor újból indul a mérés. Az elektronikus eredetű jelsorozatok időközmérésekor nincs fontossága a kimaradt időköznek, hiszen úgyis átlagolunk, de a változó időközök egyedi mérésére *(például a radioaktív bomlások, szabadesés esetében)* ez a módszer nem alkalmas, mert minden második időközmérési lehetőséget elveszítünk. A mai modern időközmérők kvarcetalonjai jóval 100 MHz felett vannak, esetleg két számlálót is tartalmaznak.

A PC mérőportja belső ciklusidején alapuló időközmérés elve



7. ábra. A PC mérőportja belső ciklusidején alapuló időközmérés elve. Az **AND** kapu csak szimbolikus, szoftveresen megoldott logikai egység. A virtuális kapujel a GM-jel *(a Geiger-Müller sugárzásmérő jele, bármilyen mérendő TTL jel lehet)* negatív frontja megjelenésekor kezdődik, és a következő GM-jel negatív frontja megjelenéséig tart, eközben a PC egy szoftveres ciklusban „ragadva" várja a GM-jelet, és öntöltően számlálja az eltelt PC figyelési ciklusokat *(másodpercenként több mint egymillió figyelési ciklus)*. A GM-jel megjelenésekor gyakorlatilag azonnal elmenti a figyelési ciklusok számát, és újrakezdi az egészet. A virtuális kapujel nem egy elektronikus engedélyező jel, hanem a szoftveres feltétele a két GM-jel közötti belső ciklusszámlálás kezdetének, végének és a következő mérés megkezdésének. *Három előny: a kapujel folytonossága; a számlálás magától történik, alig költünk rá gépidőt; nem történhet jelvesztés, mert a port állandóan figyeli a mérendő jel szintjét. A negyedik előny ezek fölötti kategóriába tartozik: a ciklusok számának átadása csak néhány ns-ig tart, a mért érték a számítógépben keletkezik, és felhasználásra ott is marad.*

A belső ciklusidők mérete csökkenthető a buszsebesség növelésével, de az 500 ns körüli érték a határ. Mintegy három nagyságrendnyi csökkenést értem el a mikroprocesszor órajelének alkalmazásával, ezt még megtoldtam a GPS segítségével az Atomórához szinkronizált speciális kvarcetalonnal.

A PC párhuzamos portja belső ciklusidején alapuló időközmérő rutin

A szimmetrikus HL és LH frontkeresési ciklusokat a **BX** számlálja, a túlcsordulás az **SI**-be kerül, a ciklusidő **953 ns**

```
1.  @SetCounter:
2.   mov cx,word ptr[MaxDW]
3.   xor bx, bx; xor si, si
4.  @MeasurementHL:
5.   mov ah, byte ptr[Mask]
6.   @WhileALEqualLow:
7.    add bx, 0001h
8.    adc si, 0000h
9.    in al, dx
10.   test al, ah
11.   jz @WhileALEqualLow
12.  @WhileALEqualHigh:
13.   add bx, 0001h
14.   adc si, 0000h
15.   in al, dx
16.   test al, ah
17.   jnz @WhileALEqualHigh
18.  @FillData:
19.   mov ax, bx; stosw
20.   mov ax, si; stosw
21.   xor bx, bx
22.   xor si, si
23.  @LoopHL:
24.   loop @MeasurementHL
25.
26. @Exit:
```

Címke: *a frontszámláló beállítása. A mérőrutin összesen* ***MaxDW+1*** *számú* ***HL*** *frontra vár. Már detektáltuk az első* ***HL*** *frontot, ezután csak a többi* ***HL*** *átmenetet várjuk. Az első* ***HL*** *front* ***nulla indexű*** *lett.*

Címke: *a* ***HL*** *frontokat és belső ciklusokat számláló program. A* ***Mask*** *tartalmazza a megfigyelendő bitet, a* ***dx*** *a vizsgált portot.*

Címke: *addig vár, ameddig a jel* ***magas*** *szintűvé válik (****LH*** *front).* ***Szimulált DWord-ös belső ciklusszámláló****. Ahányszor itt jár, növeljük az alsó Word számlálóját (****bx****), az* ***si*** *csak a* ***bx*** *túlcsordulásakor nő.*

Beolvassuk a ***dx*** *port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a* ***Mask*** *által meghatározott bitet. Ha továbbra is* ***alacsony****, akkor visszalép, és automatikusan számlálódik a* ***PC belső ciklusa****.*

Címke: *addig vár, ameddig a jel* ***alacsony*** *szintűvé válik (****HL*** *front).* ***Szimulált DWord-ös belső ciklusszámláló****. Ahányszor itt jár, növeljük az alsó Word számlálóját (****bx****), az* ***si*** *csak a* ***bx*** *túlcsordulásakor nő.*

Beolvassuk a ***dx*** *port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a* ***Mask*** *által meghatározott bitet. Ha továbbra is* ***magas****, akkor visszalép, és automatikusan számlálódik a* ***PC belső ciklusa****.*

Címke*: Az adatok betöltése. A tároló pointere most az* ***es:[di]****-re mutat. Az alsó Word az* ***ax****-be kerül, majd az* ***es:[di]****-re. Növelődik a* ***di****. A felső Word az* ***ax****-be kerül, majd az* ***es:[di]****-re. Növelődik a* ***di****.*

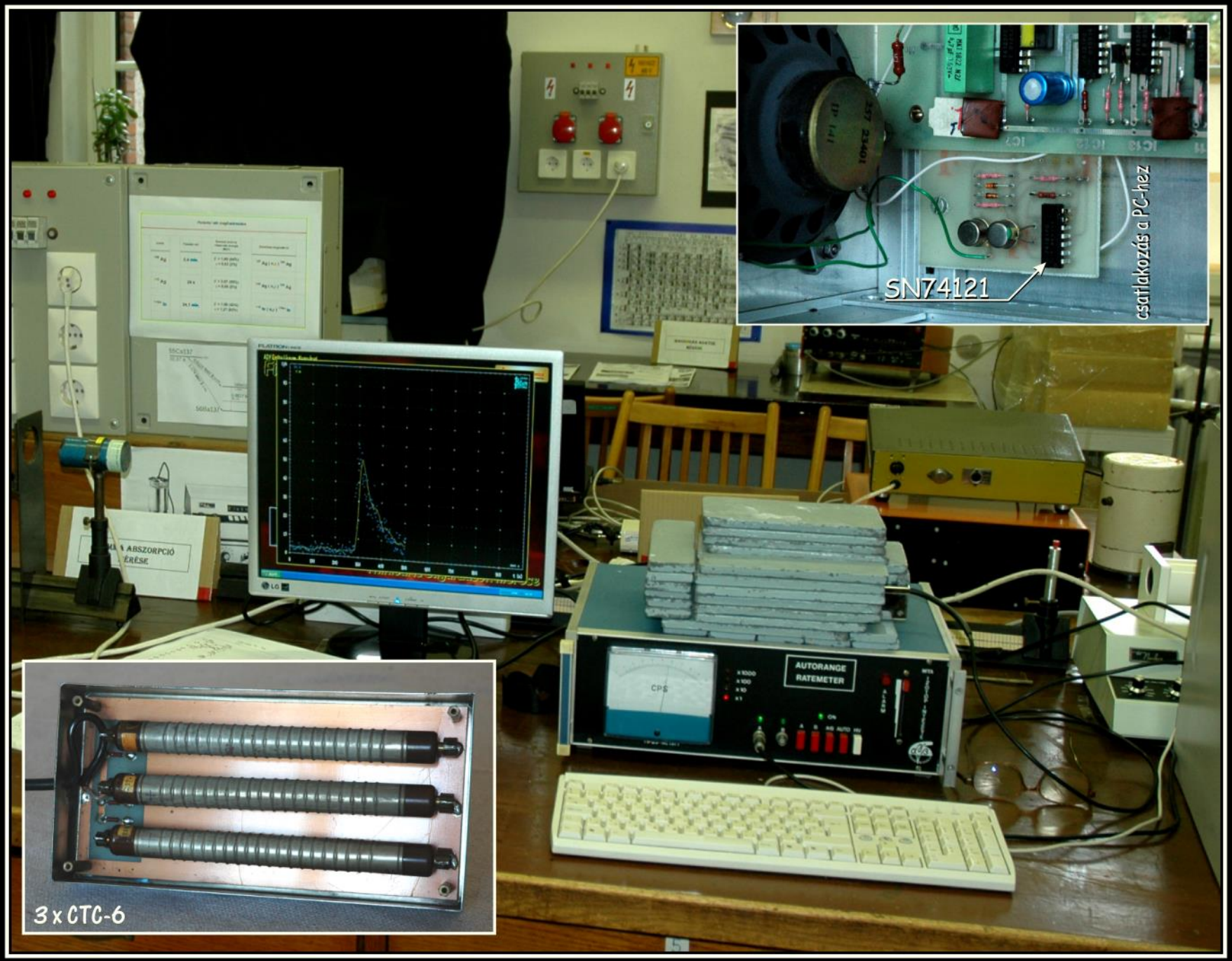
Kinullázzuk az alsó és a felső Word-ök számlálóit.

Címke*: Ameddig nem találjuk meg a* ***MaxDW*** *indexű* ***HL*** *frontot, újrakezdi a méréseket, egyúttal a belső ciklusok számlálását is.*

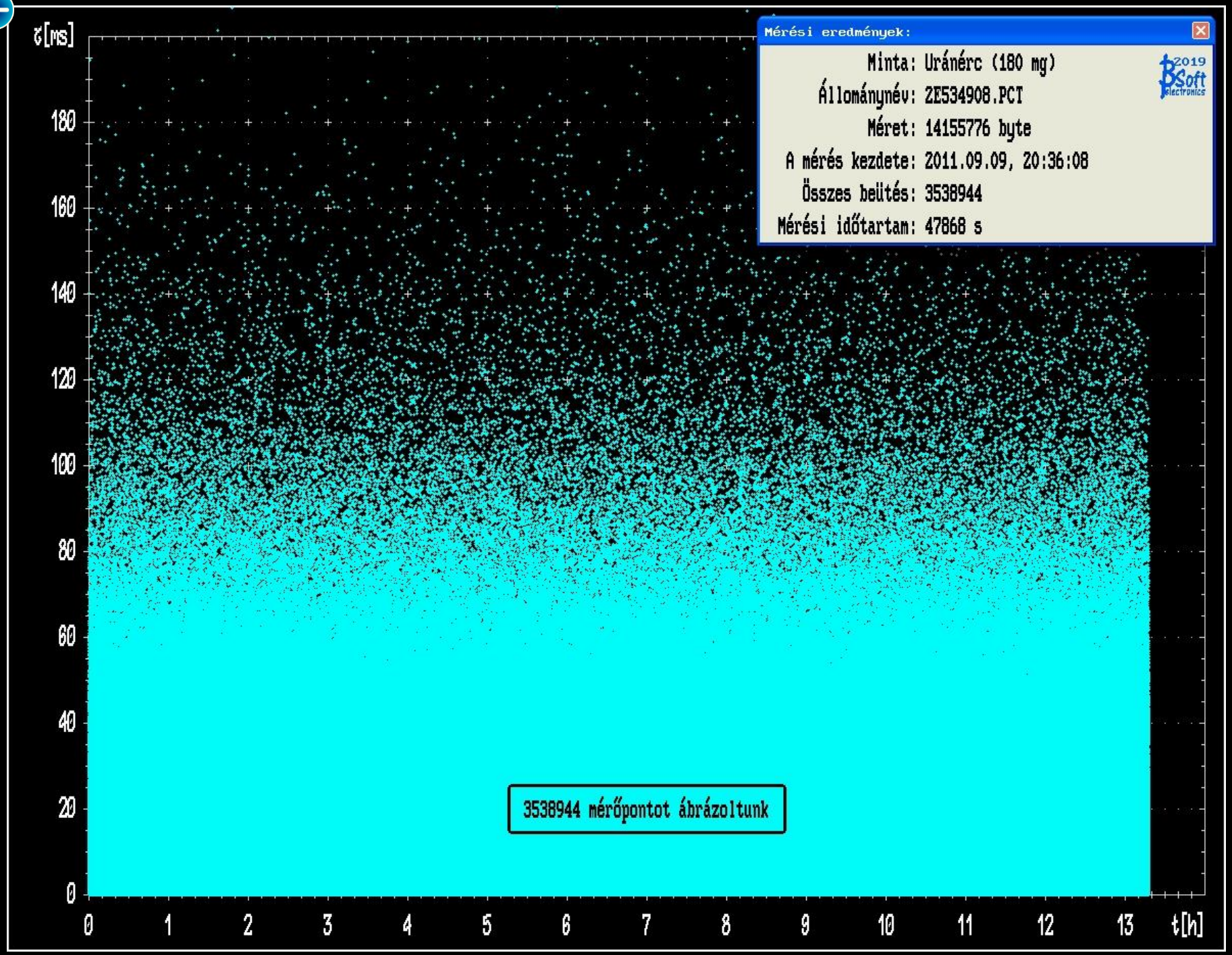
Címke: *a* ***MaxDW*** *indexű* ***HL*** *front megtalálása után kilép!*

βSoft

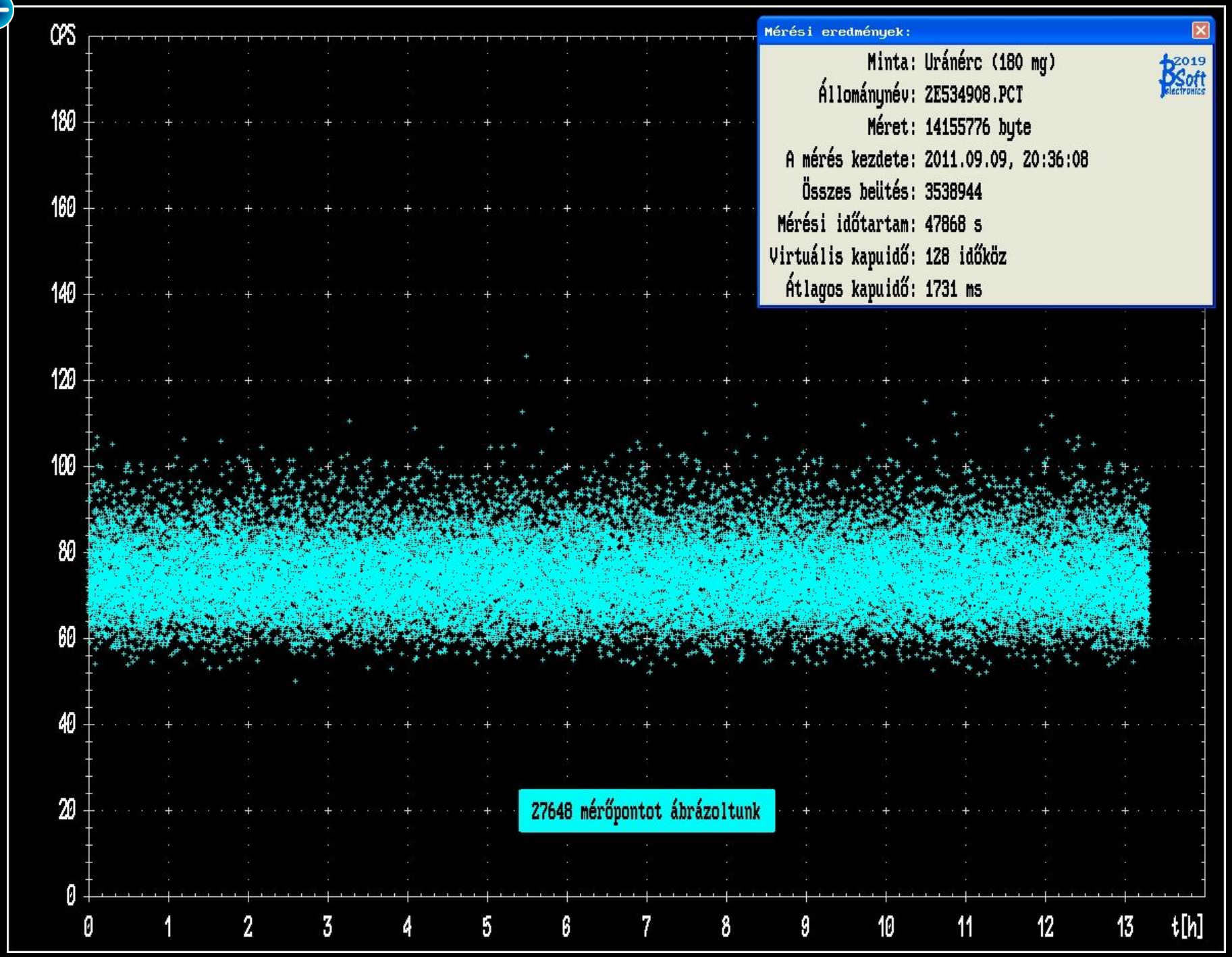
8. ábra. A PC mérőportja belső ciklusidején alapuló időközmérő rutin



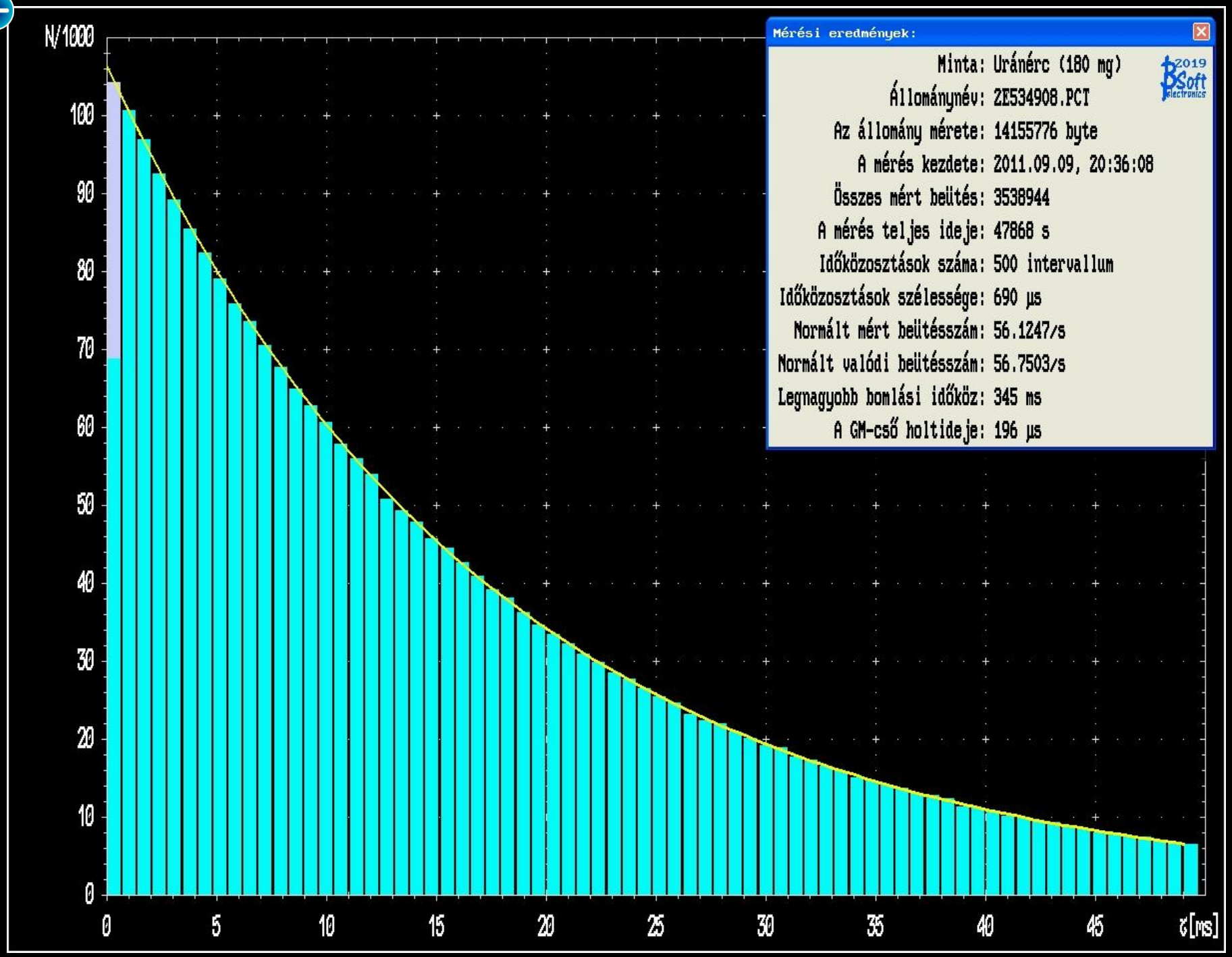
Az Autorange Ratemeterem a Debreceni Egyetem Kísérleti Fizikai Intézetének egyik kutatólaborjában (dr. Raics Péter)



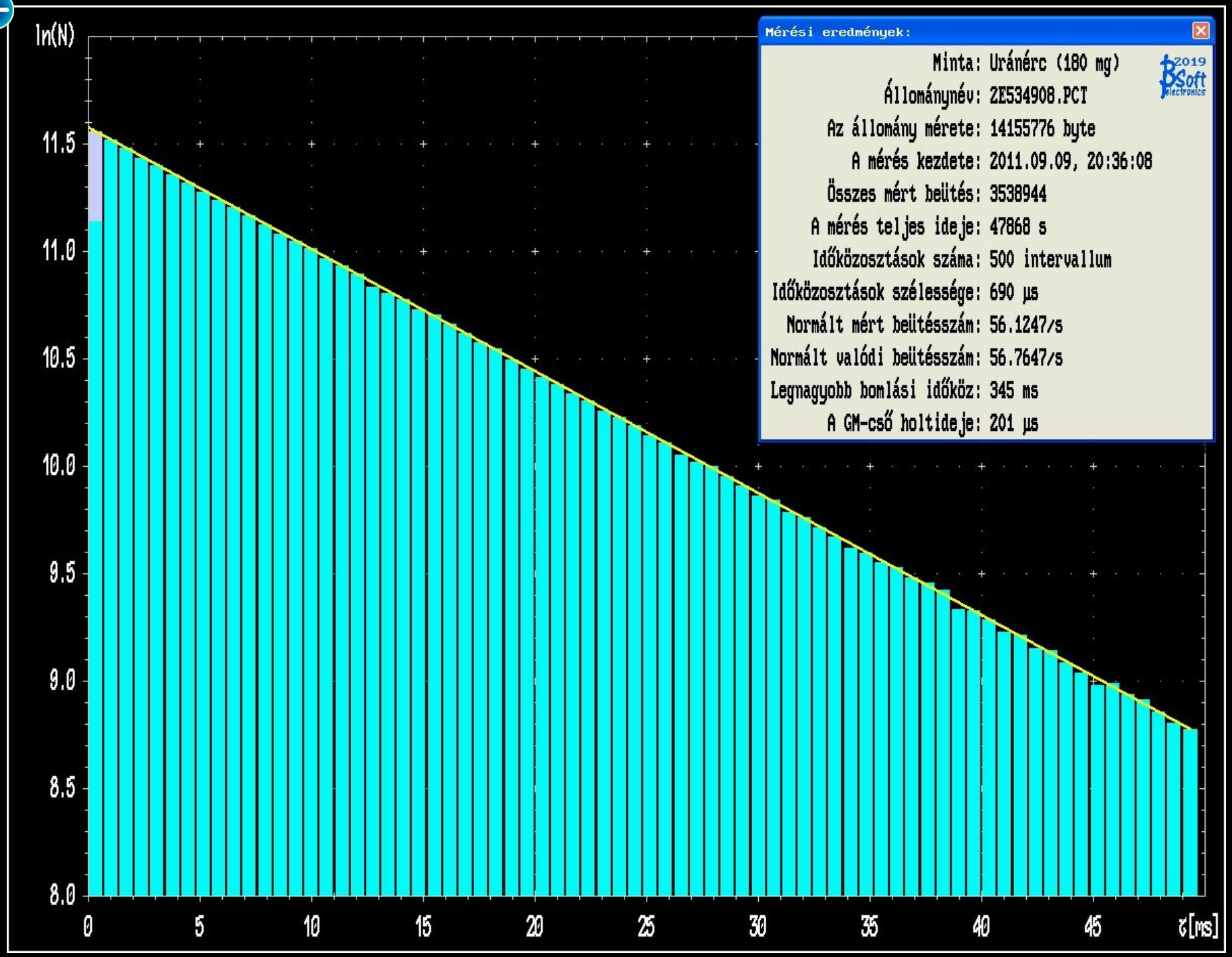
9. ábra. Az uránérc félnapos bomlásának időköz-eseménynaptára. A **432 mérési egység** alatt a gép „halott”, de az új mérési egységre való váltáskor a felengedett Escape billentyű a leállítás igényét jelezheti.



10. ábra. Az uránérc három és fél milliós időközmérés adatbázisából újrajátszott és kiszámított CPS sugárzásmérés



11. ábra. Az N = f($\tau_i \pm \Delta\tau$) függvény exponenciálisnak tűnik, de van egy kis hibája: a nagyon kis τ_i értékeknél mintegy 35% hiány van



12. ábra. A ln(N) = f($\tau_i \pm \Delta\tau$) függvény lineárisnak tűnik, de van egy kis hibája: a nagyon kis τ_i értékeknél továbbra is hiány van

Legújabb változat: 64 bites számláló és 284.091 ps-os felbontás

Az Atomórához kalibrált órajelet időbélyegként használjuk; a rendszer **ppb szintű** pontosságot és stabilitást biztosít

```
1.  @SetCounter:
2.   mov cx, word ptr[MaxDW]
3.  @Get&SaveStartTSC:
4.   db 0Fh, 031h
5.   db 66h; mov es:[di+0], ax
6.   db 66h; mov es:[di+4], dx
7.   add di, 8
8.   mov dx, word ptr[MPort]
9.  @MeasurementHL:
10.  mov ah, byte ptr[Mask]
11.  @WhileALEqualLow:
12.   in al, dx
13.   test al, ah
14.   jz @WhileALEqualLow
15.  @WhileALEqualHigh:
16.   in al, dx
17.   test al, ah
18.   jnz @WhileALEqualHigh
19. @Get&SaveActualTSC:
20.  db 0Fh, 031h
21.  db 66h; mov es:[di+0], ax
22.  db 66h; mov es:[di+4], dx
23.  add di, 8
24.  mov dx, word ptr[MPort]
25. @LoopHL:
26.  loop @MeasurementHL
27. @Exit:
```

Címke: a frontszámláló beállítása. Az első **HL** frontot már detektáltuk, és **MaxDW** számú **HL** frontra várunk. A **Start HL** front **nulla indexű** lesz.

Címke: Leolvassuk a PC **T**ime **S**tamp **C**ounter (**TSC**) időbélyegét, ez valójában a PC órajele. A 64 bites **StartTSC** időpontértéket tároljuk az erre előkészített QWord-ös tárolóban, majd a byte-os **es:[di]** pointer által mutatott cél helyértékét **8-cal növeljük** .
Mivel a **TSC** leolvasásakor a **dx**-ben tárolt portcím átíródik, visszaírjuk az eredeti **MPort** értéket.

Címke: a **cx**-ben tárolt **MaxDW** számú **HL** frontot figyeli **loop** ciklusban
A **Mask** tartalmazza a megfigyelendő bitet, a **dx** a jelet adó portot.

Címke: addig vár, ameddig a jel **magas** szintűvé válik (**LH** front)
Beolvassuk a **dx** port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a **Mask** által meghatározott bitet.
Ha a szint továbbra is **alacsony**, akkor visszalép.

Címke: addig vár, ameddig a jel **alacsony** szintűvé válik (**HL** front)
Beolvassuk a **dx** port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a **Mask** által meghatározott bitet. Ha továbbra is **magas**, akkor visszalép. A **HL** frontok közötti időt az **ActualTSC** időpontok különbségéből kapjuk meg.

Címke: Leolvassuk a PC **T**ime **S**tamp **C**ounter (**TSC**) időbélyeget
A 64 bites **ActualTSC** időpontértéket tároljuk az erre előkészített **QWord**-ös tárolóban, majd **8-cal növeljük** a byte-os **es:[di]** pointer által mutatott cél helyértékét.
Mivel a **TSC** leolvasásakor a **dx**-ben tárolt portcím átíródik, visszaírjuk az eredeti **MPort** értéket.

Címke: Ameddig nem találjuk meg a **MaxDW** számú **HL** frontot, újrakezdi a méréseket, egyúttal az **ActualTSC** időpontok leolvasását is.

Címke: a **MaxDW** indexű **HL** front megtalálása után kilép!

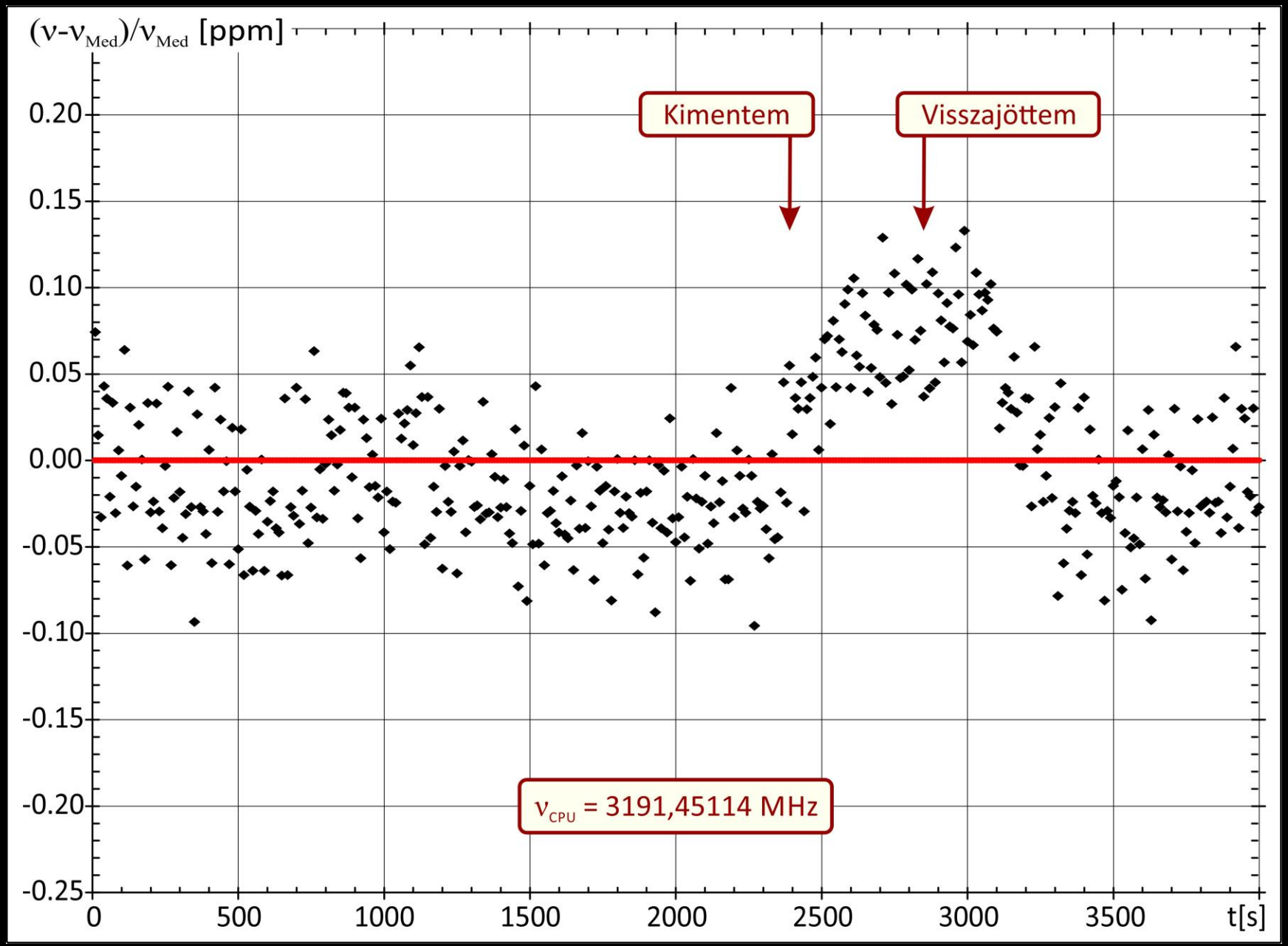
βSoft

13. ábra. A mikroprocesszor órajelén alapuló időközmérő rutin legújabb változata

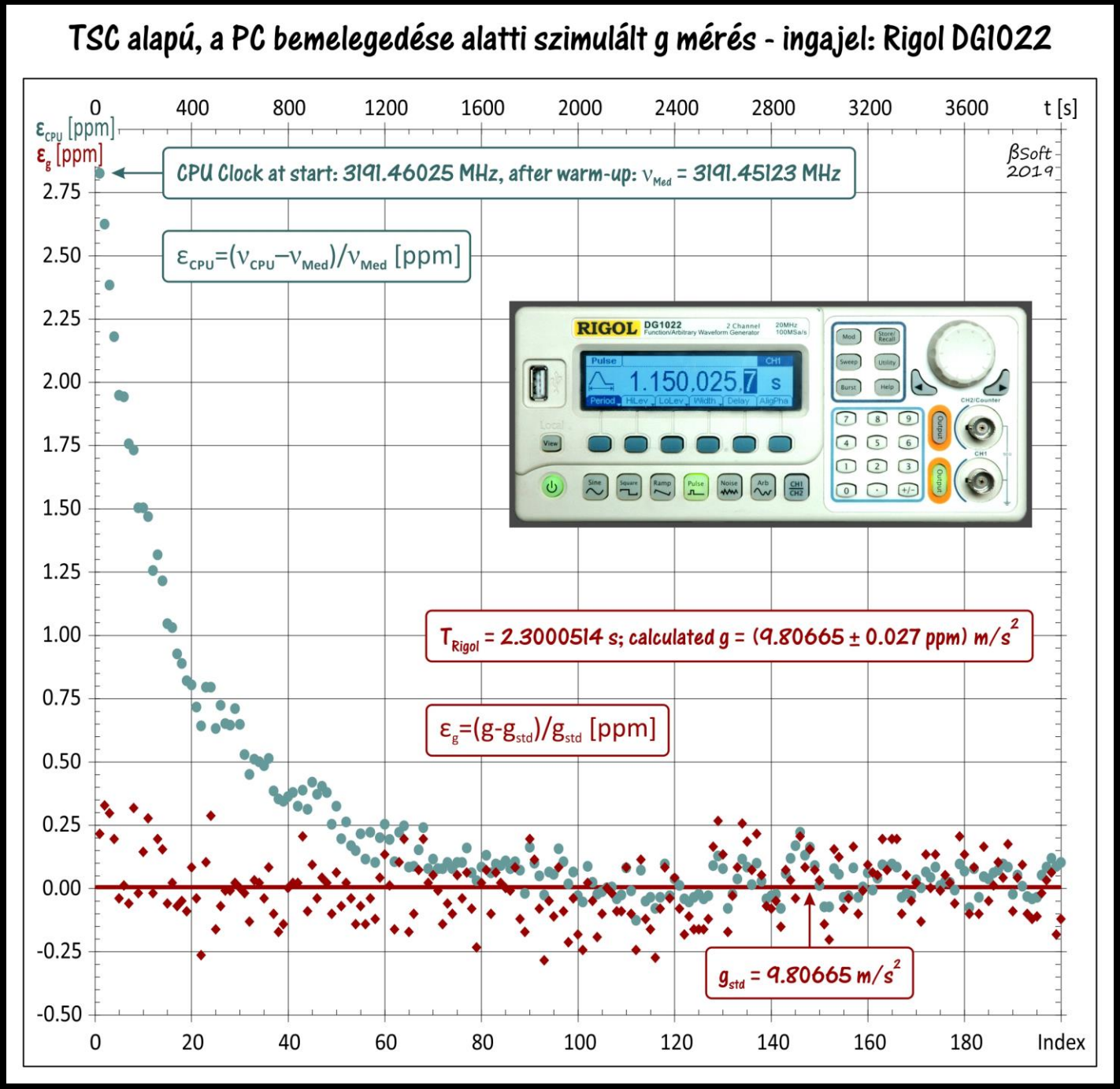
GPS-vezérelt, az Atomórához szinkronizált időközetalon

14. ábra. GPS-vezérelt időközetalon. Az Atomórával létrejött kapcsolat után az 1PPS jel periódusa **T = 1,0000000000 s ±10 ps**

A számítógép rendkívülien érzékeny a környezet hőmérséklet-változásaira

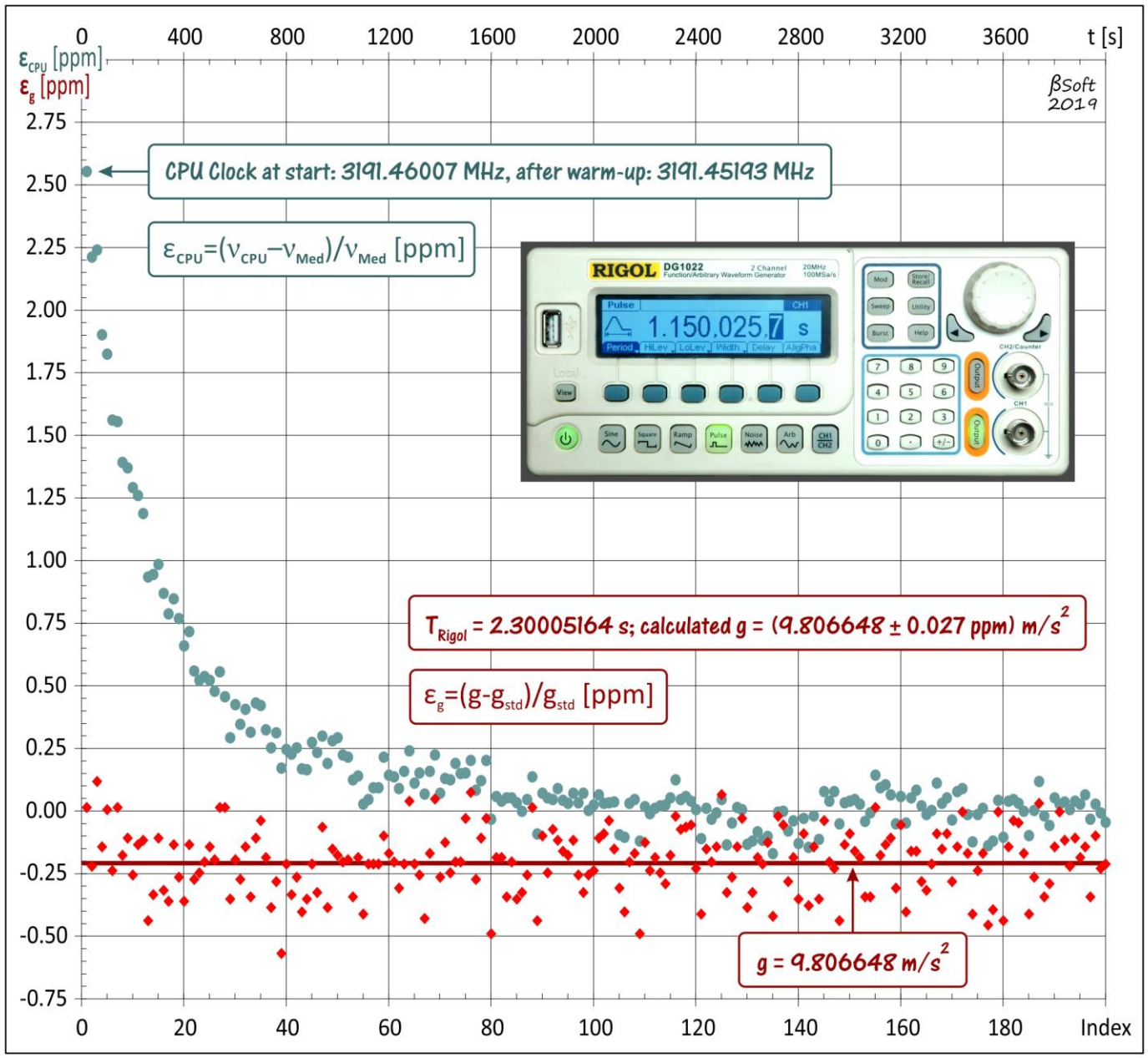


15. ábra. A számítógép órajelének kvarca hűen tükrözi a környezet hőmérsékletének igen finom változásait is



16. ábra. A melegedés dacára a PC, az eltelt több, mint egy óra alatt ±27 ppb pontossággal mérte az „ingajelet” szimuláló professzionális függvénygenerátor által biztosított TTL jeleket

Megváltozott a g értéke! TSC alapú, szimulált g mérés - ingajel: Rigol DG1022



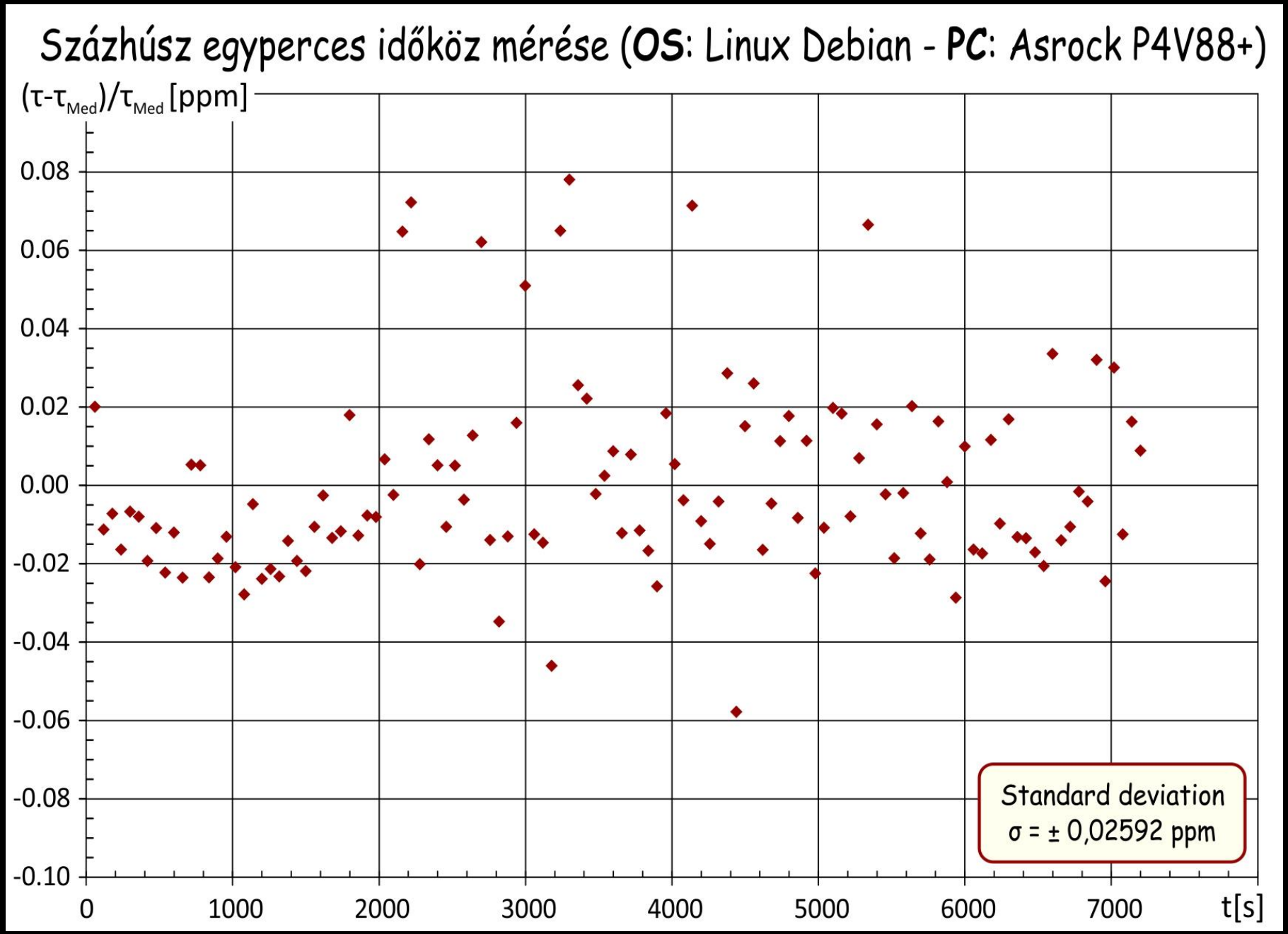
Megváltozott a g értéke? A melegedés dacára a PC továbbra is nagy pontossággal mérte az „ingajelet” szimuláló professzionális függvénygenerátor által biztosított TTL jeleket, de a jel periódusa egy picit nőtt, mi pedig azt hihettük, hogy „a g csökkent’”

Ami minden számítógép-vezérelt mérésemnek az alapja

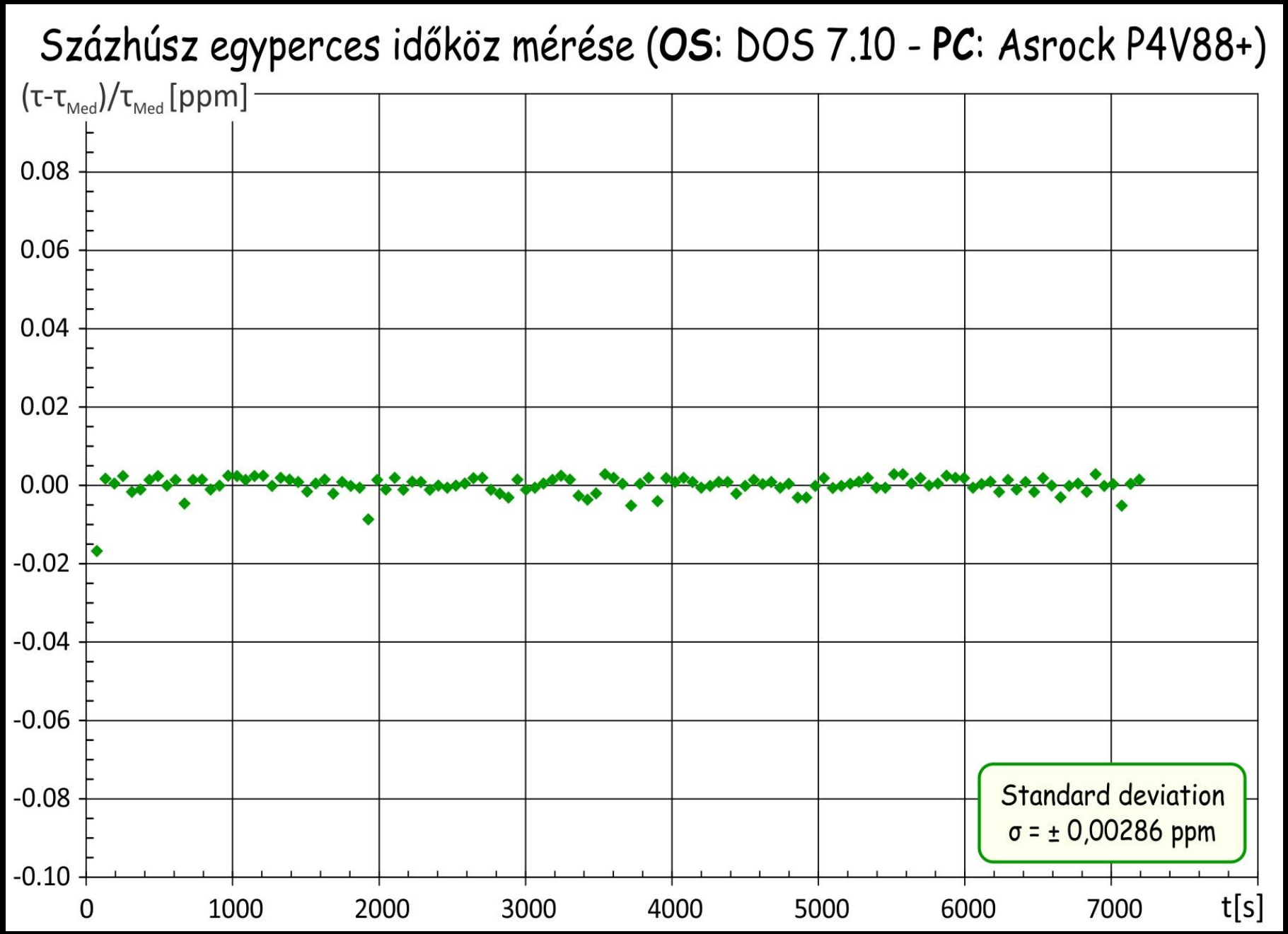
1990

2019

A Pas2Tpu unit-gyűjtemény több mint negyedszázados programozói fejlesztőmunka során jött létre. Igyekeztem megoldani azokat a feladatokat, amelyeket a Borland cég nem tartott kidolgozásra érdemesnek, de szerintem igen fontosak, illetve az ő fejlesztéseik idején talán nem is léteztek. A 2208 eljárást és függvényt az összetartozásuk logikája szerint 97 egységbe szerveztem, ezek az egymásba ágyazott unitok egymást is hívhatják, tehát a fordításkor be kell tartanunk a helyes fordítási sorrendet, ezt egy saját fejlesztésű program automatikusan oldja meg.



18. ábra. A τ egyperces időközöket az Atomórával szinkronizáltuk, majd a megszakítások letiltása nélkül *(ezt a Linux sem engedélyezi)*, 313 ps-os felbontással *(TSC - Time Stamp Counter)* mértük az időközöket



19. ábra. Minden megszakítást letiltottunk *(a DOS engedélyezi)*, csak az int 08h Timer maradt a τ egyperces időközök létrehozására. Az időközöket 313 ps-os felbontással *(TSC - Time Stamp Counter)* mértük.

20. ábra. A számítógép-vezérelt légpárnás ferdesík vezérlő- és mérőprogramjának a DOS alatti, saját szabványú bevezetőképe

Egy 3200 mérőpontos, exponenciális adatsor feldolgozási sebessége DOS alatt

Function: f(x)=a*exp(bx); Calculation time: 25.99 ms
x^[i] with xStep/10: 200 + 200

BSoft-2019

The coefficients for data generation:
a= 1.23456789012345678E-2019
b= 2.3456789012345678E-0002

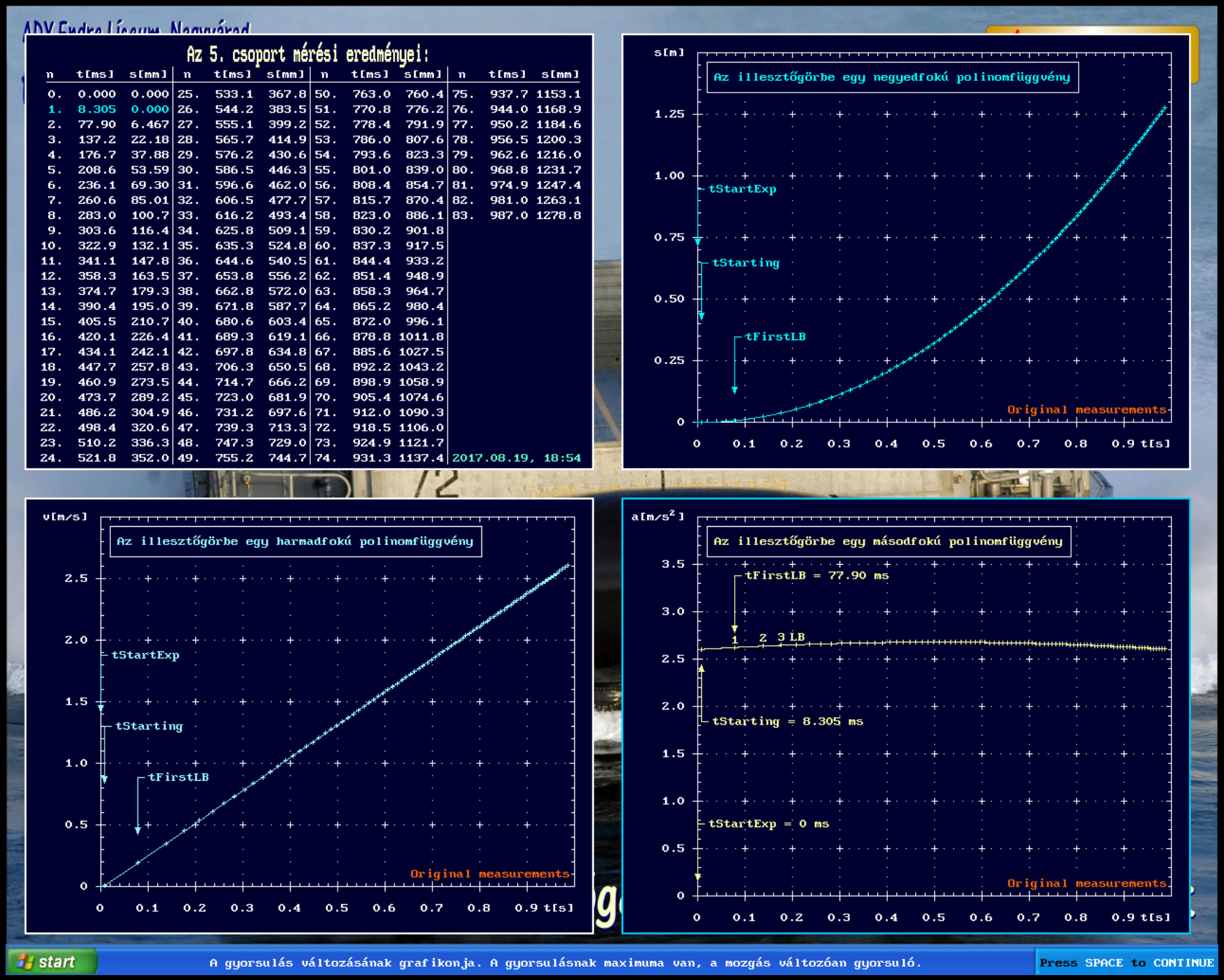
The coefficients after the exponential regression:
a= 1.2345678901234497E-2019; da/a=-17.66E-15
b= 2.3456789012345815E-0002; db/b=+108.8E-18

Maximum ε random error of data generation = ±0.00 ppm
Variance of z^[i]=(f(x^[i])-y^[i])/y^[i] = ±141E-18

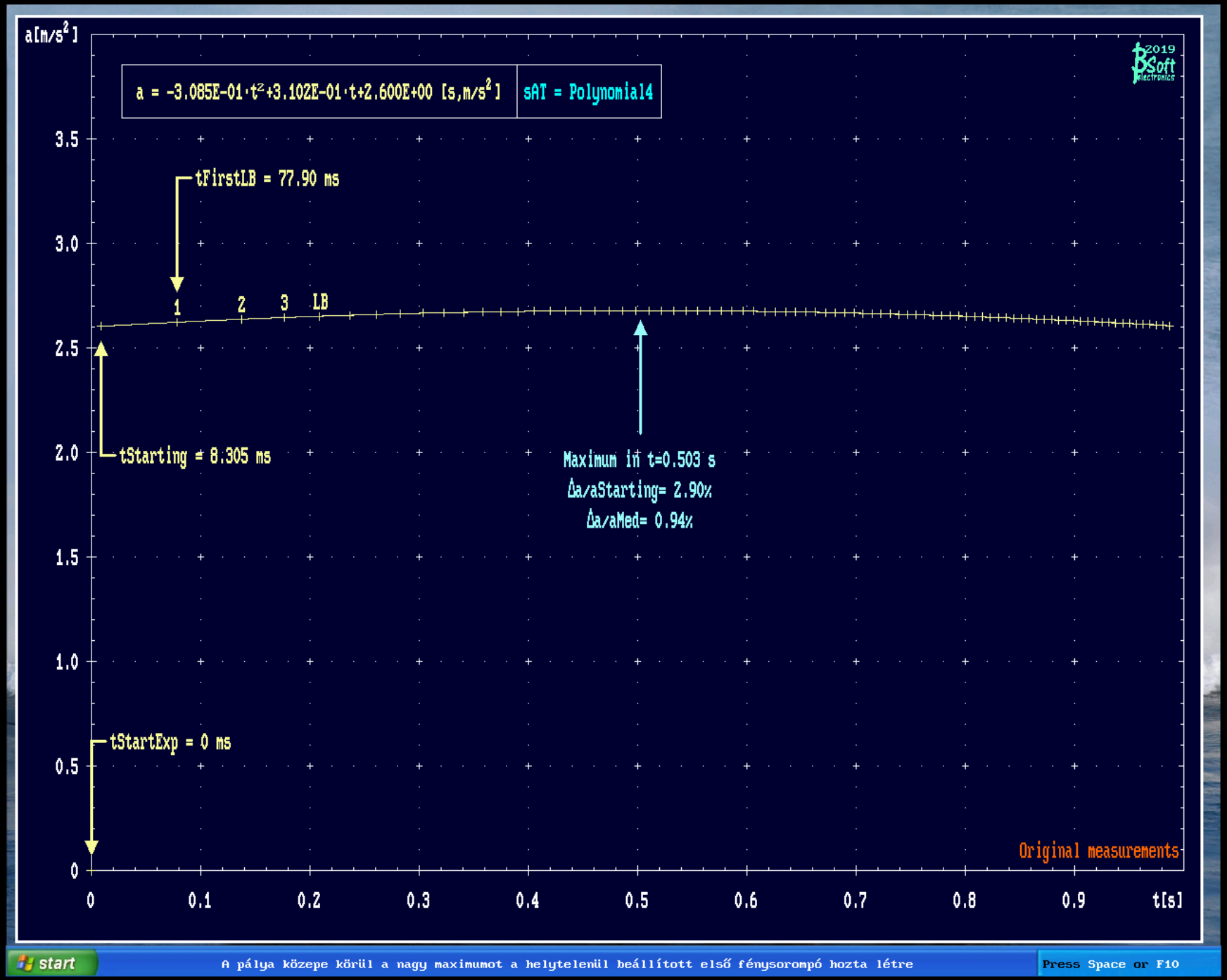
Nr.	x^[i]	y^[i]
1.	1.2345678901234567E+0000	1.2708424421532017E-2019
2.	1.5802467913580246E+0000	1.2811889806192884E-2019
3.	1.9259256925925926E+0000	1.2916197552225071E-2019
----------	*A 3. és 3198. közötti sorok hiányoznak*	----------
3198.	9.8143672161370366E+0003	1.1802813019146899E-1919
3199.	9.8147128950382712E+0003	1.1898905386587608E-1919
3200.	9.8150585739395057E+0003	1.1995780088126585E-1919

February 24, 2019, 12:26:49, full execution time (with saving): 206.0 ms

21. ábra. Egy 3200 mérőpontos, exponenciális adatsor feldolgozása DOS alatt. Engem az érdekelt, hogy a polinomiális függvényekkel való közelítés esetében, amennyiben a természetesnél magasabb fokú polinomfüggvényt alkalmazok, akkor a régi együtthatók mekkora torzulást szenvednek. Továbbra pedig az érdekelt, hogy a meghatározott illesztőfüggvény mekkora pontossággal követi a mérési pontokat. Ezért kiszámoltam az illesztőfüggvény és a mérőpontok távolságának varianciáját. A pontosság a **femto-atto** világába tartozik



22. ábra. Az elmozduló kocsi út- és sebességtörvénye valamint a gyorsulásának változása. Az s=f(t) egy negyedfokú , az a=g(t) pedig másodfokú polinomfüggvény. A gyorsulás szélsőértéke a hibásan beállított első fénysorompó miatt keletkezett, nem anomália!



A gyorsulás szélsőértéke a hibásan beállított első fénysorompó miatt keletkezett, nem anomália!

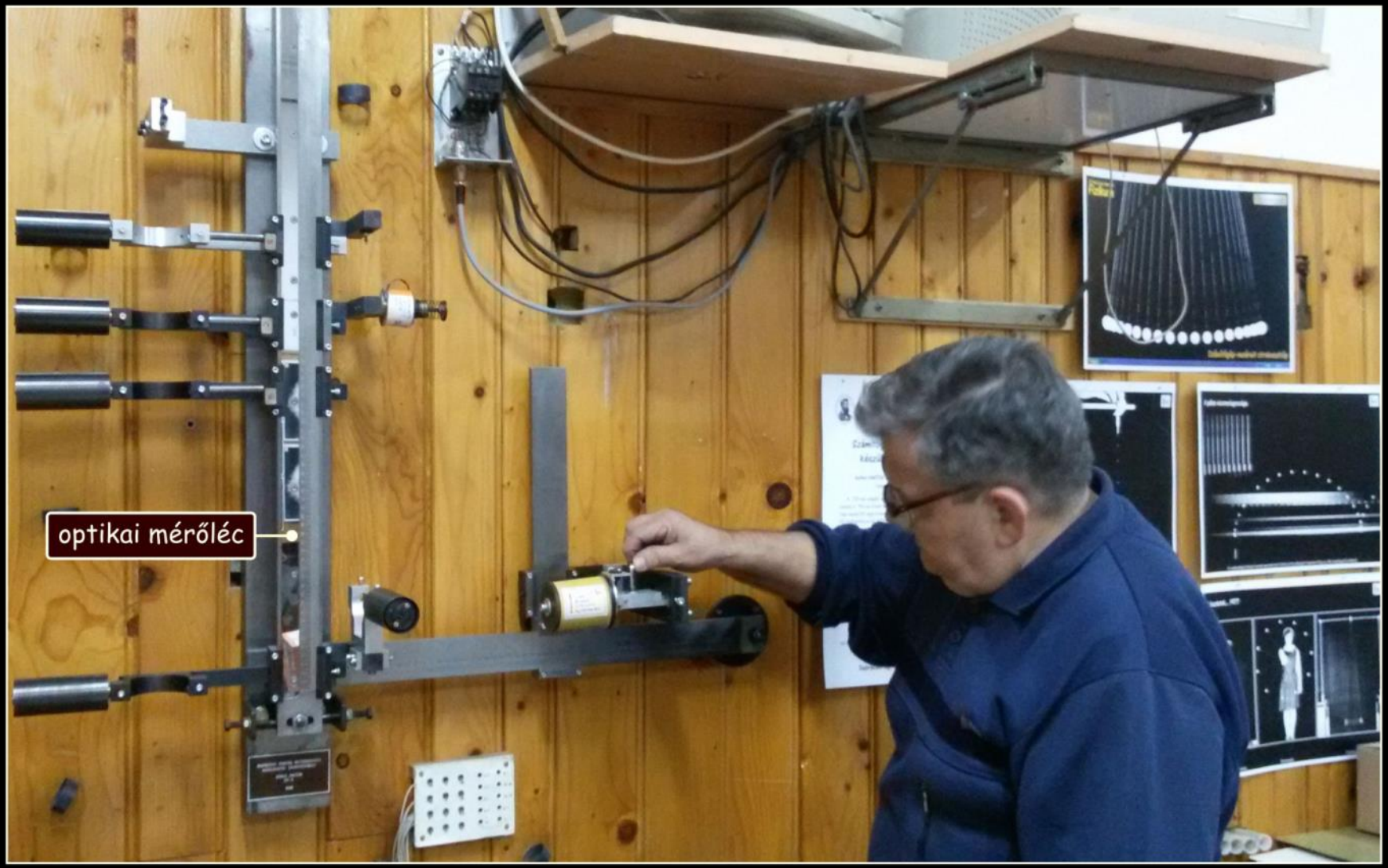
Az optikai mérőléc leolvasó mikroszkópja

Leolvasó mikroszkóp. A legfelső fénysorompóra szereljük, és a többi fénysorompót a kísérlet idejére leszereljük, vagy távolabbra toljuk. A szabadesés kísérletében bebizonyosodott, hogy az egy fénysorompós megoldás adja a legjobb eredményt. Gyárilag a skála leolvasási pontossága ±2 µm, de az analóg műszerekhez szokott szemem könnyen interpolálja a két skálabeosztás közötti µm-nél kisebb távolságokat is.

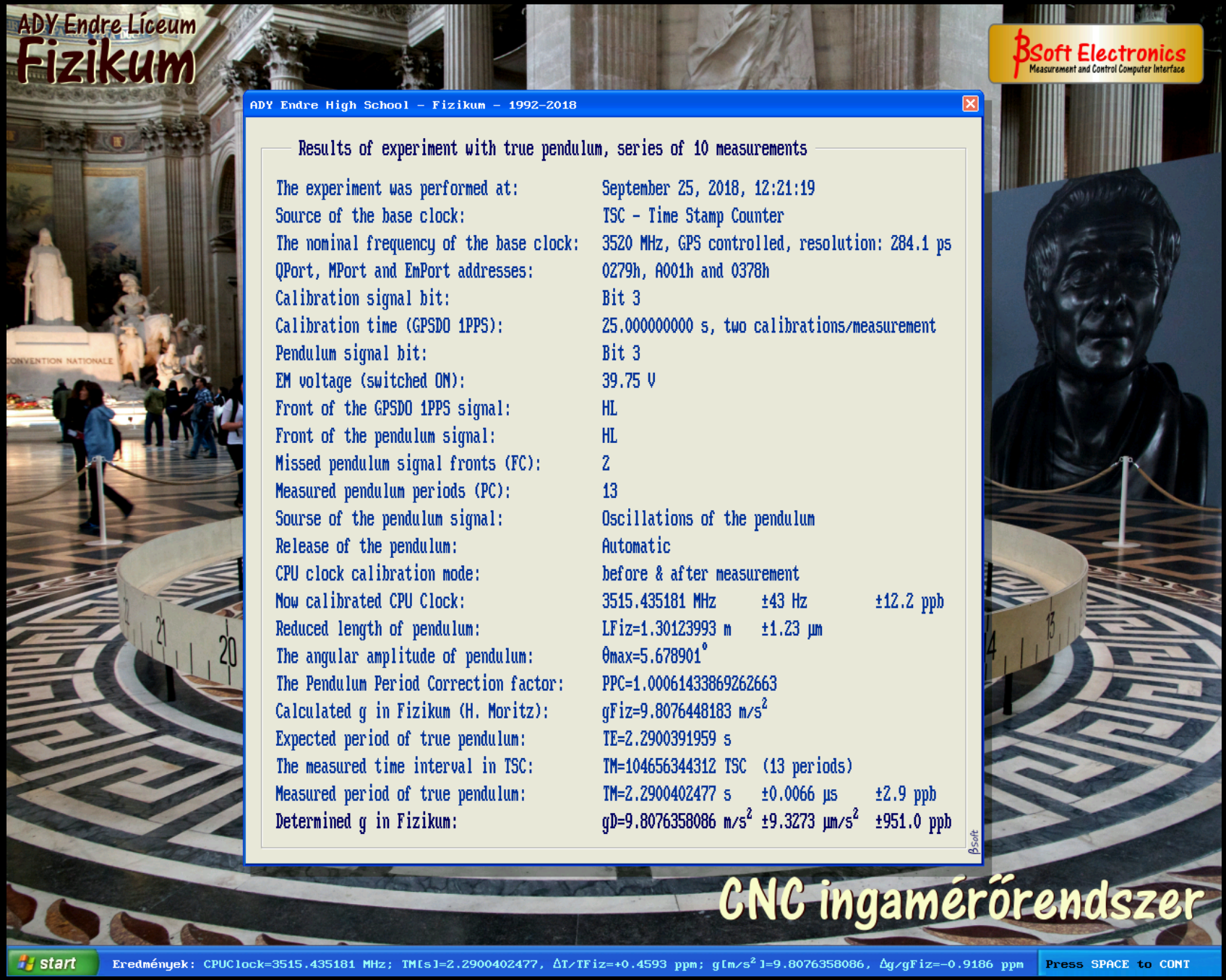
Precíziós hattűs fénysorompó

23. ábra. Hattűs fénysorompó. A hat csapágytű rendre elmetszi a fénysorompót, de a programban előre megadható, hogy hány tűt hagyjon ki.

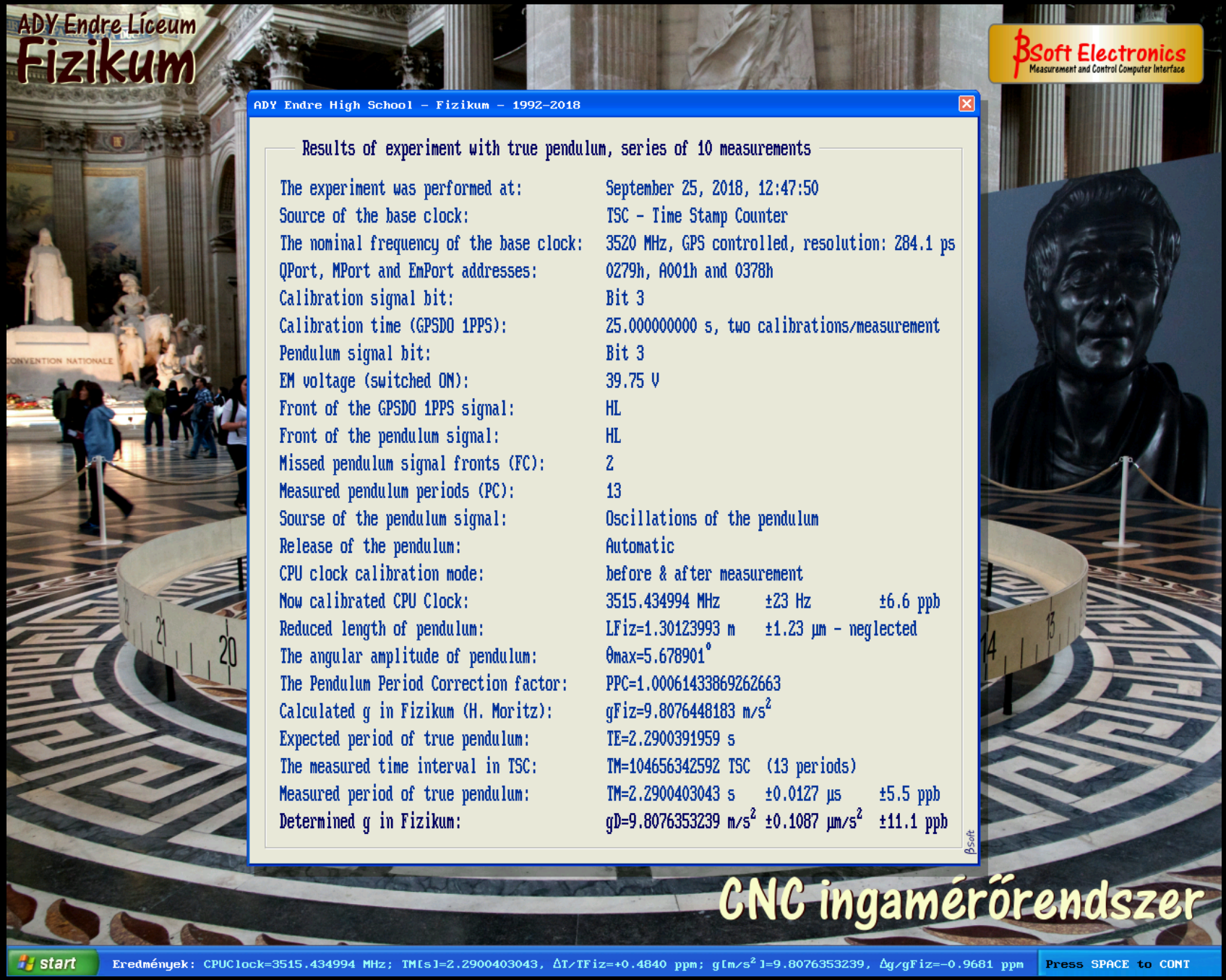
A precíziós fonálinga felszerelése



24. ábra. Fizikum – a precíziós fonálinga felszerelése. A ±1 µm pontossággal leolvasható optikai-mérőléc intarzia felületét olyan simára munkálták meg, hogy tökéletesen látszanak a Fizikum szembeni falán levő stroboszkópos felvételek tükörképei.



25. ábra. Az automatikus ingamérő program befejeződött, a mérés pontossága **±2,9 ppb**! Igen jó eredmény, de a nehézségi gyorsulás meghatározása jobb is lehetne. Megismételtem, de nem vettem figyelembe a fonálinga hossza mérésének **±1,23 µm**-es szinte megvalósíthatatlanul kis mérési hibáját, ekkor a nehézségi gyorsulás meghatározásának a hibája csak **±11,1 ppb** lett.

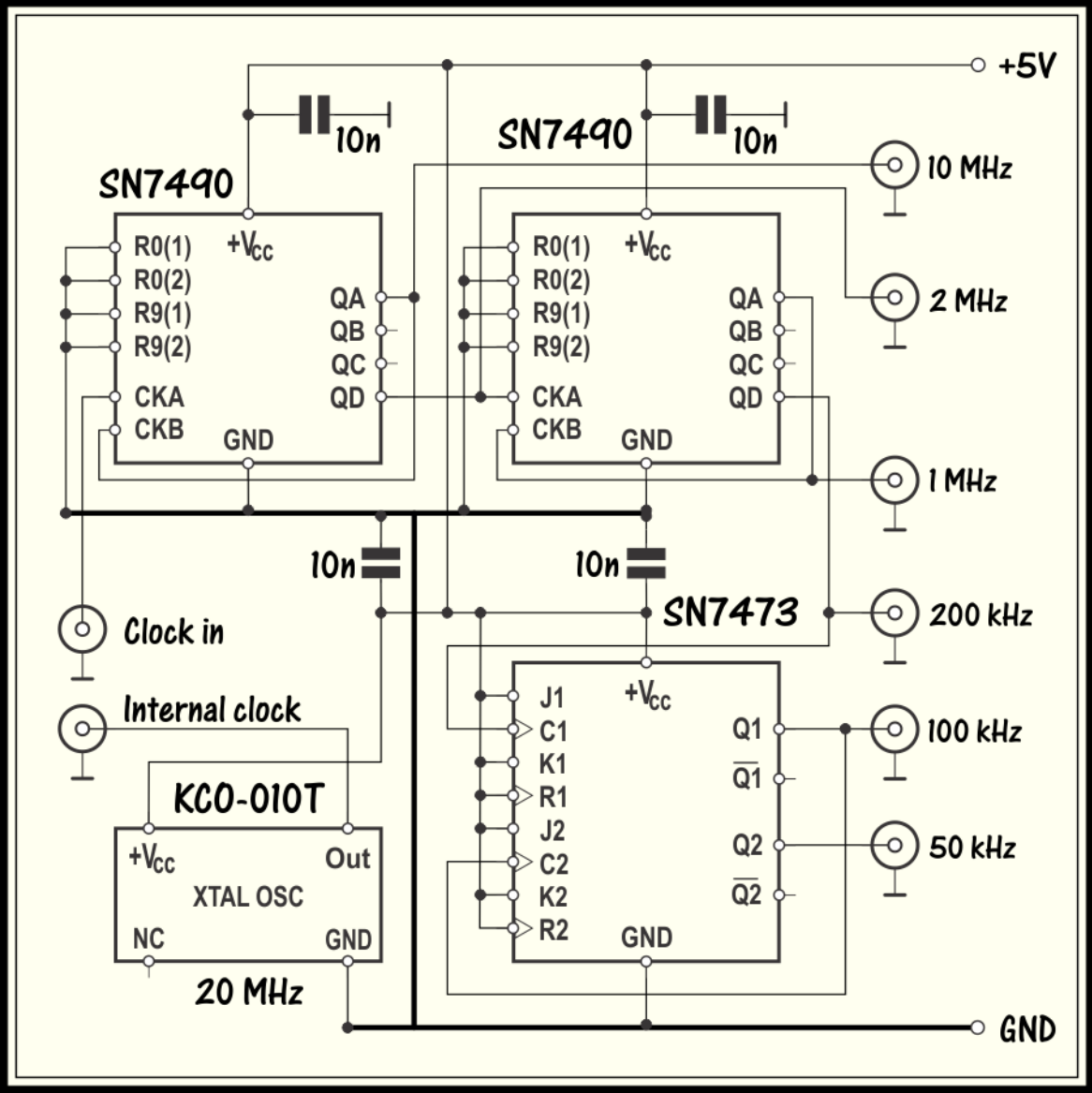


Megismételt virtuális mérés. Az időmérés pontossága most csak **±5,5 ppb**. Bebizonyosodott az előbbi feltevés, ugyanis fonálinga hosszának mérési hibáját elhanyagolva a nehézségi gyorsulás meghatározása két nagyságrenddel is jobb lett. ***Következtetés:*** *a fonálinga minden elemének a mérési hibája sokat számít a nehézségi gyorsulás meghatározása pontosságának növelésében.*

Kvarcetalon az időközmérők kalibrálására

26. ábra. TTL jel rendszerű kvarcetalon - 10 MHz..50 kHz. A némi magyarázattal ellátott kapcsolási rajz itt látható.

Kvarcetalon az időközmérők kalibrálására



Kiegészítő ábra. A tervezésekor arra is számoltam, hogy frekvenciaosztóként is használható legyen. A három osztóáramkör fogadhatja a belső, 20 MHz-es kvarcoszcillátor, vagy egy külső kvarcoszcillátor jeleit. A fénysorompók jeleit szimuláló kvarcetalont is úgy terveztem, hogy a saját 1024 Hz-es vagy 1 Hz-es órajelei mellett, esetleg egy külső órajelet is használhasson. Ilyenkor összekombinálhattam a két osztót és köztes értékű, kvarcpontosságú jelekkel tesztelhettem az átalakítók mérőfüggvényeit.

Egy anonim adatgyűjtő és az Electronics + Assembly összehasonlítása

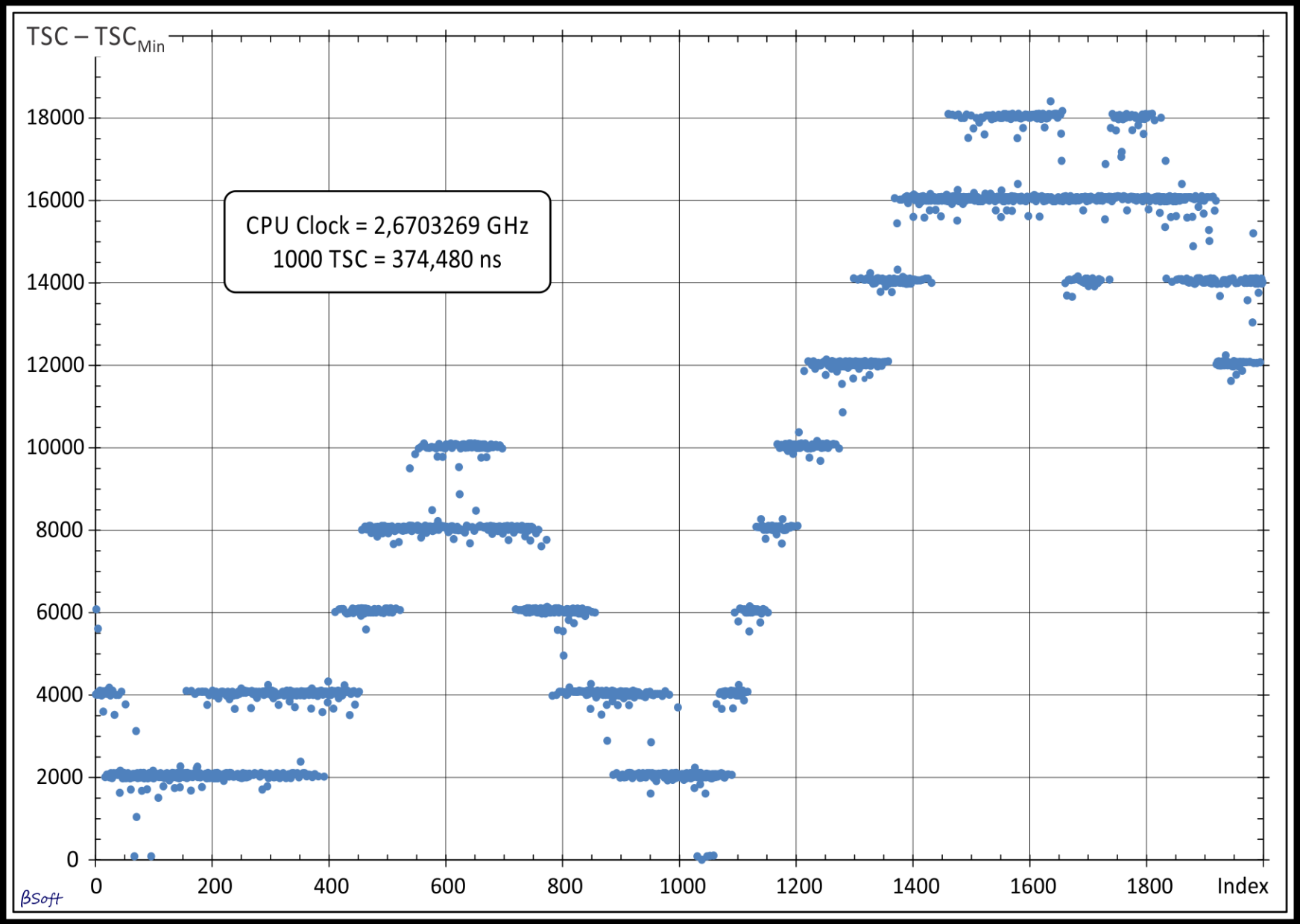
Anonym Data Acquisition apparatus General Purpose Counter/Timer		ßSoft: Electronics + Assembly Time Stamp Counter (TSC) + GPSDO	
Number of counter/timers	1/7 or 0/8	Number of simultaneously counters/timers	3 x 5/(8+4)
Resolution	32 bits	Resolution *(correctly: data width)*	64* bits
Internal base clocks	100 MHz	Internal base clocks	3520 MHz
Base clock accuracy	100 ppm	Base clock accuracy *(only **GPSDO**)*	± 0,01 ppm
Maximum counting and pulse generation update rate	1 MS/s	Base clock accuracy *(**Atomic Clock** + **GPSDO**)*	± 0,01 ppb
Data transfers	Programmed I/O	Maximum counting rate *(limited by LPT)*	1,5 MS/s
Resolution of time interval measurement	100/µs	Data transfers	Not necessary
		Resolution of time interval measurement	3520/µs
Calculated value: 2^{32}/100 MHz = 42,94967296 s		Calculated value: 2^{64}/3,52 GHz = 5 240 552 293,67 s	
Maximum measurable time interval	**42,94 s**	**Maximum measurable time interval**	**166 years**

Observations: 64 bits / 32 bits ≠ 2; 64 bits / 32 bits = 2^{64} / 2^{32} = 2^{32} = 4.294.967.296

1 ppm (**p**arts **p**er **m**illion) = 10^{-6}; **1 ppb** (**p**arts **p**er **b**illion) = 10^{-9}

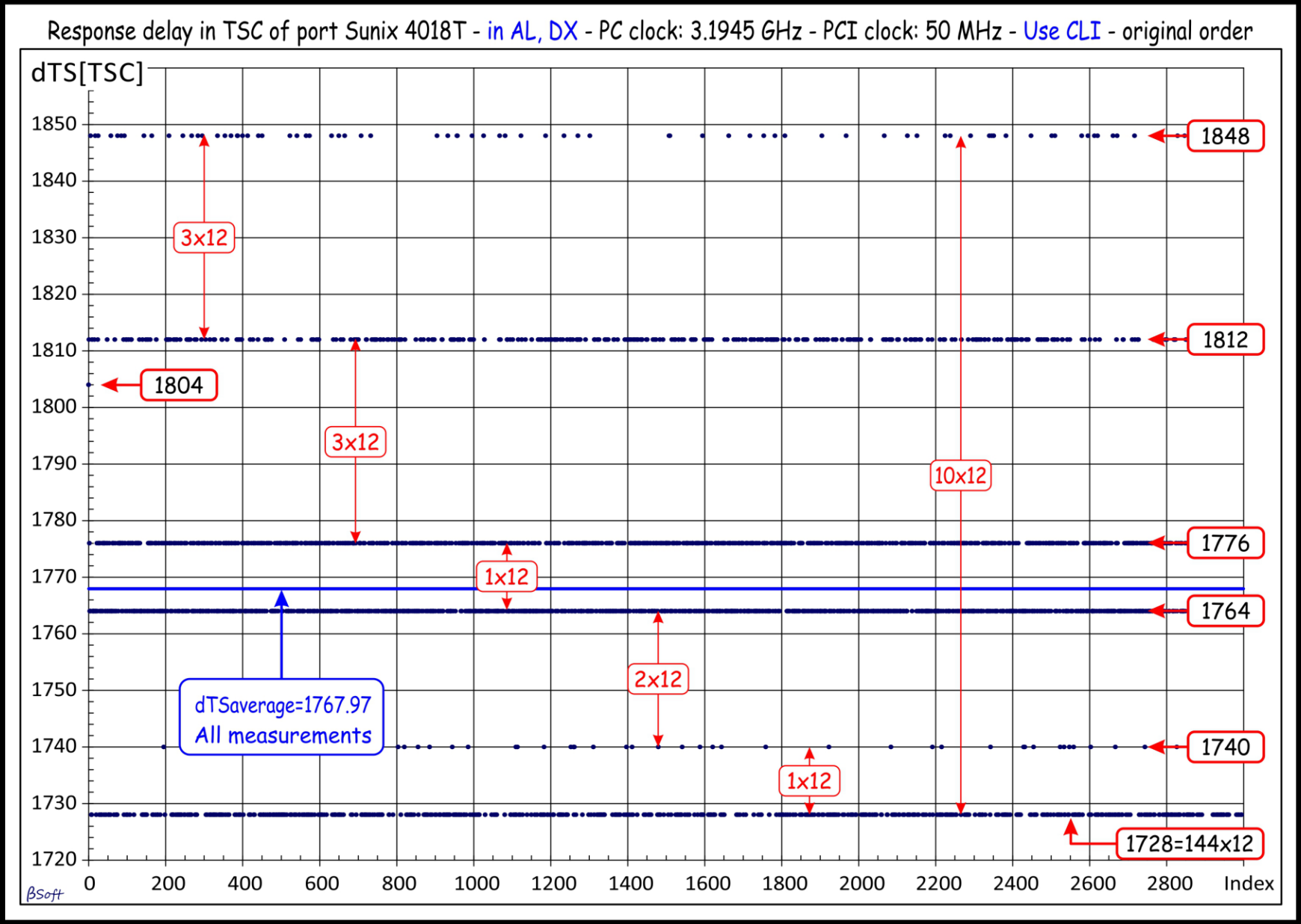
27. ábra. A ma divatos egyik legjobb USB-s mérőrendszer és az általam kifejlesztett **Electronics + Assembly** típusú mérőrendszer összehasonlítható paraméterei. A paraméterek hányadosaiból egy értékjelző, számszerű összehasonlítás jöhet létre. A hányadosok értékelésekor vegyék figyelembe, hogy **a nagyobb paraméter a jobb**. Ez alól kivételt képez az órajel relatív feloldási pontossága *(Base clock accuracy)*, amelynek értéke akkor jó, ha minél kisebb, itt az 1/10000-es hányados nem hiba, **ez az Electronics + Assembly sikere**!

Szállnak a darvak...



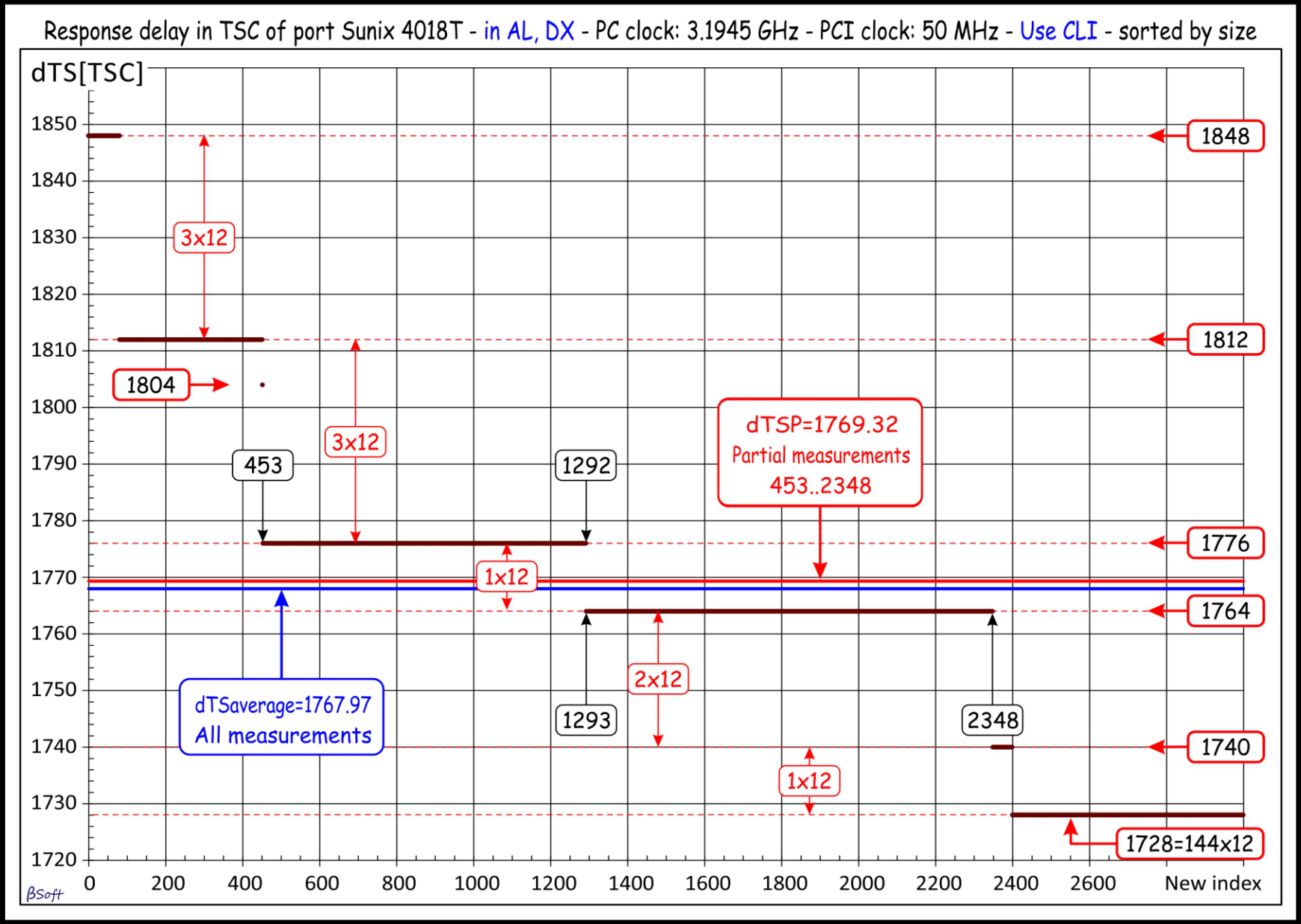
28. ábra. Egy két óránál is hosszabb *(2000x4,0000000 s)* kísérlet eredménye érdekes alakzattal tarkított görbét hozott. A hullámzásszerű görbe természetes *(hőmérsékletváltozás)*, de mit takar a „darucsoportok” szabályos távolsága?

A Sunix 4018T printerport hozzáférési ideje, időrendi sorrendben



29. ábra. A Sunix 4018T printerport TSC egységekben kifejezett hozzáférési ideje. A mérések az eredeti időrendben szerepelnek. A 3000 mérés-adatelmentés teljes ideje kevesebb volt 2 ms-nál.

A Sunix 4018T printerport hozzáférési ideje, csökkenő sorrendben

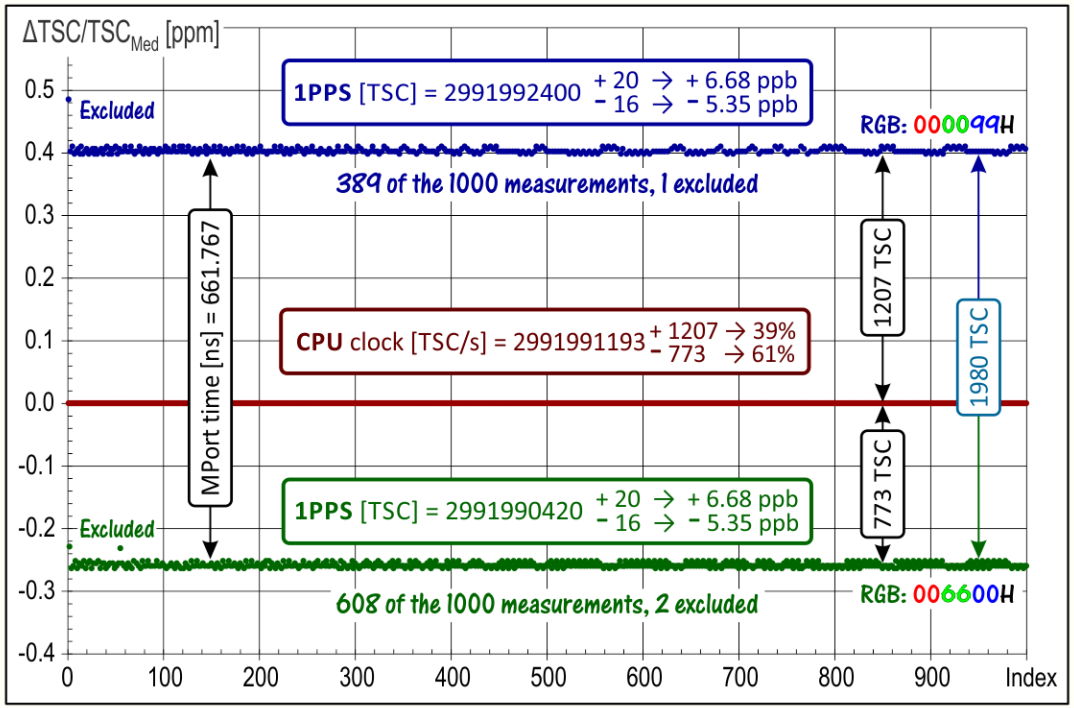


30. ábra. A Sunix 4018T printerport TSC egységekben kifejezett hozzáférési ideje, a méréseket nagyságuk szerint rendeztük sorba. A 3000 mérés-adatelmentés teljes ideje kevesebb volt 2 ms-nál.

A nagy pontosságú mérések összefésülési lehetősége

Measuring conditions

Computer:	ASRock P4V88+
CPU type:	Intel SL7PM
Measuring-port type:	Sunix 4018A
Measurement method:	TSCnChrono
Measurement date:	May 5, 2016
Source period (**1PPS**):	**1.0000000000 s**
GPS connection:	Ready
Started at:	18:58:32
End at:	19:15:12
PC up time:	7:00:11
Measuring-port address:	279h
Measuring-bit:	bit 3
Detected front:	Positive front
MPort time compensation:	**Disabled**
Clear interrupts:	Enabled
CPUID (flushing pipeline):	**Before RDTSC**
Photo Gate divider:	Not used
MaxIndex:	**1000**
CPU Frequency [GHz]:	Clock calibration
Signal source:	**BG7TBL 2015-09-17**
File name:	3GHz706.XLS

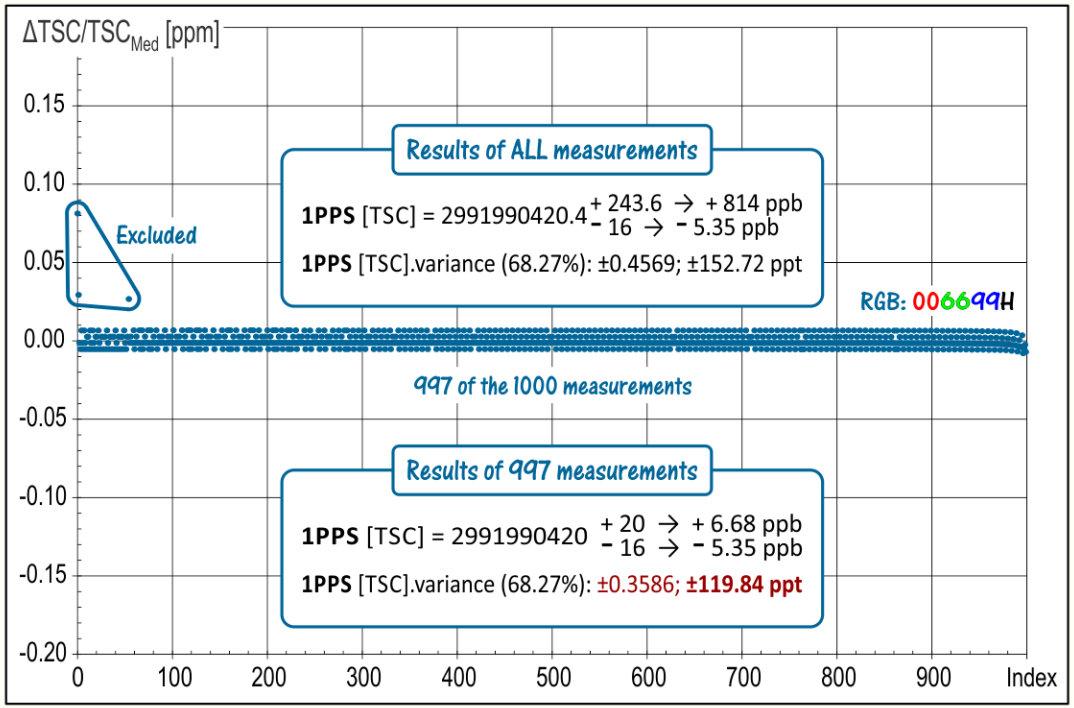


31. ábra. A GPSDO 1PPS jeleinek időközmérései két különböző értékcsoportba kerültek. Amennyiben a bejövő jelet már nem vette észre a port, úgy azt a következőben detektálja *(duplázik)*, mert a mérendő időköz nem osztható a printer-port hozzáférési idejével. *Ezt így helyes!* A jelenséget akkor vettem észre, amikor a kalibrálás céljából az 1PPS jeleket mértem. A 3000 milliós TSC-k kis eltéréssel egyenlőek voltak, de volt közöttük körülbelül 39% „egyenlőbb”, ezek 661,767 ns-nak megfelelő TSC-vel voltak nagyobbak a többinél. A 661,767 ns éppen **az értelmezéssel is kiegészített portidő**, vagyis igaz az előbbi feltételezésem. A többletidőt *(valójában az ezen a gépen megfelelő 1980 TSC-t)* egyszerűen levontam a nagyobból.

Az összefésülés után ppt pontossági szintű méréseket kaptunk

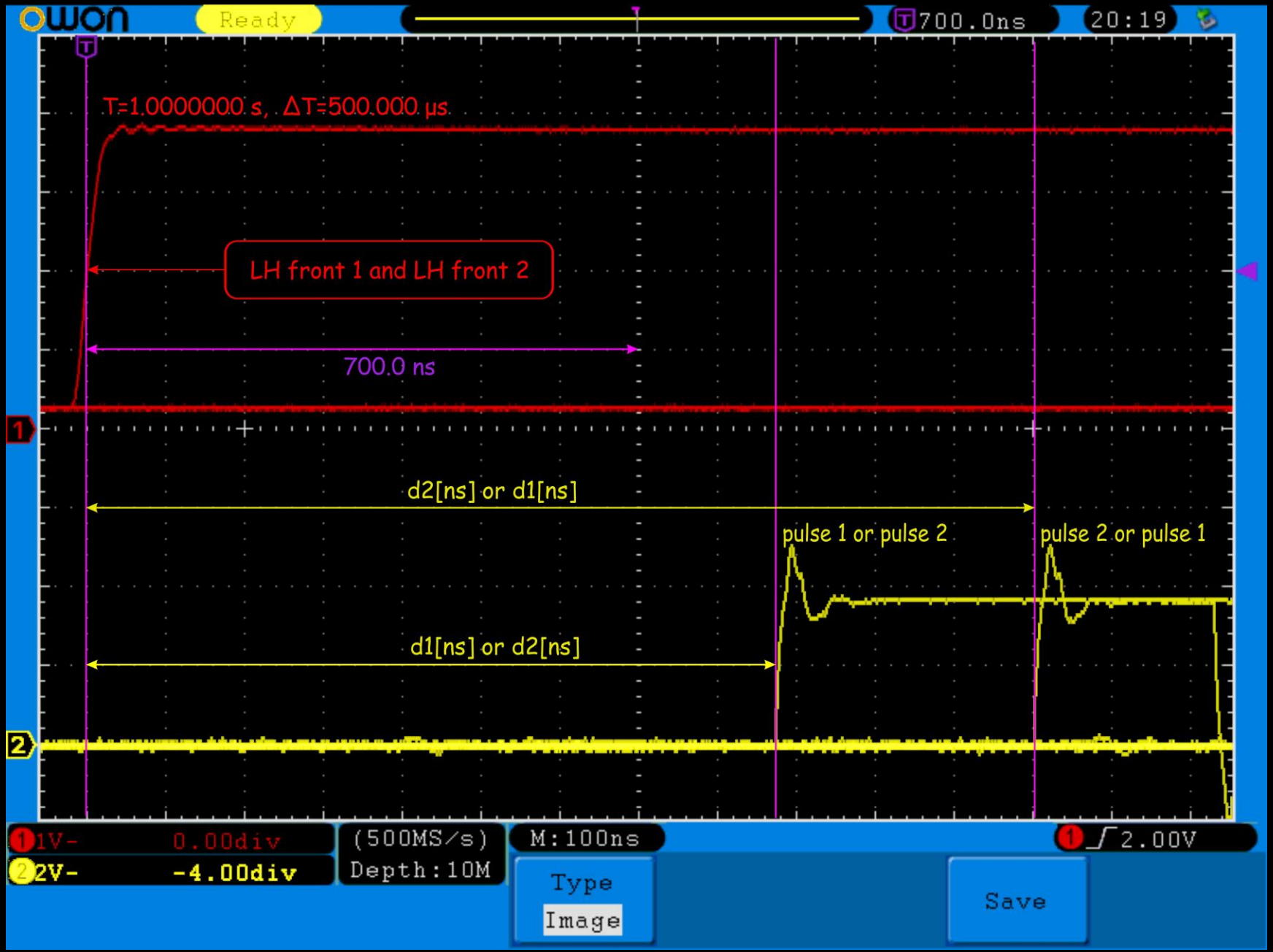
Measuring conditions

Computer:	ASRock P4V88+
CPU type:	Intel SL7PM
Measuring-port type:	Sunix 4018A
Measurement method:	TSCnChrono
Measurement date:	May 5, 2016
Source period (**1PPS**):	**1.0000000000 s**
GPS connection:	Ready
Started at:	18:58:32
End at:	19:15:12
PC up time:	7:00:11
Measuring-port address:	279h
Measuring-bit:	bit 3
Detected front:	Positive front
MPort time compensation:	**Enabled**
Clear interrupts:	Enabled
CPUID (flushing pipeline):	**Before RDTSC**
Photo Gate divider:	Not used
MaxIndex:	**1000**
CPU Frequency [GHz]:	Clock calibration
Signal source:	**BG7TBL 2015-09-17**
File name:	3GHz706.XLS



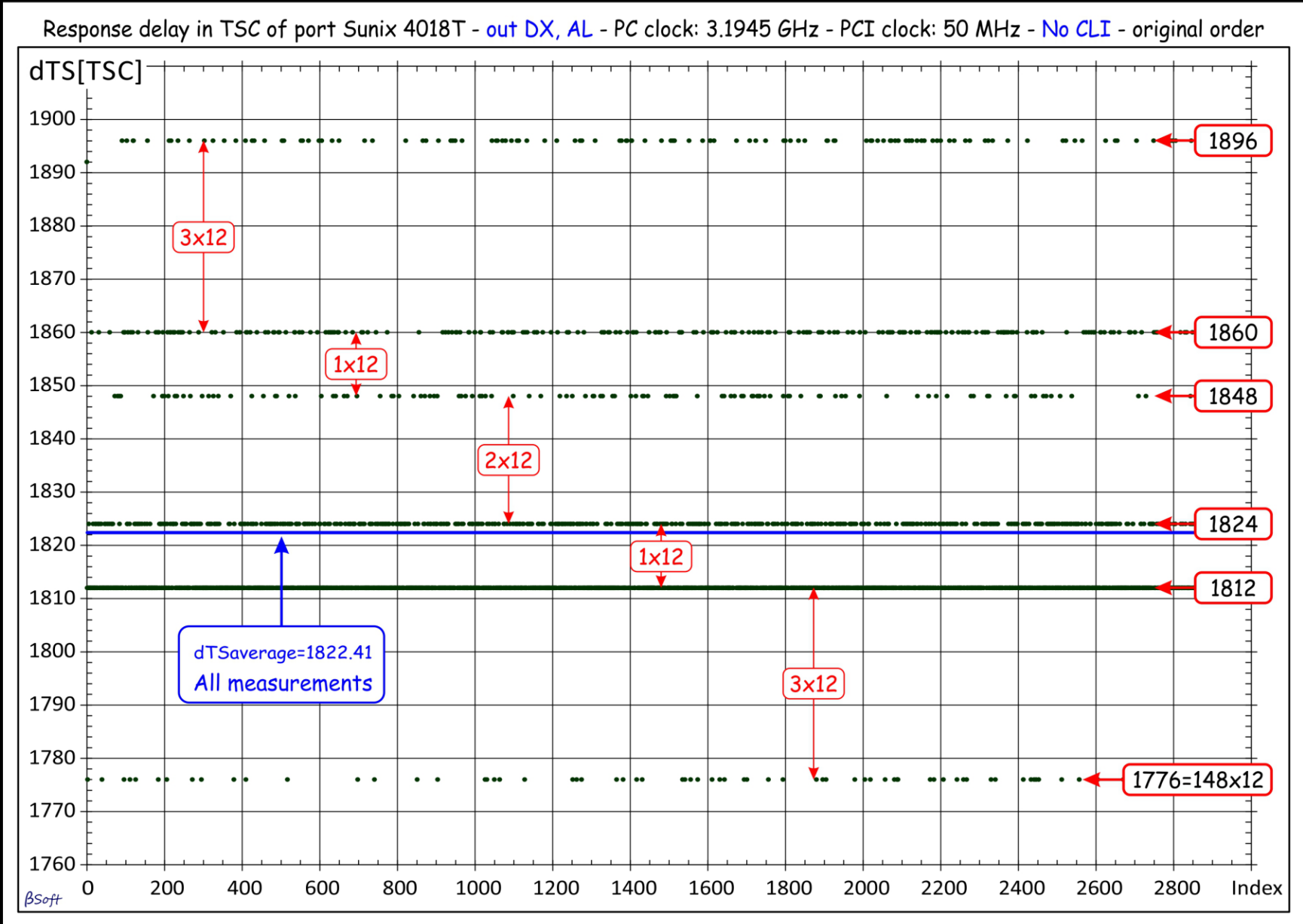
32. ábra. Az összefésülés után ppt pontosságú jeleket kaptunk. Az általam jogszerűnek tartott adatkozmetikázás igen pontos mérések alapján történt, a végeredmény elképesztően kis mérési értéksávja *(nem a variancia)* csak néhány ppb. A negyedóránál valamivel hosszabb idő alatt a PC órajelkvarcának hőmérséklete alig változhatott, vagyis elfogadható a végeredmény. A két mérési csoport sikeres összefésülése után már nem mertem kiszámolni az ezer mérés varianciáját. *Úgy éreztem, hogy nincs jogom statisztikailag feldolgozni* ***négy, gyakorlatilag azonos értékű*** *és különböző súlyozású számsort, de próbából mégis elvégeztem a teljes statisztikai analízist.* A két adatcsoport összefésülése után a 997 mérés relatív varianciája **±119,84 ppt** lett, a kizárt méréseket is figyelembe véve az ezer mérés relatív varianciája ±152,72 ppt.

Az ingajelekre adott nyugtázó válaszok időbeni azonosítása



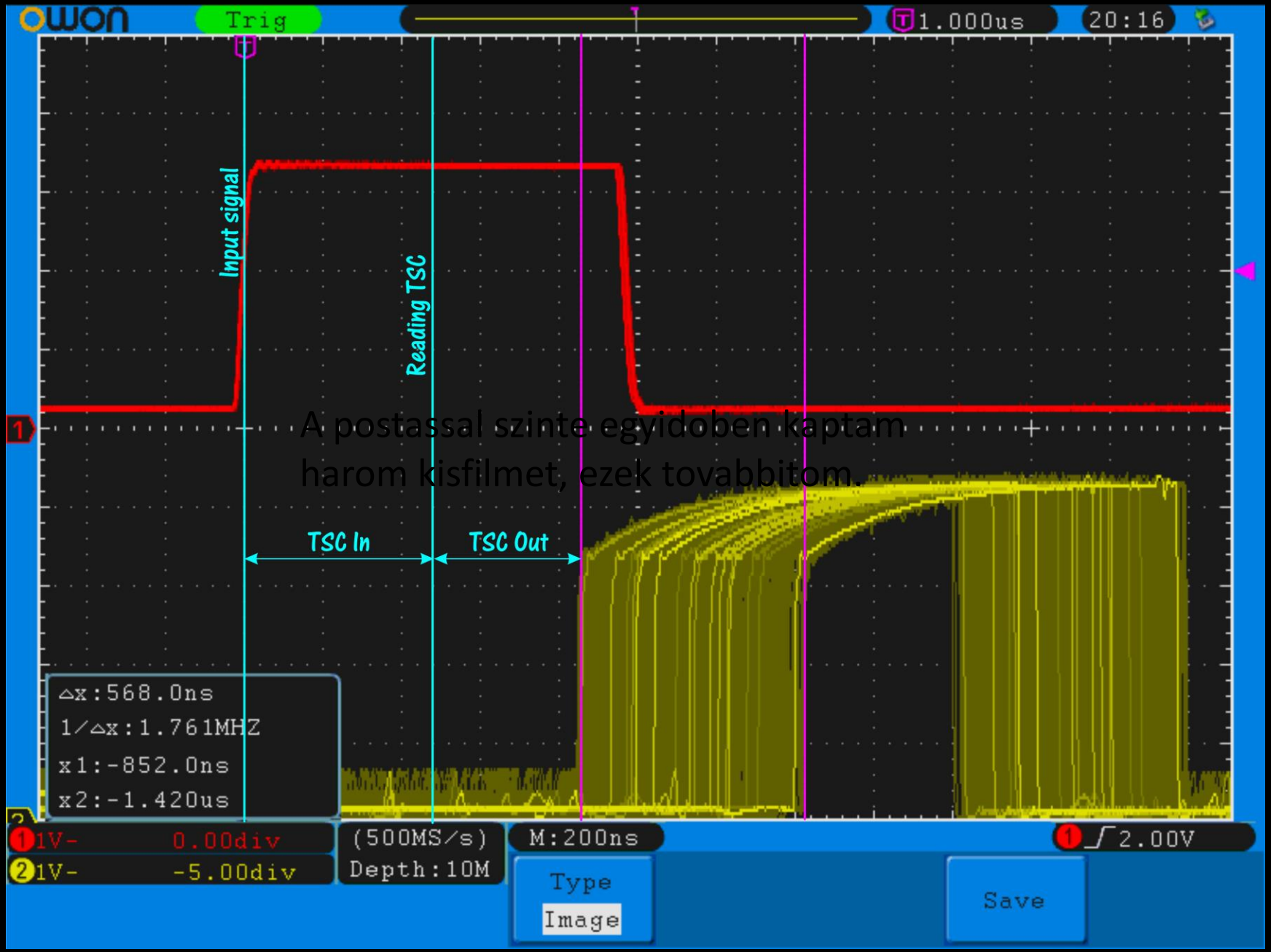
33. ábra. A tárolós oszcilloszkóp segítségével azonosíthatjuk a frontokat, amelyek között meghatároztuk a TSC időközt.

A Sunix 4018T printerport írás-hozzáférési ideje



34. ábra. A Sunix 4018T printerport TSC egységekben kifejezett írás-hozzáférési ideje. A mérések az eredeti időrendben szerepelnek. A 3000 mérés-adatelmentés teljes ideje kevesebb volt 2 ms-nál.

Kétezer mérés tánca ...



35. ábra. A mérőprogram az ingajel (CH1) észlelése után egy rövid jelet küld a CH2-re. Az észlelési bizonytalanság 568 ns-os.

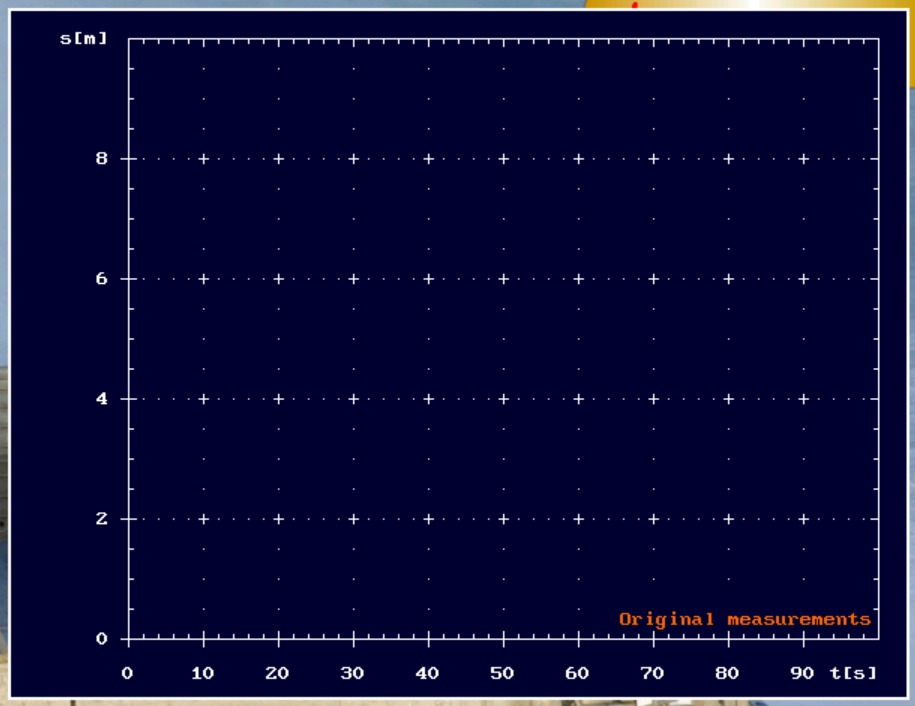
Elektronikus kronométer interfész - 1989

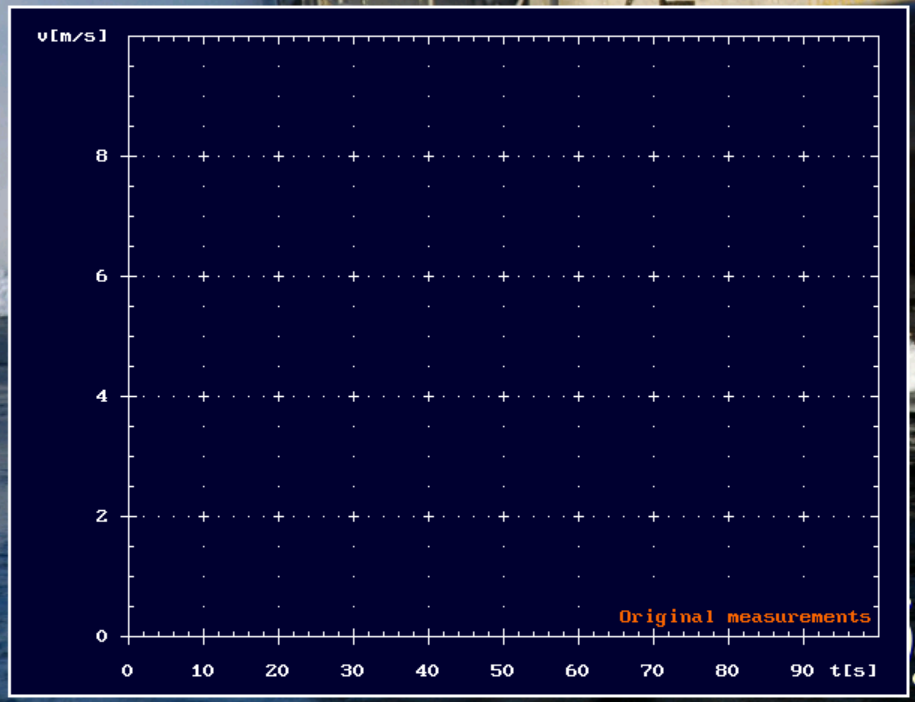
36. ábra. Elektronikus kronométer interfész. A printerport és mérőprogram segítségével magában is levezényli a kísérletet. A négy narancssárga LED a négy fénysorompó aktivitását jelzi, az alatta levő zöld LED a mérőhálózatba való belépés lehetőségét mutatja. A légpárnás kísérlet esetében az SPA gombbal *(SPA=a légpárna csapja)* a kísérletező mindentől függetlenül ellenőrizheti a légpárna működését. Ha zöld LED világít, vagyis a mérőhálózat nem foglalt, akkor a CDE gombbal *(CDE=a kísérlet indítása)* belépést kérhet a mérőhálózatba. Ha sikerült, akkor a LED kialszik, ezzel jelzi mindenkinek, hogy a hálózat foglalt. A PC kijelzi a belépett csoport gépszámát, majd a kísérlet lefutásakor kiírja a eredményeket , azonnal teljes statisztikát készít, megrajzolja a grafikonokat. Ekkor kigyullad a zöld LED, ezzel jelzi, hogy bárki beléphet egy légpárnás, vagy akármilyen más, hálózati kísérlettel. A BNC a külső, 100 kHz-es kvarcetalon csatlakozója. A 100 kHz-es kvarcetalont már nem használjuk, van sokszorosan gyorsabb lehetőség.

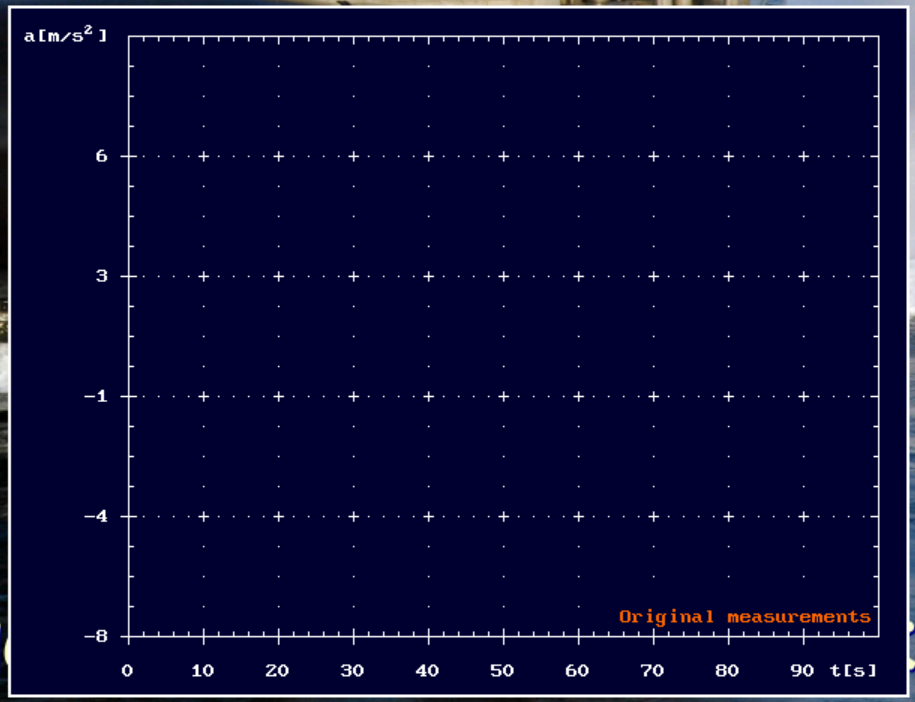
Mérésre belépett az

5.

csoport





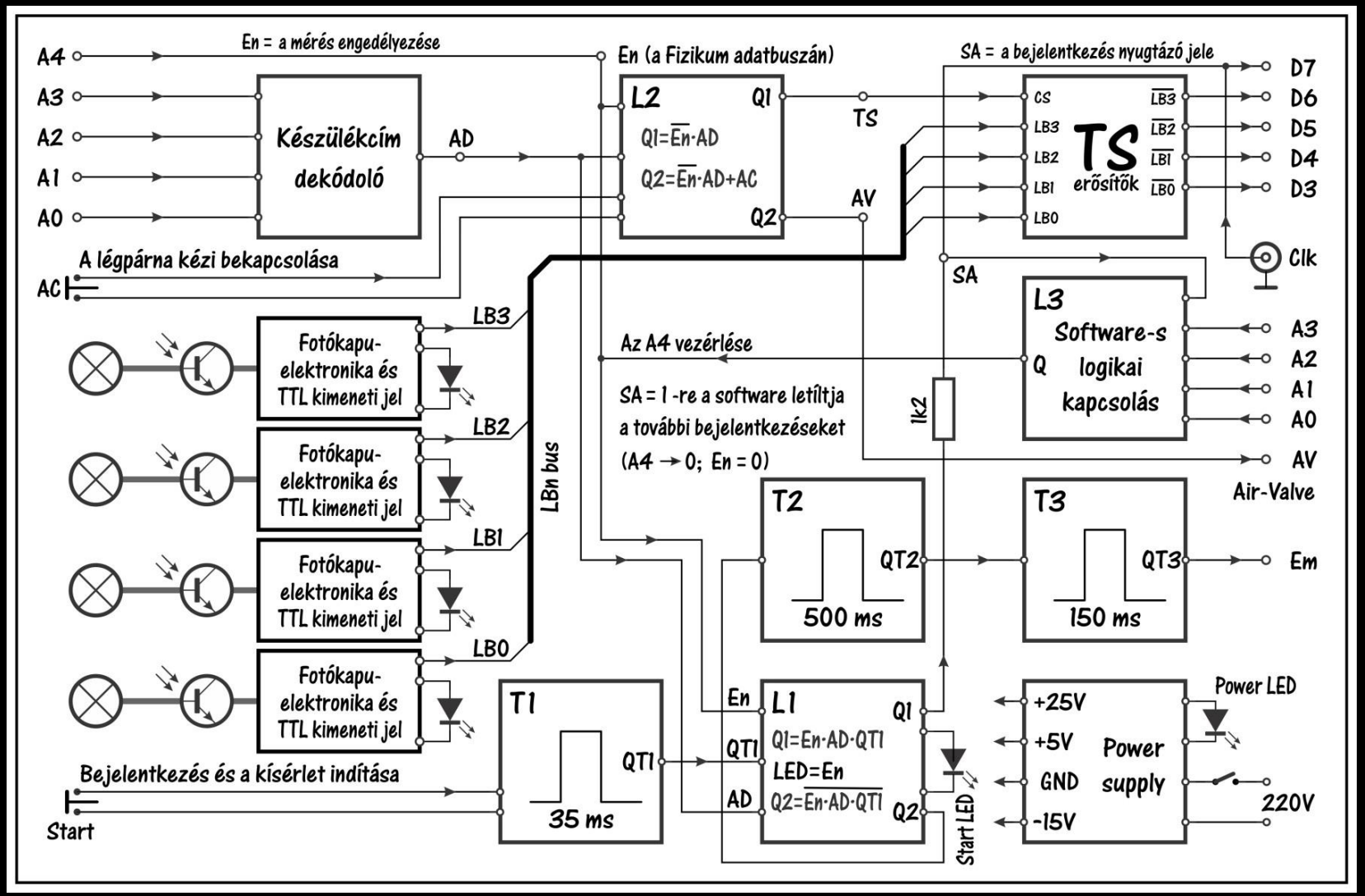


start

Mérésre belépett az 5. csoport. A kísérlet csak a SPACE-szel indítható!

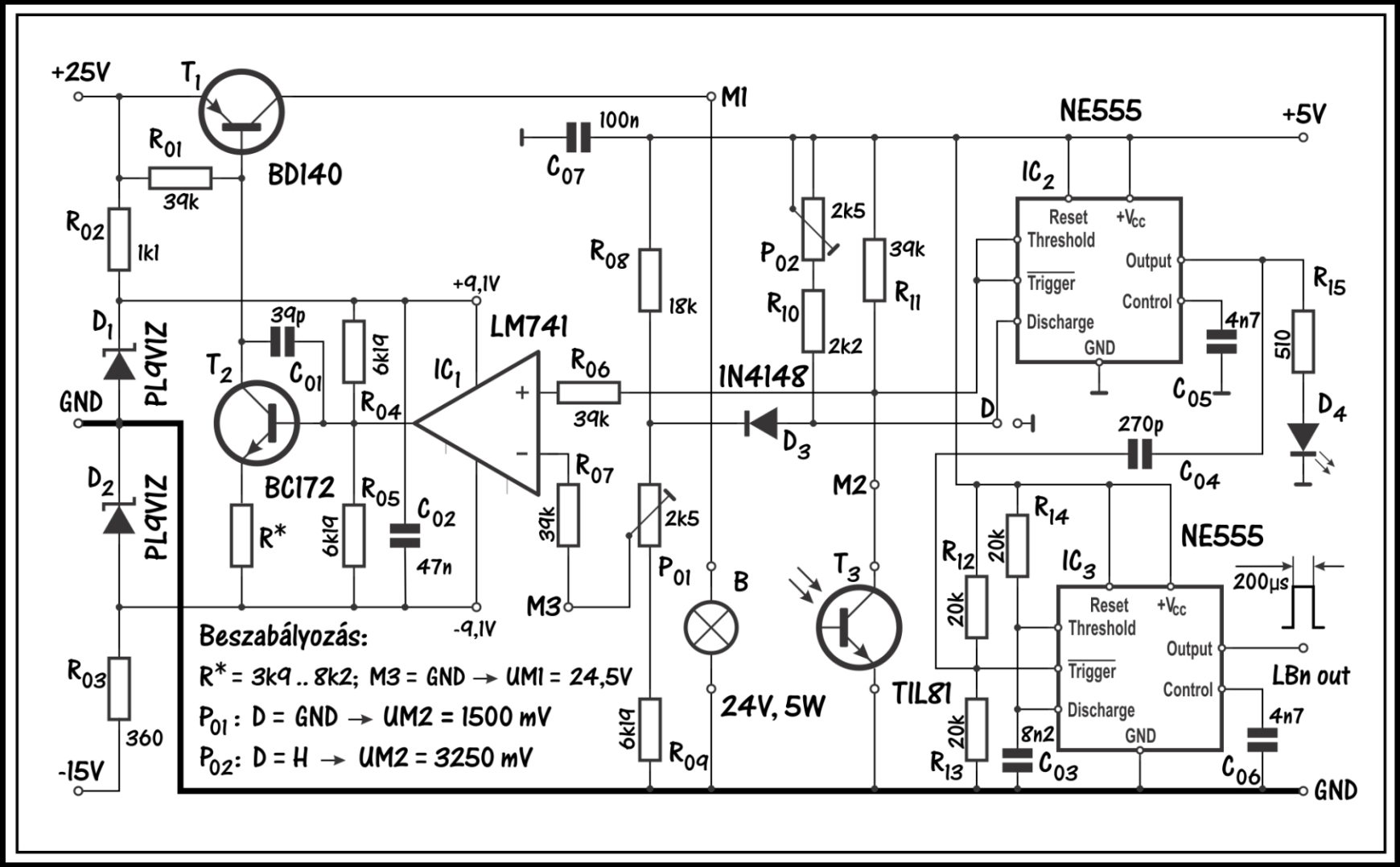
Press SPACE to CONT

Az Elektronikus kronométer tömbvázlata



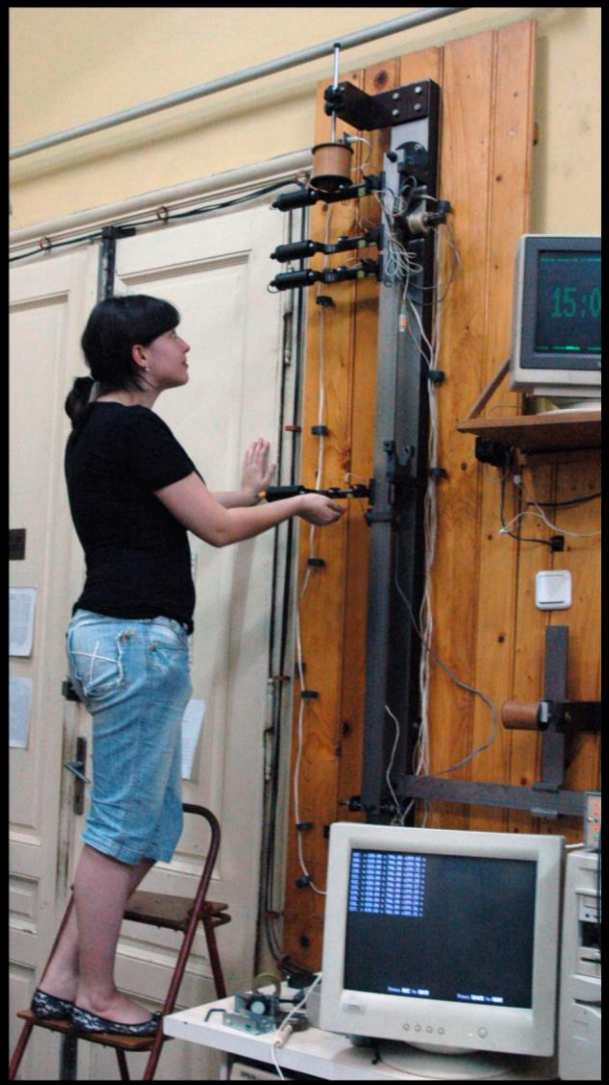
37. ábra. Az Elektronikus kronométer tömbvázlata. A készülék fő eleme a négy TS *(Three State)* erősítő, amelyek a Fizikum adatbuszával tartják a kapcsolatot, a TS-ek juttatják ki a fénysorompók jeleit az adatbuszra. A buszra való kijutásnak több, egyidejűleg igaz feltétele van, ennek teljes tárgyalása nem fér el ezen a kis helyen. A lényeg az, hogy egy párbeszéd folyik az elektronikus kronométer és a számítógép között, ha minden rendben van, a jelentkező a T1 időzítőt aktiválja, 35 ms áll rendelkezésére, akkor a PC bevonja a többiek belépési lehetőségét és a belépési kérelem eléri a T2 időzítőt, de előtte már megnyílt a légcsap, 500 ms alatt felfúvódik a légpárna, T3 (150 ms) elengedi az EM-et, és elindul a kísérlet. Közben a fénysorompók jelei kijutnak az adatbuszra, és a PC megméri őket.

Az egyik fotókapu kapcsolási rajza beszabályozási ajánlásokkal

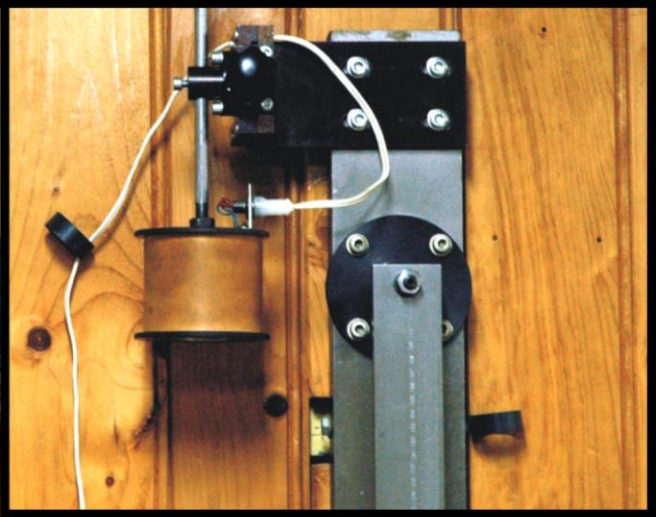


Kiegészítő ábra. Az optoelektronikai visszacsatolás a fotótranzisztor megvilágítását úgy szabályozza, hogy a fotótranzisztor munkapontja az őt követő szintérzékelő *(Schmitt-trigger)* billenési szintje alatt legyen néhány mV-tal. Ez az igen kis szintkülönbség nagyságrendekkel felgyorsítja a legkisebb takarás miatti billenést is, de ennek hatásaként tovább szűkül a fénykúp is. Az eredeti, klasszikus fotótranzisztoros megoldásban a szabadesés **39,866 mm**-es golyója egyszer-egyszer nem zárta el az utolsó fénysorompót, ahol már **5 m/s** körüli volt a sebessége. Az optoelektronikai visszacsatolás alkalmazása után a fénysorompó már a **10 m/s**-mal haladó *(valójában keringő)* **0,15 mm**-es konstantán drótot is érzékeli.
A fénykúpot sűrűn metszve egy női hajszállal, mindet érzékeli!

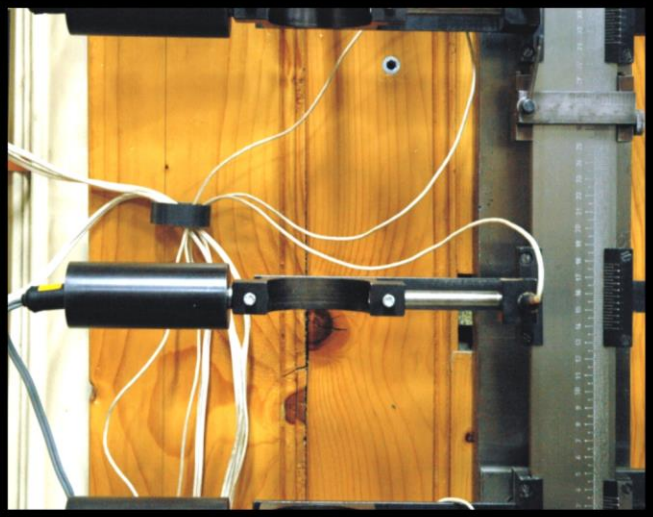
ADY Endre Líceum, Nagyvárad - 2011 márciusa



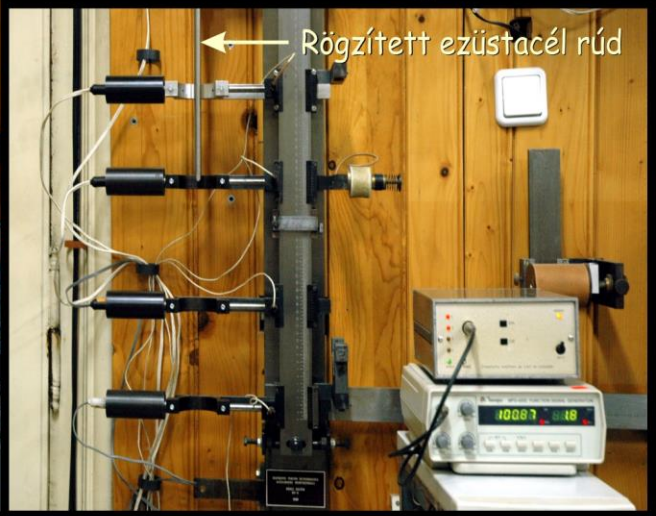
Mérőközpont



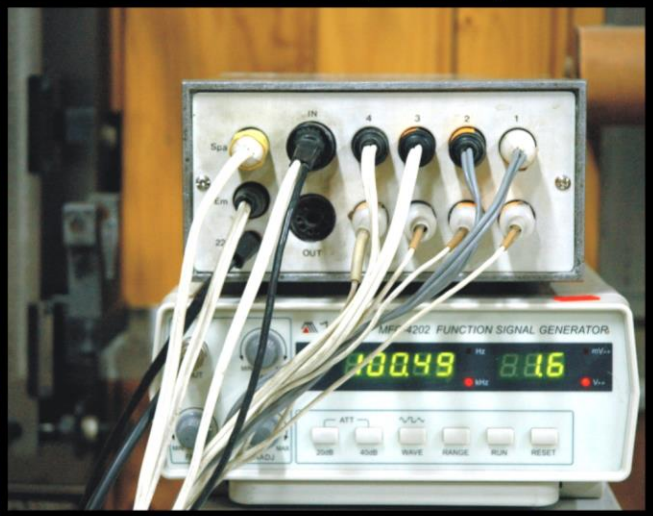
Az elektromágnes



Precíziós fénysorompó

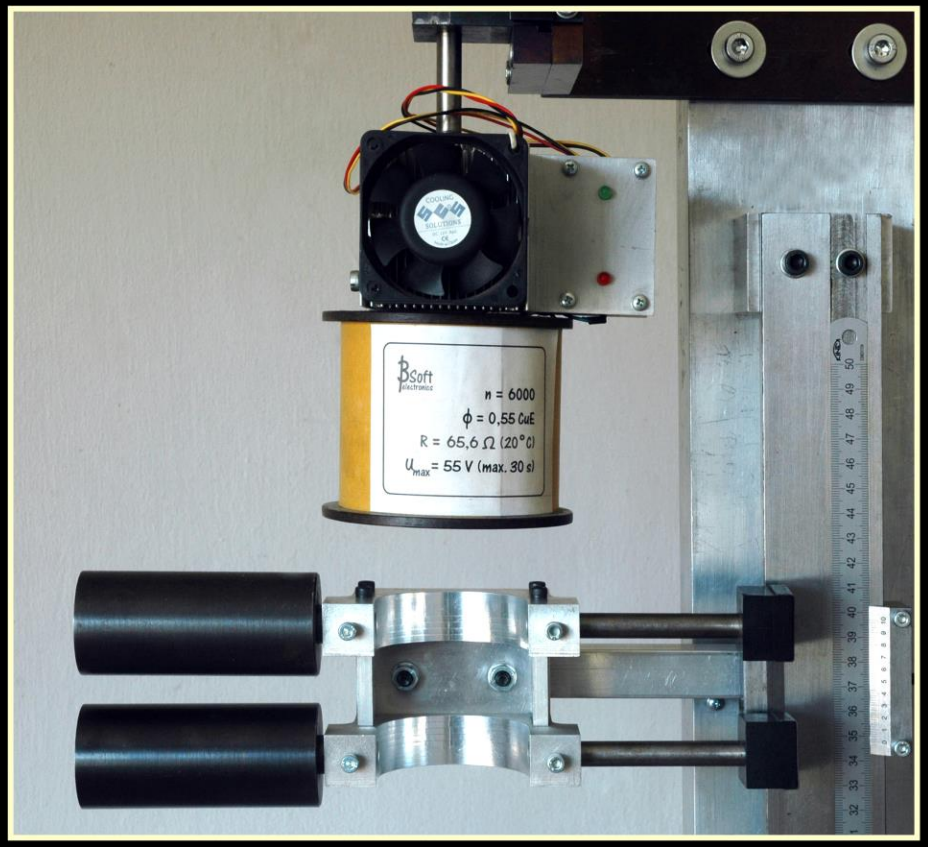


A fénysorompó kalibrálása



A kronométer csatlakozásai

A szabadesés mérőrendszere 1989 óta készül, mindig csak egy kicsit modernizáltam... Most komoly felújításba kezdtem: csak mikroszkóppal olvasható, optikai mérőléc került beszerelésre. A pontosság 1/1000 mm lesz! **Nem sikerült, megszűnt a Fizikum!**

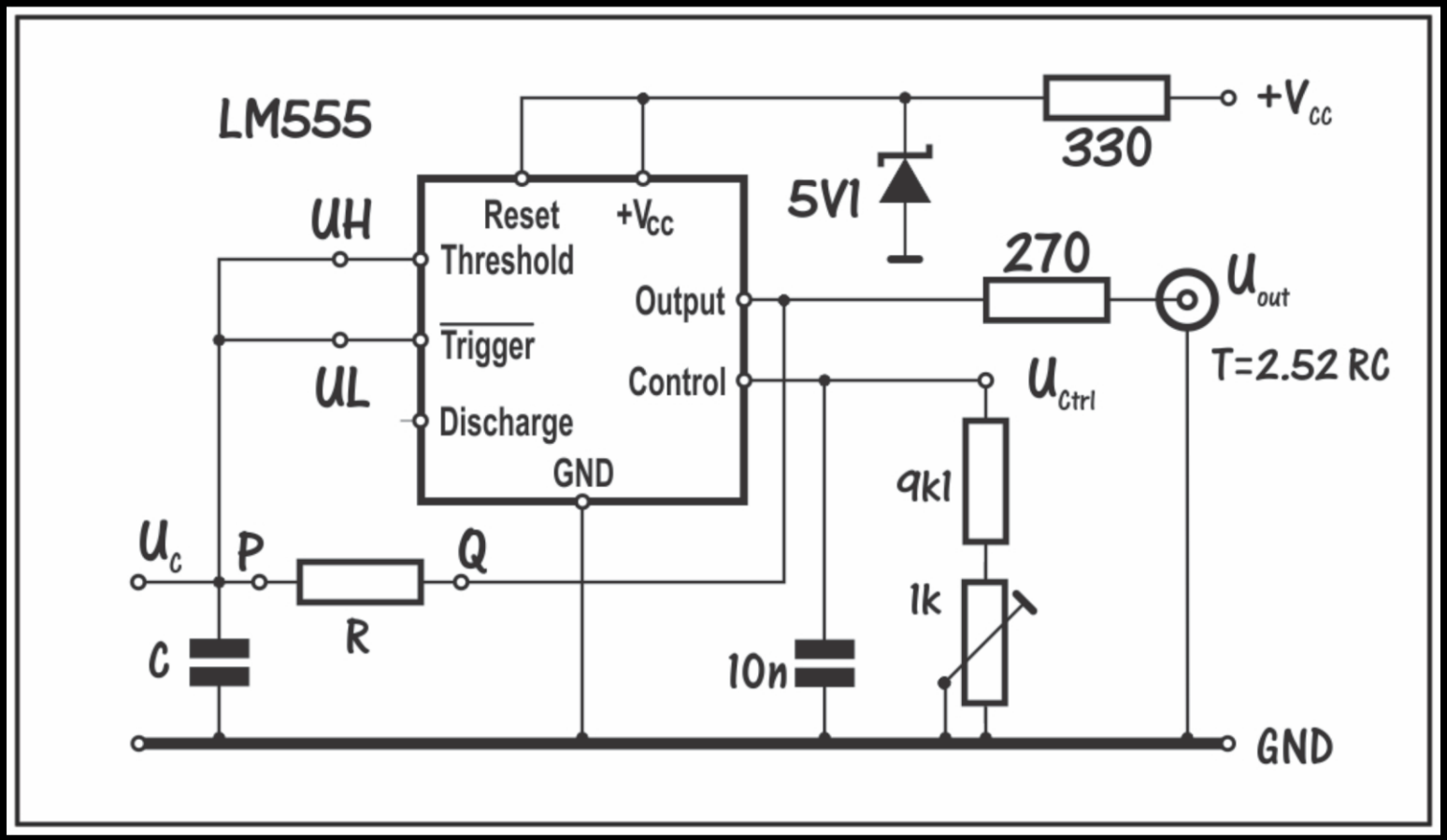


Hűtött elektromágnes (EM) és a sebességmérő szonda

Egy hosszabb mérési sorozat *(400 ejtés)* vége felé a golyó nem fért be többé a szabadesés mérőcentrumán látható EM alatti eredeti helyére, mert az EM dróthőmérséklete 80° C fölé melegedett, a tartórúd átvette a hőt és az EM néhány tized mm-t leereszkedett. A golyó eltakarta az első fénysorompót. Egy alumíniumtönkre egy új EM-et készítettem, és két processzor hűtőbordát meg a ventillátorait szereltem rá. A PC méri a hőmérsékletet és a golyó elengedése előtt öt másodperccel kikapcsolja a ventillátorokat, mert a remegésükkel zavarnák a golyó indulását. Az állapotot a LED-ek jelzik. Most a hűtőtönk csak fél fokot melegszik, a golyó mindig befér a helyére. Az EM alatt a sebességmérő szonda van a két fénysorompójával. A fénysorompók tengelytávolsága 50,000 mm ± 2 µm.

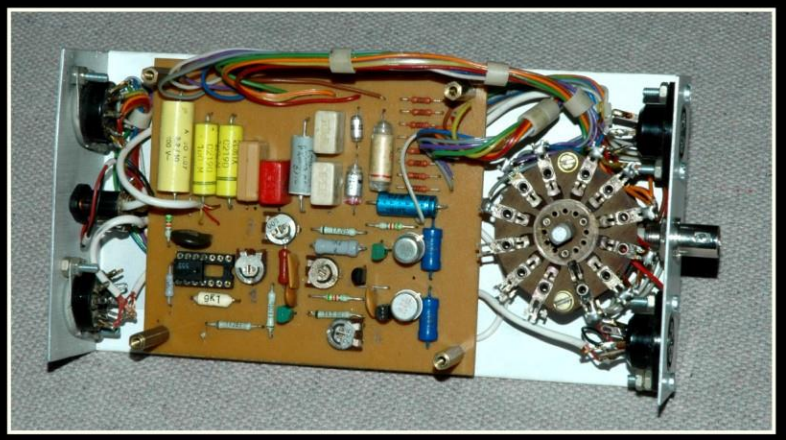
37. ábra. Mini-szabadesés a konyhaasztalon

Egyszerű R/D, azaz - ellenállás - digitális konverter

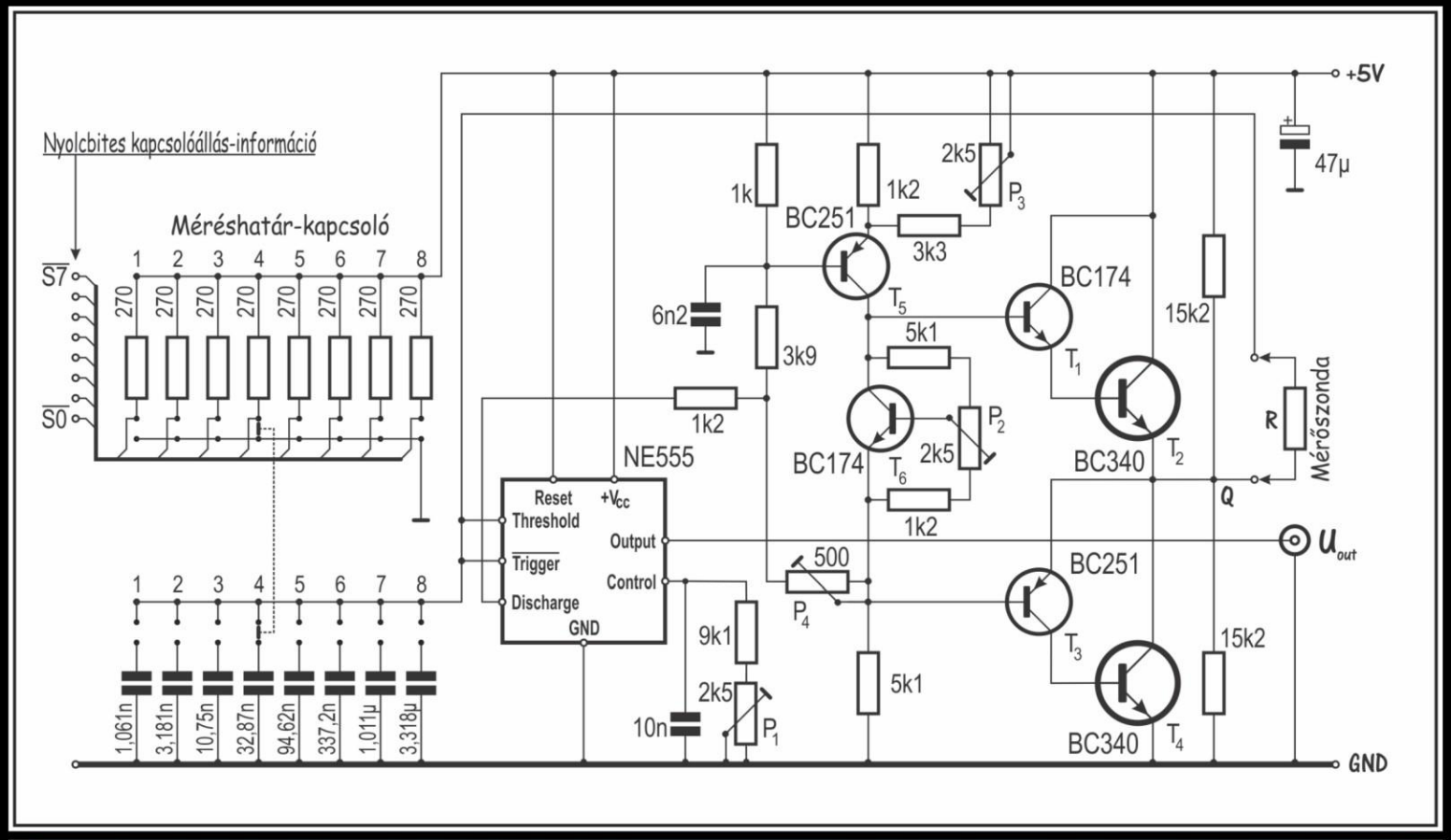


40 ábra. R/D, azaz ellenállás-digitális konverter. Alapeleme az **LM555**-ös időzítő áramkör. Lényegében egy **SR** (**S**et-**R**eset) bistabil billenőkör, amelyben az Output kimenet negáltja a Trigger nevezetű alsóküszöb bemenetnek. Ha az U_L a küszöbszint alá vált, a kimenet magas szintű lesz. SR bistabil lévén, ezután a Trigger bemenetnek nincs hatása a kimenetre. Ezt az állapotot a Threshold U_H felsőküszöb szintjének a meghaladásával lehet visszaállítani. Ha összekötjük a két küszöböt, egy feszültségszint-vezérelt bistabil áramkört kapunk. Bekapcsoláskor a C kondenzátor feszültsége nulla, így a kimenet magas szinten van, és az R ellenálláson keresztül a C kondenzátor töltődni kezd. Amikor eléri a felsőküszöb szintet, a kimenet alacsony szintbe vált, és az R ellenállás kezdi kisütni a kondenzátort. Az alsóküszöb elérésekor a kimenet magasba vált, innen minden ismétlődik.

A folyadék vezetőképességének mérésére készült R/D konverter

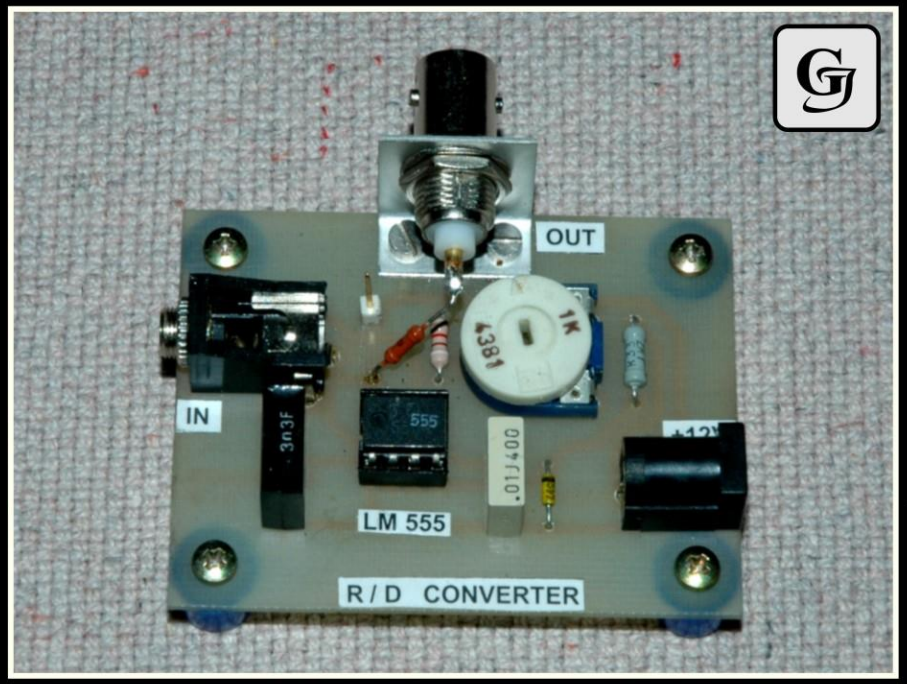


ANATECH Symposium,
Atlanta, 5-8 April 1992



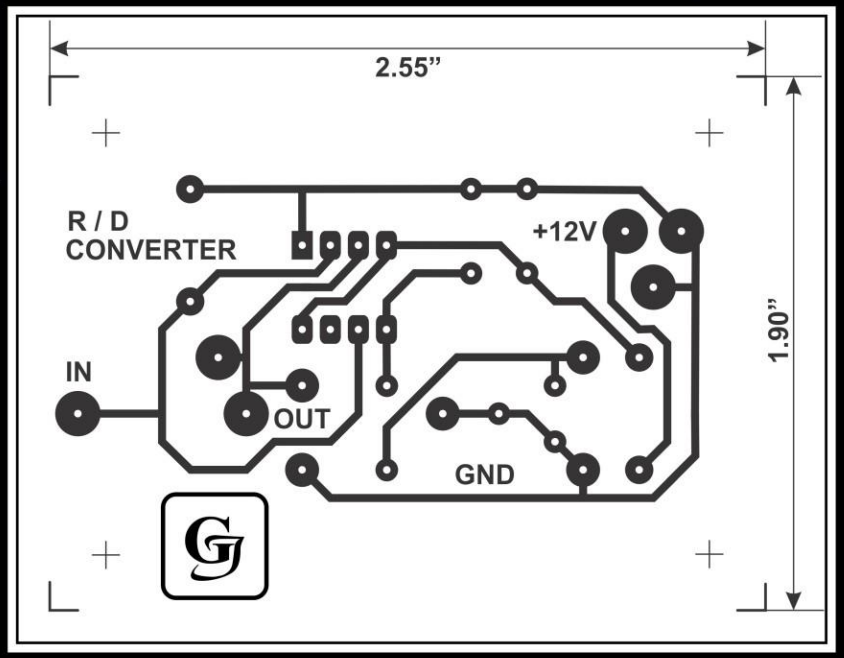
Computerized measuring and monitoring of electric conductance
by I. Bartos-Elekes, ZS. Bartos-Elekes and CS. Muzsnay*, Babes-Bolyai University, Cluj-Napoca, Romania

A megvalósított R/D átalakító és a nyomtatott áramkörének terve



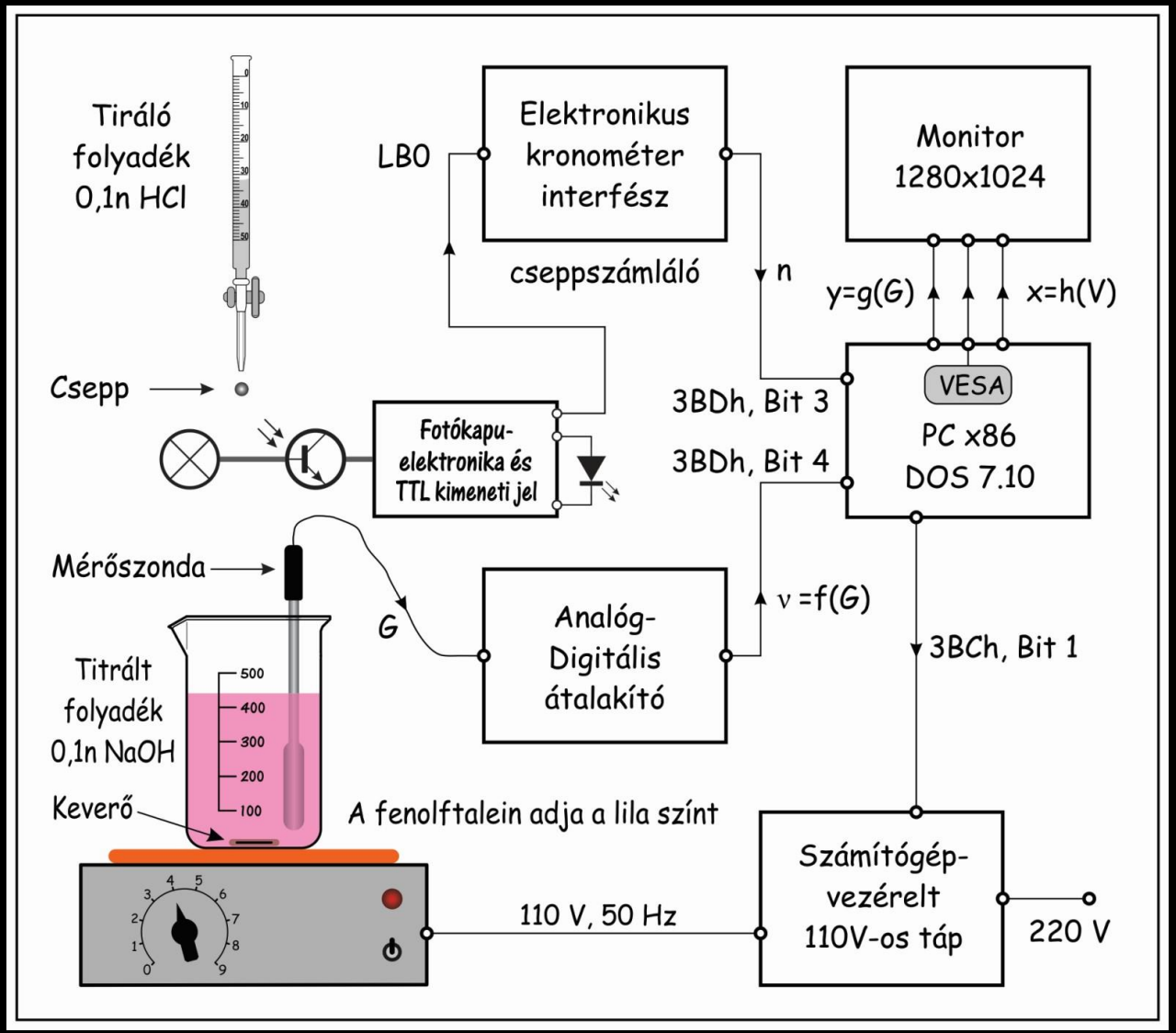
A megvalósított R/D átalakító.
A Th termisztor és a többi csatlakozó
már nem fért el a fényképen.

A nyomtatott áramkör tervrajza



Az elektronikai beállítás után a kalibrációs görbe meghatározása következik (70-80 mérőpont).
Ennek alapján létrejön a mérőfüggvény illesztőgörbéje, amely elvileg szintén egy egyenes.

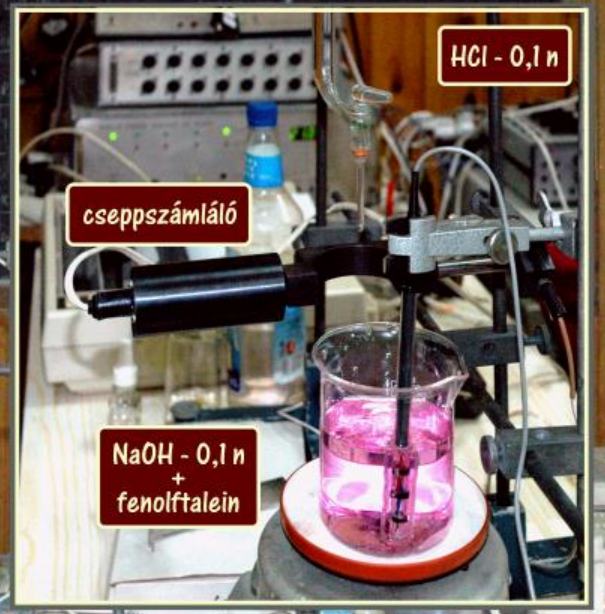
A CNC konduktometriás titrálás mérési elrendezésének tömbvázlata



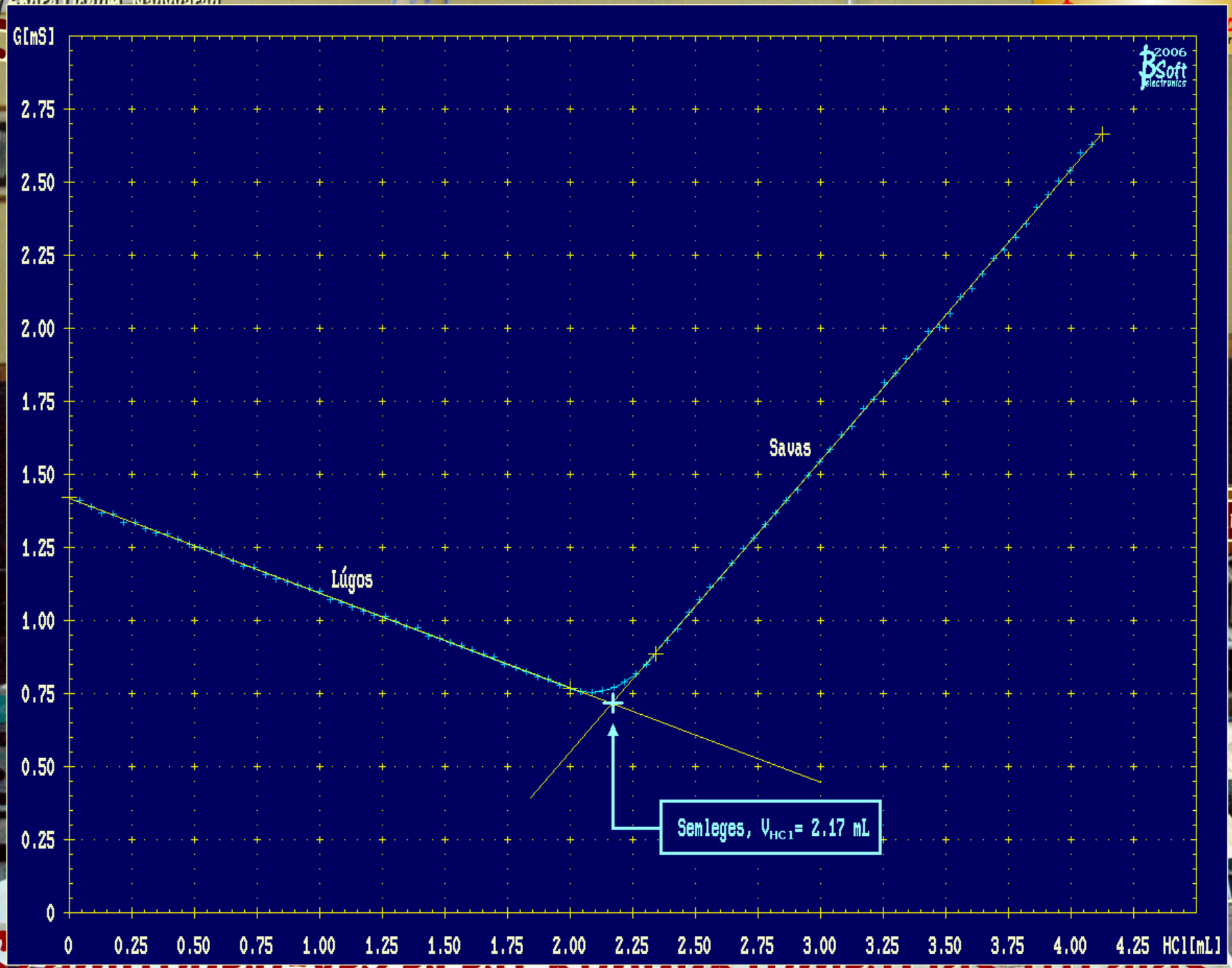
41. ábra. A számítógép elindíttatja a keverőt, megnyitjuk a büretát, ezután minden csepp érzékelésekor az A/D átalakító a PC-vel közösen megméri a titrált folyadék vezetőképességét, és a grafikonra kiteszi a mérőpontot. A büretta elzárásával megállíthatjuk a mérési folyamatot, a keverő továbbra is működik. Ha a csap megnyitása után a titrálási görbén szakadás keletkezik, akkor lassú volt a keverés, vagy túl sűrű a titráló folyadék csepegése. Ezeket be kell állítani!

Fizikum

BSoft Electronics
Measurement and Control Computer Interface



Számítógép-vezérelt konduktometriás titrálás



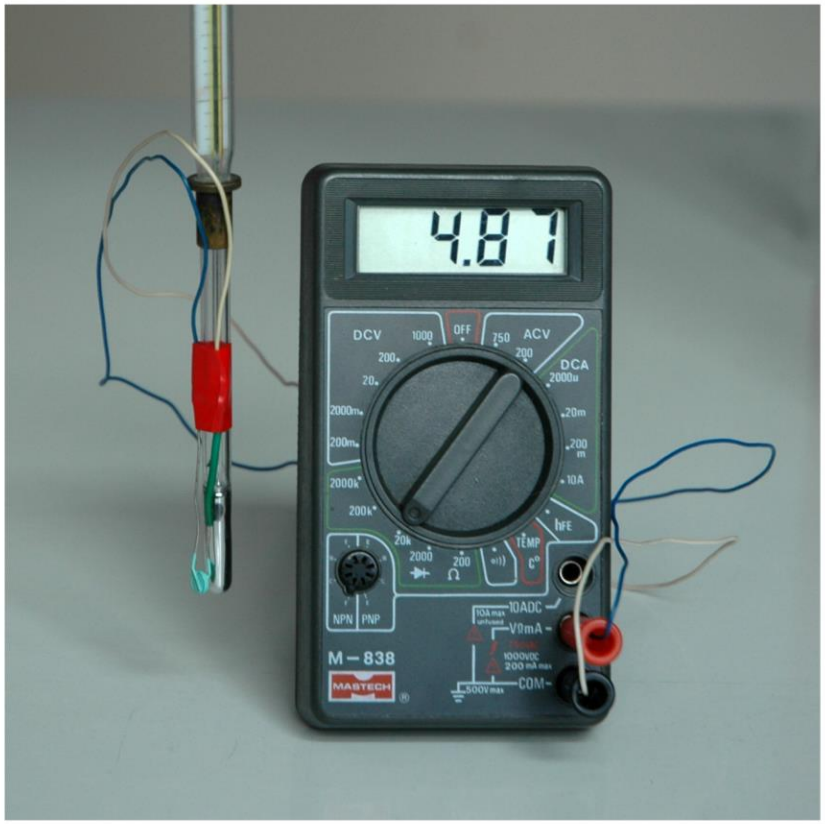
Számítógép-vezérelt konduktometriás titrálás

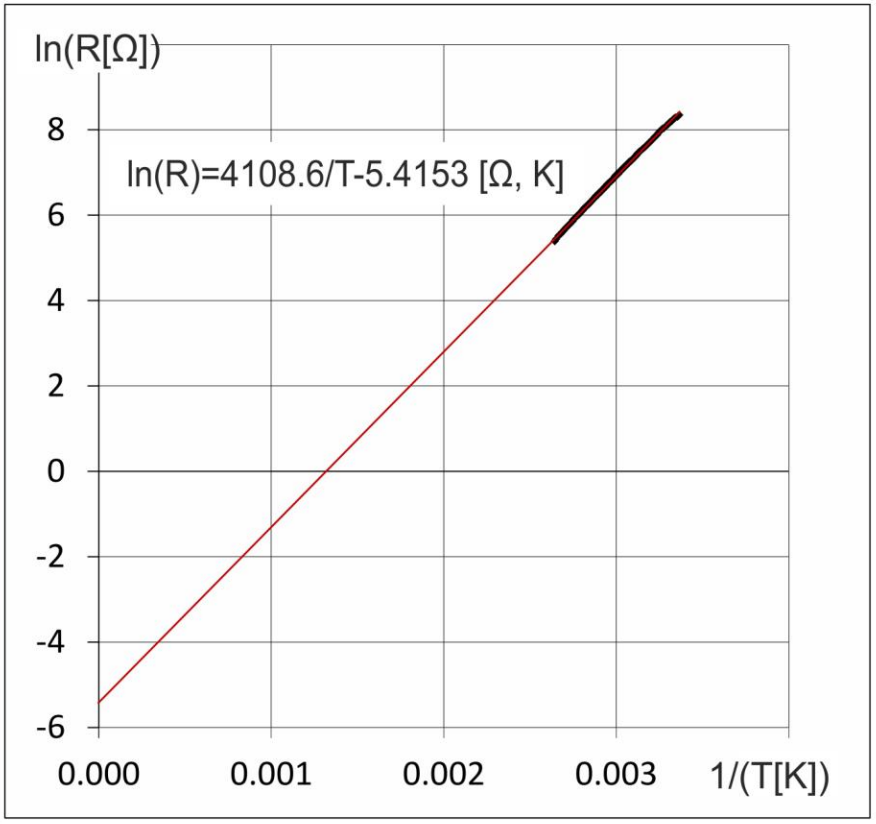
start

Az egyenértékpont az egyenesek metszéspontjában van

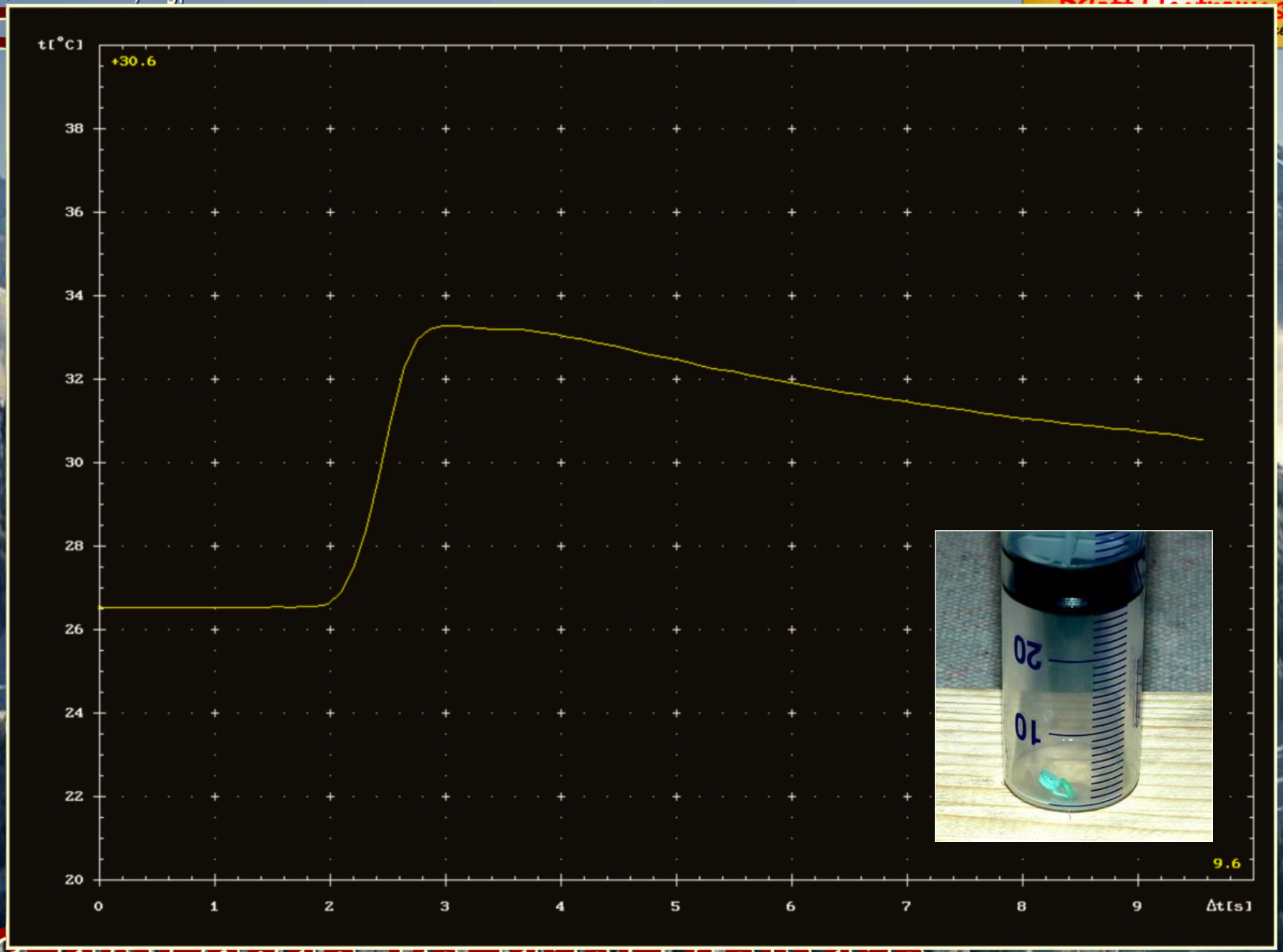
Press SPACE to CONTINUE

Az intrinszik félvezető tiltott sávjának kísérleti meghatározása



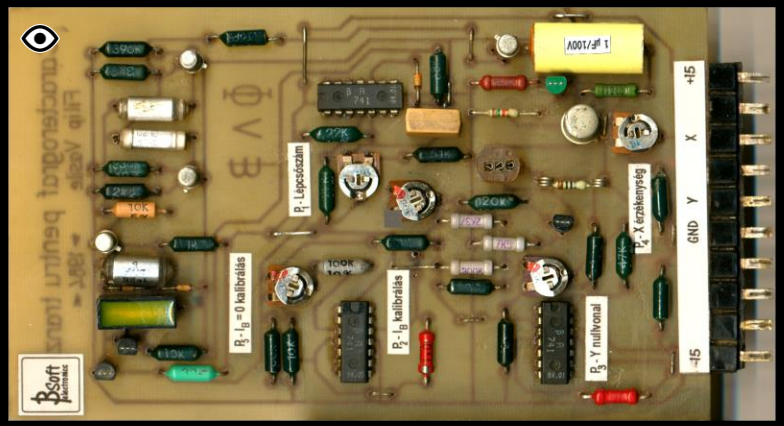


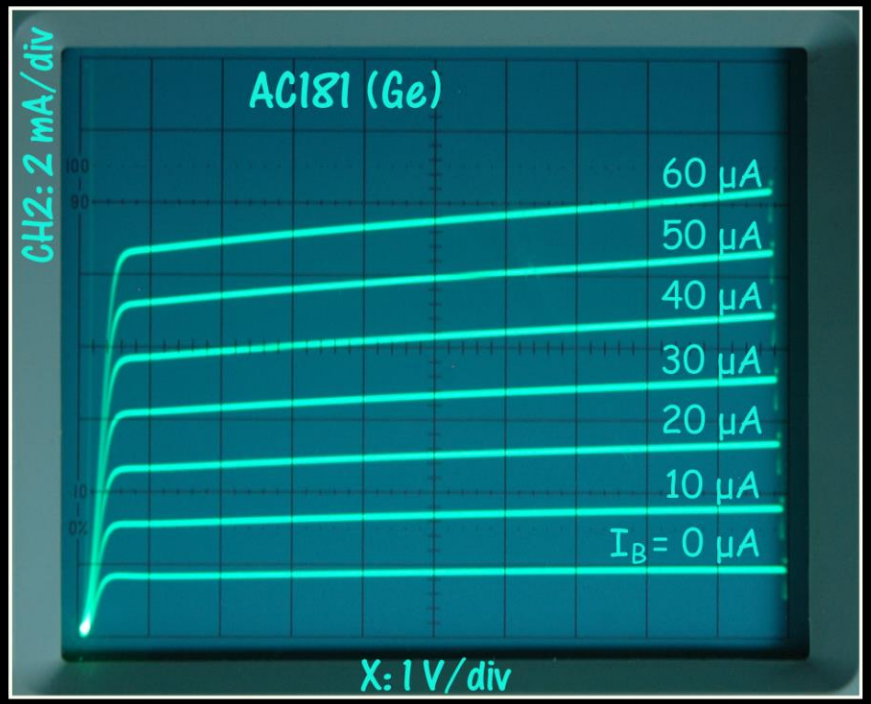
44. ábra. Diákkísérlet. Az intrinszik félvezető tiltott sávjának meghatározása. Az intrinszik félvezető ellenállása exponenciálisan függ a hőmérséklettől: R = A·exp(B/T), ahol az A egy szerkezeti állandó, a B egy anyagállandó, a T az abszolút hőmérséklet. Az anyagállandó egyszerűsített formájában tartalmazza az Eg tiltott sáv értékét: B = Eg/2k, ahol a k a Boltzmann állandó. A hőmérőt a vele szoros kapcsolatban levő termisztorral forró olajba tesszük, és az olaj természetes, majd erőltetett hűlése közben – állandó keverés ás halk háttérzene mellett – sűrűn leolvassuk és lejegyezzük hőmérsékleteket és az ellenállás értékeit. A jellegzetes exponenciális görbe igazolja az ellenállás exponenciális függését a hőmérséklettől, de ebből nem tudjuk könnyen kiszámítani a B anyagállandót. Ha 1/T függvényében fábrázoljuk a lnR = lnA + B/T függvényt, akkor egy egyenest kapunk, amelynek iránytényezője éppen a B. Egy rövid számítás után megkapjuk az Eg tiltott sáv értékét. Eredmény: Eg = 0,708 eV.



Számítógép-vezérelt mérés

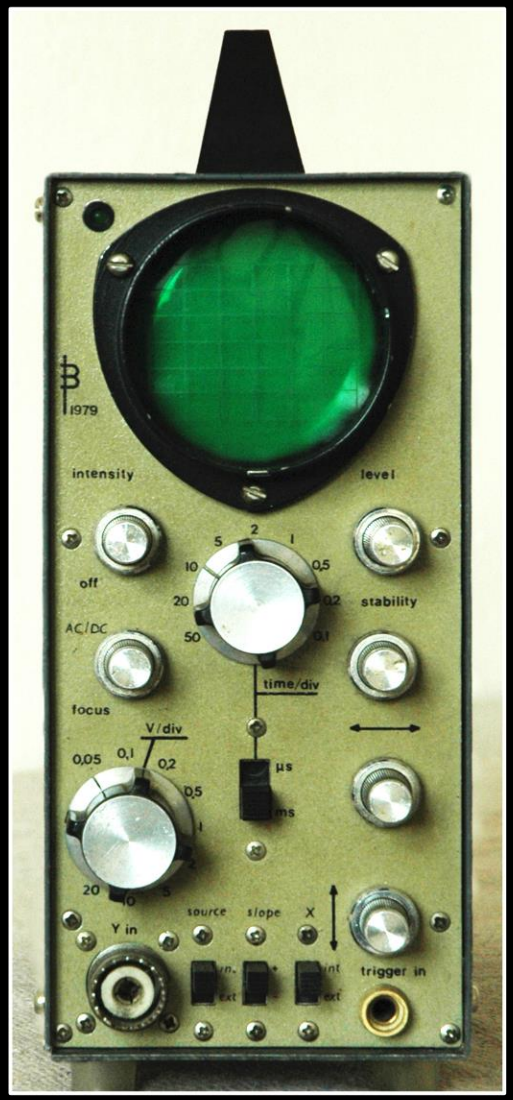
Egy szilícium- és egy germániumtranzisztor kimeneti karakterisztikáinak összehasonlítása analóg karakterográffal

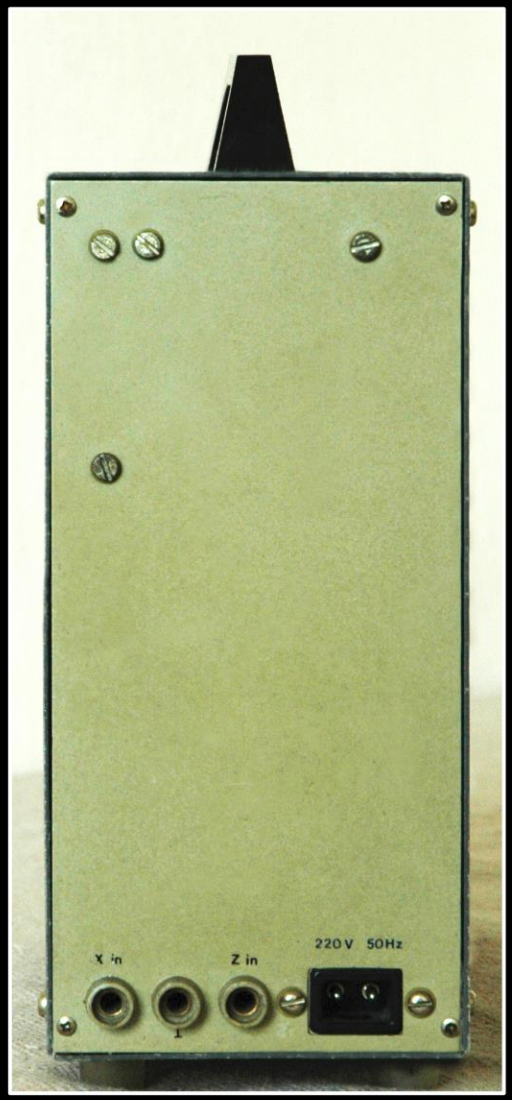


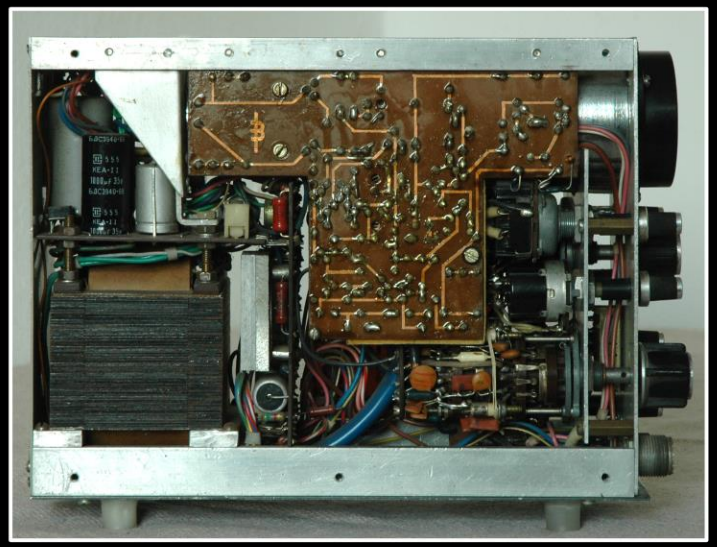


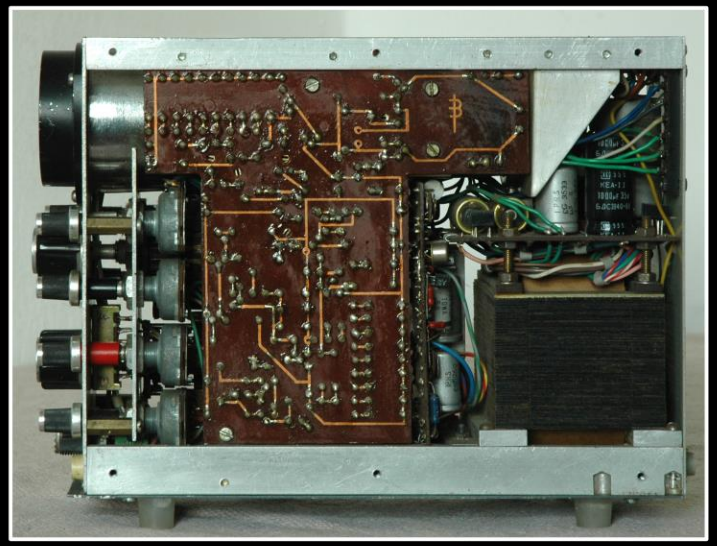
Kiegészítő ábrák. Az időközméréshez csak annyiban kapcsolódnak, hogy az időközmérő analóg kronométerem szabadalmazott elvét használtam fel annak a kis, saját tervezésű oszcilloszkóp indított idővonalának a megépítéséhez, amellyel ezeket a karakterisztikákat először sikerült megkapnom. Az itteni két karakterisztika egy professzionális, elektronkapcsolósan kétsugarasított oszcilloszkóppal készült XY módban, de kifelejtették belőle a szabványos Z modulációt, vagyis csak az XY módban, a sugár visszafutása alatt, látszik egy szellemkép. Egy kis külső áramkör segítségével a visszafutás alatti képet „kilöktem” a képernyőről. A feliratok később kerültek a képekre. A szilíciumtranzisztor maradékárama gyakorlatilag nulla, míg a germániumtranzisztornak 0 µA bázisáramnál is komoly maradékárama van, azon kívül jóval kisebb a β-ja.

Indított idővonalú szervizoszcilloszkóp - 1979



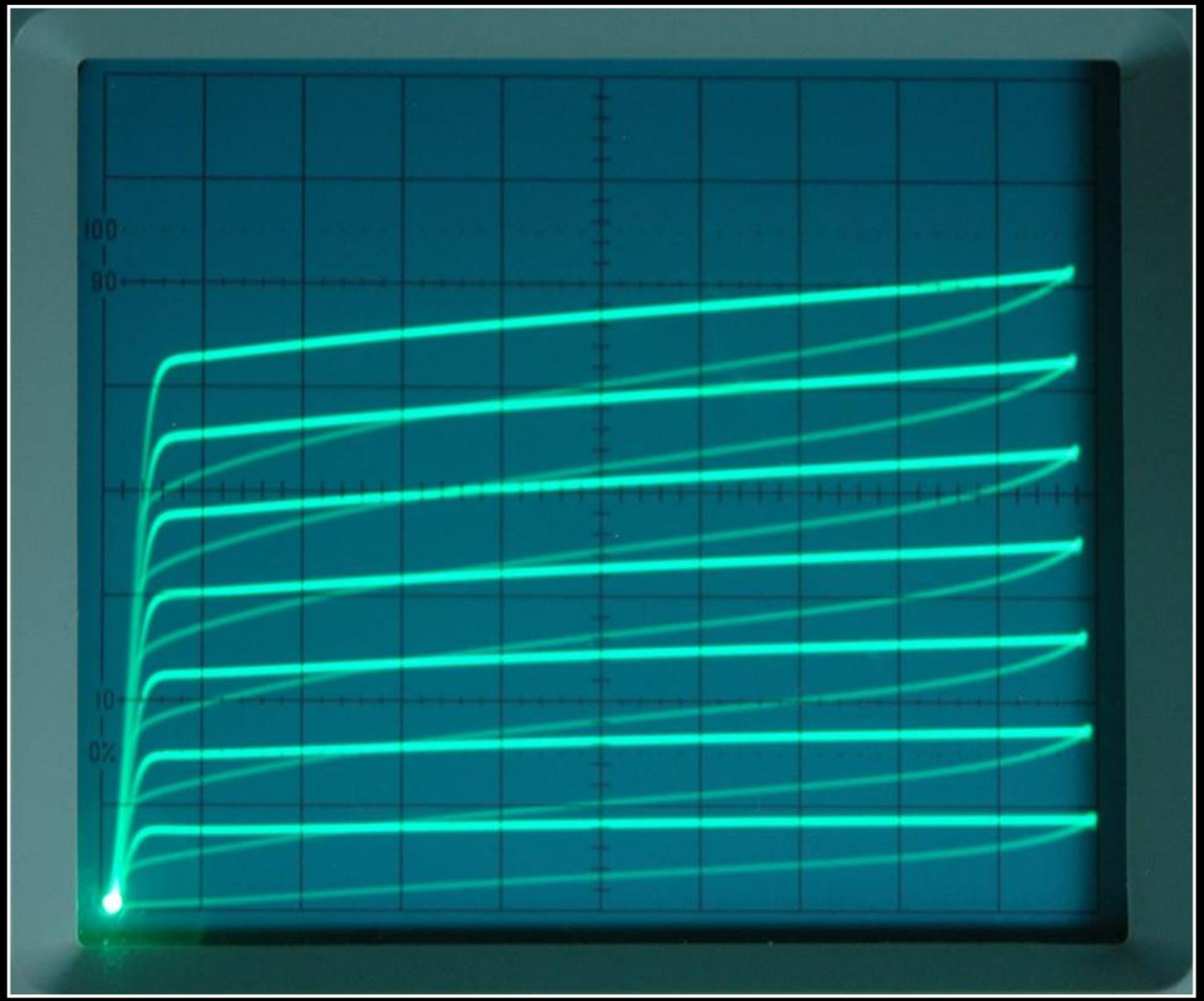






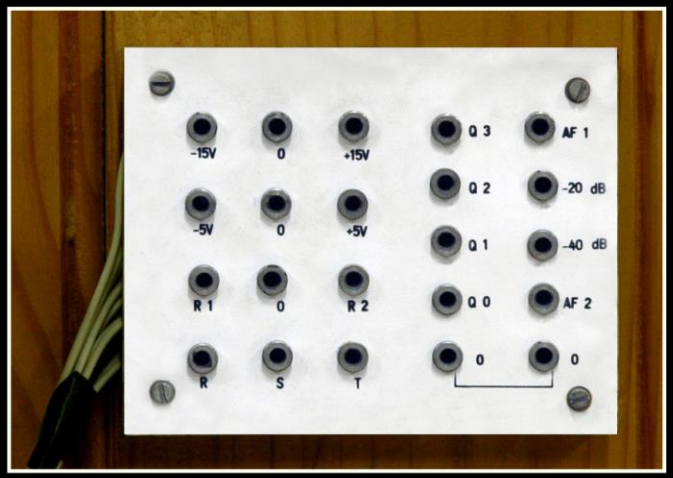
Kiegészítő ábrák. Az Y erősítő bemeneti osztója kompenzálásának hangolását egy higanykapcsolós rezgőrendszerrel oldottam meg, mert a kis kapcsolt ellenállás miatt így kizárhattam az induktív és kapacitív hatásokat. A rendszer periódusa egyáltalán nem volt állandó, de indított üzemmódban ez nem jelentett gondot. Az annak idején szokásos visszafutás alatti sugárkioltás helyett az idővonal aktív ideje alatt világítottam ki a sugarat. Mivel a Wehnelt-henger „igen magasan" volt, ezért a GND-ről optocsatolóval vezéreltem a kivilágítást. A hátlapon látható a Z moduláció TTL szintű. A tömbvázlatban 👁 több informció is van.

Az AC181 szellemképes kimeneti karakterisztikája



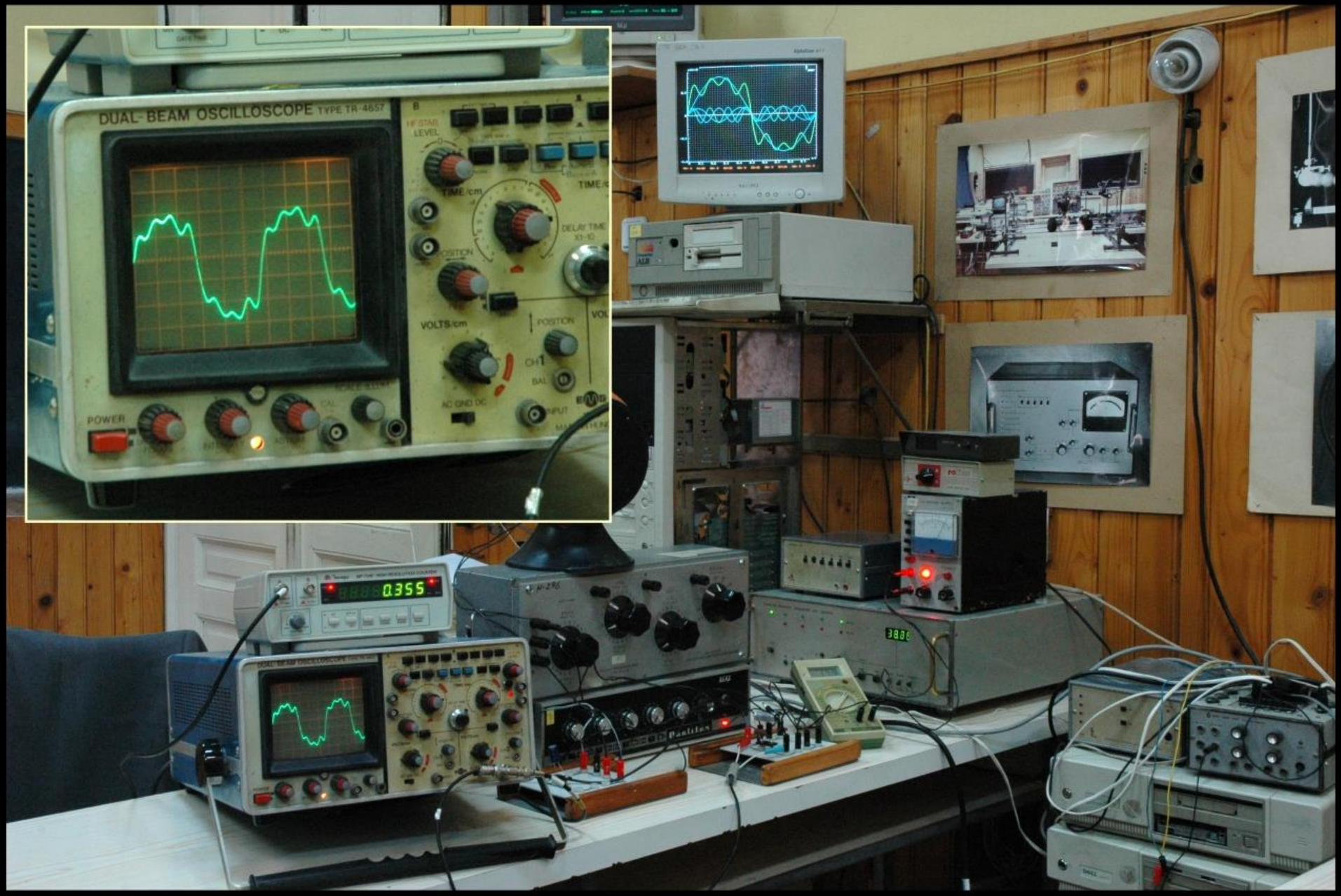
Kiegészítő ábra. Az AC181 npn tranzisztor kimeneti karakterisztikája a sugár visszafutása alatti kioltása nélkül.

Szám- és számítógép-vezérelt impulzusüzemű táp - 1985



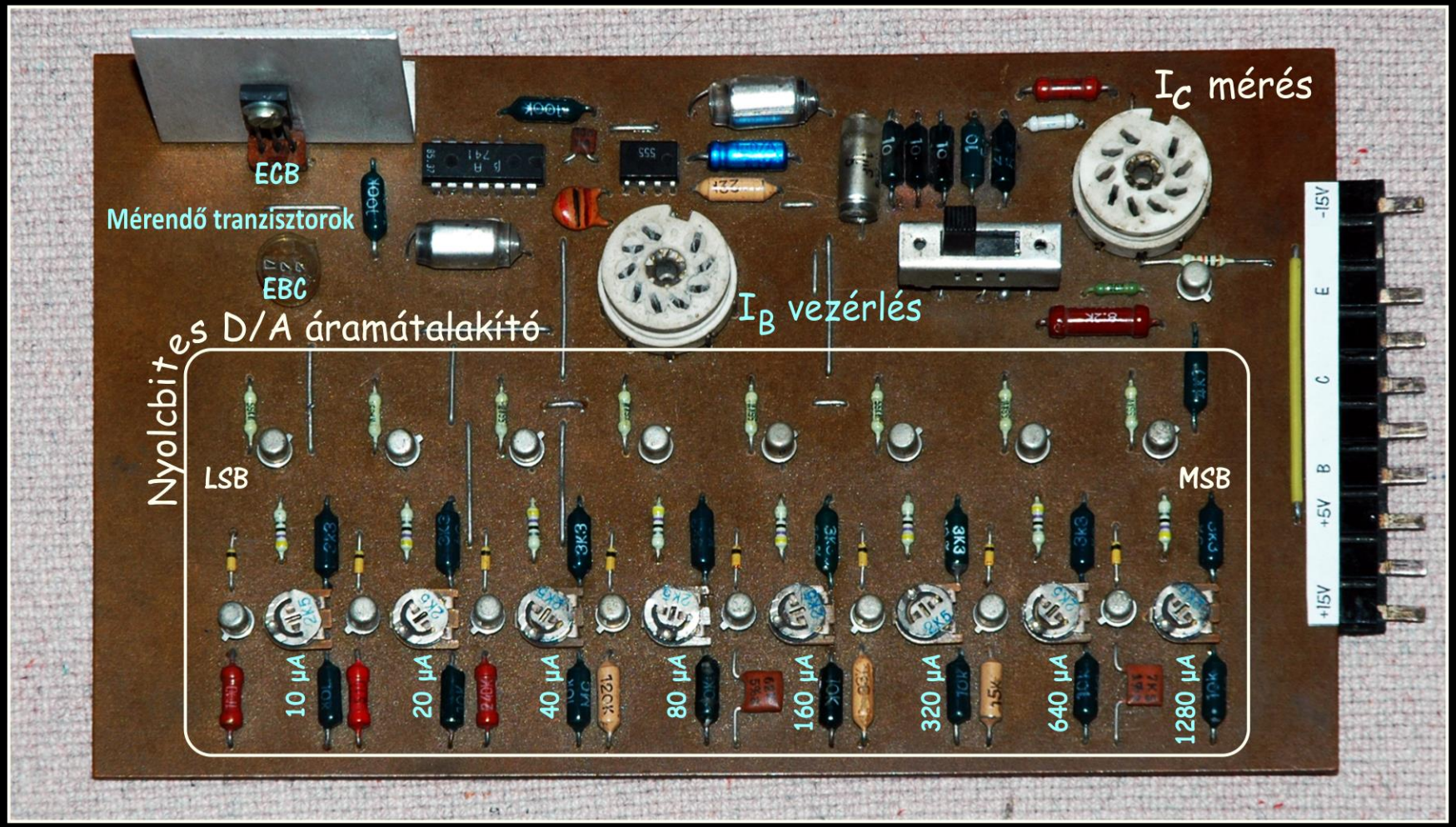
47. ábra. A Fizikum egyik alapvető készüléke volt, általában vezérlésre használtuk. Egy jellemző példa a felharmonikusok szintézise. 👁 Az elosztótáblákba az egyenáramú jeleken kívül az oszcilloszkópok tanulmányozásakor szinuszos, esetleg TTL jelek is érkezhettek. A nyolc analóg oszcilloszkópon a diákok az alapvető méréseket tanulták meg.

Harmonikusok szintézise számítógép-vezérelt berendezéssel



A háttérben a szimuláció, az előtérben a létrejött jel és a hangszóró

Számítógép-vezérelt négypólus-karakterográf

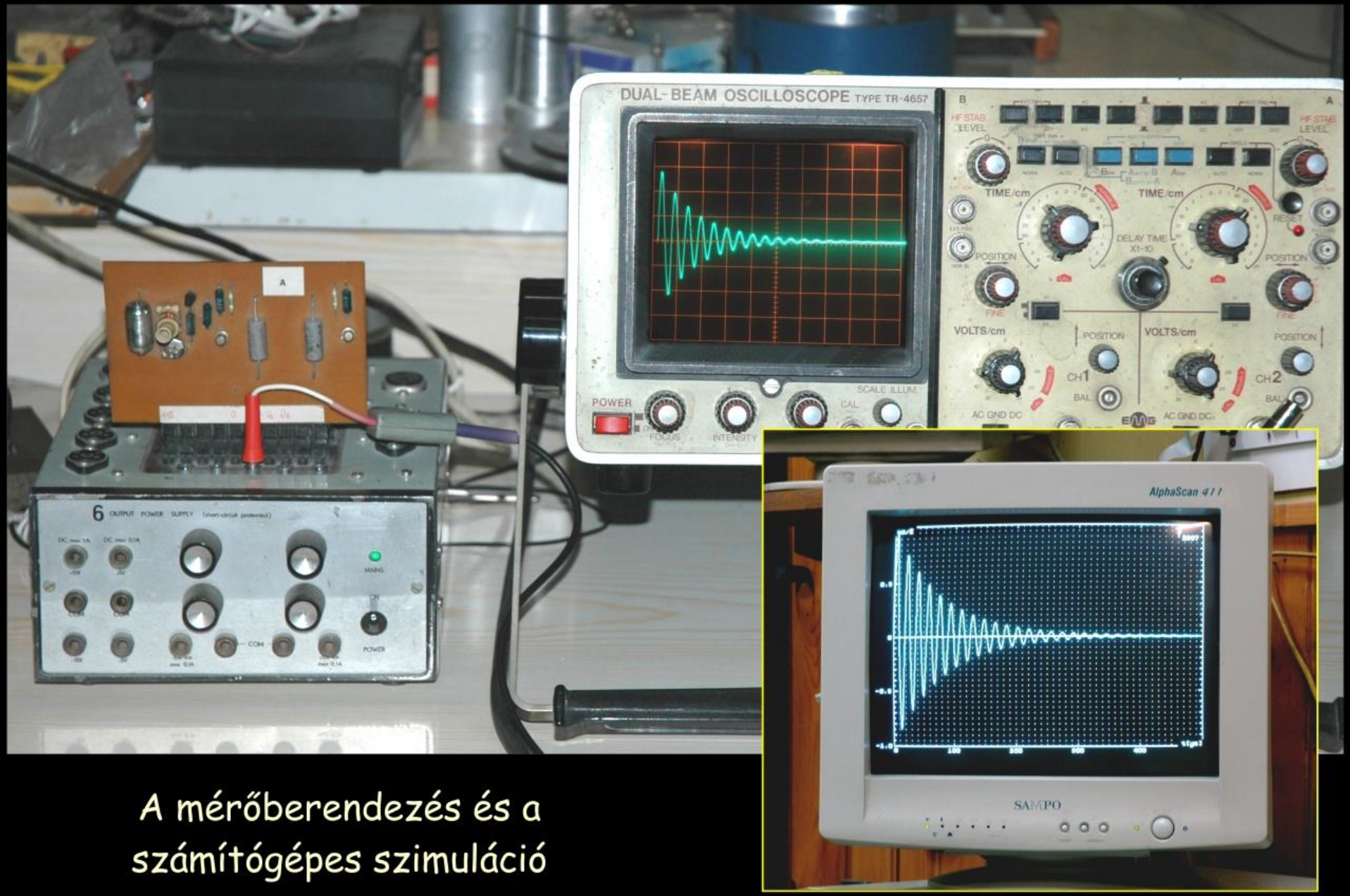


47. ábra. Számítógép-vezérelt négypólus-karakterográf. A karakterográf egy elektronikai bemutatókollekció része, amelyek mind egy komplex tápba dugaszolhatóak. A bázisáramvezérlést egy byte-os csatornán érkezett információ alapján maga a készülék állítja elő a nyolcbites, kettes számrendszer szerint súlyozott áramok összegéből. A tranzisztor a kollektorfeszültségét egy másik byte-os csatornán vezérelt CNC tápforrástól kapja 0,00 V és 45,00 V között, az elején sokkal sűrűbben, az egyenes szakaszokon ritkábban. A kollektoráram A/D konvertere helyben van, az egybites időköz-információt és az áramfigyelő ellenállásváltó kapcsoló állapotait egy nyolcbites csatlakozó juttatja a számítógépbe. A két porcelán elektroncső foglalat az interfésszel való nyolcbites csatlakozásokat oldotta meg. A teljesítménytranzisztorokat egy külső foglalatba helyezzük.

Univerzális tápforrás a demonstrációs kísérletekhez

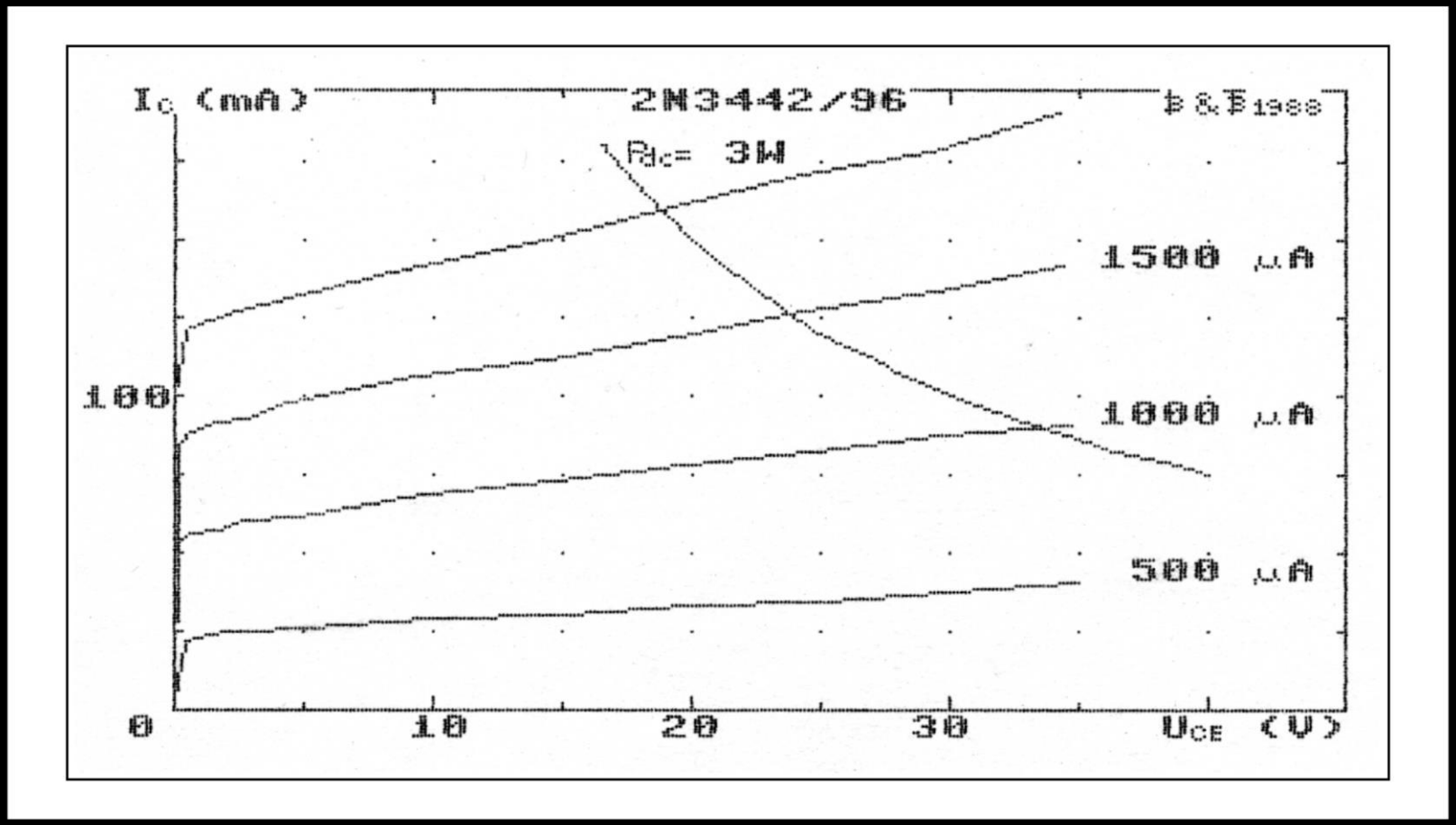
Kiegészítő ábra. Ebbe a kis dobozba 6+1 tápot szereltem, a 6 tápos változatot valamikor minden elektronika szakos diák elkészítette magának, ez volt az évharmadi dolgozatuk. Magamnak egy négybites és egy kétbites csatornát is beleszereltem, ez utóbbinak az alsó bitje maximum 2 amperes terhelést bírt el, a többi 200 mA-t. A fényelektromos hatás anódfeszültsége *(250 V)* is innen származott *(a +1 táp)*, a bekapcsoltságát egy kis piros LED jelezte. Minden táp diszkrét elemekből készült, a működésük megértése volt a cél. A négy csatlakozó sorba sok dugaszolható kártya készült a számtalan demonstrációs kísérlethez. Egy jellemző példa a soros RLC áramkör lecsengő rezgései.

A soros RLC áramkör lecsengő rezgései

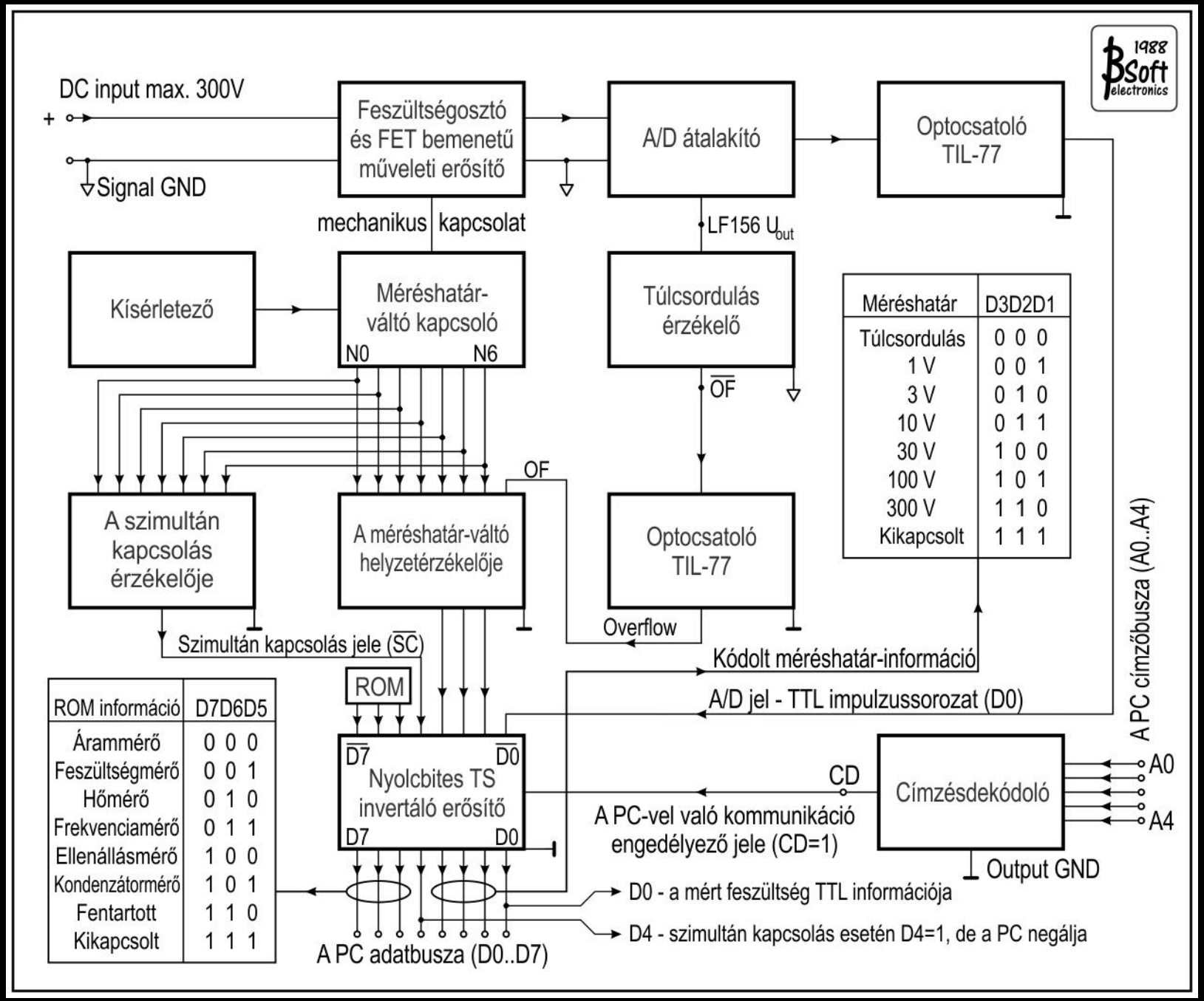


A mérőberendezés és a számítógépes szimuláció

A 2N3442-es tranzisztor karakterisztikája - Sinclair Spectrum, 1988



47. ábra. A 2N3442 teljesítménytranzisztor kimeneti karakterisztikája a 3 W-os disszipációs hiperbolával. A két vezérlő- és egy szimultán mérőszoftver Assemblyben, a feldolgozó és a rajzoló szoftver BASIC-ben készült. Itt használtam először az interfész és a Spectrum közös belső ciklusidejét az árammérésre. Valójában a tranzisztor emitterébe került az áramfigyelő ellenállás, a rajta fellépő feszültséget mértem, majd a kalibrálási görbe alapján átszámítottam áramba. A kollektorfeszültségből ki kellett vonnom a mért feszültséget, ez látszik a karakterisztikán is, mert a nagyobb kollektoráramok felé egyre rövidebbek a karakterisztikák. A helyes méréshez a mért emitteráramból kivontam a bázisáramot, és ezt a kollektoráramot ábrázoltam a már kiszámított kollektorfeszültséghez tartozó pontban. A mérés befejeztével, ki lehetett nyomtatni a rajzot, ennek szkennelt formája került ide. A képet Assemblyben olvastuk ki a videokártya grafikus memóriájából, és nagyon bonyolult szerkezetváltás után került a mindig visítva dolgozó héttűs nyomtatóra.

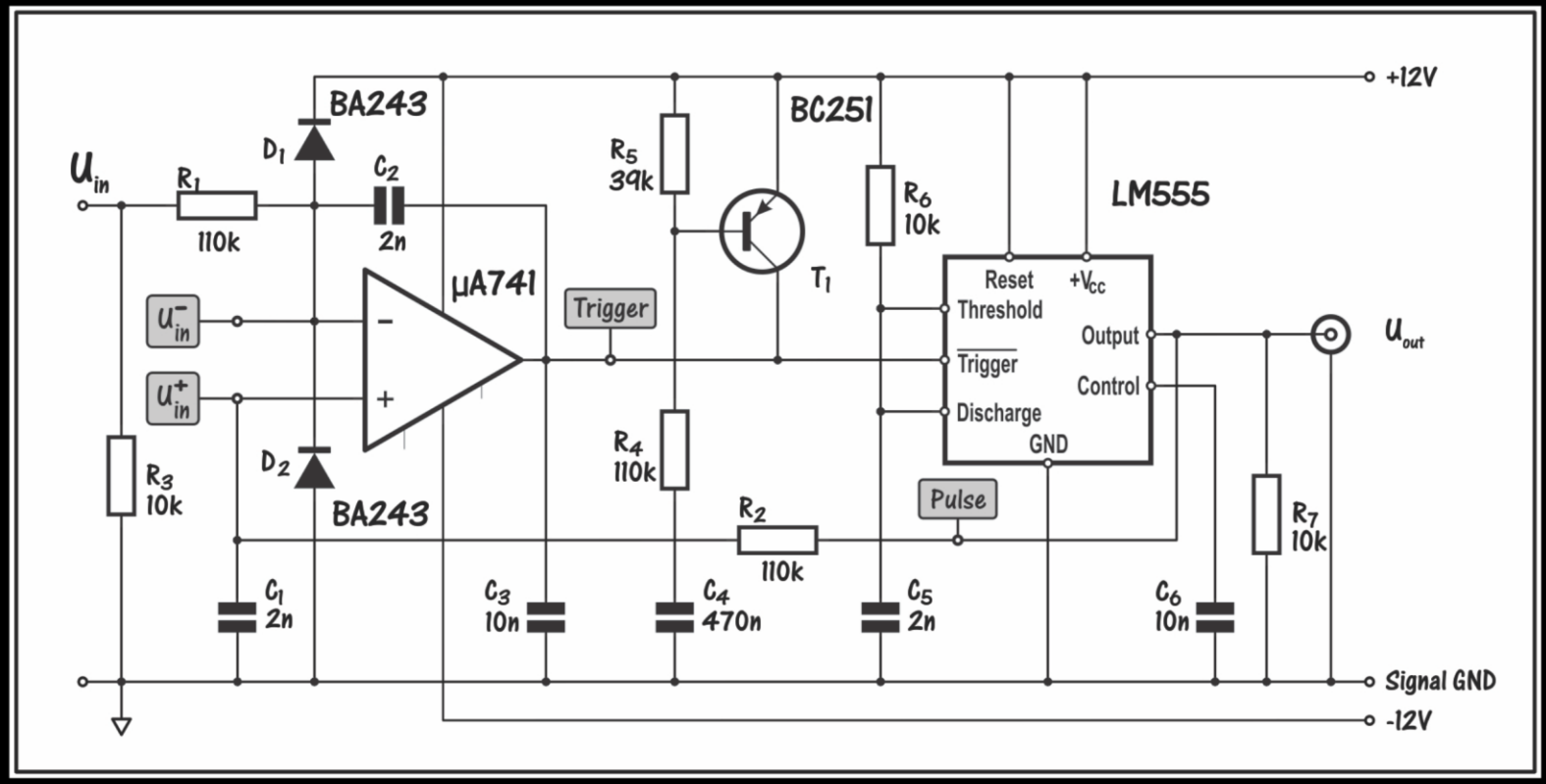


Méréshatár	D3D2D1
Túlcsordulás	0 0 0
1 V	0 0 1
3 V	0 1 0
10 V	0 1 1
30 V	1 0 0
100 V	1 0 1
300 V	1 1 0
Kikapcsolt	1 1 1

ROM információ	D7D6D5
Árammérő	0 0 0
Feszültségmérő	0 0 1
Hőmérő	0 1 0
Frekvenciamérő	0 1 1
Ellenállásmérő	1 0 0
Kondenzátormérő	1 0 1
Fentartott	1 1 0
Kikapcsolt	1 1 1

48. ábra. A mérőhálózati voltmérő tömbvázlata

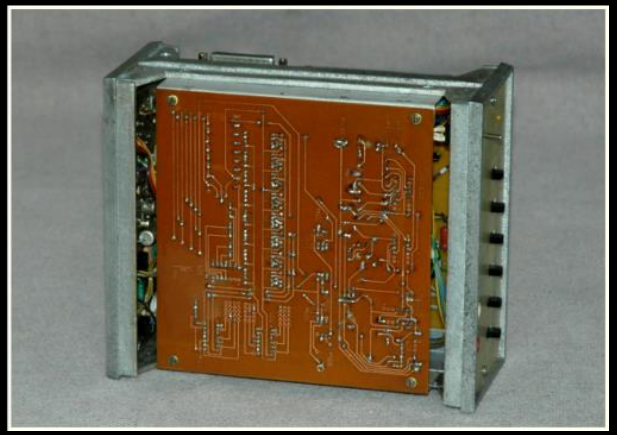
Az A/D átalakító kapcsolási rajza és működésének rövid bemutatása



49. ábra. Az A/D átalakító kapcsolási rajza. Az A/D átalakító egy különleges kapcsolás, lényegében egy frekvenciastabilizátor, feszültséggel változtatható frekvenciájú TTL impulzussorozatot hoz létre. Az LM555 időzítő áramkör minden negatív frontú Trigger-jelre egy körülbelül 20 μs-os impulzust bocsájt ki, ez az R2 ellenálláson keresztül tölti a C1 kondenzátort a μA741 műveleti erősítő nem invertáló bemenetén. Amikor a kondenzátor feszültsége túllépi az invertáló bemenet feszültségét, akkor megszűnik az LM555 monostabil áramkör indítása, és a kondenzátor feszültsége csökkenni kezd. Mivel a műveleti erősítő nyílt hurokban van, a két bemeneten gyakorlatilag azonos feszültség keletkezik, ami szinte állandó frekvenciát, vagy szinte állandó időközöket jelent. A kapcsolási rajzon nem ábrázoltam, de a műveleti erősítő ofszetszabályozójával beállíthatunk egy nulla feszültségnek megfelelő igen kis frekvenciát (a kalibrációs egyenletből: 0.12692 kHz).

A mérési adatokból látható, hogy az 1 V körüli bemeneti feszültségnek 4 kHz körüli frekvencia felel meg. Ez azt jelenti, hogy a méréshatár felénél 2 kHz-cel számolhatunk, ami 500 μs-os időközöknek felel meg. A TSC időközmérés esetén átlagban tíz periódussal számolva 5 ms-onként kapunk egy mért értéket, vagyis 200 mérés/s a mérési sebesség. Ezzel már oszcilloszkópszerű méréseket is végezhetünk, mindegyik mérés tízmilliós nagyságrendű TSC-t tartalmaz.

Számítógép-vezérelt mérőhálózati voltmérő



50. ábra. A VM10 mérőhálózati voltmérő. A nyomtatott áramkörök terveit kézzel rajzoltam, és a nyomdában hívták elő.

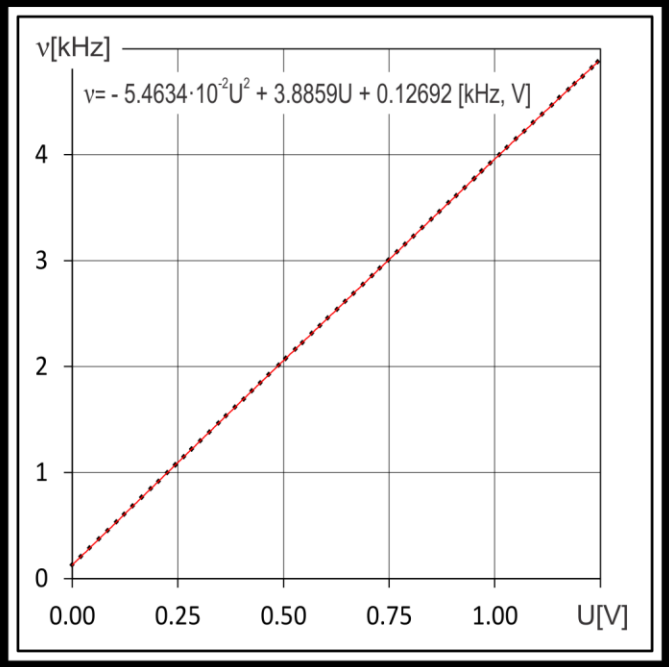
A VM10 hálózati voltmérő kalibrálása

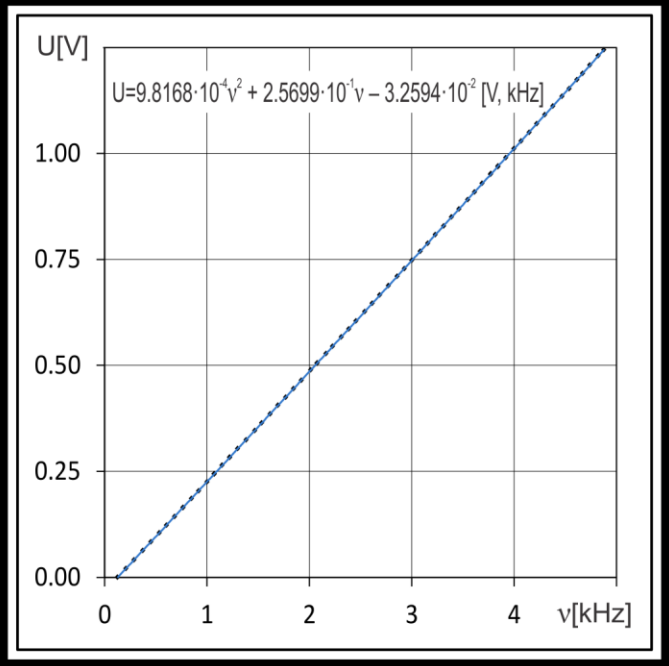
Kalibrálási adatok

Nr.	U[V]	ν[kHz]	Nr.	U[V]	ν[kHz]
1	0.000	0.1273	36	0.605	2.4569
2	0.021	0.2077	37	0.627	2.5406
3	0.041	0.2876	38	0.646	2.6159
4	0.063	0.3724	39	0.666	2.6888
5	0.084	0.4520	40	0.688	2.7744
6	0.105	0.5344	41	0.710	2.8577
7	0.123	0.6049	42	0.728	2.9277
8	0.144	0.6833	43	0.748	3.0029
9	0.165	0.7662	44	0.769	3.0840
10	0.165	0.7660	45	0.788	3.1563
11	0.186	0.8472	46	0.808	3.2315
12	0.204	0.9178	47	0.829	3.3121
13	0.225	0.9997	48	0.850	3.3901
14	0.244	1.0725	49	0.869	3.4628
15	0.244	1.0722	50	0.891	3.5468
16	0.244	1.0721	51	0.909	3.6133
17	0.264	1.1489	52	0.929	3.6885
18	0.283	1.2222	53	0.951	3.7715
19	0.283	1.2220	54	0.952	3.7748
20	0.303	1.3007	55	0.970	3.8445
21	0.325	1.3822	56	0.969	3.8442
22	0.346	1.4664	57	0.990	3.9198
23	0.364	1.5339	58	1.011	3.9995
24	0.386	1.6180	59	1.029	4.0688
25	0.406	1.6936	60	1.050	4.1490
26	0.425	1.7693	61	1.070	4.2222
27	0.445	1.8452	62	1.091	4.3019
28	0.465	1.9231	63	1.112	4.3804
29	0.489	2.0131	64	1.135	4.4677
30	0.506	2.0768	65	1.153	4.5377
31	0.505	2.0760	66	1.174	4.6144
32	0.528	2.1625	67	1.189	4.6691
33	0.545	2.2269	68	1.208	4.7393
34	0.567	2.3137	69	1.230	4.8214
35	0.586	2.3866	70	1.244	4.8766

Kalibrálófüggvény

$$\nu = -5.4634 \cdot 10^{-2} U^2 + 3.8859U + 0.12692 \ [\text{kHz, V}]$$

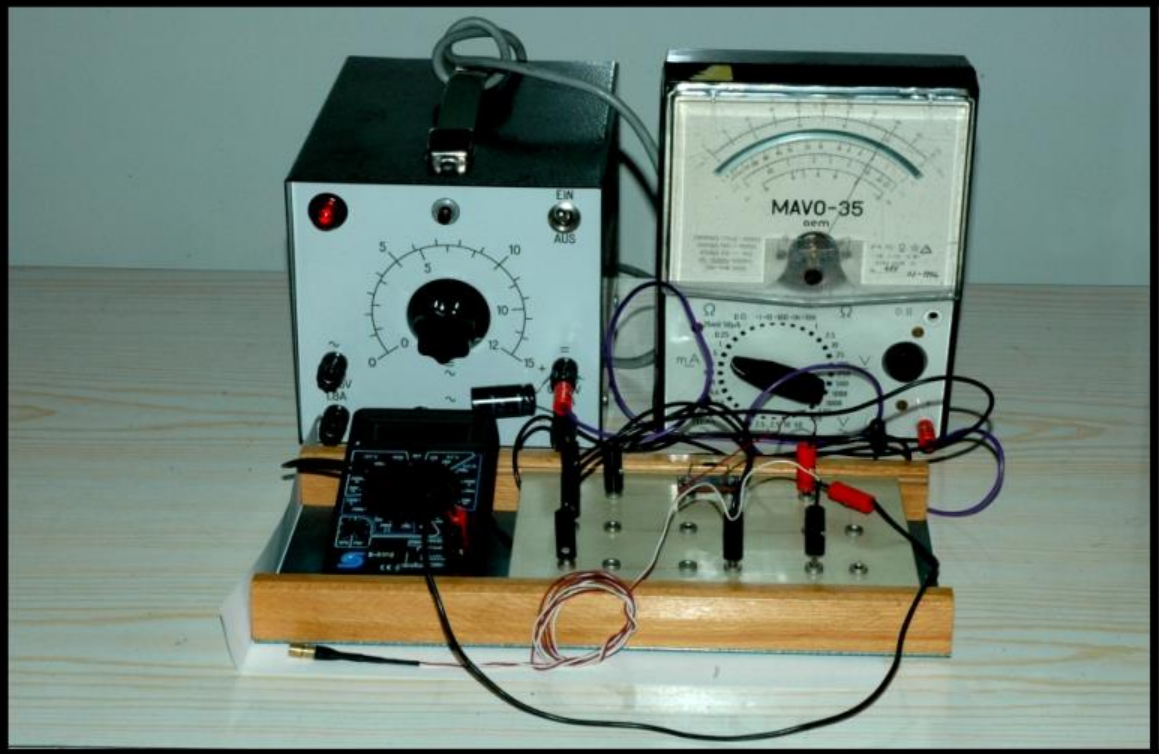


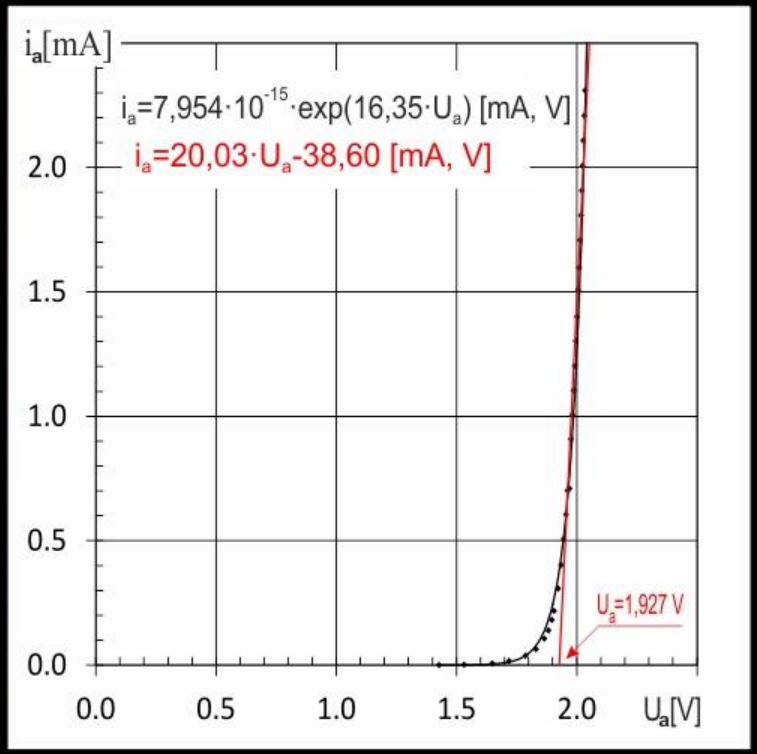


Mérőfüggvény

$$U = 9.8168 \cdot 10^{-4} \nu^2 + 2.5699 \cdot 10^{-1} \nu - 3.2594 \cdot 10^{-2} \ [\text{V, kHz}]$$

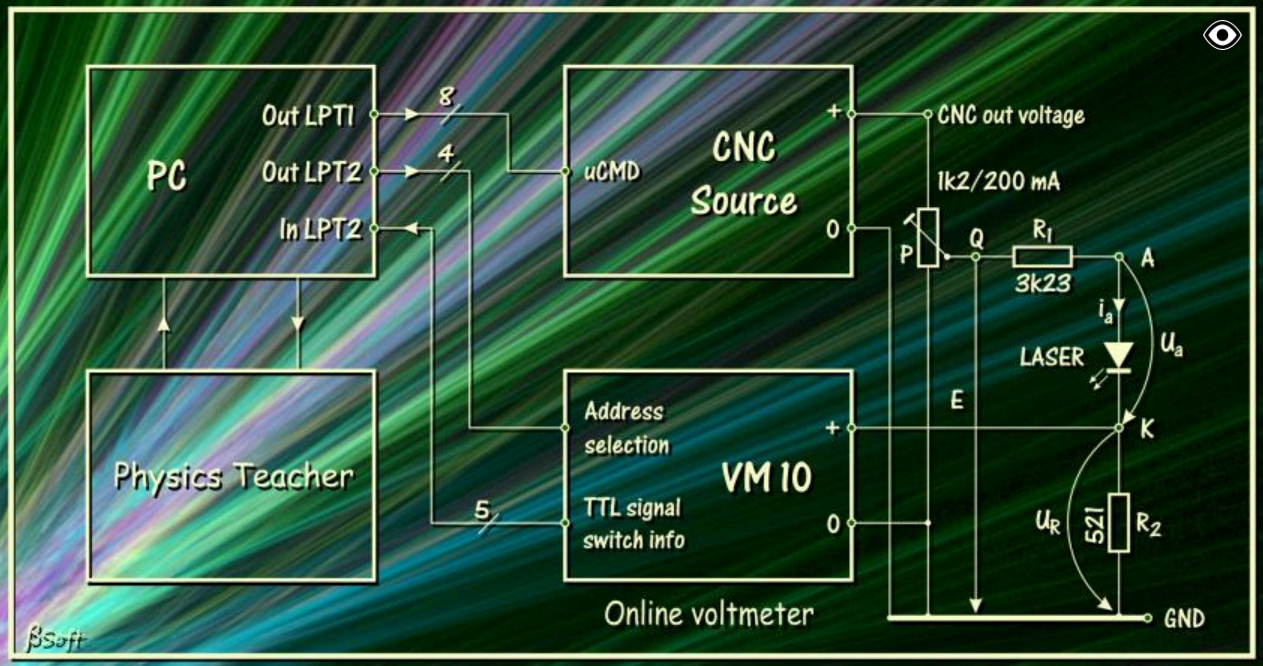
A Planck-állandó meghatározása a LASER-dióda nyitófeszültségével (8 mérőhely)





A laborgyakorlat előtt a spektroszkóp segítségével meghatározzuk a LASER-dióda által kibocsájtott fény hullámhosszát, majd energetikai meggondolások alapján kiszámítjuk a Planck-állandót

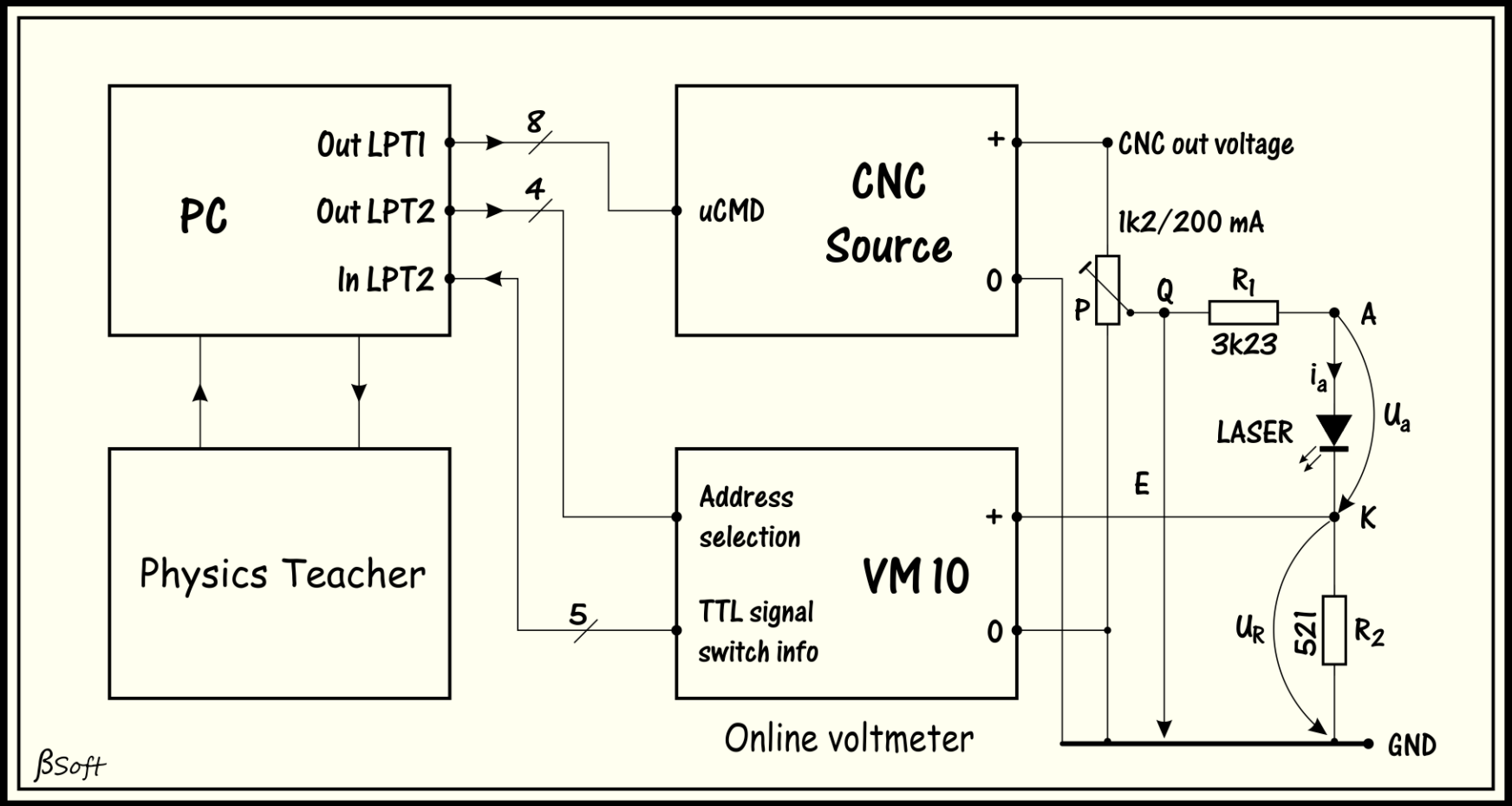
βSoft Electronics
Measurement and Control Computer Interface



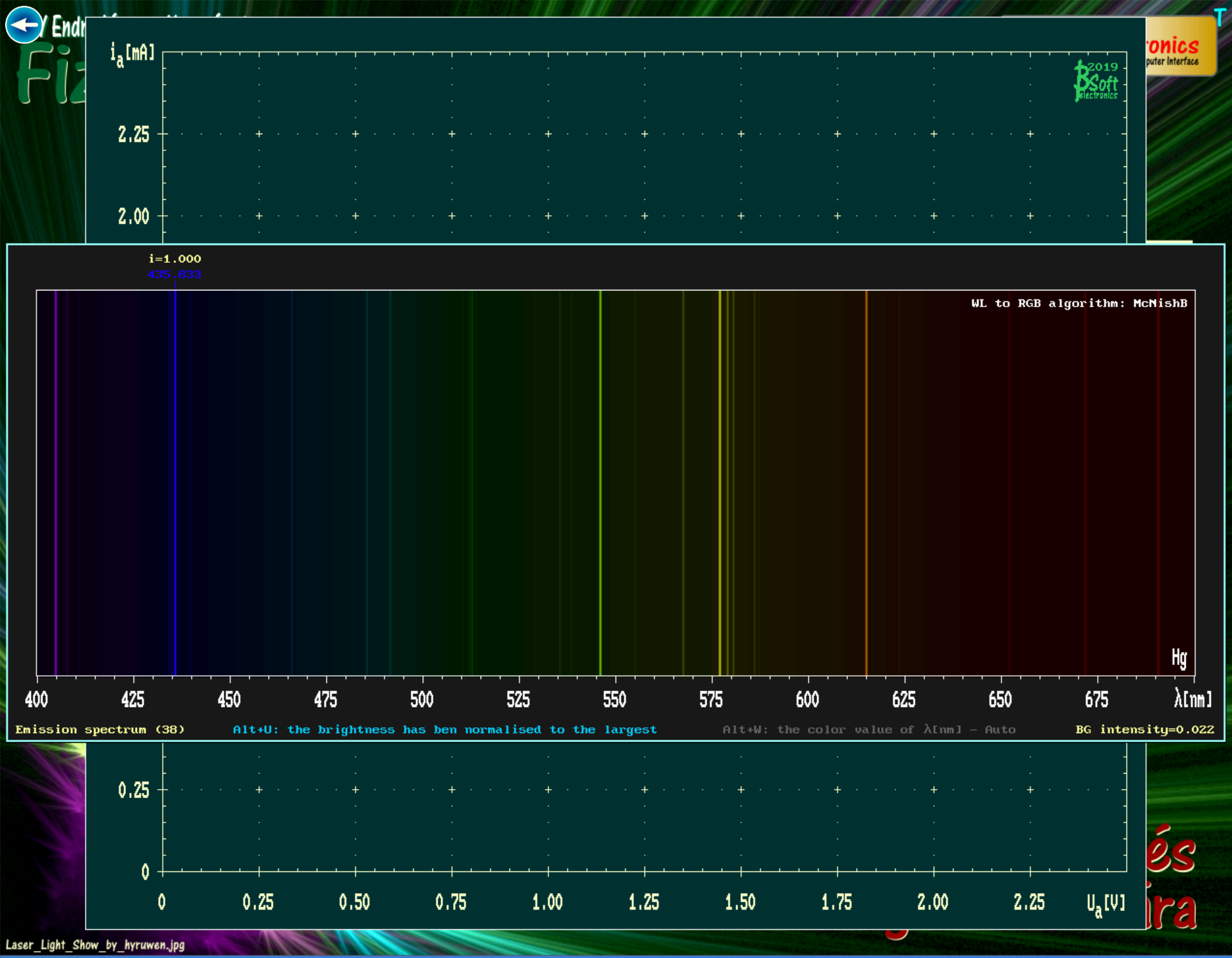
Számítógép-vezérelt berendezés a Planck-állandó meghatározására

Laser_Light_Show_by_hyruwen.jpg

Számítógép-vezérelt mérőrendszer a Planck-állandó meghatározására



Kiegészítő ábra. A mérőrendszer működése: egy előre megadott feszültségtáblázat alapján a CNC táp kiküldi a megfelelő feszültséget, a számítógép megméri a VM10 voltmérő által küldött TTL jelsorozat időközeit, és az áramérték kiszámítása után kiteszi a mérőpontokat. A mérőpontokra exponenciális közelítőfüggvényt illesztünk, majd a lézerhatás-tartomány kezdetének megkeresése után kiszámítjuk a Planck-állandót. A feszültségtáblázatot a klasszikus mérési mód tapasztalatai alapján állítottam össze.

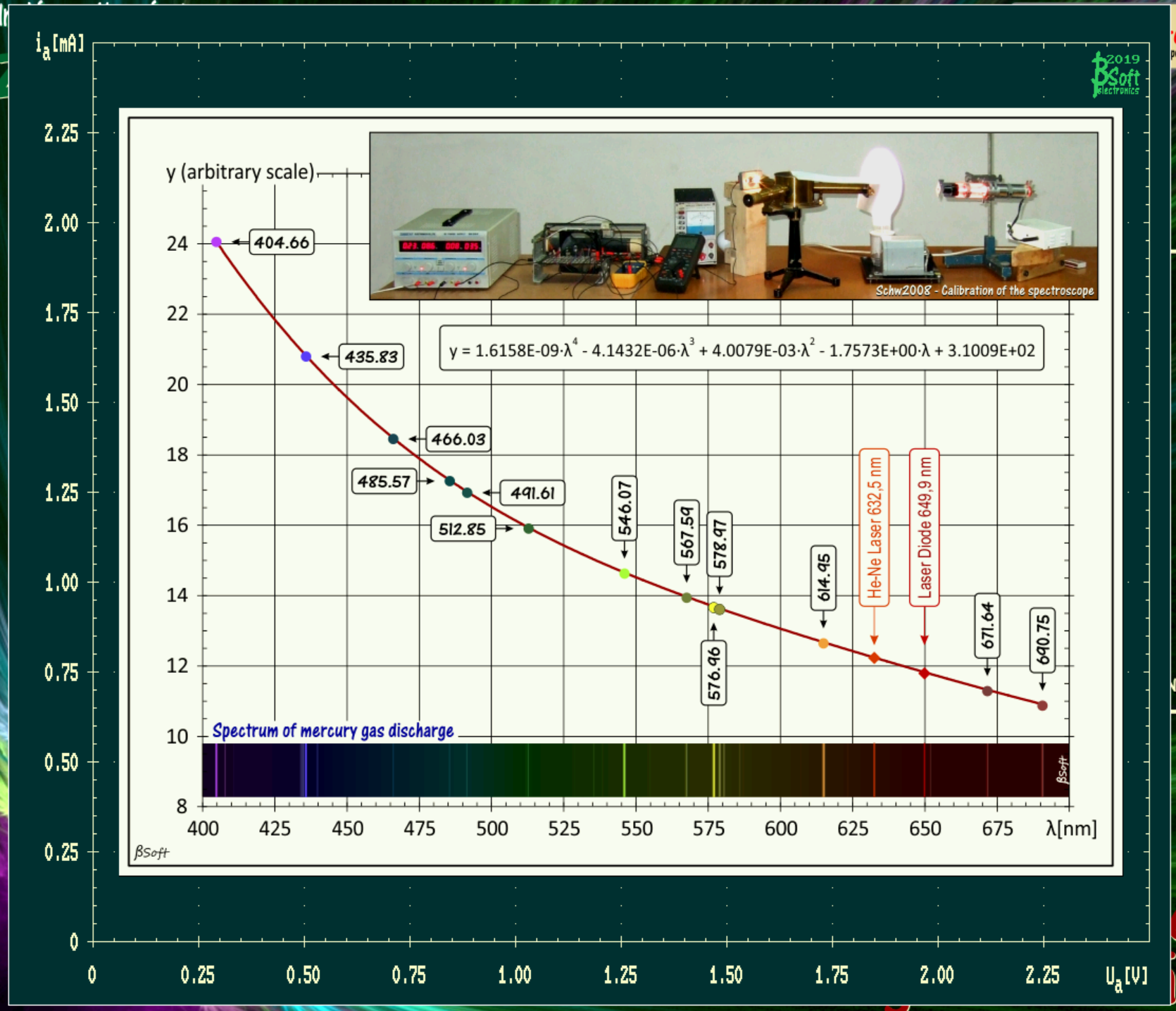


Laser_Light_Show_by_hyruwen.jpg

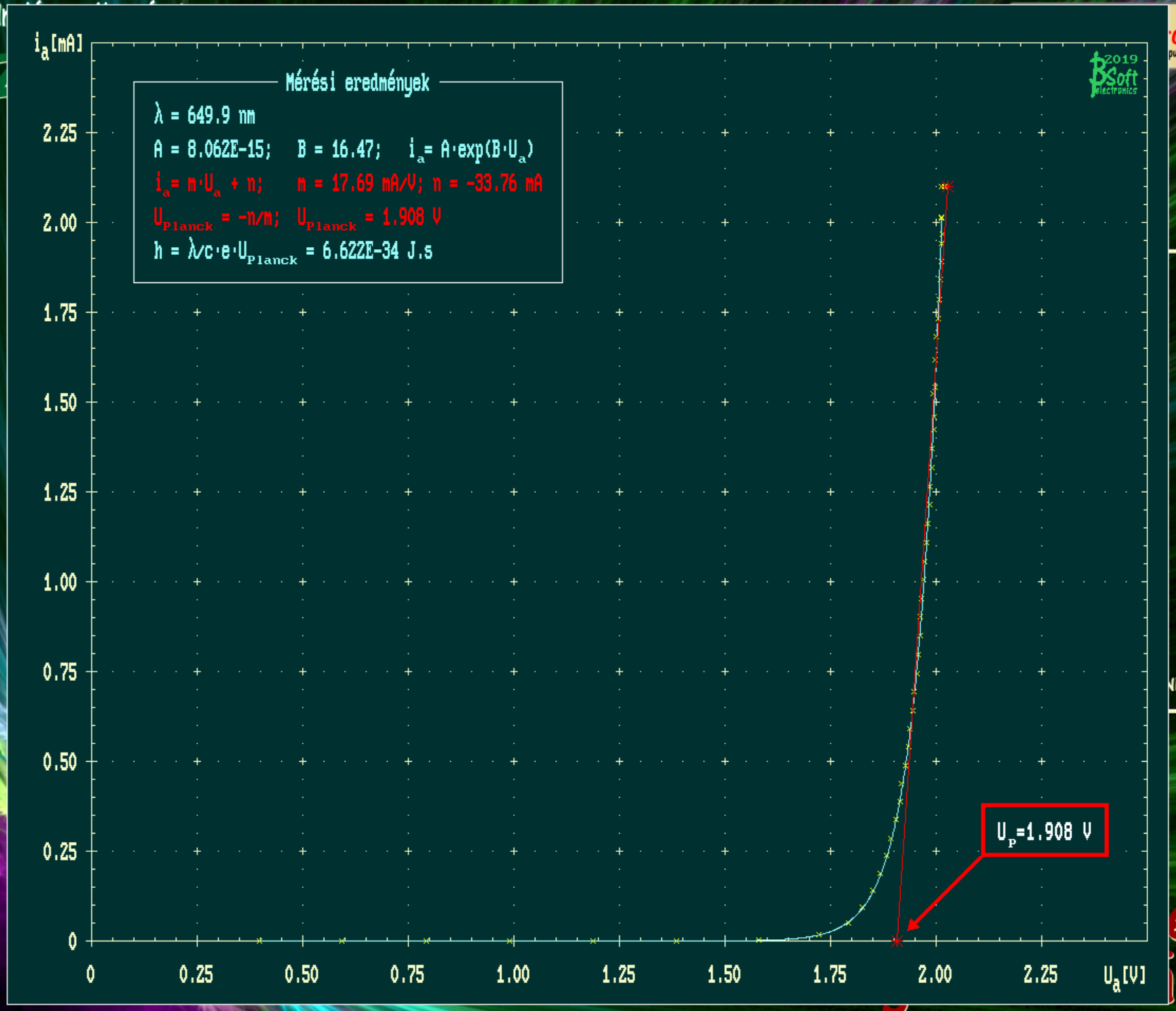
start

A higanygőzlámpa rajzolt spektruma. A kék szinképvonal (λ = 435.833 nm) intenzitásához normáltuk a többiekét.

Press SPACE to CONTINUE



Laser_Light_Show_by_hyruwen.jpg



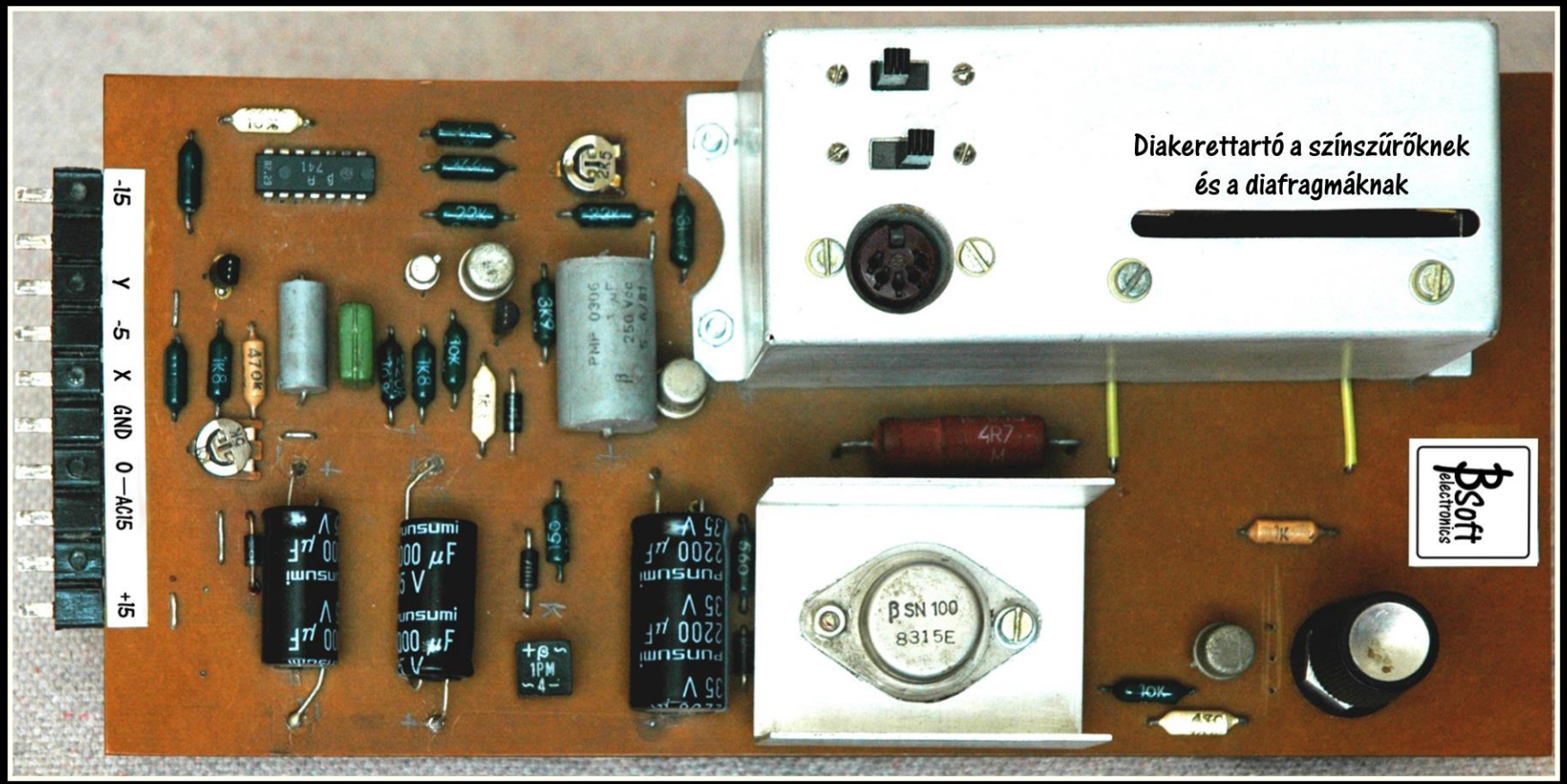
Laser_Light_Show_by_hyruwen.jpg

start

Energetikai megfontolásokból kiszámítjuk a Planck-állandót

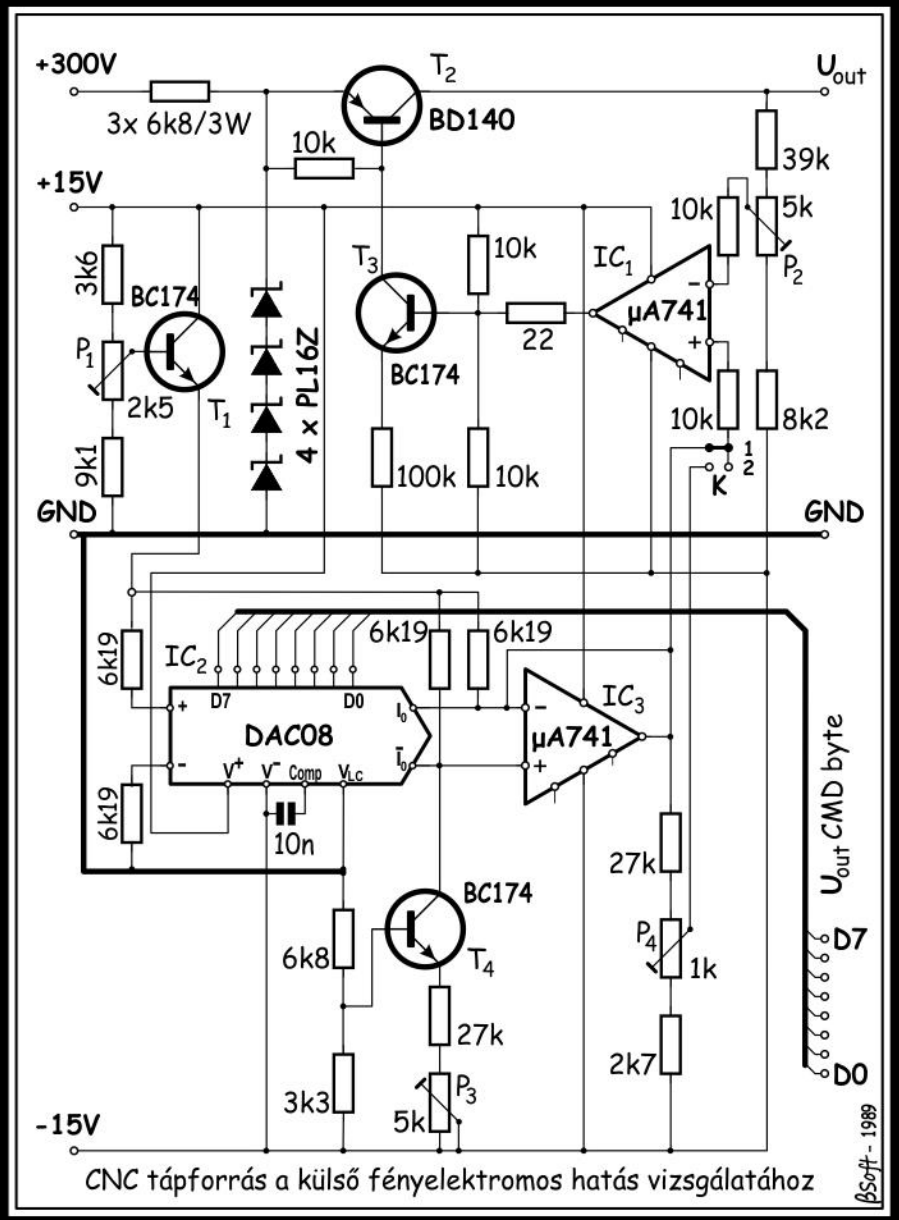
Press SPACE to CONTINUE

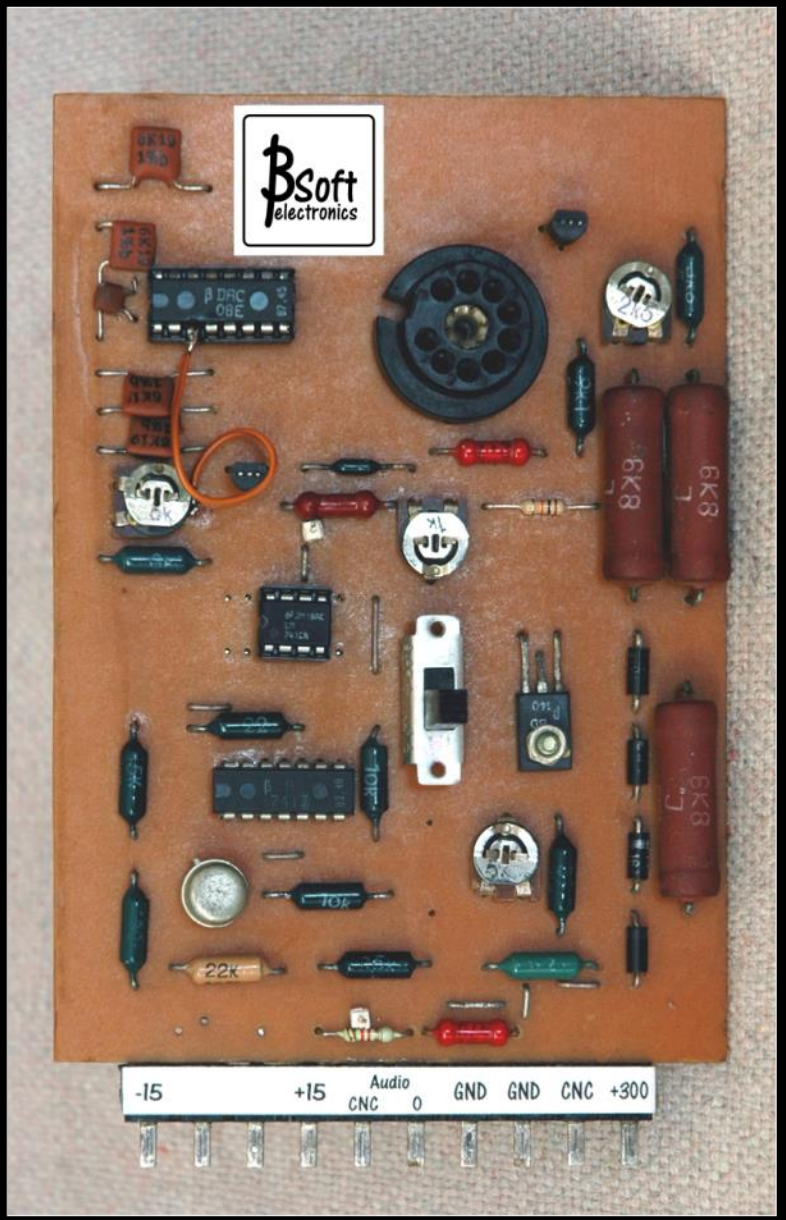
Analóg mérőkártya a külső fényelektromos hatás törvényeinek igazolására



Kiegészítő ábra. A külső fényelektromos hatás törvényeinek igazolására összeállított elektronikus mérőrendszer. Az oszcilloszkópot XY módba kapcsoljuk. A fűrészfogalakú anódfeszültség állandóan jelen van, ez kerül az X csatornába. Az áramfigyelő ellenálláson megjelent feszültséget az Y csatornába kötjük. A kézi vezérlésű tápforrással, vagy a különböző méretű diafragmákkal beszabályozzuk a fluxust, és az oszcilloszkópon azonnal megjelenik a fluxusnak megfelelő anód-karakterisztika. A diafragmákat a diaszélességű, sötét kartonokba ütött, ismert átmérőjű lyukakkal valósítottam meg.

CNC tápforrás a külső fényelektromos hatás törvényeinek igazolására



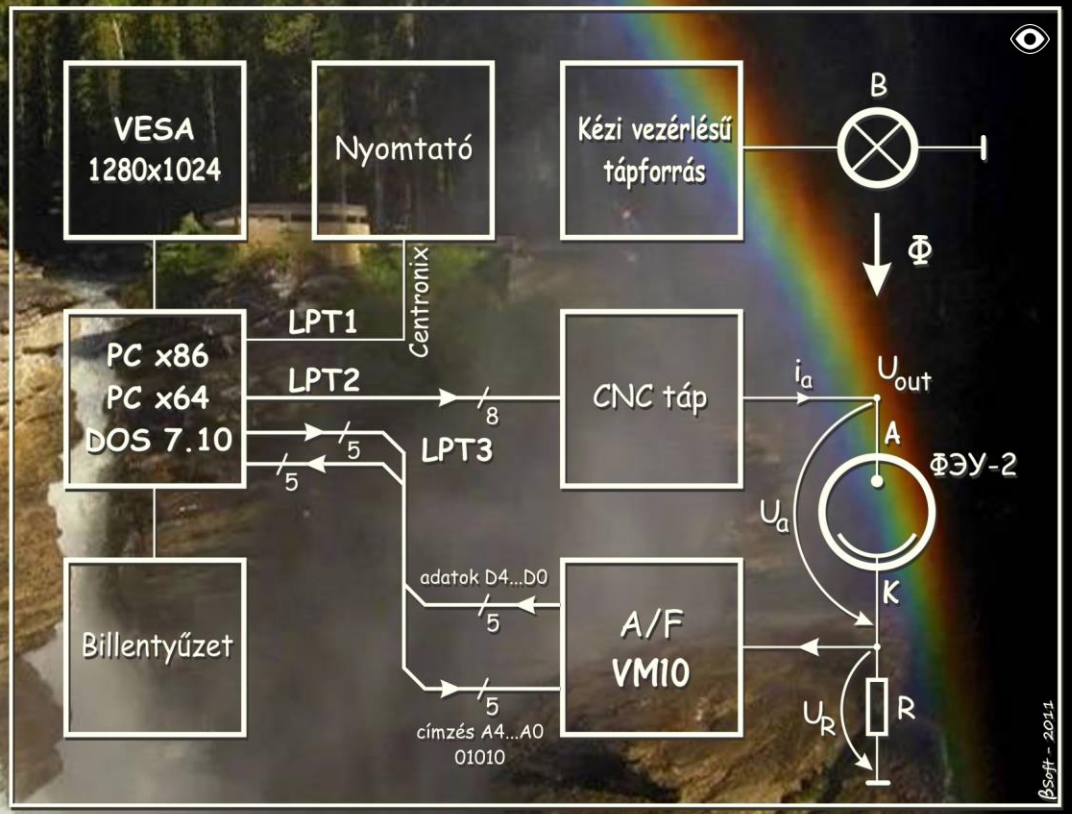


Kiegészítő ábra. Az oszcilloszkópos változat kiegészítő tápforrása. Az Uout 0 V..50 V és 0..-5 V között változtatható feszültséget szolgáltat 250 mV-os, illetve 25 mV-os lépésekben. A szeleptranzisztor vezérelt áramgenerátoros üzemmódban van, így a kapcsolás rövidzár biztos. A stabilizátor a referenciafeszültségét a DAC08 biztosítja, de a negatív tartományban azt „lejjebbről” kapja.

Endre Líceum, Nagyvárad

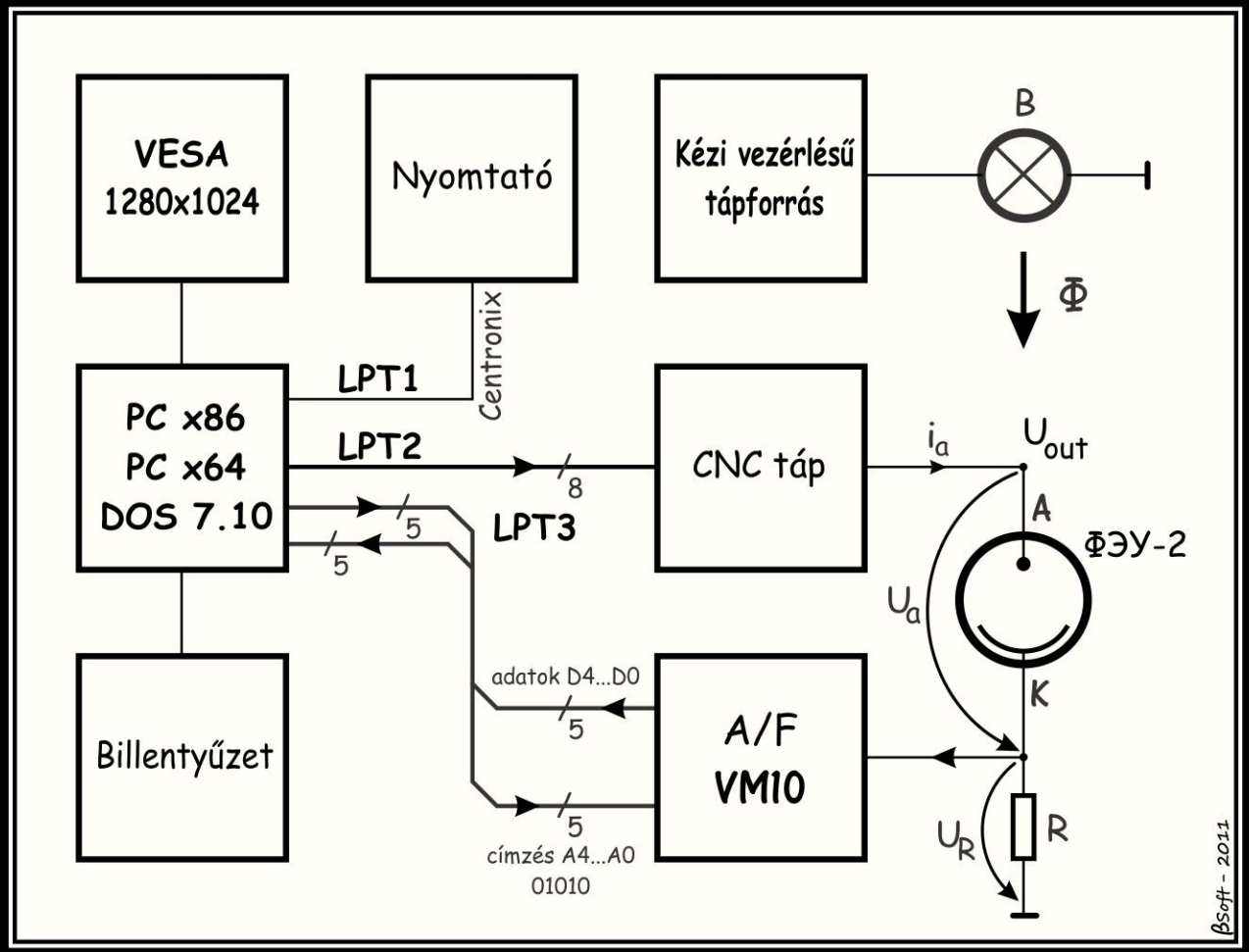
Fizikum

BSoft Electronics
Measurement and Control Computer Interface

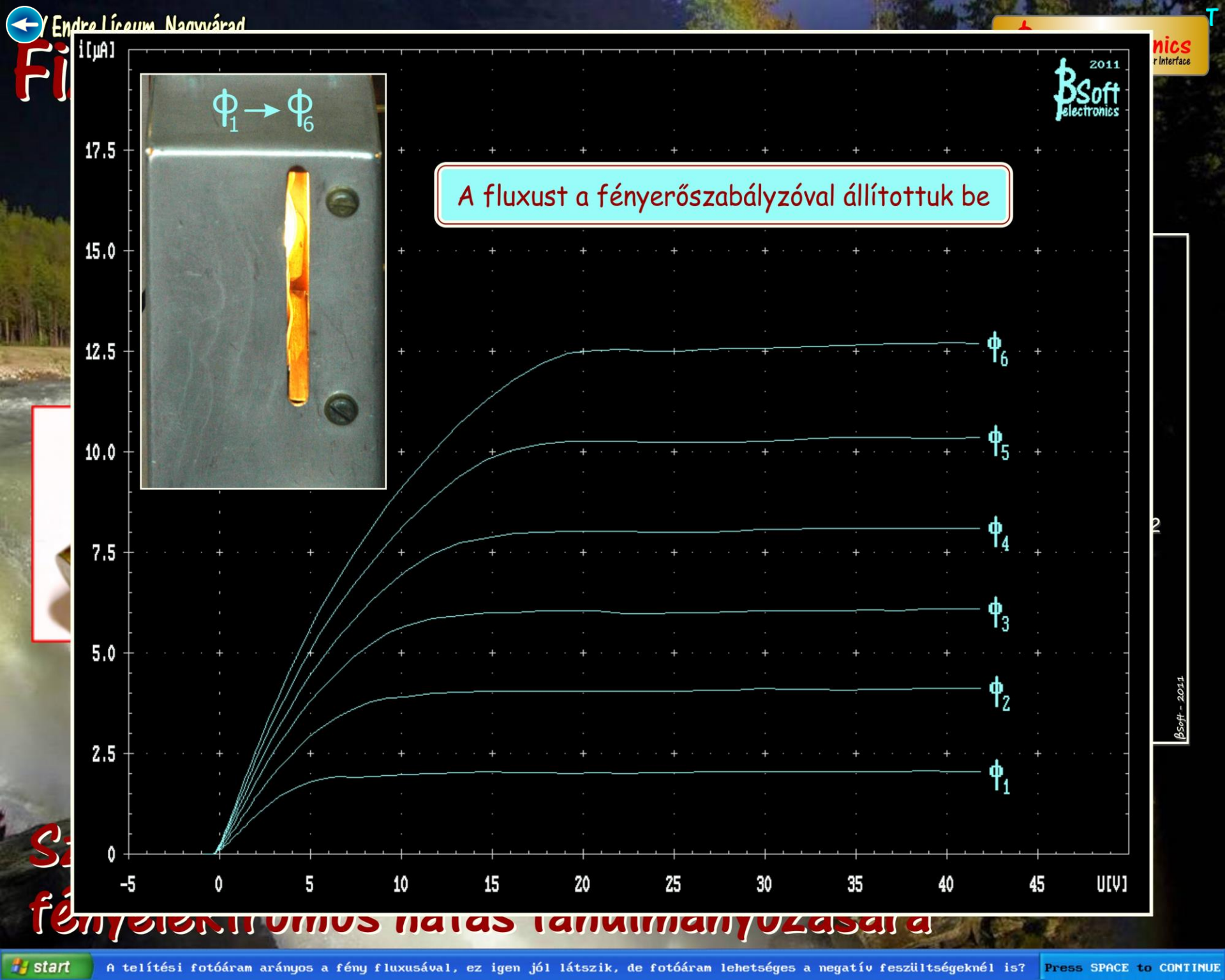


Számítógép-vezérelt berendezés a külső fényelektromos hatás tanulmányozására

CNC mérőrendszer a külső fényelektromos hatás törvényeinek igazolására

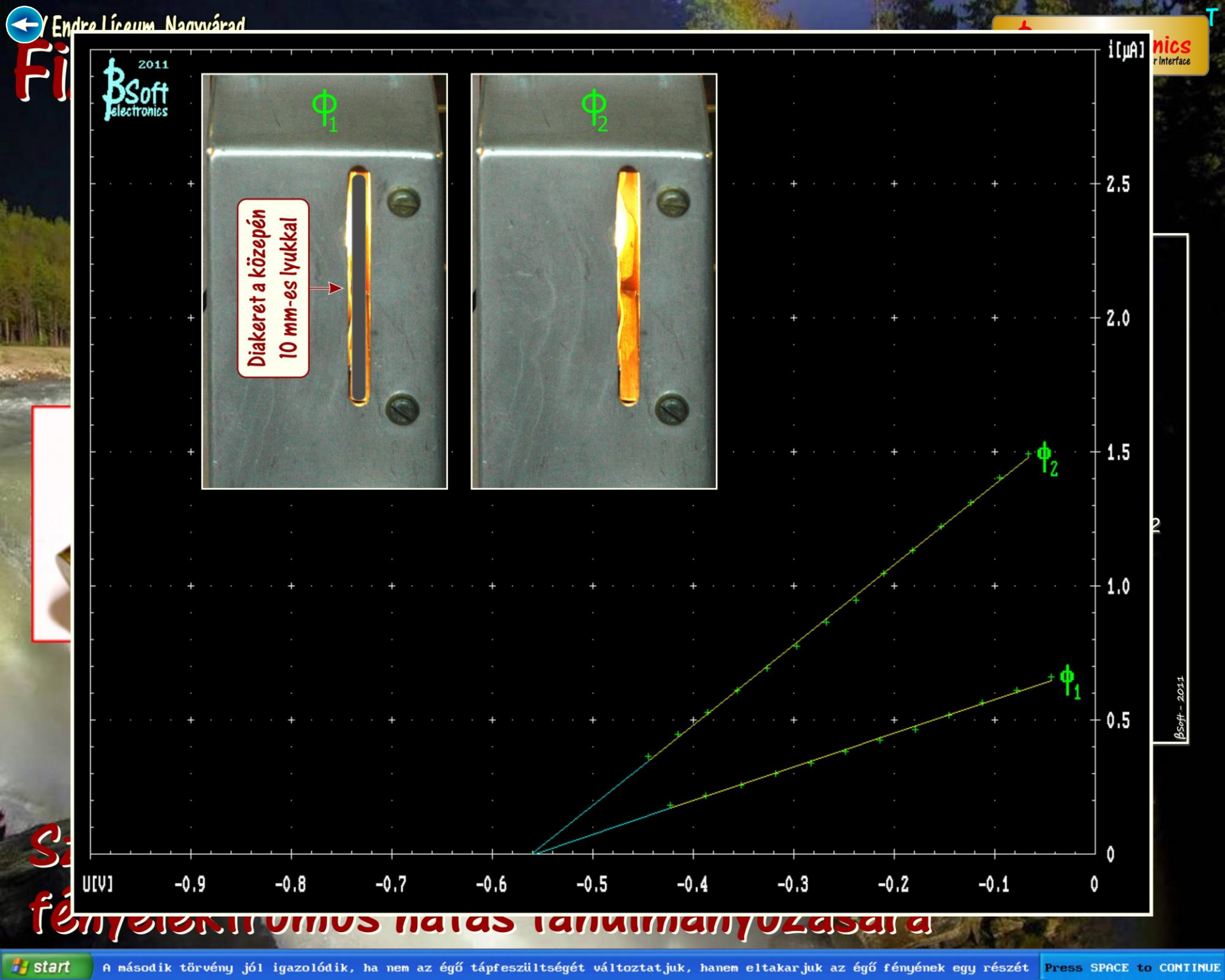


Kiegészítő ábra. A külső fényelektromos hatás törvényeinek igazolására összeállított számítógép-vezérelt mérőrendszer. A kézi vezérlésű tápforrással, vagy a különböző méretű diafragmákkal beszabályozzuk a fluxust, majd elindítjuk a mérőprogramot. A számítógép a LPT2 porton keresztül vezérli a CNC tápot, és rendre beállítja a Uout kimenőfeszültséget, majd a LPT3 porton keresztül leolvassa az R ellenálláson megjelent feszültség értékét, azaz az áramot. Valójában a VM10 elektronikája egy impulzussorozatot küld a PC-nek, az pedig megméri az előre megadott számú impulzusok időközeit. A PC rögtön kiszámítja az áramot, és a létrejött anódfeszültséget, majd kiteszi a grafikonra a mérőpontot, és összeköti az előző mérőponttal. Ez minden betáplált feszültségre megismétlődik. Beállítjuk a új fluxust, és megismételjük a procedúrát. Opciók: a PC elmentheti vagy kinyomtathatja az adatokat Excel-kompatibilis és TXT formátumban, esetleg BMP kép is készülhet a képernyőről.



Endre Líceum Nagyvárad
Fi
Si
fényelektromos hatás tanulmányozására
A fluxust a fényerőszabályzóval állítottuk be
$\Phi_1 \rightarrow \Phi_6$
i[μA]
17.5
15.0
12.5
10.0
7.5
5.0
2.5
0
-5
0
5
10
15
20
25
30
35
40
45
U[V]
Φ_6
Φ_5
Φ_4
Φ_3
Φ_2
Φ_1
2011
BSoft electronics
BSoft - 2011
start
A telítési fotóáram arányos a fény fluxusával, ez igen jól látszik, de fotóáram lehetséges a negatív feszültségeknél is?
Press SPACE to CONTINUE

Endre Líceum Nagyvárad
2011
BSoft electronics
Φ1
Φ2
i[μA]
1.75
1.50
1.25
1.00
0.75
0.50
0.25
0
U[V]
-0.9
-0.8
-0.7
-0.6
-0.5
-0.4
-0.3
-0.2
-0.1
0
BSoft - 2011
start
A fémekre jellemező egy λ, amely felett nem lép ki elektron, az i=f(U) görbék azonos pontból indulnak ki. Ez nem sikerült!
Press SPACE to CONTINUE


Endre Líceum Nagyvárad
2011
BSoft electronics
Φ1
Φ2
Diakeret a közepén
10 mm-es lyukkal
i[μA]
2.5
2.0
1.5
1.0
0.5
0
U[V]
-0.9
-0.8
-0.7
-0.6
-0.5
-0.4
-0.3
-0.2
-0.1
0
BSoft - 2011
start
A második törvény jól igazolódik, ha nem az égő tápfeszültségét változtatjuk, hanem eltakarjuk az égő fényének egy részét
Press SPACE to CONTINUE

A Minipa MF-7240 nagy felbontású frekvenciamérő kalibrálása

Kiegészítő ábra. Bár nagy felbontásúnak hirdetik a számlálót, de a bevallott 10 Hz ezen a skálán csak ± 1 ppm-et jelent, ami eléggé kevés a mi méréseinkhez. A GPSDO által szolgáltatott, és az Atomórához kalibrált 10,000000000 MHz-es, ± 0,01 ppb pontosságú szinuszjel a frekvenciamérőn 10,00002 MHz-nek látszik. Bekapcsoláskor 9,999995 MHz-cel kezdte, nemsokára felment 10,00003 MHz-re, de később megállapodott a most kijelzett értéknél. A GPS kapcsolat rendben van, ezt a középső LED és a termosztát piros LED-jének kialvása jelzi. A jobboldali képen a függvénygenerátor 10,000000 MHz-es jelét mértem, de az már régen be volt kapcsolva, a környezet 23 °C-os hőmérséklete pontosan a megadott határok közepén van. A frekvenciamérő azt is azonos értékűnek mérte. Ez azt jelenti, hogy függvénygenerátor és a GPSDO jeleinek frekvenciái legalább az első nyolc számjegyig megegyeznek. *Megjegyzés: Bekapcsoláskor a frekvenciamérő „tíz" másodperces időalapja rövidebb volt (hidegen gyorsabban rezeg az időalapforrás kvarca), ezért kevesebb (csak 9.999.995) mérendő periódus fért bele.* Következtetés: Az időalapkvarcra érdemes rászerelni egy hőmérsékletmérő termisztort, és a GPSDO-val kalibrált számítógéppel felvenni a mért ν[MHz]=f(t[°C]) karakterisztikát, majd a megfelelő hőmérsékletre véglegesíteni egy termosztátot.

Precíziós ellenállásszekrény

Kiegészítő ábra. Az ellenállásszekrény hét ellenállásdekádot tartalmaz x100 kΩ-tól x0.1 Ω-ig. Az ellenállások pontossági osztálya 0.1%-os, kivéve a x100 kΩ-ost, amely 0.2 %-os , a x1 Ω-os 0.5 %-os, x0.1 Ω pedig csak 2 %-os pontosságú.

Az újabb fejlesztésekben már 32 bites számlálót használunk

A gyorsabb mérőportok és a 32 bites regiszterek lehetővé tették a 680 ns-os belső ciklusidő elérését

```
@SetCounter:
 mov cx, word ptr[MaxDW]

 db 66h; xor bx, bx
@MeasurementHL:
 mov ah, byte ptr[Mask]
 @WhileALEqualLow:
  db 66h; inc bx
  in al, dx
  test al, ah
  jz @WhileALEqualLow
 @WhileALEqualHigh:
  db 66h; inc bx
  in al, dx
  test al, ah
  jnz @WhileALEqualHigh

 @FillData:
  db 66h; mov ax, bx
  db 66h; stosw
  db 66h; xor bx, bx

 @LoopHL:
  loop @MeasurementHL

@Exit:
```

Címke: *a frontszámláló beállítása. A mérőrutin összesen* ***MaxDW+1*** *számú* ***HL*** *frontra vár. Már detektáltuk a jel* ***alacsony*** *szintjét, ezután csak a* ***HL*** *átmeneteket várjuk. Az első* ***HL*** *front a* ***nulla indexű*** *lett. Az első mérés előtt kinullázzuk a* ***DWord****-ös belső ciklusszámlálót.*

Címke: *a* ***HL*** *frontokat és* ***belső ciklusokat*** *számláló program. A* ***Mask*** *tartalmazza a megfigyelendő bitet, a* ***dx*** *a vizsgált portot.*

Címke: *addig vár, ameddig a jel* ***magas*** *szintűvé válik (****LH*** *front) . **DWord-ös** belső ciklusszámláló. Ahányszor a program itt jár, növeljük. Beolvassuk a* ***dx*** *port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a* ***Mask*** *által meghatározott bitet. Ha továbbra is* ***alacsony****, akkor visszalép, és automatikusan számlálódik a* ***PC belső ciklusa****.*

Címke: *addig vár, ameddig a jel* ***alcsony*** *szintűvé válik (****HL*** *front). **DWord-ös** belső ciklusszámláló. Ahányszor a program itt jár, növeljük. Beolvassuk a* ***dx*** *port által címzett byte-ot (jel), és teszteljük a* ***Mask*** *által meghatározott bitet. Ha továbbra is* ***magas****, akkor visszalép, és automatikusan számlálódik a* ***PC belső ciklusa****.*

Címke*: Az adatok betöltése. A tároló pointere most az* ***es:[di]****-re mutat. Az* ***ebx*** *(a belső ciklusok száma) az* ***eax****-be kerül. Az* ***eax*** *az* ***es:[di]*** *által mutatott területre kerül. Növelődik a* ***di****. A további mérések előtt kinullázzuk a* ***DWord****-ös belső ciklusszámlálót.*

Címke*: Ameddig nem találjuk meg a* ***MaxDW*** *indexű* ***HL*** *frontot, újrakezdi a méréseket, egyúttal a belső ciklusok számlálását is.*

Címke: *a* ***MaxDW*** *indexű* ***HL*** *front megtalálása után kilép!*

BSoft

1001-nél is több eljárás és függvény a Borland Pascal nyelvhez
Fizikum - 2005. április 3.

1001-nél is több eljárás és függvény a Borland Pascal nyelvhez.

A Pas2Tpu unit-gyűjtemény 14 év programozói fejlesztőmunka során jött létre. 2005. január 26-ra elkészült az 1001. szubrutin, azóta pedig az 1171. alprogram is. Igyekeztem megoldani azokat a feladatokat, amelyeket a Borland cég nem tartott kidolgozásra érdemesnek, de szerintem igen fontosak, illetve az ő fejlesztéseik idején talán nem is léteztek. Az eljárásokat és függvényeket az összetartozásuk logikája szerint 76 egységbe szerveztem, ezek az egymásba ágyazott unitok egymást is hívhatják, tehát a fordításkor be kell tartanunk a helyes fordítási sorrendet. Egy új fordítási megoldással ki tudtam kerülni a fordítási nehézségeket, így minden fejlesztéskor a 76 unitot együttesen újrafordítom. Az eljárások és függvények forráskódja több mint 57800 programsort tartalmaz, nagy részüket assembly betétként írtam meg, így a probléma megoldása mellett a sebesség lényeges növelését is elértem. A programcsomag a bemutató-programokkal és más kisegítő állománnyal együtt meghaladja a százezer sornyi forrásszöveget.

Az évek során igen komoly kihívást jelentett a merészebbnél merészebb feladatok megfogalmazása, de igazi élmény volt megoldásuk is. Sokszor 1001 éjszaka és nappal kemény munkája áll a Pas2Tpu programcsomag mögött.

Ma, a Windows operációsrendszer különleges szolgáltatásai korában talán érthetetlennek tűnik, hogy miért maradtam meg ma is a DOS szerény képességei mellett, látszólag miért nem haladtam a korral? A válasz igen egyszerű: a Windows azzal érte el csodálatos sikereit, hogy mindent letiltott, ami veszélyeztetné a létét, beleértve a megszakításokat is. Számomra a DOS a felelősséggel járó korlátlan szabadságot jelenti. A számítógépet valamikor arra találták ki, és részben ma is arra használják, hogy fizikai folyamatokat vezéreljen, mérési eredményeket dolgozzon fel, és a számítógépes feed-back segítségével, a mért fizikai paraméterek alapján igen komplex fizikai folyamatokat tartson működésben. Ezt a feladatot hivatott segíteni a Pas2Tpu programcsomag.

Nagyvárad, 2005. április 3.

dr. BARTOS-ELEKES István
beistvan@yahoo.com

A közepén összehajtandó címlap és belső címke az „1001-nél is több eljárás és függvény a Borland Pascal nyelvhez” házi ünnepségén a résztvevőknek ajándékozott Slim dobozos CD-hez. A rendszerindítós CD tartalmazta a 7.10-es DOS operációsrendszert, a teljes, kiegészített Borland Pascal 7.0-át és minden olyan segédprogramot, amely az otthoni nagygépemen segíti a mérést és az adatfeldolgozást. A CD-ről való indítás után egy teljes „DOS-os” mérőgép épül fel. A kimeneti terület a RAMDrive vagy a saját merevlemez.

A kétezer mérés tánca számítógépes szimulációjának eredménye

A kísérlet paraméterei	A mérési sorozatok száma						
	2	5	10	20	50	100	200
eredeti periódusidő: T_0 [s]	2.300051400	2.300051400	2.300051400	2.300051400	2.300051400	2.300051400	2.300051400
a kihagyott takarások száma	3	3	3	3	3	3	3
mért periódusidő: T [s]	2.300051412	2.300051402	2.300051401	2.300051394	2.300051400	2.300051401	2.300051400
variancia (68.3%): δT [ns]	±7.19	±3.65	±2.32	±1.66	±0.95	±0.79	±0.29
mérési pontosság: $\delta T/T_0$ [ppb]	±3.13	±1.59	±1.01	±0.72	±0.41	±0.31	±0.13
a kalibrálási idő: CTime [s]	20	20	20	20	20	20	20
várható kísérleti idő: FTime [s]	92	198	376	731	1797	3573	7126

Kiegészítő ábra. Azt szerettem volna megtudni, hogy a mérőport olvasási bizonytalansága mennyire befolyásolja a mérés pontosságát. Kiderült, hogy az öt periódusos mérési egységet többször megismételve, és az adatokat kumulálva, a 68,27% bizonyossági sáv csak ns nagyságrendű. Ajánlott a valamivel hat percnél tovább tartó tízes sorozat, amelynek pontossága ±1.01 ppb, de a teljesen automatikusan lefutó kísérlet bármilyen hosszú lehet.

ROMÂNIA
MINISTERUL EDUCA
NEMZETI OKTATÁSI
LICEUL TEORETIC ADY END
ORADEA - NAG
JUDEȚUL BIHOR
ADY

Fizikum - Ady Endre Líceum, Nagyvárad

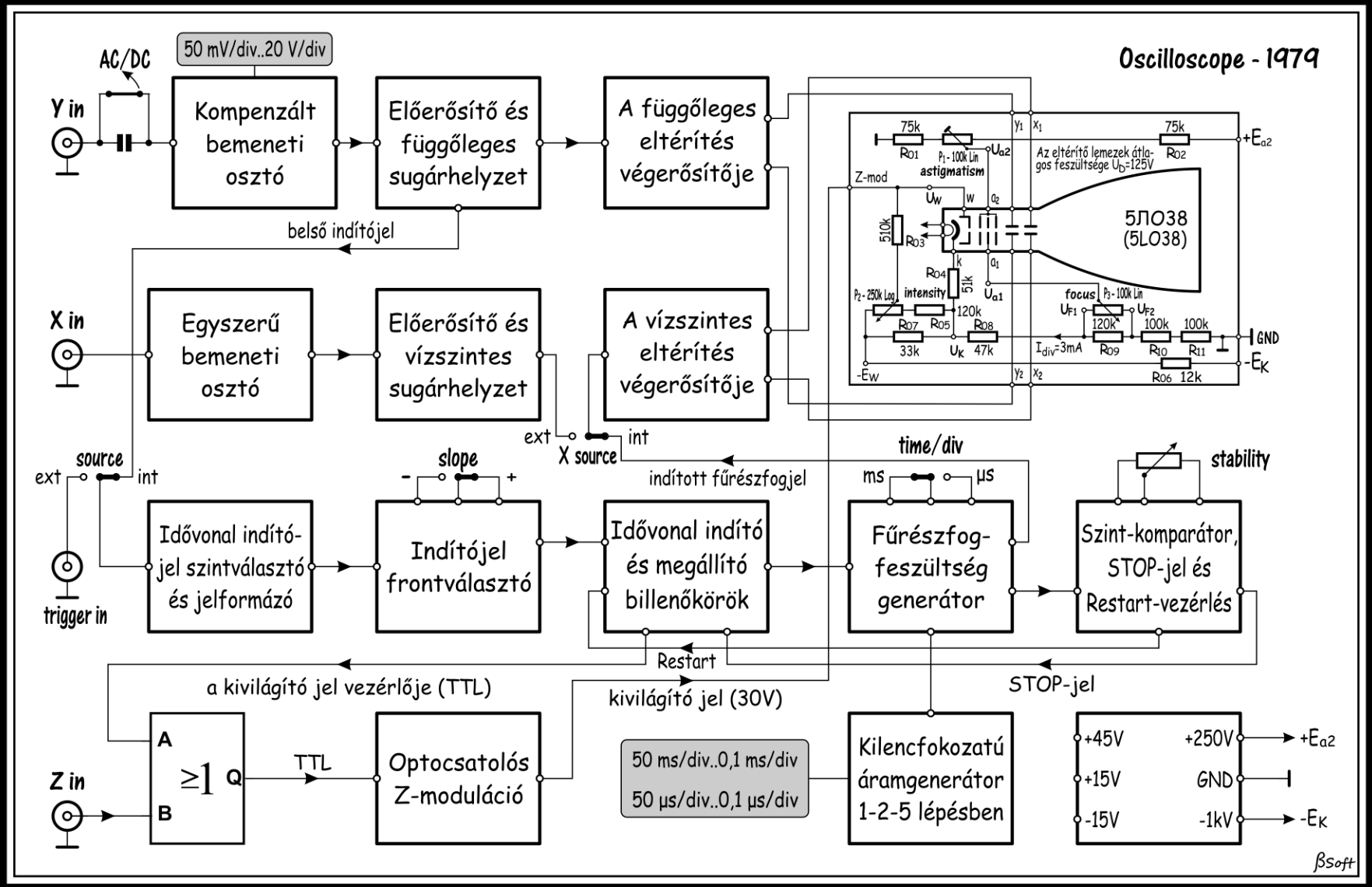
1991

2012

Számítógép-vezérelt iskolacsengő. A számítógéppel való csengetés az elmúlt évek alatt szinte a **Fizikum** szimbóluma lett. Ma már egy régi számítógép non-stop felügyeli az egészet, de a kezdetekben a „mérőgépen" futó rezidens program csengetett. Egyedül arra kellett ügyelnünk, hogy a csengetés várható időpontja körül a számítógép nehogy belebukjon valamilyen mérési feladatba, mert akkor kézzel kellett volna csengetni. A biztonság kedvéért, amennyiben lehetett, ilyenkor megállítottuk a kísérletezést. A mostani elektronikus-szoftveres változat teljesen autonóm, a szünetektől az esetleges rövidített órákon át a hétvégeket, a vakációkat, a ballagást mindent egyedül rendez el. Az internetes korrekció lehetetlenné válása után a legmerészebb megoldás született, a sajátmagát vezérlő időkorrekció, amely hónapokon át tartja az egy-két másodpercnyi pontosságot, pedig a gép naponta 14-16 másodpercet siet. Itt messziről sem a napi néhány másodperces korrekcióról van szó! A program minden HH:47: 13-kor az időpontnak megfelelő, Tick-ben értelmezett időpont részhibát korrigál, és egyben kijavítja a CMOS-időt is. Áramszünet esetén a CMOS-óra továbbra is jár, ezért a program indításakor a CMOS-ból vett időpontnak megfelelő időarányos korrekció hajtódik végre. A bekapcsolás után a merevlemezt Assemblyben kikapcsolom, semmi sem forog, örökjáró gép lett volna, ha ...

βsoft

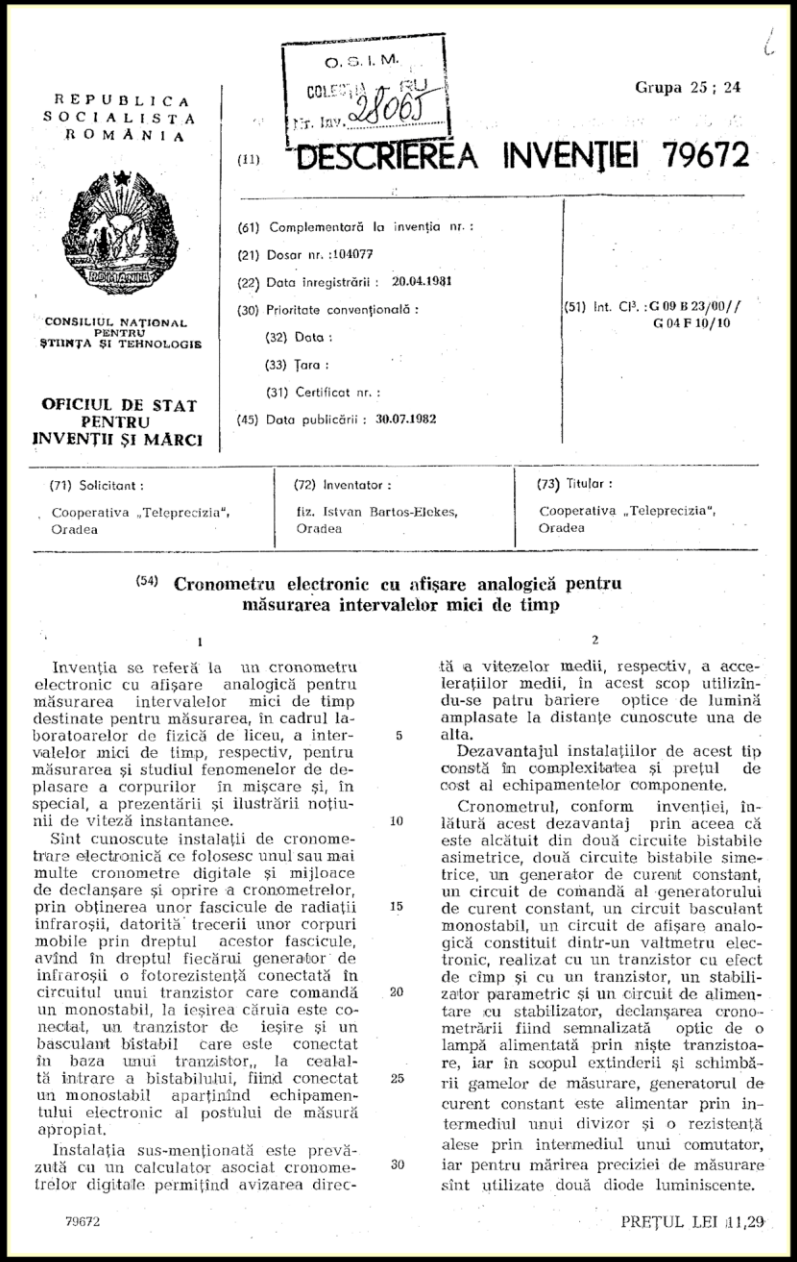
Az indított idővonalú szervizoszcilloszkóp tömbvázlata



Helyszűke miatt csak az idővonalról írnék néhány szót. Az alapelv a később szabadalmazott **analóg kronométeremnél** is megjelent. A megoldásra a szükség vitt rá, mert nem volt kerámiaalapú fokozatkapcsolóm az idővonal sebességének beállítására. Az akkori Miller-integrátoros megoldásokban a parazita kapacitás igen zavaró volt. Az én megoldásomban egy egyenáramú áramgenerátor a +45 V-ra van kötve *(váltóáramú szempontból ez „hidegpont”)*, a pnp tranzisztor kollektorát pedig a GND-n levő kondenzátorhoz kötöttem. A töltőáram váltása egyenáramban történik, nem számít a parazita kapacitás.

Analóg kronométer a fizikai laboratóriumok számára - Szabadalom 1981

A napórán kívül a startjel és a stopjel közötti időintervallum mérését *(az ingaórától az atomóráig)* valamilyen időfüggő periodikus jelenség ismétlődéseinek megszámlálása jelenti. A homokóra az alsó tartályba érkező homokszemeket „számlálja”. Én is hasonló módon számláltam meg a kondenzátorba jutott elektronokat. A töltés állandó árammal történt, a start- és a stopjelet fénysorompókkal oldottam meg. A kondenzátor feszültsége arányos a töltőárammal és az idővel. Ha az I_0 töltőáram állandó, akkor az eltelt időt a $\Delta T=C/I_0 \cdot U_{max}$ képlet adja meg. A stopjel után egy FET-es voltmérővel megmértem a kondenzátor feszültségét, vagyis a töltéssel eltelt időt. A legkisebb mérhető időköz 1 ms *(a teljes skálán)*, a legnagyobb 30 s, szabványos 1-3-10 lépésekben. Az eredmény leolvasására körülbelül tíz másodperc állt rendelkezésre. Az elvi kapcsolási rajzon 👁 még más információ is található.



O.S.I.M. COLECŢIA RU Nr. Inv. 28065

REPUBLICA SOCIALISTA ROMÂNIA

CONSILIUL NAŢIONAL PENTRU ŞTIINŢĂ ŞI TEHNOLOGIE

OFICIUL DE STAT PENTRU INVENŢII ŞI MĂRCI

Grupa 25 ; 24

(11) **DESCRIEREA INVENŢIEI 79672**

(61) Complementară la invenţia nr. :
(21) Dosar nr. :104077
(22) Data înregistrării : 20.04.1981
(30) Prioritate convenţională :
(32) Data :
(33) Ţara :
(31) Certificat nr. :
(45) Data publicării : 30.07.1982

(51) Int. Cl³. :G 09 B 23/00// G 04 F 10/10

(71) Solicitant : Cooperativa „Teleprecizia”, Oradea

(72) Inventator : fiz. Istvan Bartos-Elekes, Oradea

(73) Titular : Cooperativa „Teleprecizia”, Oradea

(54) **Cronometru electronic cu afişare analogică pentru măsurarea intervalelor mici de timp**

1

Invenţia se referă la un cronometru electronic cu afişare analogică pentru măsurarea intervalelor mici de timp destinate pentru măsurarea, în cadrul laboratoarelor de fizică de liceu, a intervalelor mici de timp, respectiv, pentru măsurarea şi studiul fenomenelor de deplasare a corpurilor în mişcare şi, în special, a prezentării şi ilustrării noţiunii de viteză instantanee.

Sînt cunoscute instalaţii de cronometrare electronică ce folosesc unul sau mai multe cronometre digitale şi mijloace de declanşare şi oprire a cronometrelor, prin obţinerea unor fascicule de radiaţii infraroşii, datorită trecerii unor corpuri mobile prin dreptul acestor fascicule, avînd în dreptul fiecărui generator de infraroşii o fotorezistenţă conectată în circuitul unui tranzistor care comandă un monostabil, la ieşirea căruia este conectat, un tranzistor de ieşire şi un basculant bistabil care este conectat în baza unui tranzistor„ la cealaltă intrare a bistabilului, fiind conectat un monostabil aparţinînd echipamentului electronic al postului de măsură apropiat.

Instalaţia sus-menţionată este prevăzută cu un calculator asociat cronometrelor digitale permiţînd avizarea directă a vitezelor medii, respectiv, a acceleraţiilor medii, în acest scop utilizîndu-se patru bariere optice de lumină amplasate la distanţe cunoscute una de alta.

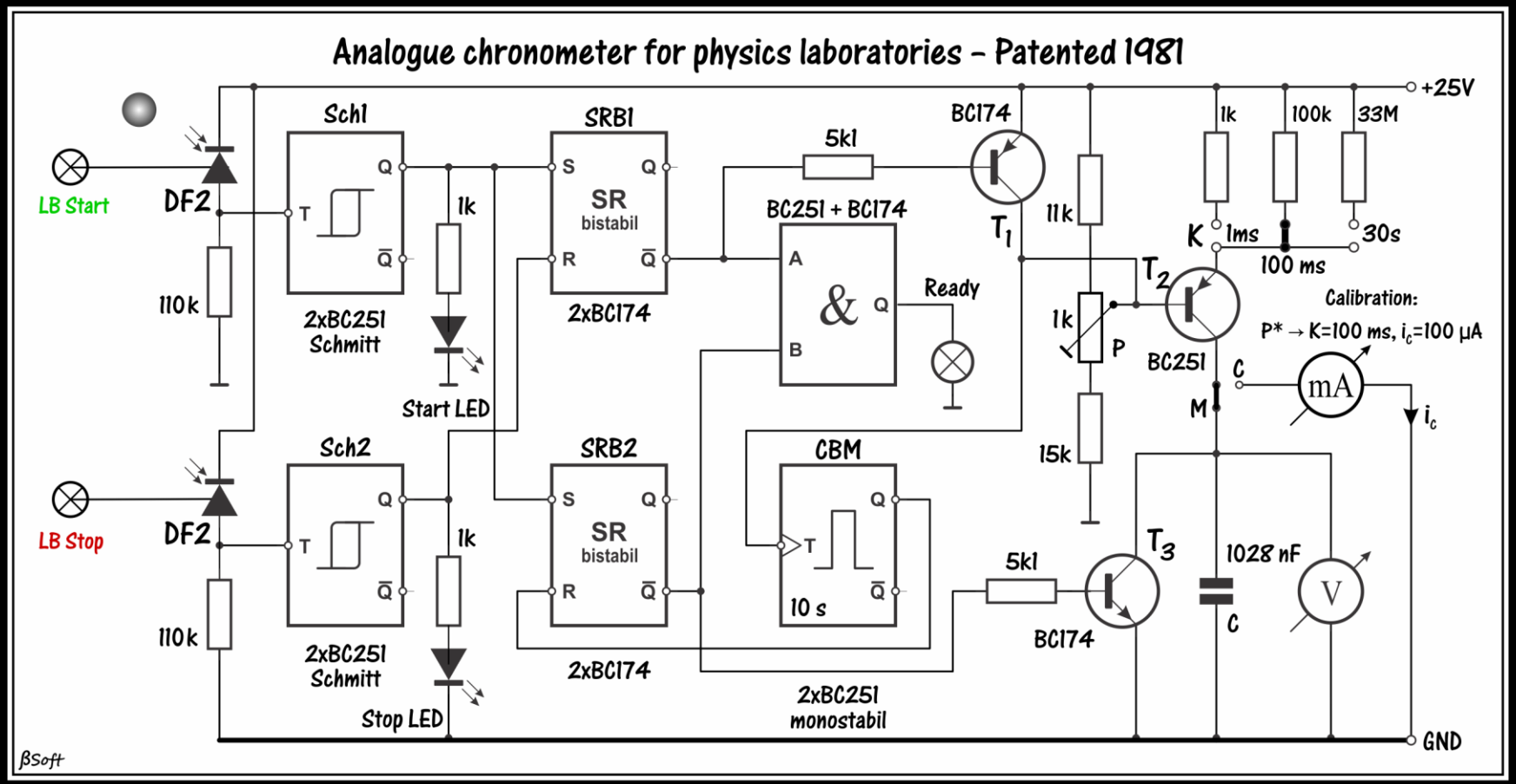
2

Dezavantajul instalaţiilor de acest tip constă în complexitatea şi preţul de cost al echipamentelor componente.

Cronometrul, conform invenţiei, înlătură acest dezavantaj prin aceea că este alcătuit din două circuite bistabile asimetrice, două circuite bistabile simetrice, un generator de curent constant, un circuit de comandă al generatorului de curent constant, un circuit basculant monostabil, un circuit de afişare analogică constituit dintr-un valtmetru electronic, realizat cu un tranzistor cu efect de cîmp şi cu un tranzistor, un stabilizator parametric şi un circuit de alimentare cu stabilizator, declanşarea cronometrării fiind semnalizată optic de o lampă alimentată prin nişte tranzistoare, iar în scopul extinderii şi schimbării gamelor de măsurare, generatorul de curent constant este alimentar prin intermediul unui divizor şi o rezistenţă alese prin intermediul unui comutator, iar pentru mărirea preciziei de măsurare sînt utilizate două diode luminiscente.

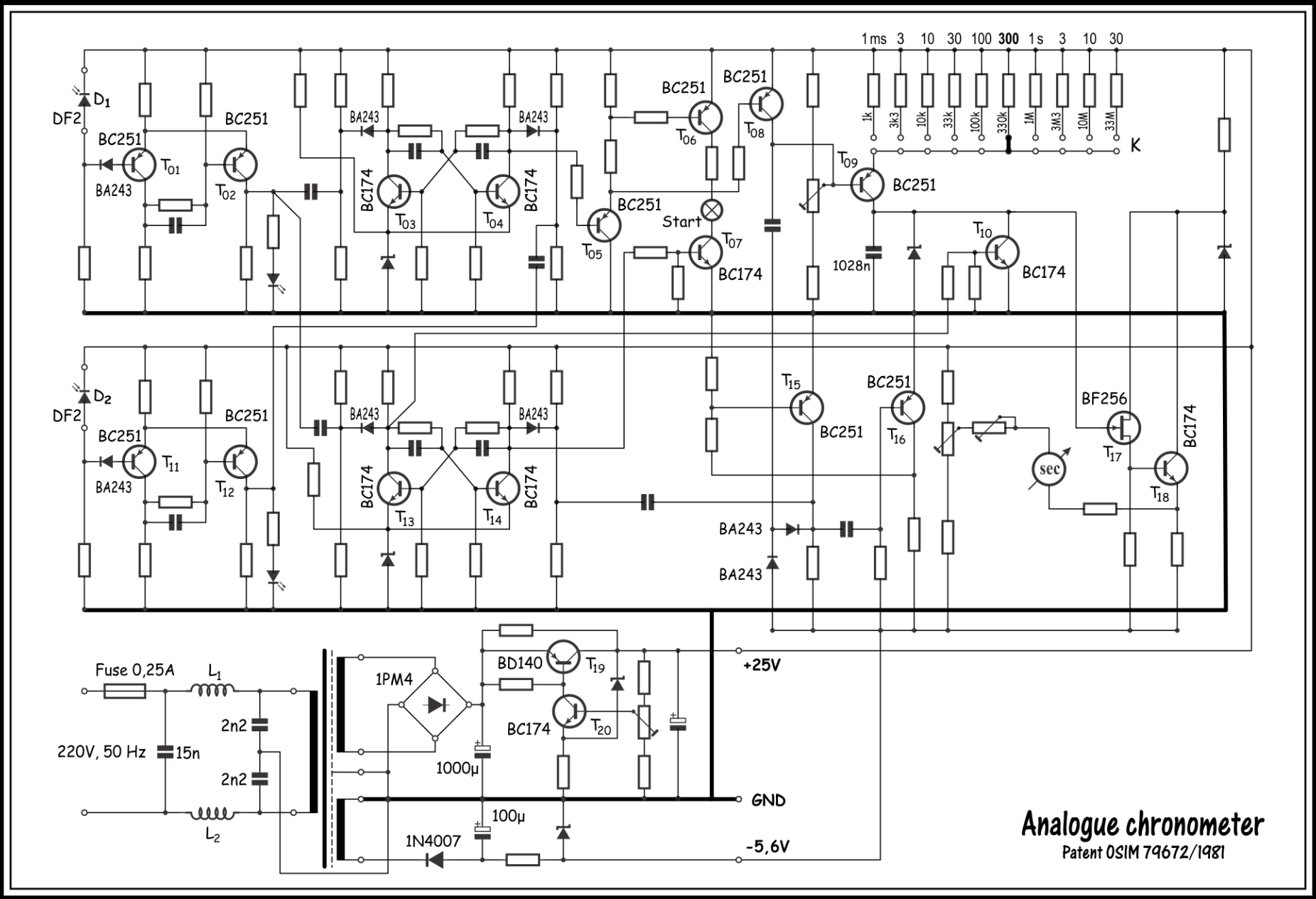
79672

PREŢUL LEI 11,29



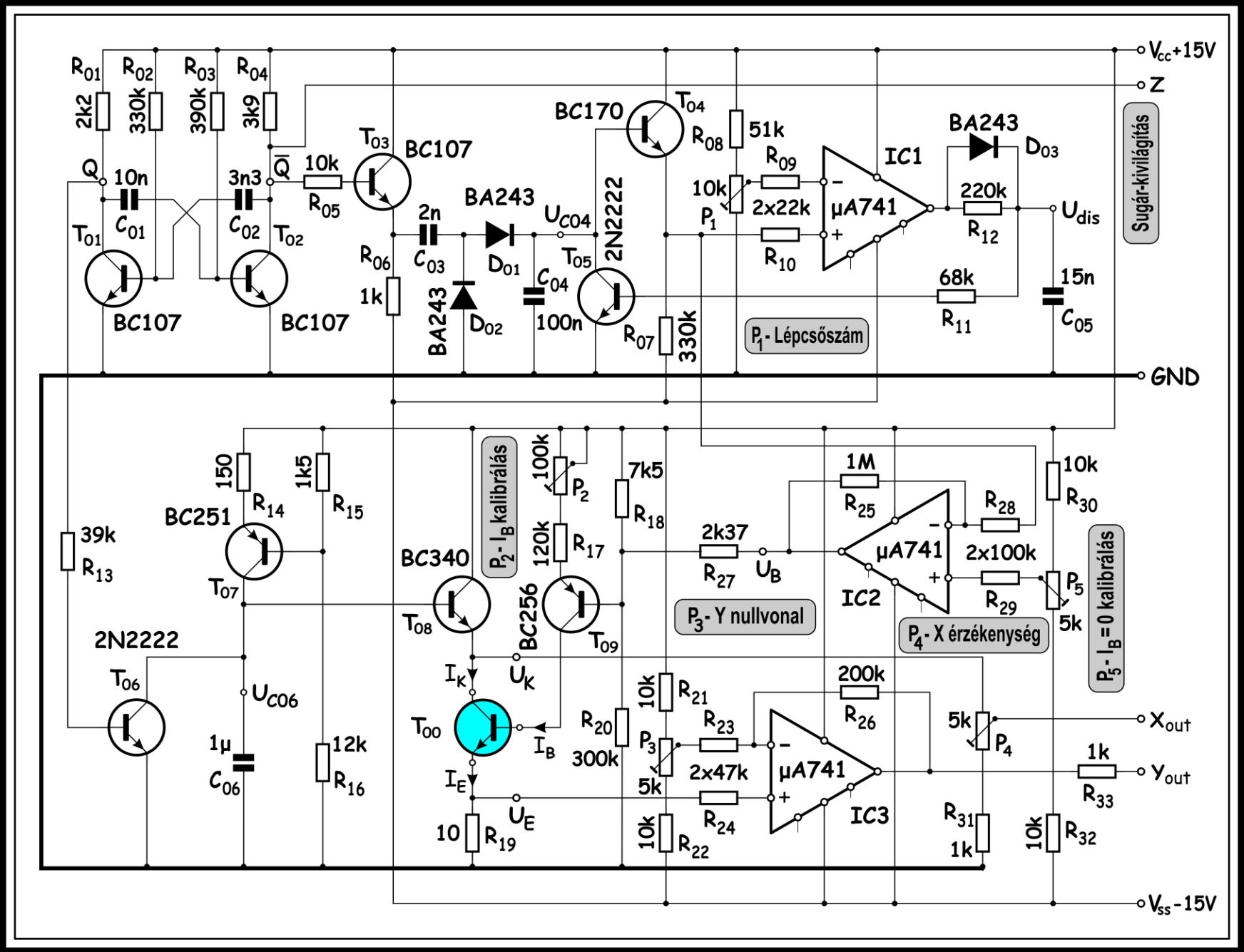
Az analóg kronométer elvi kapcsolási vázlata. A T2 tranzisztor egy paraméteres áramgenerátor-kapcsolásban van, amely a C kondenzátort tölti. A töltés megkezdését a T1 és a T3 tranzisztor engedélyezi. Alapállapotban a T1 vezet, vagyis kikapcsolja az áramgenerátort, a T3 is vezet, és megakadályozza a szivárgó áramok általi töltést; a Ready égő világít. Az **LB Start** takarásakor a Sch1 Schmitt-trigger átbillen, a Start LED egy pillanatra kialszik, az SRB1 bistabil kikapcsolja az égőt, a T3 kikapcsol, és a T1-el együtt engedélyezik a kondenzátor töltését. Amikor a golyó eléri az **LB Stop** fénysorompót, az Sch2 billen át, és visszabillenti az SRB1-et, amely a T1-en keresztül leállítja a töltést. Ez a jel aktiválja a CBM monostabil áramkört is, amely tíz másodpercig nem engedi kisütni a kondenzátort, ezalatt kényelmesen leolvashatjuk a FET-es voltmérő kijelzését. A tíz másodperc letelte után a CBM visszabillenti az SRB2-t, egyúttal a T3 kisüti a kondenzátort, az AND kapujának A és B bemenetei újból magas szinten lesznek, így kigyullad a Ready égő is. Kezdődhet az újabb mérés. A teljes kapcsolás itt látható. A kapcsolásban nem szerepel a golyó megfogó elektromágnese, ennek a csatlakozója és az indítója is a hátlapon van. A demonstrációs kísérletekben sikerült igazolnom az út parabolikus növekedését az idővel, de a nehézségi gyorsulás meghatározása sikertelen volt. Naivan azt hittem, hogy az **LB Start** fénysorompó és a golyó közti távolság lényegtelen, a néhány tized mm nem számit a további száz mm-hez képest, de kiderült, hogy az időbeni veszteség a többi út megtételéhez szükséges idő 4-5%-a. Ez az idő mérhetetlen, és ki is marad az esési időből. Elfogadtam, hogy két fénysorompóval lehetetlen meghatározni a nehézségi gyorsulást.

Az analóg kronométer kapcsolási rajza

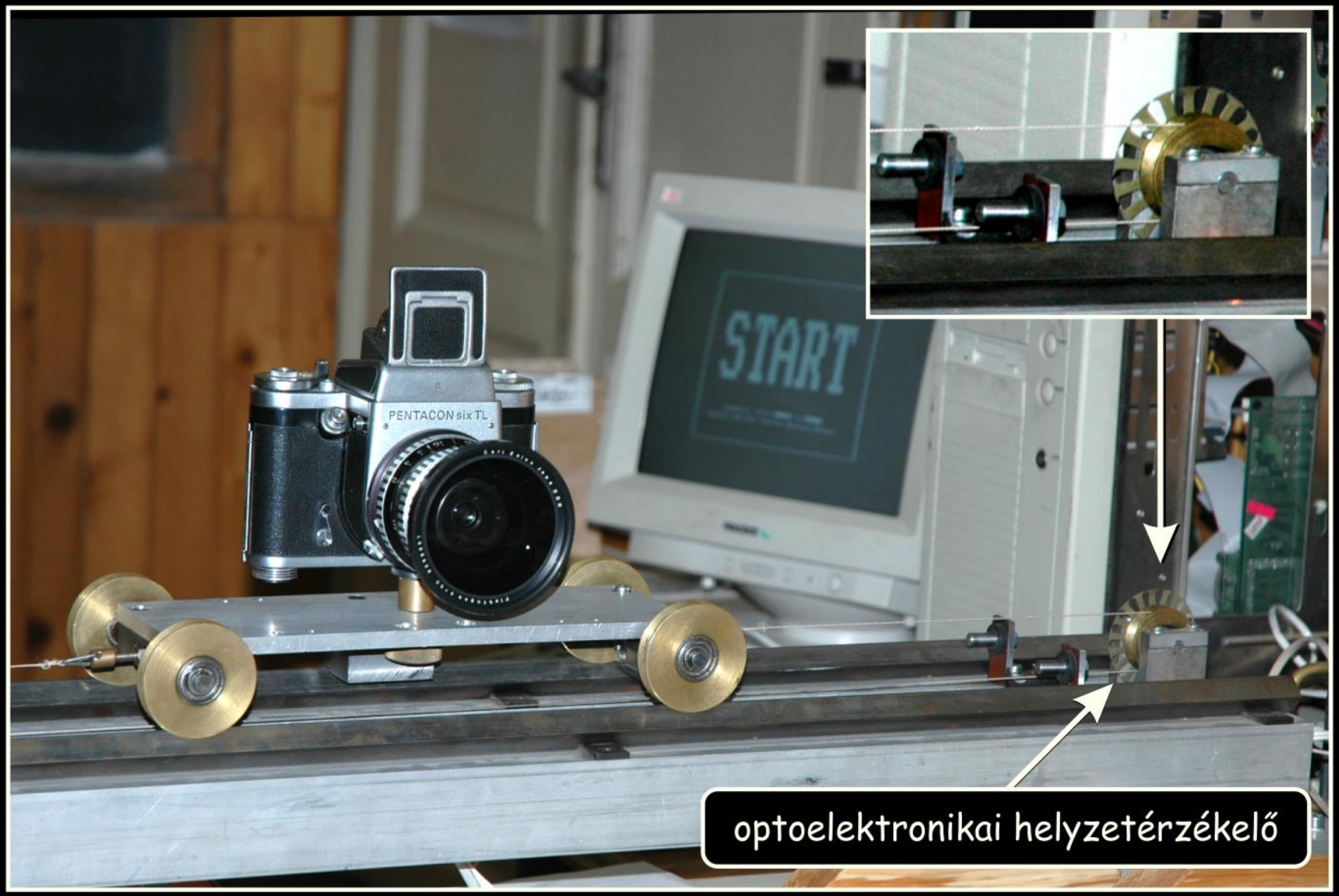


Az analóg kronométer részletesebb kapcsolási rajza. A szabadalmi leírás publikálásának egyik feltétele az volt, hogy értékeket nem szabad közölni. *A rutinos konstruktőrnek ez nem gond, ennyiből pillanatok alatt megtervezi a legrészletesebb rajzot is!*

Analóg négypólus-karakterográf - 1984

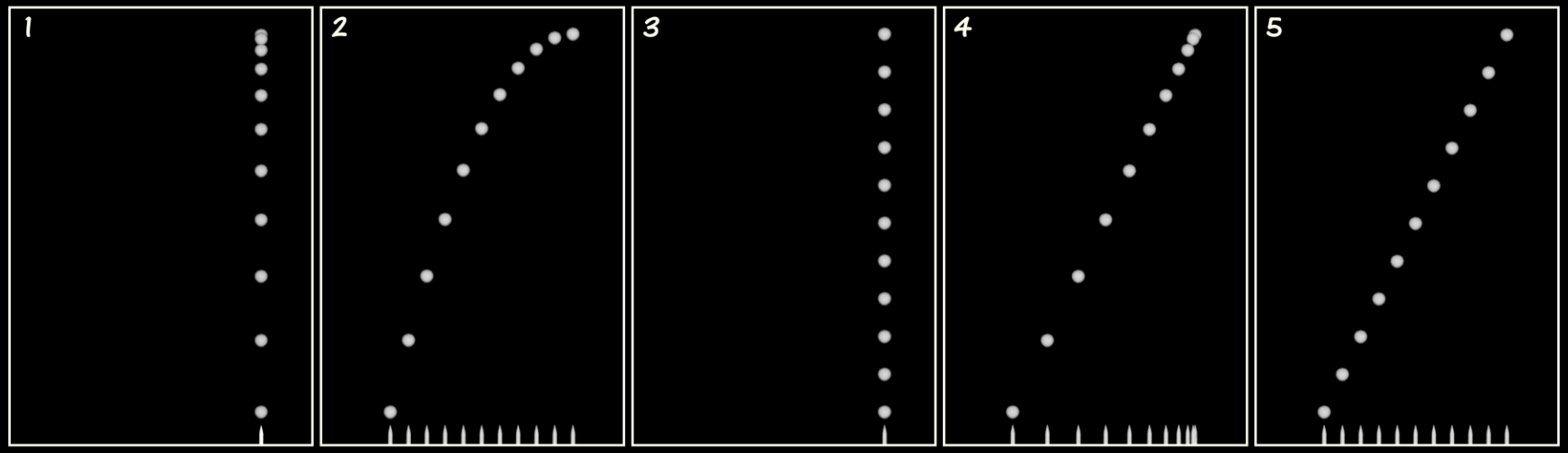


Számítógép-vezérelt fényképezőkocsi

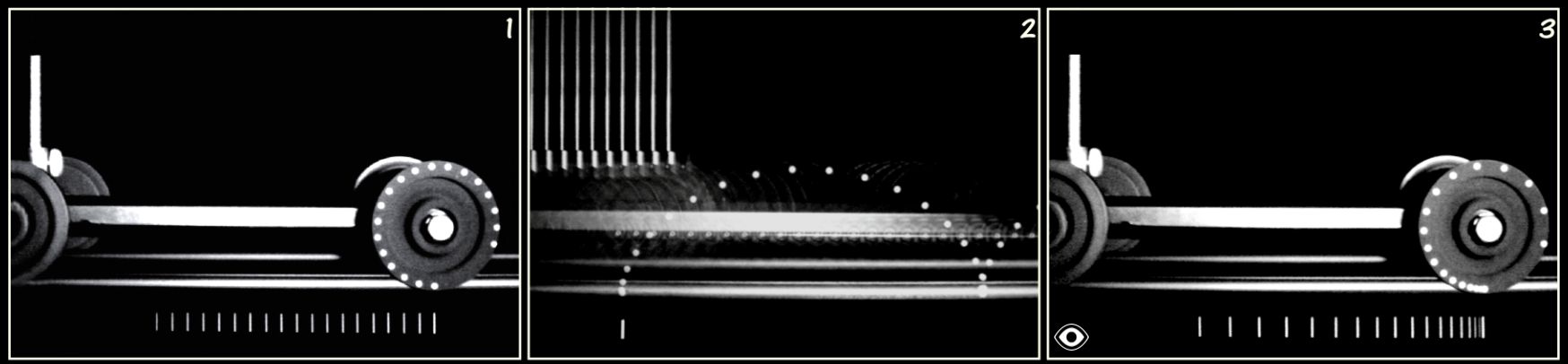


A fényképezőkocsi teljes pályáját 178 pontban ellenőrizzük az illető időpontig megtett út és a fénysorompó takarásaikor leolvasott TSC időpontok alapján. A mozgástörvény betartását optoelektronikai visszacsatolással oldottam meg. Sok kis lépésben korrigáltam, mert a helyzetmérési és a vezérlési időállandók különbözősége miatt instabilitás lépett fel. A 12 V-os ablaktörlő motor a nagy-áramú *(maximum 5 A)* CNC táptól *(100 mV-os lépésekben)* 25,500 V-ig kaphat rövid idejű, korrekciós- és vezérlőfeszültséget a pályaadatok a kiigazítására.

A pálya viszonylagossága

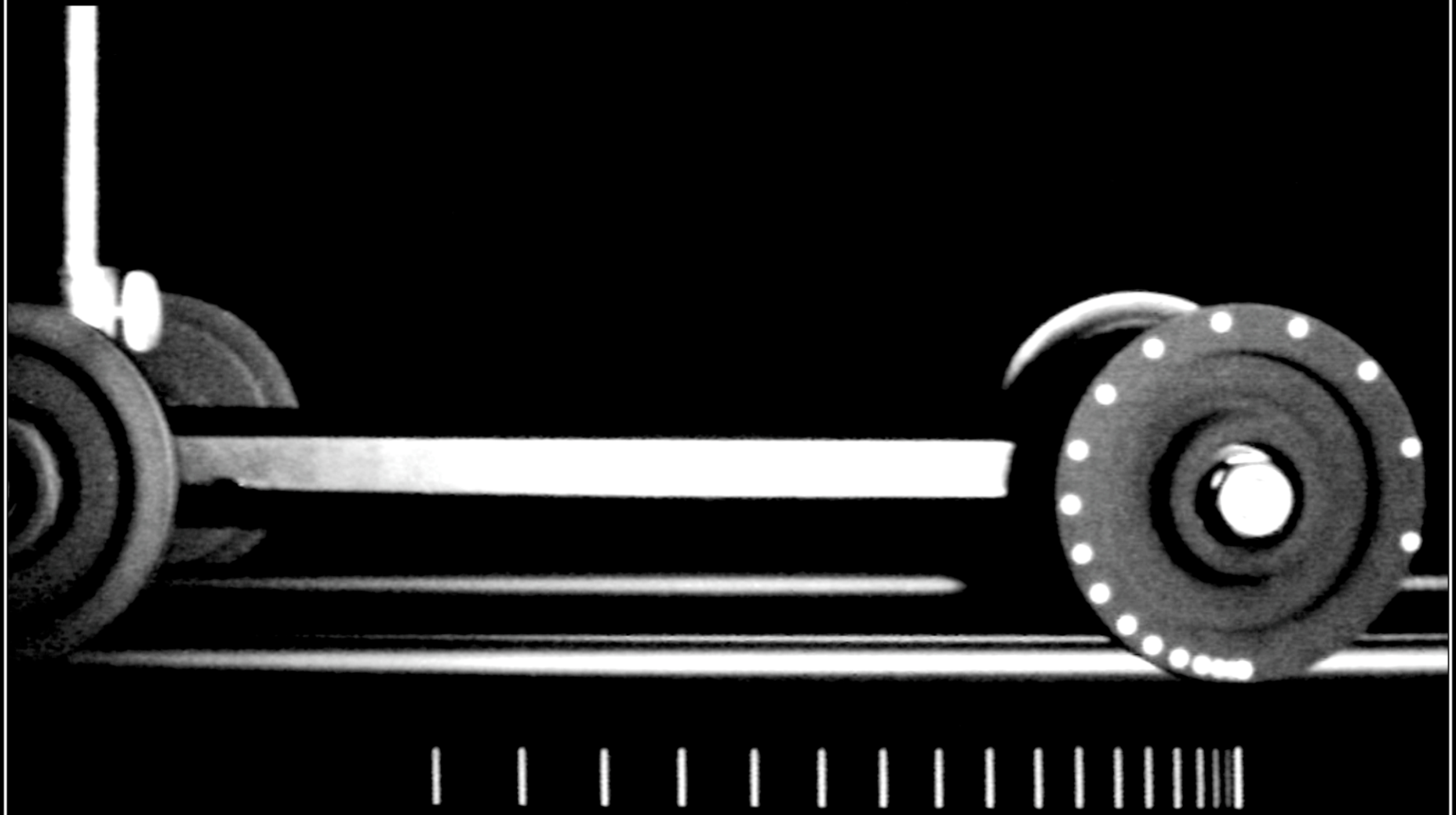


Szabadesés. Ez a képsor ugyanazt a szabadesést mutatja az álló ***(1, 3)*** és a jobbra elmozduló ***(2, 4, 5)*** megfigyelő szemével. A „szem" egy profi fényképezőgép, amely a számítógép-vezérelt fényképezőkocsiban van, és áll vagy szinkronban mozog a szabadeséssel. A mozgása a **2.** képen egyenletes, a **4**. és **5.** képen gyorsuló *(nem tévedés!)*. Rögtön érthető lesz, ha a **3.** képet összevetem az **1.** képpel. Az **1.** képen a klasszikus állandó időközű fényképezés van, a **3.** képen a mozgásfüggvény inverz függvénye szerint kiszámított olyan időközökkel villantattam, hogy a megtett út állandó legyen. Az **5.** képen a szabadesést egy gyorsuló kocsiból állandó térközű módon fényképeztem, így mindkét mozgás egyenletesnek látszik, pedig **mindkettő gyorsuló**.



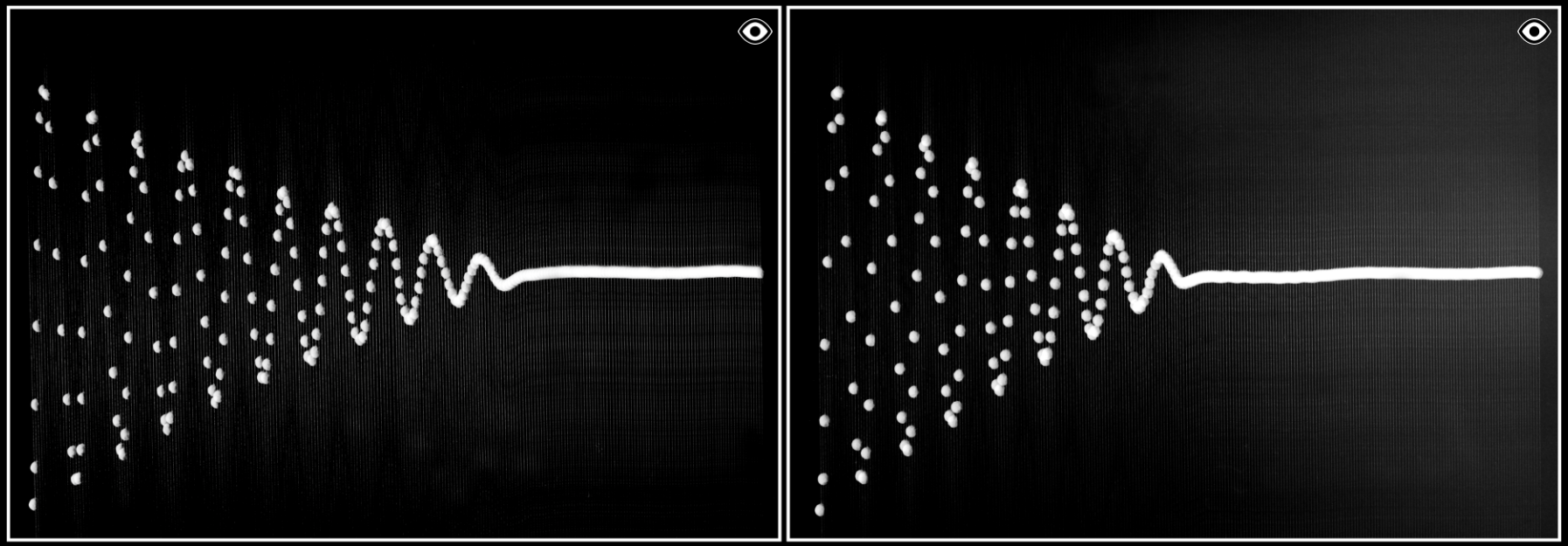
Körmozgás. **1.** A v sebességű kiskocsi kereke peremén levő fehér petty pályáját ilyennek látja a kocsival együtt, jobbra elmozduló megfigyelő. **2.** A v sebességű kiskocsi kereke peremén levő fehér petty pályáját ilyennek (**ciklois**) látja az álló megfigyelő. **3.** A gyorsuló kiskocsi kereke peremén levő fehér petty pályáját ilyennek látja a kocsival együtt, jobbra elmozduló megfigyelő.

A pálya viszonylagossága



A gyorsuló kiskocsi kereke peremén levő fehér petty pályáját ilyennek látja a kocsival együtt, jobbra elmozduló megfigyelő? **Nem hibás a felirat?**

A rugalmas inga lecsengő rezgése

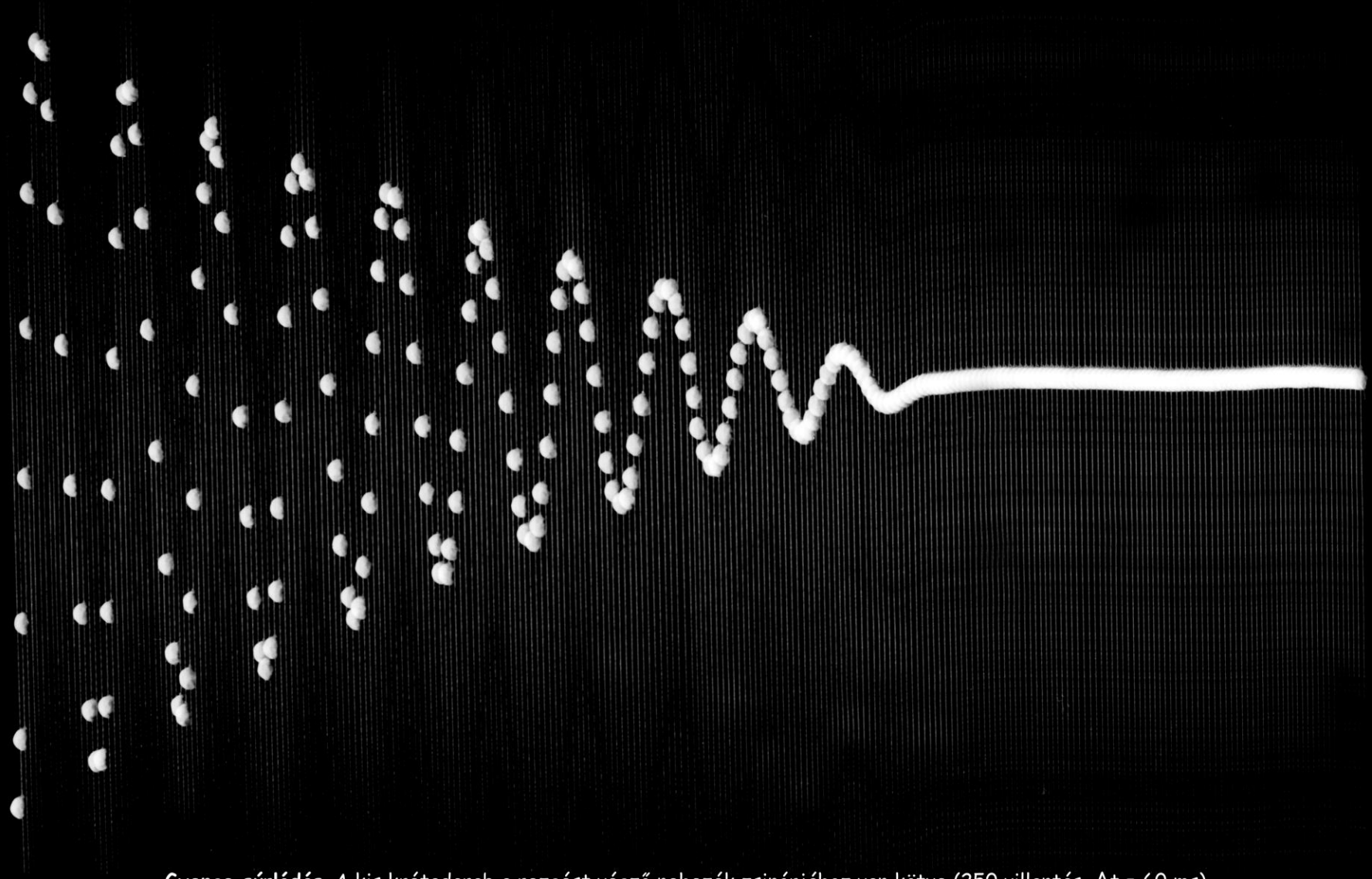


A rugalmas inga lecsengő rezgése. A plafonba rögzített másfél-méteres rugóra egy selyemzsineget kötöttem, majd átvezettem egy gömbölyű krétadarabon, amelybe egy 0,8 mm-es lyukat fúrtam *(természetesen, ez nem elsőre sikerült)*. A továbbiakban a zsineget egy csigára tekertem, amelynek mozgását filccel finoman fékezhettem. A zsineg végére egy nehezéket helyeztem, amelyet egy elektromágnes fogott meg.

A fényképezőkocsiba szerelt fényképezőgép volt a megfigyelő. A kocsi állandó sebességgel mozgott, a képkivágást egy fénysorompó és a villantáskorlátozás oldották meg *(a kocsinak fel kellett gyorsulnia, csak azután fényképezhetett)*. Amikor a kocsi a fénysorompóhoz ért, a számítógép elengedtette a nehezéket, és a kréta mozgását 250 villantással *(Δt = 60 ms)* rögzítettem a 6x6-os filmen. Az eredmény szörnyű volt, a szinuszos mozgás időrendjét is felborította a nehezék összevissza mozgása. A jó felvételekhez a nehezék szigorúan függőleges mozgása kellett, ennek feltételeit kielégítettem, új rugót is készítettem. A rendszer 30-45 perc alatt stabilizálódott, nem mozdulhattam meg, ha valaki benyitott a Fizikumba, akkor a légmozgás újra vízszintes mozgásokat idézett elő. Michelson a híres kísérlete alatt leállíttatta Chicago forgalmát, én ezt nem tehettem, ezért éjjel dolgoztam. A két hónapig tartó beállítások után a 250 felvétel selyemzsinórjai párhuzamosak, és pótlólagosan bemutatják a *(műszaki)* zsíros kezem által hagyott nyomok szinuszos mozgását is.

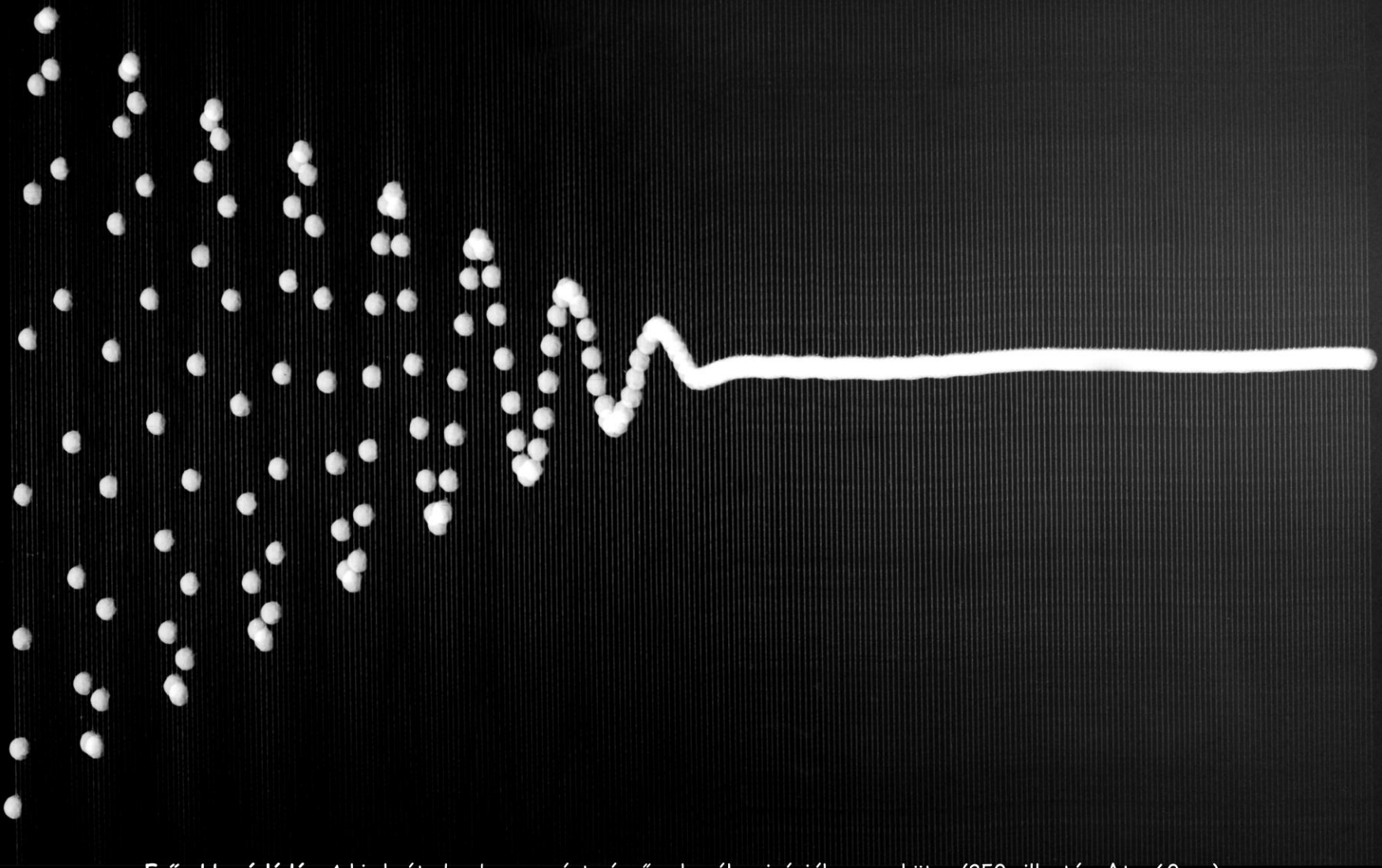
Elkészült a „mű”, másnap boldogan vittem a diákoknak a három 30x40-es képet. Az egyik diák nemsokára megjegyezte: *„Tanár úr, miért kínlódtunk a lecsengő rezgőmozgás differenciálegyenletével, ha a valóság nem egy exponenciális jellegű burkológörbe, miért nem olyan, mint azon a képen?”* Megdicsértem, és másnapra kértem a magyarázatot, hiszen a kísérlet alatt én megdöbbenve láttam valamit, amit elhallgattam. Beígértem neki egy 10-est. Nem várt másnapig, délután felkeresett, de addig nem mondta el az ötletét, ameddig nem látta a kísérletet. Vaksötétet hoztam létre, majd beindítottam a rendszert. Alig telt el 10 másodperc, felkiáltott: megvan a 10-esem! Megmagyarázta, igazat adtam neki, én pedig most az olvasótól kérdem: *miért nem exponenciális a lecsengés, ahogyan az lenni szokott?* A megfejtőknek egy dedikált, kivetíthető stroboszkópos fényképalbumot küldök ajándékba.

A rugalmas inga lecsengő rezgései



Gyenge súrlódás. A kis krétadarab a rezgést végző nehezék zsinórjához van kötve (250 villantás, Δt = 60 ms)

A rugalmas inga lecsengő rezgései



Erősebb súrlódás. A kis krétadarab a rezgést végző nehezék zsinórjához van kötve (250 villantás, Δt = 60 ms)

Az egyszerű lefuttatást kiegészítő forrógombok

Ez a prezentáció a címlappal együtt 153 oldalas, de a közvetlenül publikus része csak 46 oldalon tárgyalja a számítógépes időközmérés elméleti hátterét és gyakorlati aspektusait. A szövegben a magyarázatokat összesen 54 ábra segíti, de egyesek igen komplexek, így a prezentációban elférő méretben nehezen olvashatóak. Minden ábrán van egy szempiktogram, amelyre rákattintva az illető ábra az aláírásával együtt egész oldalas méretben jelenik meg. Ha szükség volt rá, az ábraaláírást kiegészítettem egy-két gondolattal, vagy a tömbvázlat, esetleg a kapcsolási rajz rövid magyarázatával. Egyes ábrák kiegészítésre szorultak egy-két újabb ábrával, de azok már nem kerülhettek be a prezentációba, ezért a szempiktogramjukat a szövegben, vagy a kinagyított képen helyeztem el. A prezentációban összesen 103 ábra van.

A teljes képanyag külön is megnézhető, ha a **Tartalomjegyzék** utolsó sorára kattintunk. Ez csak a nagyítások gyűjteménye, ezért nem tarthatja be pontosan a szövegbeli sorrendet.

A prezentáció egyszerű olvasása lehetséges a Windows, a Linux és a *(mobil)* Android operációs rendszerek gépei grafikus felületén, de a kinagyított képek és a plusz információk megnézéséhez egyaránt az Adobe Reader *(7.0 vagy újabb)* jelenléte szükséges. Kivételt képeznek az újabb Linux *(Ubuntu 20.04 LTS, esetleg más, régebbi verziók)* gépei, amelyek a Document Viewer PowerPointos szimulációjával az Adobe Reader nélkül is megoldják a teljes futtatást. Akármelyik kinagyított képről a bal felső sarokban levő nyílra kattintva a rendszer visszatér a meghívóhoz. Amennyiben a nagyított képek újabb információkhoz vezetnének, úgy a megnézés után, az ottani nyilakkal bejárhatjuk az addigi teljes utat egészen az eredeti meghívóig. Minden lap jobb-felső sarkába elhelyeztem egy ciánszínű T betűt, erre kattintva mindig a tartalomjegyzékhez jutunk vissza, ahol újabb néznivalót lehet kiválasztani.

Bartos-Elekes István

Köszönöm a figyelmet!

A bemutatott készülékek és fényképek túlnyomó többsége a nagyváradi ADY Endre Líceum Fizikumában jött létre. A Fizikum nincs többé!