

József Attila Tudományegyetem
Természettudományi Kar

Sztochasztikus Rezonancia Kísérleti Vizsgálata
Monostabil és Bistabil Rendszerekben

Diplomamunka

készítette: Bohus János

fizikus hallgató

Témavezető: Dr. Gingl Zoltán

JATE, Kísérleti Fizikai Tanszék



Szeged, 1998

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	3
2. Irodalmi áttekintés	5
2.1. Analóg jelfüggvények mintavételezése és kvantálása	5
2.1.1. Shannon mintavételi tétele	6
2.2. Jeltorzulások a mintavétel következtében	7
2.2.1. Aliasing zaj	7
2.2.2. Kvantálási zaj	10
2.3. Analóg-digitális átalakítás	10
2.3.1. Az A/D konverter	10
2.4. Digitális-analóg átalakítás	11
2.4.1. A digitális-analóg átalakítás elve	12
2.5. Analóg jelek digitális analízise	13
2.5.1. Periódikus jelek Fourier-sora	13
2.5.2. Nemperiódikus jelek Fourier analízise	14
2.6. Mintavételezett jelek analízise	15
2.6.1. Mintavételezett jelek Fourier-transzformáltja	15
2.6.2. A diszkrét Fourier-transzformáció (DFT)	16
2.6.3. Véges idejű jelek analízise	17
2.7. Sztochasztikus jelek analízise	18
2.7.1. Az energiaspektrum	18
2.7.2. Az autokorreláció-függvény	23
2.7.3. Spektrális átlagolás	24
2.8. A sztochasztikus rezonancia jelensége...	25
2.8.1. ...az első kísérletben	31
2.8.2. A sztochasztikus rezonancia jelensége gyűrű lézerben	32
2.8.3. A sztochasztikus rezonancia jelensége neuronokban	34
2.9. Analóg modellek	37
3. Modellek	41

3.1. Az LCD	44
3.2.A Schmitt-trigger	46
3.3. Zajforrások	47
4. Eredmények	48
4.1. Az LCD-vel végzett szimulációk eredményei	48
4.2. A schmitt-triggerrel végzett szimulációk eredményei	57
5. Lehetséges technikai alkalmazások	61
6. Összefoglalás	62
7. Irodalomjegyzék	63

1. Bevezetés

A fluktuációk kutatása a természettudományoknak régóta fontos része. Sokáig a véletlent matematikai absztrakcióként kezelték, de a kvantummechanika megszületésével a fluktuációk is a természetről alkotott képünk részévé váltak. A fluktuációk kutatása gyakorlati szempontok miatt is fontos, ilyen például az információátvitel, ami napjaink egyik legfontosabb alkalmazási területe.

A zaj pozitív szerepet játszhat abban, hogy gyenge periódikus jeleket detektáljunk egy mechanizmuson keresztül melynek neve sztochasztikus rezonancia {SR}.

A sztochasztikus rezonancia jelensége abban áll, hogy bizonyos rendszerekben a bemenő zaj függvényében a rendszerből kinyerhető információ mennyisége maximumot mutat. Ez azt jelenti, hogy zajt kell bevinnünk a rendszerbe ahhoz, hogy a kimeneten a jel/zaj viszony csökkenjen. A jelenséget eredetileg a Föld 100000 évenként bekövetkező jégkorszakok kapcsán fedezték fel és azóta számos fizikai és biológiai rendszerben megtalálták. Sokáig megválaszolatlan kérdés volt, hogy a kimeneti jel/zaj viszony meghaladhatja-e a bemeneti jel/zaj viszonyt, tehát a SR jelensége segítségével elérhetünk-e jel/zaj viszony növekedést. Elméletileg és kísérletileg is bizonyítást nyert, hogy lineáris rendszerekkel nem lehet a jel/zaj viszonyt megnövelni [1994, Dykman, Bialek]. Célul tűztük ki, hogy az eddigi lineáris módszerekkel ellentétben egy erősen nemlineáris limitben működő rendszer segítségével jelentős jel/zaj viszony erősítést érjünk el. Modellünk segítségével szolgálhat biológiai rendszerek (pl. idegsejtek) működésének megértésében és gyakorlati alkalmazások alapjául is szolgálhat. Modellünk egy szintmetszési detektor és egy Schmitt-trigger volt amelyekbe változtatható kitöltési tényezőjű szimmetrikus ill. asszimmetrikus négyszögjelet és zajt vezettünk. A modellezést analóg és digitális jeleket is feldolgozó új számítógépes rendszerrel

végeztük. Ennek előnye, hogy a kísérlet szempontjából fontos paraméterek pontosan beállíthatók és a mérési adatok gyorsan feldolgozhatóak.

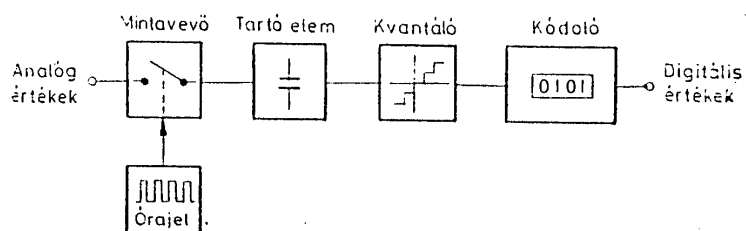
A dolgozat első felében a szükséges ismereteket fogalmakat, valamint a SR vizsgálatára eddig végrehajtott kísérletek, módszerek egy részét foglaltam össze. A második részben az alkalmazott modelleket és az azokat megvalósító számítógépes rendszert ismertetem. Ezt követik a mérési eredmények és értelmezésük. A dolgozatot rövid összefoglalás és irodalomjegyzék zárja.

2. Irodalmi áttekintés

2.1. Analóg jelfüggvények mintavételezése és kvantálása

Az analóg jelek mintavételezése során időben és amplitudóban folytonos jeleket diszkrét idejű és értékű adatokká kódolunk.

A számunkra érdekes fizikai mennyiségek általában feszültségjelek alakjában állnak rendelkezésre. Folytonos idejű és értékű jelek bináris adatszavakká konvertálásához analóg-digitális (a továbbiakban A/D) átalakítókat használunk. Ezek egy mintavevőelemből, egy tartóelemből és egy kódoló részből állnak, amely a mért jelet bináris adatszavakká kódolja. A mintavevő elem diszkrét időpontokban a mintavételezett feszültség alakjában megjelenő jelet a tartóelemre juttatja, amely azt addig tárolja amíg a jel a kódolóba nem kerül. Az így nyert digitális jelek számítógépekben tárolhatók és feldolgozhatók.



2.1 ábra Analóg-digitális átalakító vázlata.

A digitalizálás menete néhány határfeltételt figyelembe véve megfordítható. Digitális jelből digitális-analóg átalakítóval a analóg jel visszaállítható. A félvezetőipar ma már nagymértékben gyárt digitális jelprocesszorokat amelyekben egyetlen lapkán integrálva megtalálható a számítások elvégzéséhez szükséges program és adattároló, az A/D és a D/A átalakító. Az általunk végzett számítógépes szimulációt egy ilyen egychip-es mikroszámítógép (a típusa ADSP 2181) és egy személyi számítógép (AT 486) együttese végezte.

2.1.1. Shannon mintavételi tétele

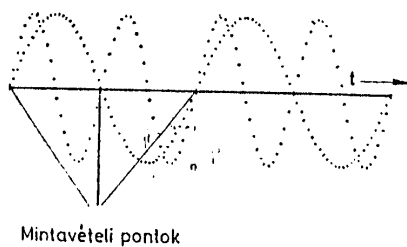
Mint már említettem analóg jelek digitális jelekké konvertálása megköveteli az analóg jel diszkrét időpillanatokban történő mintavételezését. A két mintavételi pillanat között eltelt idő nem választható meg tetszőlegesen. A mintavételi frekvencia és a mintavételezett jelben előforduló legnagyobb frekvenciájú komponens kapcsolatát a mintavételi tétel határozza meg. Ez azt mondja ki, hogy a mintavételi frekvencia jelben előforduló legnagyobb frekvenciájú komponensnél legalább kétszer nagyobbak kell lennie ahhoz, hogy a jel információ veszteség nélkül reprezentálható legyen diszkrét időbeli mintáival. A jelben előforduló legnagyobb frekvenciára (F_{max}), a mintavételi frekvenciára (F_m) és az egymást követő mintavételezések közötti időre $\{t\}$, fennáll a következő összefüggés

$$(2.1) \quad F_m > 2F_{max}$$

ill.

$$(2.2) \quad t < 1/2F_{\max}$$

Ezt hasonló módon fogalmazta meg Nyquist, ezért használatos a Nyquist-tétel elnevezés is. Az irodalomban gyakran egyenlőségjelet tesznek, ami helytelen. A 2.2 ábra egy speciális esetben szemléletesen mutatja, hogy a mintavételi pontokban a szinuszjel nulla, tehát minden mintavételi érték nulla.



2.2 ábra Harmonikus rezgés mintavételezése a jel nullaátmeneteinél.

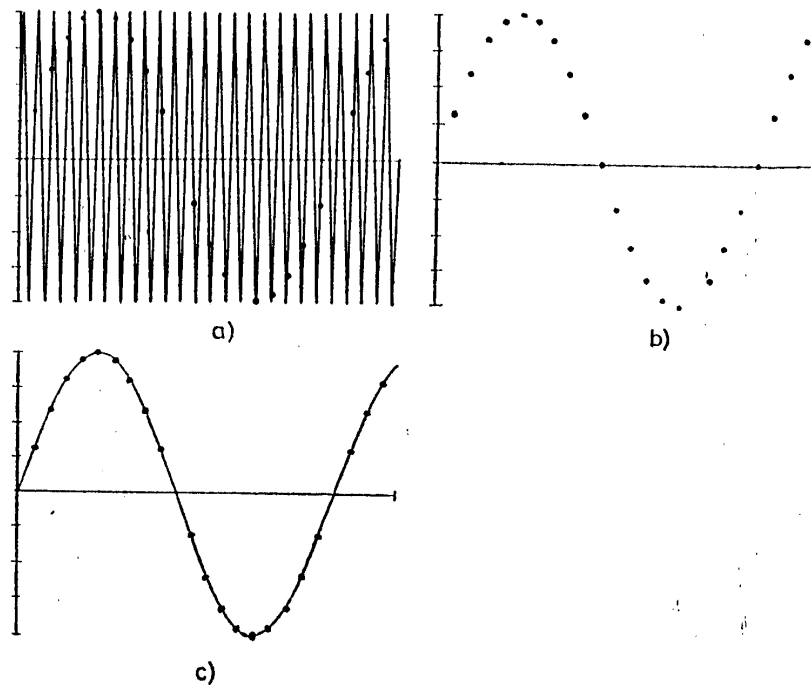
2.2 Jeltorzulások a mintavétel következtében.

A jel mintavételezési folyamata során szükségszerű sok hibaforrás a vett mintajalakot torzítja. Ezek a torzulások elkerülhetetlenek, mert maga a mintavételi eljárás tartalmazza őket, de káros hatásuk minimálisra csökkenthető. Szükség van arra, hogy ezeknek a mintavételi hibáknak az analízis pontosságára gyakorolt hatását ismerjük.

2.2.1. Aliasing zaj

Ha egy jel mintavételezésekor a szükségesnél ritkábban mintát vesznek,akkor az angolszász irodalomban aliasing néven ismert jelenség lép fel. Ez azt jelenti,hogy olyan spektrális komponensek jelennek meg amelyeket a jel adott esetben nem is tartalmaz.

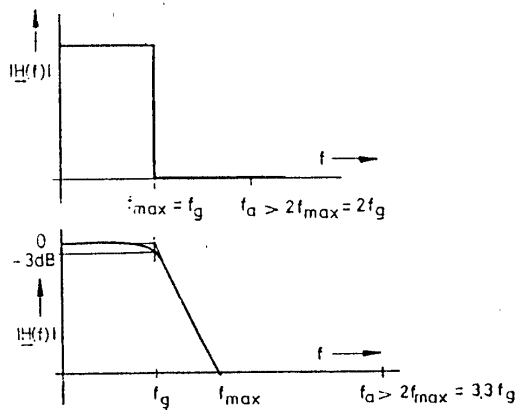
Ennek elkerülése műszaki jellegű problémákat vet fel. A jelenségre mutat példát a 2.3 ábra.



2.3 ábra Harmónikus rezgés túl kis frekvenciával történő mintavételezése következtében fellépő aliasing jelenség.

A 2.3a képen az f_1 frekvenciájú folytonos harmónikus rezgés egy szakasza látható. Ezt a függvényt $f_2=0.8 \cdot f_1$ frekvenciával mintavételezve a 2.3a ábrán pontokkal jelölt mintavételi

értékek adódnak. A 2.3b ezeket a pontokat az eredeti függvény nélkül még egyszer bemutatjuk, ezeket a pontokat szemmel összekötve ez lényegesen kisebb frekvenciájú rezgésnek látszik. Az így kapott 'aliasing frekvenciának' megfelelő rezgést f_2 frekvenciával mintavételezve, pontosan ezeket a mintavételi értékeket kapjuk (2.3c ábra), de a 2.3a ábra szerinti jel ezt a frekvenciát nem tartalmazza. Hasonló jelenség lép fel mintavételező oszcilloszkópon, ha a jelnek nem megfelelő mintavételi frekvenciát választanak. A mintavételi frekvencia technikai okok miatt nem lehet tetszőlegesen nagy, ezért az említett aliasing jelenség elkerülésére megoldásként kínálkozik, ha a mintavételezni kívánt jelet aluláteresztő szűrőbe vezetjük. Ez kiszűri a nemkívánatos nagyfrekvenciás komponenseket. Követelmény, hogy ennek a szűrőnek nagy legyen a levágási meredeksége, szükséges a határfrekvencia feletti megfelelő zárócsillapítás, és az, hogy az átviteli sávban kicsi hullámosságú legyen az átviteli függvény logaritmus. Így az átviteli tartományban kis fázishibák lépnek fel. Nemdeterminisztikus jelek mintavételezése során ugyancsak statisztikai jellegű zavarjel keletkezik, amelyet aliasing zaj néven szokás említeni.



2.4 ábra Az aluláteresztő szűrő levágási meredekségének hatása az Fm mintavételi frekvencia megválasztására.

2.2.2. Kvantálási zaj

Folytonos amplitudójú jeleket nem lehet digitális jelekké tetszőleges pontossággal konvertálni, mivel az elérhető pontosság függ a tárolható bináris szavak hosszúságától. Az amplitudótartomány véges számú amplitudóintervallumra oszlik. Ezt a folyamatot amplitudókvantálásnak nevezzük. A mintavételezett jel adott időpillanatban nem pontosan egyenlő a ténylegesen fennálló jellel. A maximális eltérés egy fél kvantálási lépés. Ezek az eltérések általában véletlenszerűek és mint a mintavételi értékekre szuperponált zavarjel jelentkeznek, ezt nevezzük kvantálási zajnak. Az abszolút eltérések természetesen az A/D átalakító felbontásától függenek.

2.3. Analóg-digitális átalakítás

Analóg jelek digitális adatértékké való átalakítását technikai szempontból többféle módon lehet megvalósítani. Valamennyi használatos eljárás alapelve a diszkrét adatértékek összehasonlítása a referenciafeszültségek készletével.

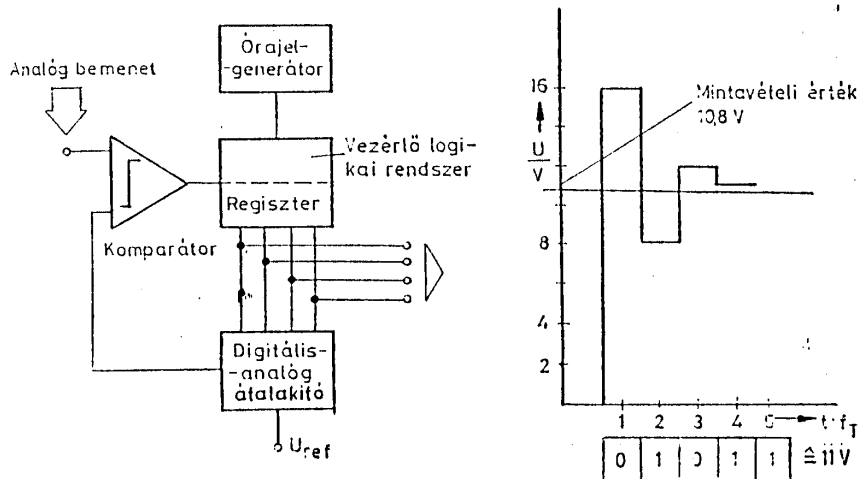
A referenciafeszültségeket megfelelőkapcsolású áramkörök egymás után állítják elő, vagy már eredendően párhuzamos módon diszkrét alakban állnak rendelkezésre.

2.3.1. Az A/D konverter

Az egyik leggyorsabb A/D konverter az úgynevezett fokozatos közelítés elve alapján működik, ezért itt most csak ezzel a fajtával foglalkozok részletesen.

Az átalakítási időt jelentősen csökkenteni lehet, ha a referenciafeszültséggel történő

összehasonlításhoz szükséges lépések számát a minimálisra csökkentjük. Az analóg jel mintavételezett értékét először azzal a feszültség szinttel hasonlítják össze, ami a legnagyobb helyiértékű bitnek felel meg. Ha a bemeneti feszültség nagyobb a digitális-analóg átalakító kimeneti feszültségénél, akkor a legmagasabb bitet a regiszterbe helyezik, ha kisebb akkor ezt a bitet ez esetben törlik. Ezután a következő kisebb helyiértékű kisebb bitet is kapcsolják és ugyanezen elv alapján összehasonlítják a hozzá tartozó feszültséget a bemenő feszültséggel. Az átalakítás akkor fejeződik be, ha a mintavételi feszültség és a referenciafeszültség egy fél kvantálási értéknél kisebb mértékben tér el egymástól a legkisebb helyiértékű bit bekapcsolása után. A 2.6 ábrán az A/D átalakító tömbvázlata és egy példa látható a konverzióra 5 bites szóhosszúság esetén.

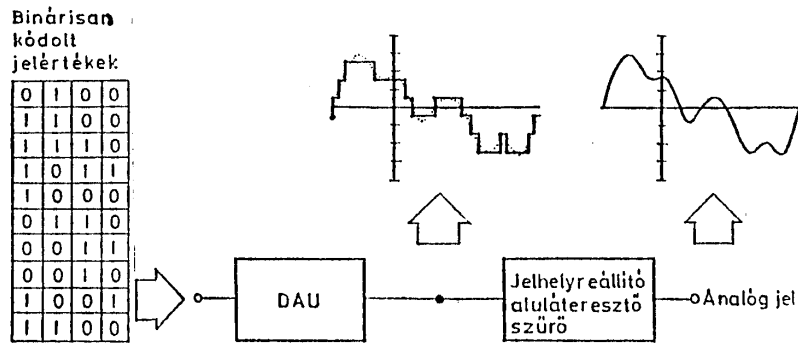


2.6 ábra A fokozatos közelítés alapján működő analóg-digitális átalakító

2.4 Digitális-analóg átalakítás

A sztochasztikus rezonanciát modellező kapcsolatban később részletezendő okok miatt D/A konvertert is felhasználtunk, ezért itt röviden ezzel az áramköri elemmel is foglalkozom. A

D/A átalakítás két lépésben történik, az első lépésben az időben és amplitúdóban diszkrét jelből időben folytonos de amplitúdóban diszkrét jelet állítanak elő. Ezután ezt a jelet egy rekonstruáló aluláteresztő szűrőben folytonos idejű és értékű jellé simítják (2.7 ábra).



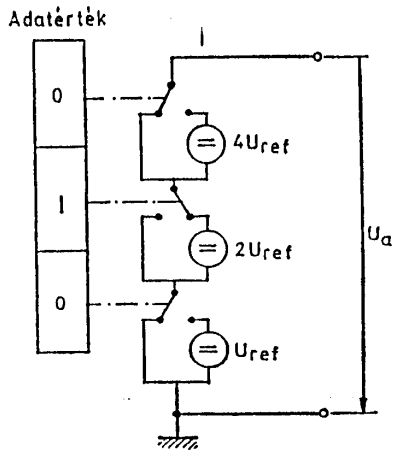
2.7 ábra Az analóg jel előállítás digitális adatértékekből

2.4.1. A digitális-analóg átalakítás elve

A D/A átalakítókat általában feszültség vagy áramforrásként használják. A feszültségkimenetű átalakítók általában lassabbak mint az áram kimenetűek.

Kísérleteink során az előbbi típust használtuk ezért ezzel itt röviden foglalkozok.

Induljunk ki abból, hogy az adatok bináris formában rendelkezésre állnak. A D/A átalakító egy sor kapcsolóelemet tartalmaz, amely a digitális jel tartalmától függően stabil referenciafeszültséget kapcsol a kimenetre. Egy binárisan kódolt jel analóg jellé alakítása legkönnyebben a 2.8 ábra alapján érthető meg. Olyan egyenfeszültségű feszültségforrások kapcsolhatók sorba vagy hidalhatók át amelyek feszültsége 2 hatványai szerint súlyozottak. A 2.8 ábrának megfelelő esetben a kimeneten 2^2 Uref feszültség jelenik meg.



2.8 ábra Analóg feszültségértékek szintézise

binárisan súlyozott feszültségforrásokkal

2.5. Analóg jelek digitális analízise

Periodikus jelek jel/zaj viszonyának (angolul signal to noise ratio, SNR) javítására tett kísérleteink során szükségserűvé vált mind az analóg jelek mind ezek digitalizált megfelelőjének teljesítmény-spektrumának és ezáltal Fourier-spektrumának meghatározása. A következő részben folytonos és digitalizált jelek Fourier analízisével foglalkozom.

2.5.1. Periódikus jelek Fourier-sora

A J.B. de Fourier által megfogalmazott tétel az alábbi alakban írható le:

$$(2.8) \quad f(t) = \sum_{k=0}^{\infty} a_k \cos(\omega_k t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(\omega_k t).$$

ahol $f(t)$ periódikus függvény, tehát fennáll rá, hogy

$$(2.9) \quad f(t) = f(t + nT_0), \quad n = -\infty \dots +\infty.$$

és

$$(2.10) \quad a_k = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(t) \cos(k\omega_0 t) dt,$$

$$(2.11) \quad b_k = \frac{2}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(t) \sin(k\omega_0 t) dt,$$

$$(2.12) \quad a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f(t) dt.$$

Periódikus függvény komplex Fourier-sora a következő alakban írható:

$$(2.13) \quad f(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k e^{jk\omega_0 t}.$$

ahol

$$(2.14) \quad C_k = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{+T_0/2} f(t) e^{-jk\omega_0 t} dt,$$

2.5.2 Nemperiódikus jelek Fourier-analízise

Ha gondolatban a T_0 periódusidőt a végtelenhez közelítjük, akkor a 3.6 képletben levő összeg integrállá fajul. A sorfejtéshez hasonló képlet létezik, ami az idő- és frekvenciatartományban

levő jeleket egymással összekapcsolja.

$$(2.15) \quad f(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{F}(\omega) \exp(j\omega t) d\omega$$

ahol

$$(2.16) \quad \underline{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j\omega t) dt.$$

az $f(t)$ Fourier-transzformáltja.

2.6. Mintavételezett jelek analízise

Az eredetileg folytonos értékű és idejű digitalizált formában rendelkezésre álló jelek analízisét a Fourier-transzformáció egy különleges változatával végezzük, amelyet diszkrét Fourier-transzformáció (DFT) néven ismernek.

2.6.1. Mintavételezett jelek Fourier-transzformáltja

Az eredetileg folytonos t változót diszkrét változóval váltjuk fel, és integrál helyett diszkrét összeget alkalmazunk.

$$(2.18) \quad t_n = nAt \quad -\infty \leq n \leq \infty.$$

Igy a 2.16 egyenlet a következő alakot veszi fel:

$$(2.19) \quad \underline{F}(\omega) = \Delta t \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(n\Delta t) \exp(j \cdot 2\pi n f \Delta t).$$

$\underline{F}(\omega)$ a digitalizált jel Fourier-transzformáltja.

2.6.2. A diszkrét Fourier-transzformáció (DFT)

A mintavételi idő T_f , a mintavételi tartomány Δt , és a minták száma között a következő összefüggés áll fenn:

$$(2.20) \quad N \cdot \Delta t = T_f$$

a mintavételi frekvencia pedig

$$(2.21) \quad F_m = 1/\Delta t$$

Mivel a számítógépek tárolóelemei véges mennyiségű adatot képesek befogadni így a minták száma N szükségszerűen korlátozott. Ez a tény a 2.19 képlet módosítását követeli meg. N számú mintavételi értékre érvényes a következő:

$$(2.22) \quad \underline{F}(\omega_M) = \Delta t \sum_{n=-N/2}^{(N/2)-1} f(n\Delta t) \exp(-jM\Delta\omega n t).$$

itt ω_M diszkrét érték, tehát ha egy jelből csak véges számú minta áll rendelkezésre, ennek az

a hátránya, hogy a spektrumot nem lehet tetszőleges frekvenciaértékre kiszámítani. Érvényes a következő összefüggés:

$$(2.23) \quad \omega = M\Delta\omega, \quad \text{ill.} \quad f_M = M\Delta f.$$

A 2.23 egyenlet szerint a spektrum felbontása kizárólag a mintavételi időtől, másnéven a T ablakszélességtől függ. N számú mintavételi értékből N számú spektrális értéket lehet kiszámítani, de ebből csak $N/2$ független, így a diszkrét spektrum értékes része csak a 0 és $(N/2-1)\Delta\omega$ frekvenciaértékek között helyezkedik el. Az $(N/2)\Delta\omega$ frekvenciától kezdődően a spektrum ismétlődik.

2.6.3. Véges idejű jelek analízise

Mint már említettem technikai okok miatt egy analóg jelfüggvényt csak véges ideig tudunk mintavételezni. Ez a matematika nyelvén úgy írható le, mintha a mintavételezni kívánt jelet megszoroznánk egy a mintavétel idejével azonos hosszúságú úgynevezett derékszögű mintavételi ablakkal ($w(t)$).

Tudjuk, hogy az időtartományban egymással szorzatjelleggel összekapcsolt függvények transzformáltja a frekvenciatartományban az egyes függvények transzformáltjának konvolúciója, azaz

$$(2.24) \quad F(\omega) = F(\omega) * W(\omega),$$

ill.

$$(2.25) \quad F'(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) W(\omega - \omega') d\omega'$$

ahol $F(\omega)$ az $f(t)$ és $W(\omega)$ a $w(t)$ Fourier-transzformáltja.

Láthatóan $W(\omega - \omega')$ befolyásolja az eredeti jelfüggvény spektrumát, mégpedig úgy, hogy hamis csúcsok jelennek meg, vagy létező esetleg az analízis szempontjából fontos csúcsok tűnnek el.

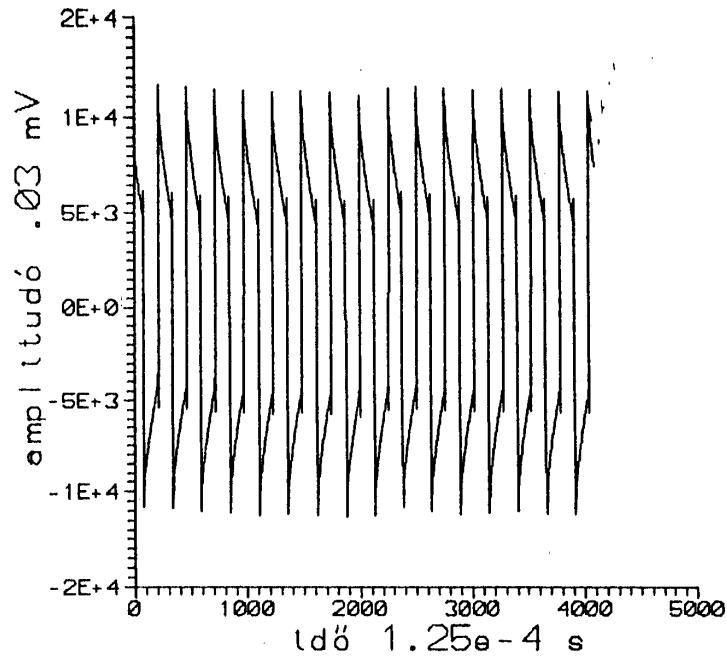
Ennek elkerülésére kihasználjuk, hogy periódikus jeleket mintavételezünk és egy trükköt alkalmazunk.

Periódikus jelek ha a Tf mintavételi idő (tehát az ablakszélesség) a To periódusidő egész számú többszöröse, akkor a $W(\omega)$ spektrumfüggvény maximumai pontosan egybeesnek az $f(t)$ analóg jelfüggvény alapharmónikusaihoz és ennek felharmónikusaihoz tartozó spektrumvonalakkal, a nem az f_0 frekvenciához vagy többszöröseihez tartozó vonalak pedig a nullahelyekre esnek, tehát a spektrumban nem jelennek meg. Így a DFT által szolgáltatott spektrum megegyezik az $f(t)$ egzakt spektrumával.

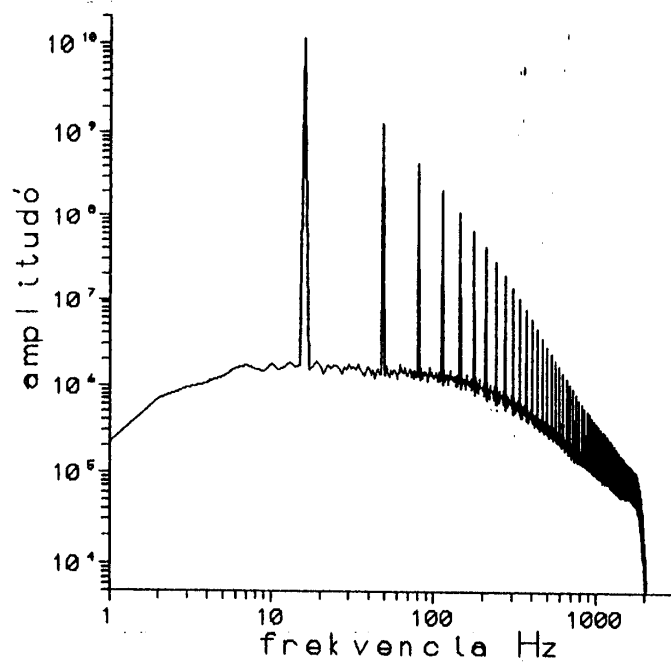
2.7. Sztochasztikus jelek analízise

Ebben a fejezetben nemdeterminisztikus jelek analízisével foglalkozom röviden. Az előző fejezetben tárgyalt vizsgálati módszerek természetesen a statisztikus jelfolyamatokra is érvényesek. Ez utóbbiak jellemzésére azonban strukturális különlegességeik miatt kiegészítő módszereket is használunk.

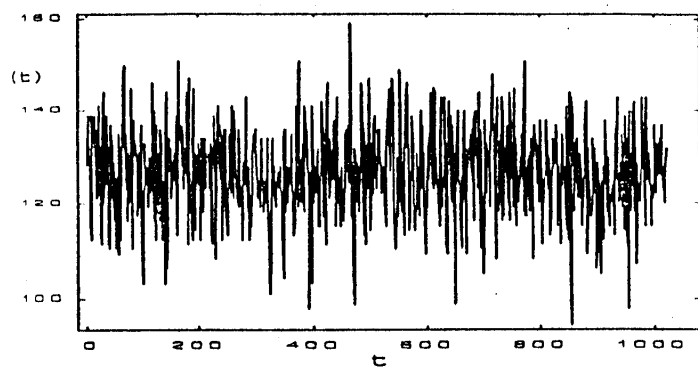
2.7.1. Az energiaspektrum



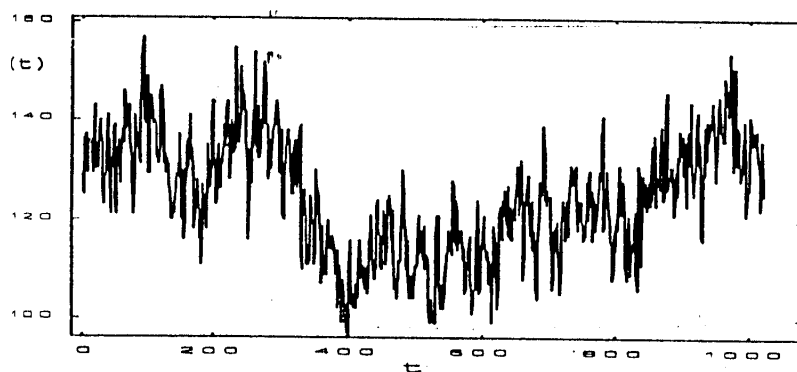
2.8a ábra periódikus jel



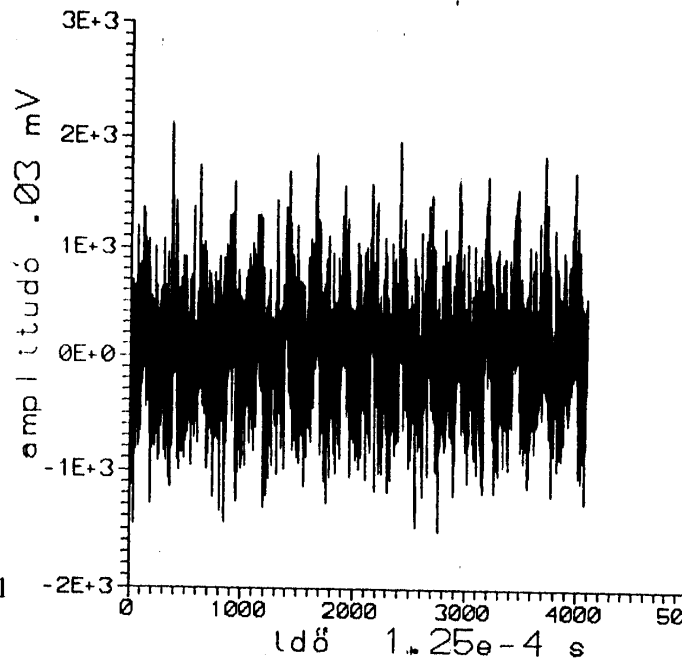
2.8b ábra a spektruma



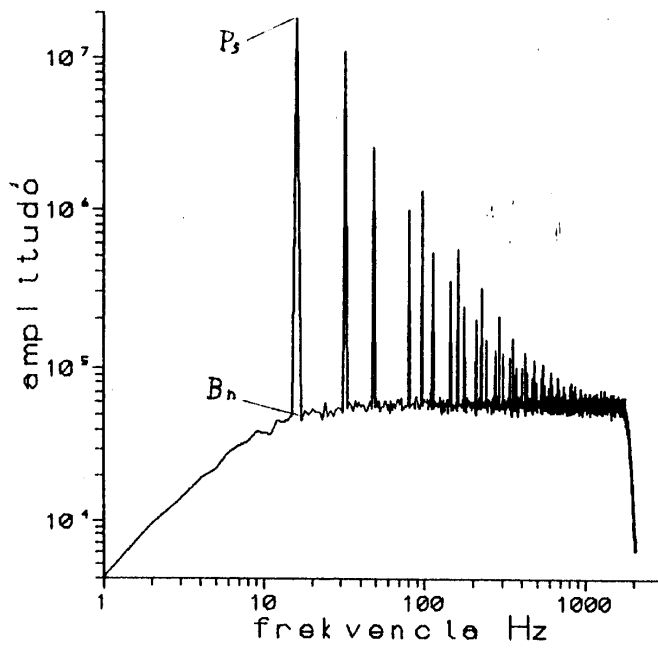
2.8c ábra fehérzaj



2.8d ábra $1/f$ zaj



2.8e ábra zajjal fedett periódikus jel



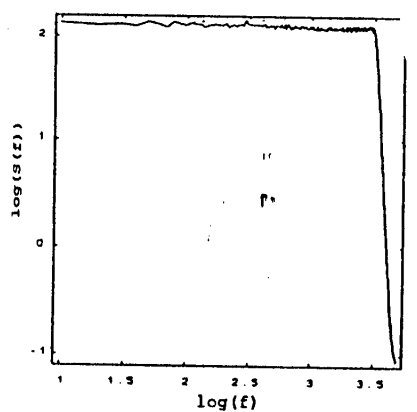
2.8f ábra a spektruma

A jel/zaj viszony (signal to noise ratio, SNR) definíciója a következő:

$$(2.27) \quad \text{SNR} = (P_s - B_n^2) / B_n^2 \quad [15]$$

2.7.2 Az autokorreláció-függvény

A spektrum menete alapján többek között megkülönböztetünk fehér-, Lorentz és $1/f$ zajt. A nem ideális fehér zajra jellemző, hogy spektruma egy bizonyos frekvenciáig többé-kevésbé konstans, attól kezdve pedig valamilyen meredekséggel csökken az amplitudó.



2.9 ábra fehérzaj spektruma

A Lorentz zaj spektruma a törésponti frekvenciáig ugyancsak konstans, de ennél nagyobb frekvencián az amplitudó $1/f^2$ szerint változik.

A legtöbb sztochasztikus jelnek felismerhető statisztikai szerkezete van. E szerkezet megléte

azt jelenti, hogy az időtartományban szomszédos jelek egymástól nem teljesen függetlenek. Teljesen véletlenszerű zajforrást nehezen találunk a természetben. Az ideális fehérzaj sem megvalósítható a végtelen nagy sáv szélesség miatt.

Egy zajfolyamat belső szerkezetét, jellemzi az autokorreláció-függvény, melynek definíciója:

$$(2.28) \quad \phi(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t)f(t+\tau) dt.$$

Ez egy átlagolást ír le melynek eredménye $t=0$ esetben a jelfolyamat teljesítményét adja meg.

$$(2.29) \quad \phi(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f^2(t) dt = \overline{f^2(t)}$$

A Wiener-Hincsin tétel szerint az autokorreláció-függvény Fourier-transzformáltja a teljesítménysűrűség-spektrum.

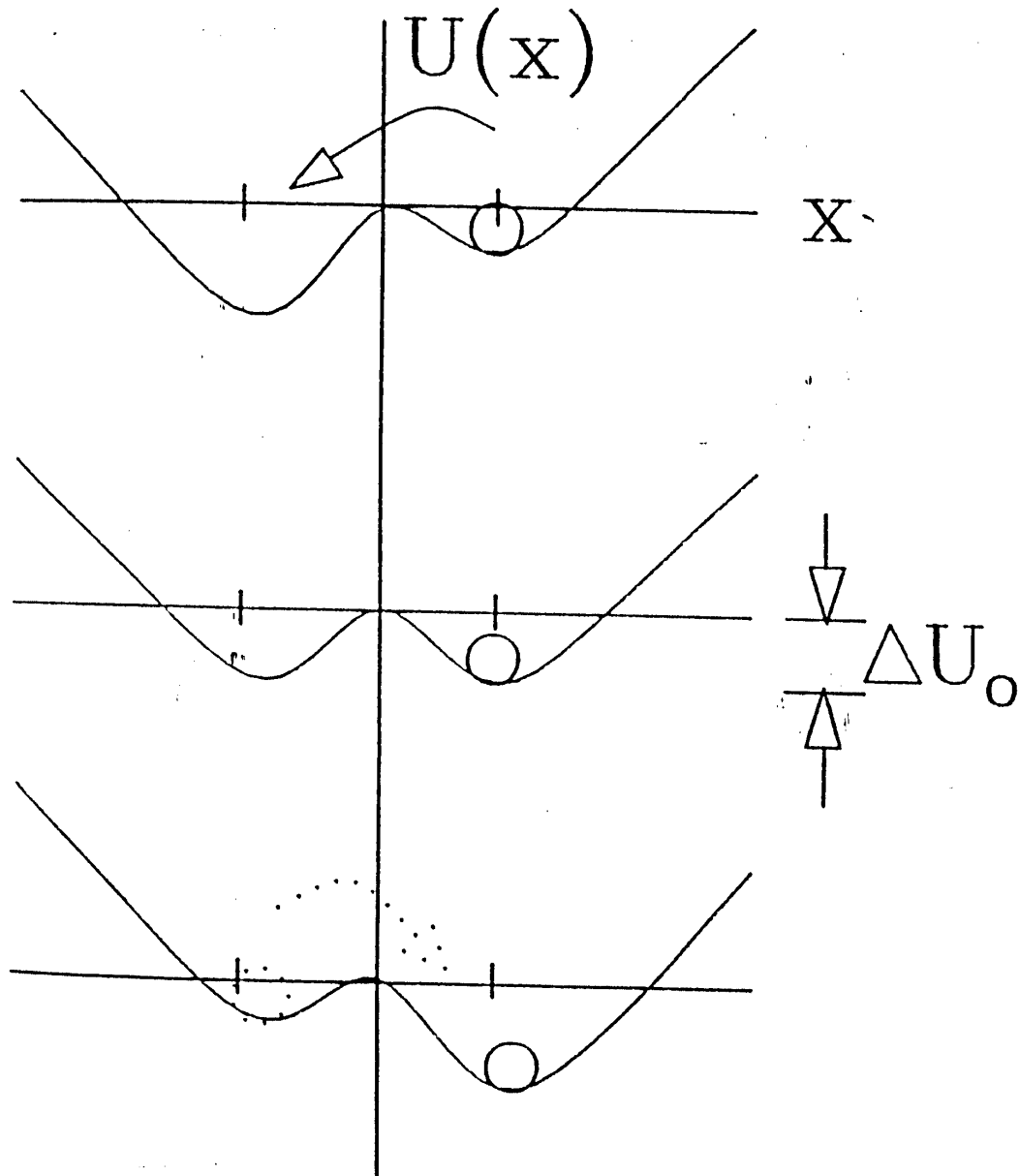
A $t = \infty$ esetben az előbbi integrál a jelfüggvény lineáris középértékének négyzetéhez tart:

$$(2.29) \quad \phi(\infty) = [\overline{f(t)}]^2.$$

2.7.3. Spektrális átlagolás

Zajjal fedett periódikus jelekből vett minták teljesítményspektrumát statisztikus hiba terheli. Ha M számú spektrum rendelkezésünkre áll ugyanabból a stacionárius jellegű jelből, akkor ezen spektrumok aritmetikai középértékének kiszámításával meghatározható a teljesítményspektrum közelítő, pontosabb értéke. Ez nyilvánvalóan annál pontosabb lesz minél

potenciálvölgybe többé már nem nulla. így ez a helyváltoztatás hosszab-rövidebb időközönként bekövetkezik.[2]



2.11 ábra A részecske a zajjal fedett periódikus moduláció hatására változtatja x irányú helykoordinátáját

Tisztán random gerjesztés esetén előfordulhat, hogy a zaj amplitudó meghaladja a potenciálgát magasságát és a részecske helyzetet változtat. Ennek gyakoriságát adja meg a Kramers egyenlet[3]:

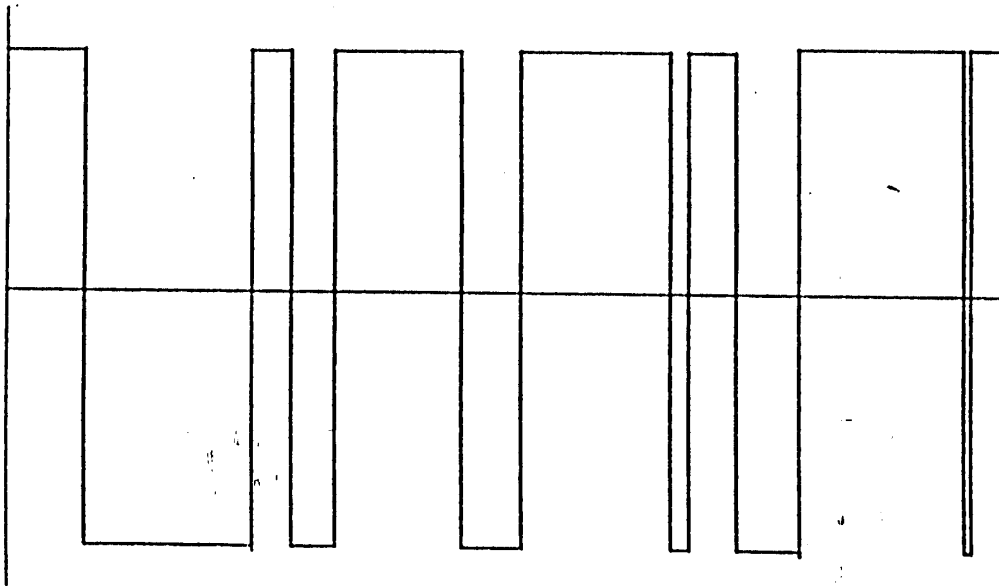
$$(2.31) \quad r_0 = \frac{1}{2\pi} [|U''(0)| U''(c)]^{1/2} \exp(-\Delta U_0/D)$$

ahol $U''(0)$ a potenciálgát görbülete a két völgy között

($x=0$ -nál). $U''(c)$ a potenciálvölgyek görbülete azok legalján.

X a részecske helyzete, $\Delta U_0 = [U(x=0) - U(x=c)]$ a nem modulált potenciálgát magassága, D a zaj intenzitás.

Periódikus moduláció esetén a részecske véletlenszerűen átjut a potenciálgáton és véletlenszerűen hosszú ideig a másik potenciálvölgyben marad. A részecske ezen mozgása sztochasztikus. Ha az érdekes számunkra, hogy a részecske éppen melyik völgyben van, akkor ez az információ kiszűrhető. Bevezetve az $x(t)$ koordinátát megadhatjuk a részecske helyzetét. Ez a modell egy kétállapotú szűrőt valósít meg, amely a zajjal fedett periódikus jelből kiszűri a periódikus komponenst, feltételezve, hogy a helyzetváltoztatás ideje eléggé gyors. Ennek a rendszernek mint sztochasztikus rezonátornak az időfüggő kimenőjele a 2.12 ábrán. Figyeljük meg, hogy a zaj statisztikus jellegének köszönhetően a kimeneten a négyszögjelek szélessége változik. Ha zaj teljesítménye optimális értékű akkor a kimeneti jel átlagos frekvenciája megegyezik a moduláció frekvenciájával.



2.12 ábra A 2.11 ábrán vázolt sztochasztikus rezonátor kimenőjele

Legyen a gyenge periódikus moduláció körfrekvenciája ω . A gyenge moduláció azt jelenti, hogy ez nem képes önmagában a részecskét átmozdítani a gáton, azonban a zajjal fedett moduláció már igen.

A potenciál most időfüggő:

$$(2.32) U(x,t) = U_0(x) + \epsilon \sin \omega t$$

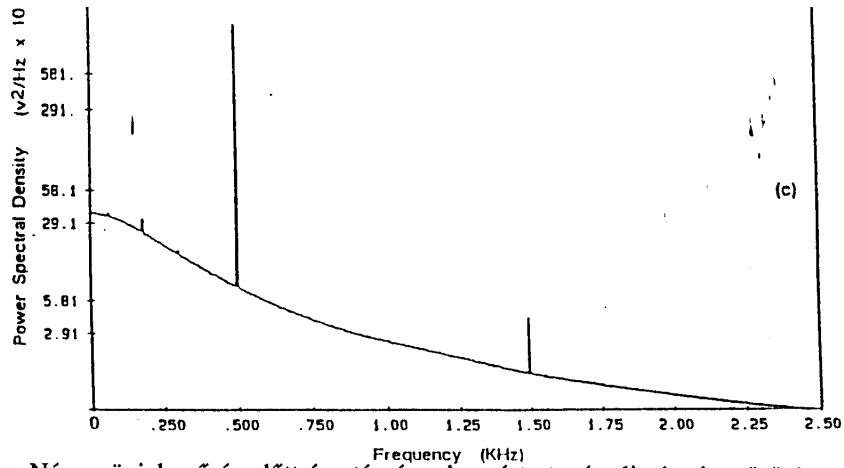
és ha $e \ll dU_0$ és $w \ll R_0$, a helyzetváltoztatás időfüggő gyakoriságát közelítően megadja a következő (2.33) egyenlet:

$$(2.33) R(t) = (1/2\pi) [\text{abs}(U''(0)) * U''(c)] * \exp[-(dU_0 - c \sin \omega t)/D] = R_0 * \exp[ec \sin \omega t / D],$$

tehát a részecske helyzetváltoztatásának gyakoriságát periódikusan moduláltuk, kapcsolatot találtunk a moduláló függvény és a rendszer válasza közt. A zaj intenzitás csökkenésével D tart nullához, a részecske x irányú helyzetváltoztatásának gyakorisága is nullához tart. Következésképpen a bemenőjel és a kimenőjel közötti kapcsolat eltűnik. Extrém nagy zajamplitudó esetén a részecske helyzete véletlenszerűen változik, ezért abból mint kimenőjelből nem következtethetünk a moduláló függvényre mint bemenőjelre. E két határ között létezik egy optimális zajszint, amelynél a részecske x irányú helyzetváltoztatásának átlagos frekvenciája megegyezik a periódikus moduláció frekvenciájával, tehát maximális a rendszerből kinyerhető hasznos jel.

Ezt nevezzük sztochasztikus rezonanciának. Noha ez egészen más típusú rezonancia mint például egy elektromos rezgőkör rezonanciája az elnevezés mégis jogos, mert egy adott bemenő zajteljesítmény esetén a hasznos jel (periódikus moduláció) a kimeneten maximumot mutat. Ez paradoxonnak tűnik, hiszen zajt kell bevinni egy rendszerbe ahhoz, hogy növeljük a belőle kinyerhető információ mennyiségét.

A jel/zaj viszony meghatározásához szükségünk van a $P(\omega)$ teljesítménysűrűség-spektrumra. Az előbbi egyszerű példával magyarázható sztochasztikus rezonátor kimenőjele,



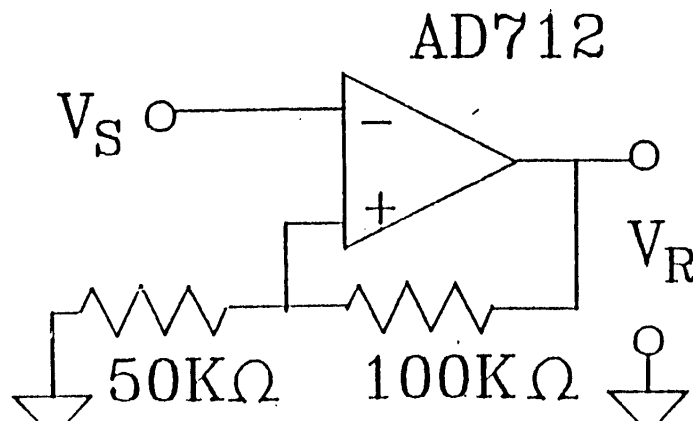
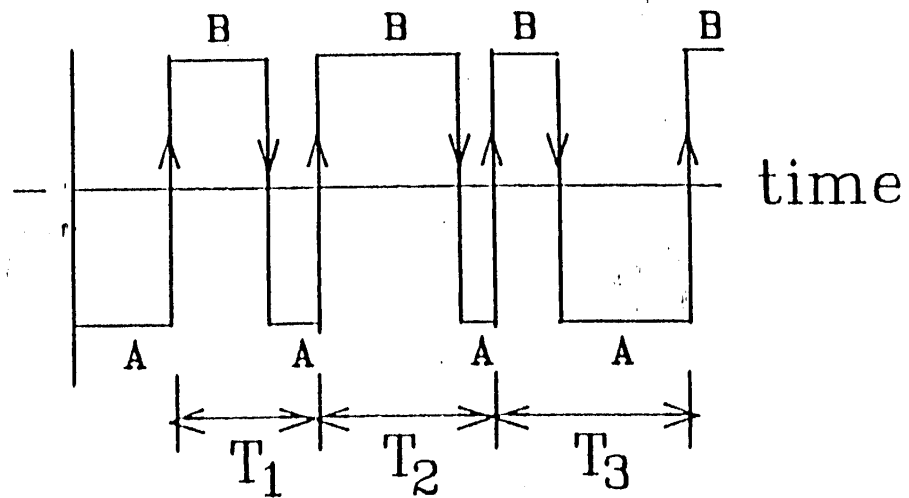
2.13 ábra Négyzetjel szűrés előtt és után és a hozzá tartozó teljesítménysűrűség-spektrum

2.8.1. ...az első kísérletben.

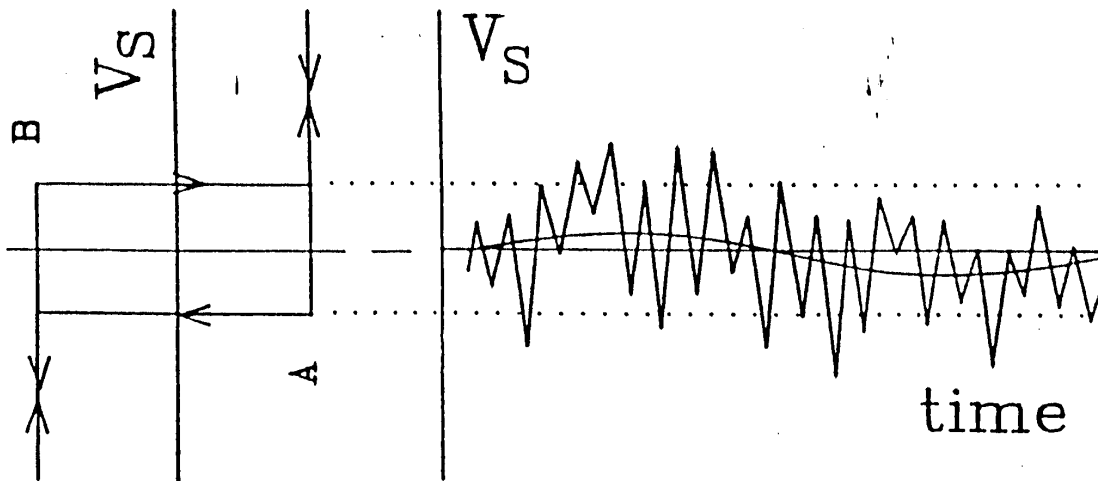
1983-ban Fauve és Helset méréseket végeztek egy elektronikus bistabil rendszerrel egy schmitt-triggerrel, melyhez bemenőjelként zajjal fedett periódikus jelet használtak[4].

A Schmitt-trigger karakterisztikája, a bemenőjel a kimenőjel és a kapcsolási rajz

a 2.13 ábrán.



2.13 ábra



2.13 ábra

A kimenet teljesítményspektrumát mérték, amelyből a jel/zaj viszonyt meghatározták és megfigyelték, hogy ennek maximuma van a bemenő zajintenzitás függvényében. Így sikerült először a sztochasztikus rezonancia jelenségét demonstrálni laboratóriumi körülmények között elméleti alapok nélkül.

2.8.2. A sztochasztikus rezonancia jelensége egy gyűrű lézerben.

A sztochasztikus rezonancia általi érdeklődés csökkent, mígnem 1988-ban McNamara, Wiesenfeld és Roy hasonló kísérletet végzett festéklézer segítségével [6].

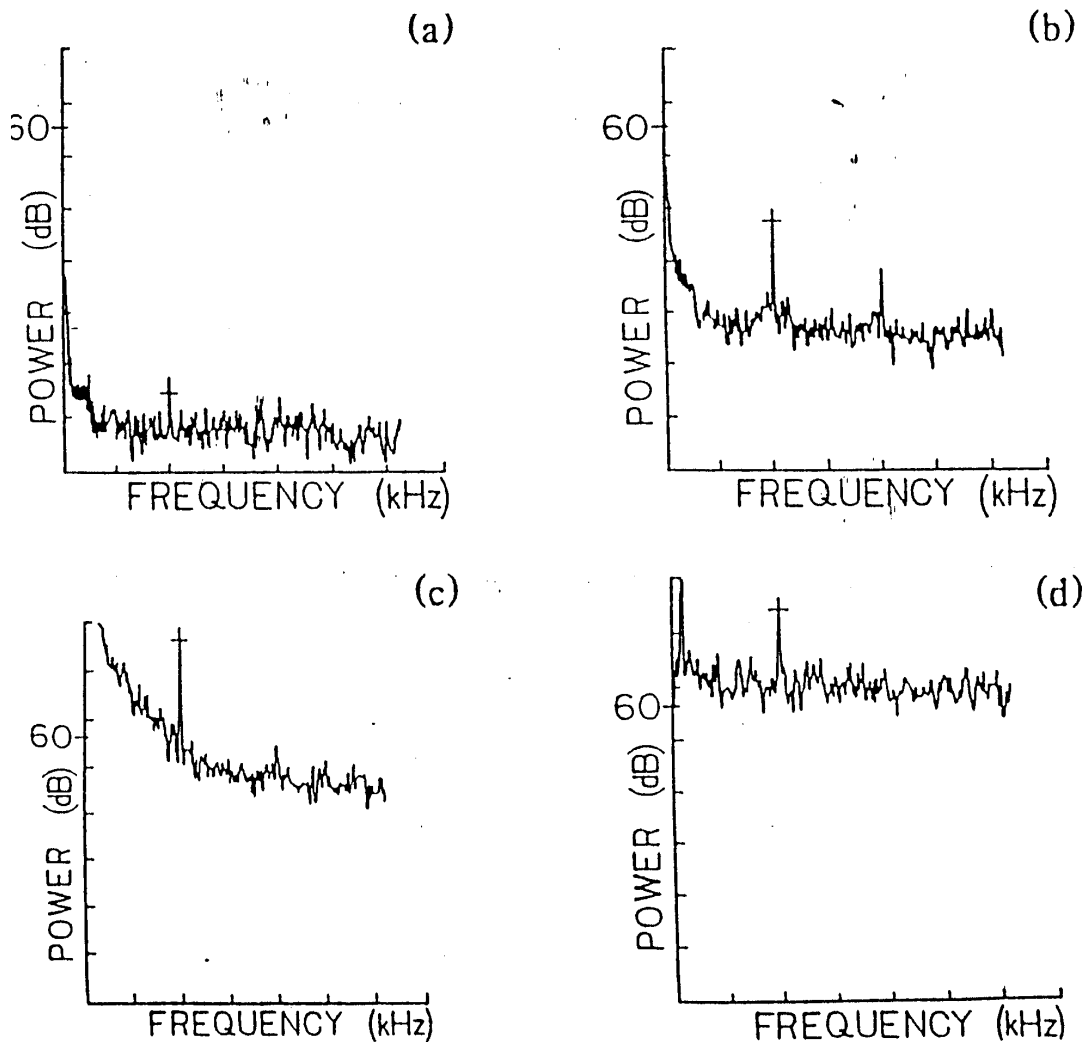
Modulálni tudták az asszimetriát a lézerben két irányban is haladó módusok között.

A kísérleti elrendezés a 2.14 ábrán.

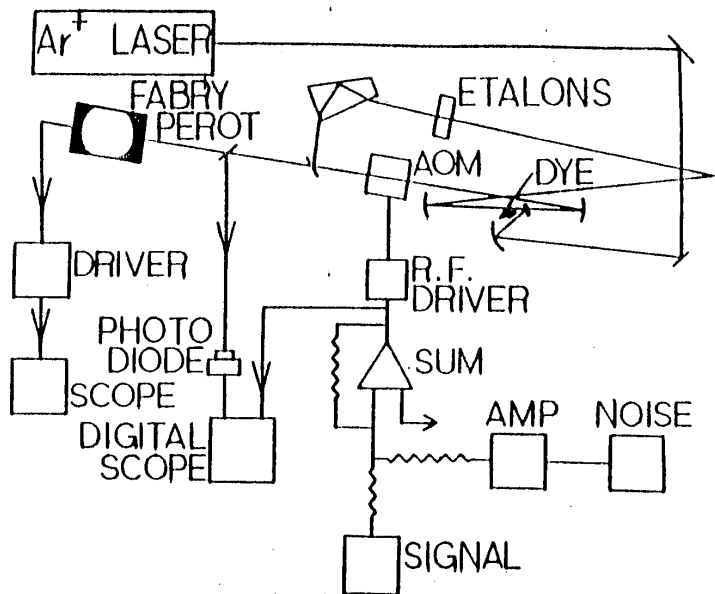
A festéklézert egy argonion lézer gerjesztette. A vizsgálatot a lézer egyetlen hullámhosszán végezték, amelyet egy Fabry-Perot interferométer választott ki. Az egyik irányban haladó lézersugár egy fotodiódát világított meg amelyen a kimenőjelet mint feszültséget mértek.

Egy akusztó optikai modulátor (AOM) segítségével modulálni tudták a lézerből kijövő fény teljesítményét. Az AOM-ra hangfrekvenciás jelet kapcsoltak, mely egy periódikus jel és egy zajforrás jelének összege volt. A fotodiódáról érkező jelet egy digitális oszcilloszkópba vezették és a digitalizált jelet egy számítógép analizálta.

A teljesítményspektrumot önmagában statisztikai hiba terheli, ezért több spektrum átlagát számolták. A 2.15 ábrán átlagolt teljesítményspektrumokat láthatunk kis, közepes és nagy zajintenzitás esetén. A spektrumban a magasabb keskeny csúcsok a periódikus jelhez tartozó első és második felharmónikusok (2kHz és 4kHz). A jel/zaj viszonyt az alapfrekvencia és az ugyanazon a frekvenciához tartozó zajkomponens amplitudójából számolják. A 2.15a ábra alapján kis zajhoz kis jel/zaj viszony tartozik. Ez azért van, mert a zaj által előforduló véletlenszerű átkapcsolások többször előfordulnak mint a periódikus jel okozta átkapcsolások. A 2.15b,c ábra szerint közepes zaj intenzitásnál a jel/zaj viszony javul. Nagy zaj



2.15 ábra



2.14 ábra

intenzitásnál a véletlenszerű átkapcsolás dominál ezért a jel/zaj viszony romlik. Jellegzetes jel/zaj viszony görbe a zaj intenzitás függvényében látható a 2.16 ábrán, a kísérletileg kimért pontok és a hozzá tartozó hiba, folytonos vonallal az McNamara és Wiesenfeld általi közelítő elmélet eredménye. Ezzel a kísérlettel sikerült kimutatni a második harmónikus jelenlétét. Megjelenik a harmadik felharmónikus is a spektrumban, ami erősebb mint a második.

2.8.3. A sztochasztikus rezonancia jelensége neuronokban

A sztochasztikus rezonancia jelenségével találkozhatunk neuronokban, melyben zajjal fedett periódikus feszültségjelek hatására a neuronok az állapotukat változtatják. Tudjuk, hogy a neuronok kétállapotúak. Továbbá ha egy neuron éppen nyugalmi állapotba került vagy éppen ingerelt állapotban van, akkor egy ideig még nem válaszol az őt érő ingerekre, ez addig tart amíg az ionvándorlás során a membránpotenciál felveszi nyugalmi értékét. Így egy neuron egy monostabil kétállapotú rendszert jelent. Ha egy neuron által küldött információt mint feszültségjelet négyszögjelként fogadunk el, akkor az információt a négyszögjelek közti

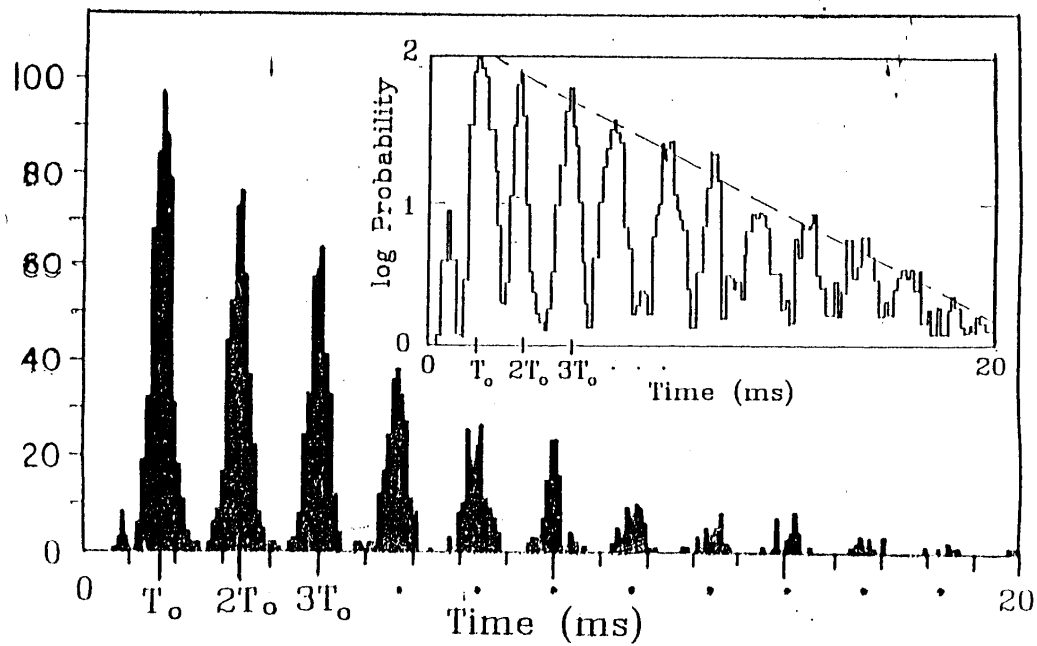
időintervallumok jelentik. Ezen időintervallumok egy része véletlenszerűen hosszú, melyet a neuron belső zaja mint inger okoz [11],[12]. A 2.16 ábrán ezen intervallumok hisztogramja látható. Ebben a kísérletben egy csimpánz hallóidegét stimulálták 600 Hz-es frekvenciával [13].

Vegyük észre, hogy a valószínűségek T_0 egész számú többszöröseinél maximumot mutatnak. Ez egy kétállapotú rendszerre jellemző szimmetria az SR esetében.

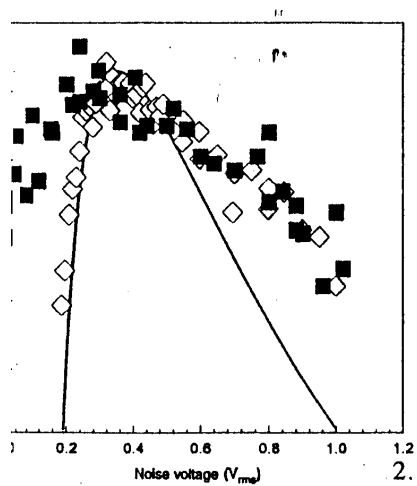
Ezzel a biológiai rendszerrel végzett kísérletnek egy Fitzhugh-Nagumo által elektromos áramkörrel elvégzett megfelelője hasonló eredményt ad [4]. A 2.17 ábrán a függőleges tengelyen a jel/zaj viszony a vízszintes tengelyen a bemenő zaj amplitúdója. A fekete négyzetek a neuronnal, az üres négyzetek az elektromos áramkörrel végzett kísérletek eredményei. A fekete négyzetek esetében a zajamplitúdó nem csökkenthető nullára, mert egy neuronnak mindig van belső zaja. A folytonos vonal az

$$(2.36) \quad \text{SNR} = (e \cdot du/D) \exp(-du/D)$$

egyenlet eredménye [4]. Itt e a bemenő periódikus jel erőssége, D a zaj intenzitás, du a konstans ingerküszöb.



2.16 ábra



2.17 ábra

Ma már világos, hogy, különösen az érzékelésben a sztochasztikus rezonancia fontos szerepet

játszik a biológiában. Lehet, hogy ez a jelenség elősegíti gyenge jelek érzékelését és továbbítását. Vegyük például, amikor a tintahal a mechanoreceptorai segítségével a zajos környezetben érzékeli a periódikus mozgást végző ragadozó közeledését. Lehetséges, hogy az érzékelést végző neuronoknak éppen a gyenge jelek eredményes érzékelése miatt van belső zaja, amely éppen akkora, hogy a környezetből érkező zajjal együtt a neuron jeltovábbítása optimális legyen.

2.9. Analóg modellek

Differenciálegyenletek dinamikája analóg modellezésének régi története van. Az első analóg szimulátort Lord Kelvin találta fel 1876-ban. Ez egy forgó asztalon mozgó labda volt, amellyel integrálni lehetett. Ezek a mechanikus modellek sokat fejlődtek a XX. század első felében, és fontos szerepet töltek be katonai alkalmazásokban a második világháború korai szakaszában. A '40-es évek végére az elektronikus analóg számítás fejlődése feleslegessé tette a mechanikus számológépeket. Az elektronikus analóg számítás alapját képezi az a tény, hogy egy kondenzátoron levő töltés mennyisége a áram integrálja. Feszültségek szorzása elektromosan megvalósítható logaritmusok összegzésével is. A logaritmikus és antilogaritmikus erősítők alapja a tranzistorok és diódák logaritmikus feszültség-áram karakterisztikája. Ezekkel az erősítővel pedig feszültségjeleket szorozhatunk össze.

Vegyük például az

$$(2.37) \quad x' = x - x^3 + f(t)$$

egyenletet, ennek a dinamikája követhető elektromos áramkörrel ha integráljuk

$$(2.38) \quad x = \frac{x^2}{2} - \frac{x^4}{4} + \int f(t) dt$$

Egy ilyen kapcsolás sémája a 2.18 ábrán[2].

Itt az egydimenziós bistabil potenciálvölgy egyenlete:

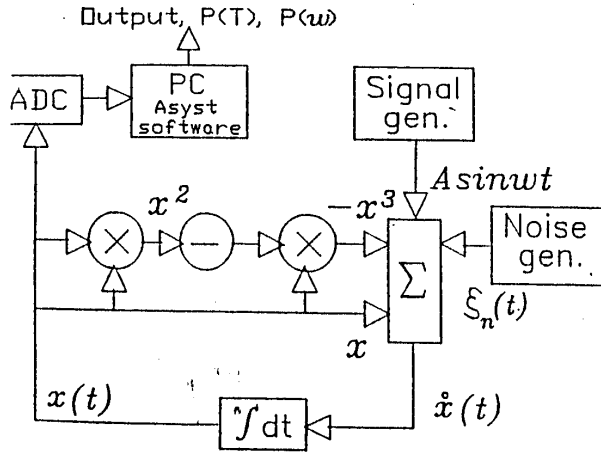
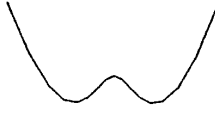
$$(2.39) \quad U(x) = -x^2 + x^4/4$$

Ha $f(t) = A \sin \omega t + z(t)$, akkor ez a kapcsolás alkalmas a SR modellezésére[8].

A 2.19 ábrán a zajjal fedett periódikus bemenőjel, a zajtól szűrt kimenőjel és az átlagolt teljesítménysűrűség-spektrum, $f = 500$ Hz alaphékvencián[2].

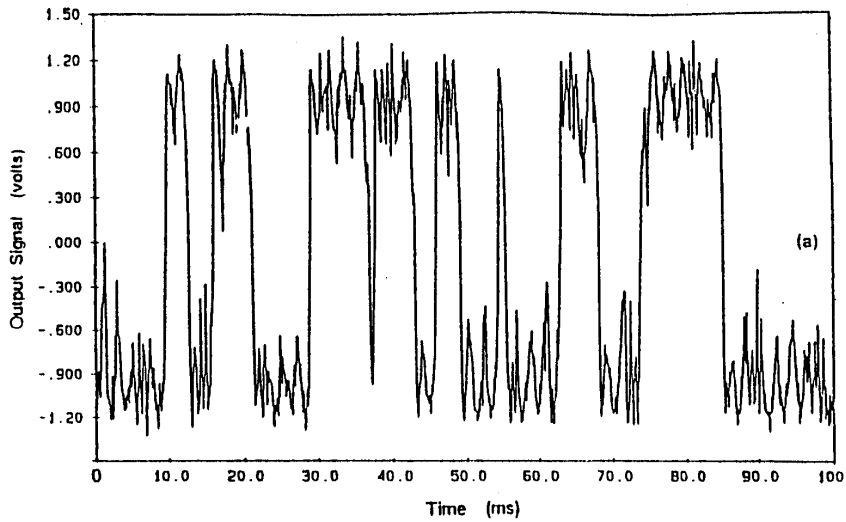
Simulator: Std. Quartic

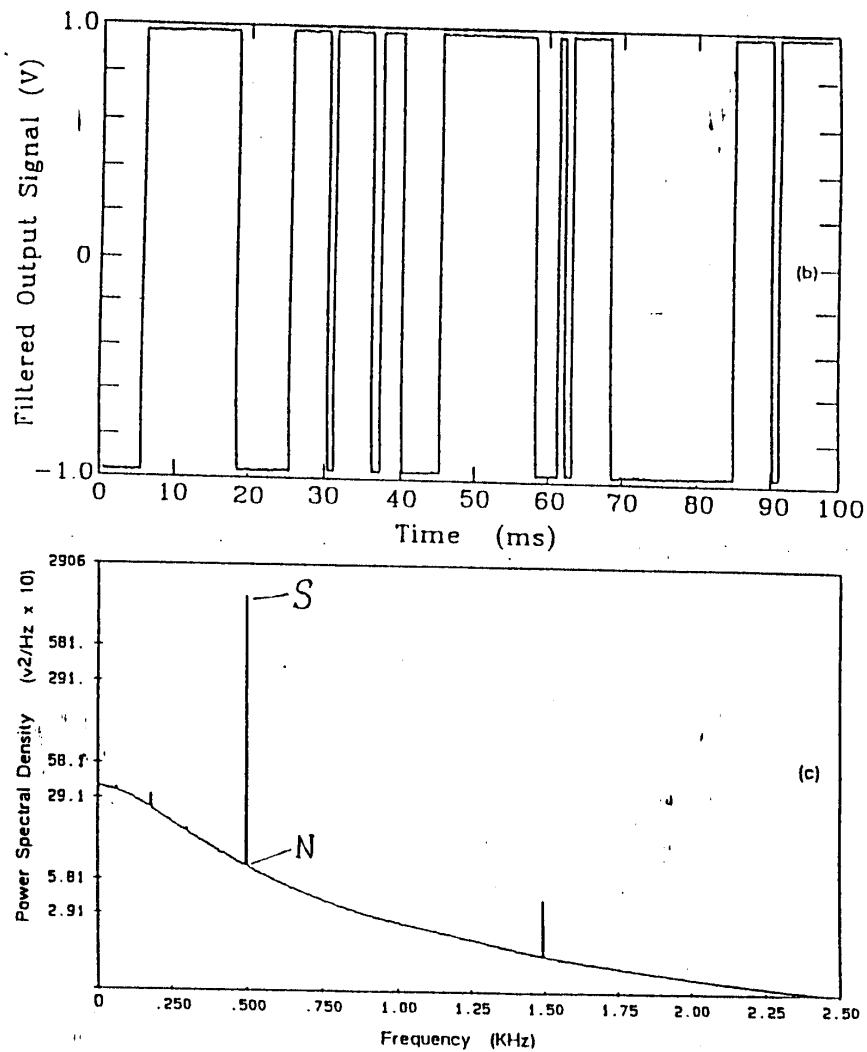
$$U(x) = -\frac{x^2}{2} + \frac{x^4}{4}$$



$$\dot{x} = x - x^3 + A \sin \omega t + \xi_n(t)$$

2.18 ábra





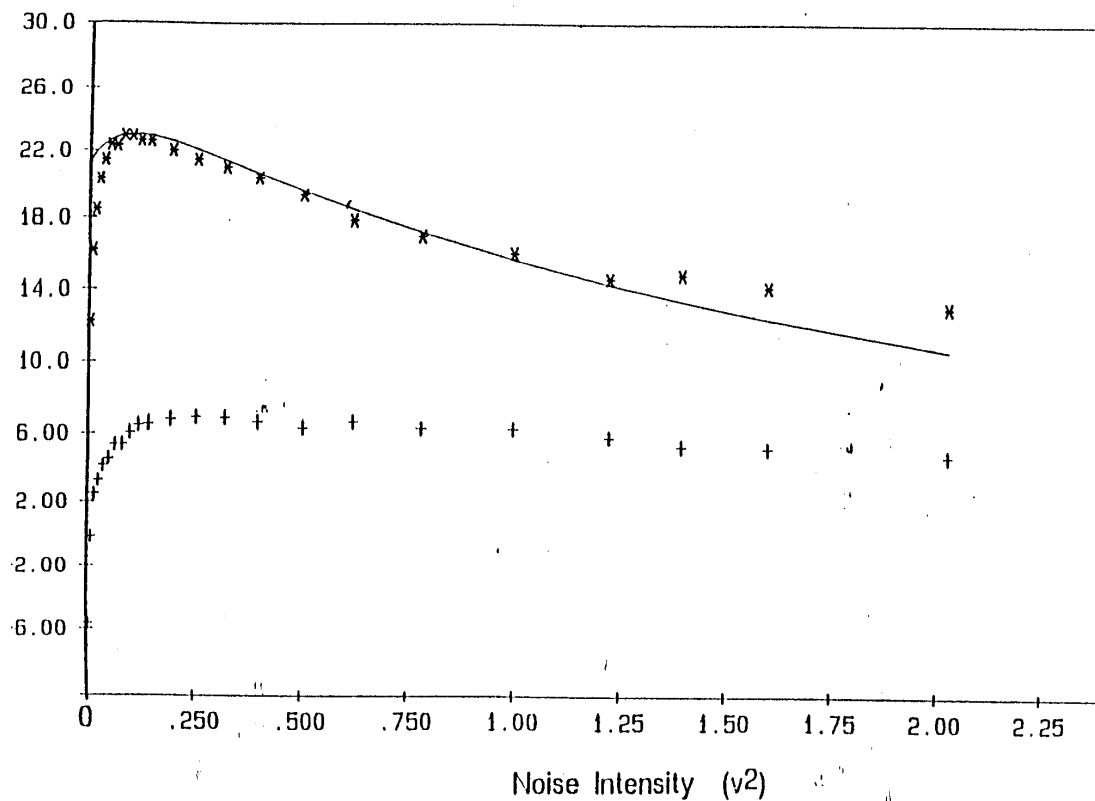
2.19 ábra

A kimeneten megjelenő analóg jelet A/D konverter digitalizálta, a bináris adatok számítógéppel feldolgozhatók. A 2.19 ábrán az alapharmónikus mellett egy felharmónikus is találunk. Mindkét csúcs eléggé éles, köszönhető ez a jelgenerátor stabilitásának, az A/D konverter és az FFT eljárás nagy felbontásának. Az SNR definíciója az ábra alapján:

$$(2.40) \quad 10\log[(S-N)/N]$$

decibelben[2].

A jel/zaj viszony javulás pedig a következő 2.20 ábrán. A folytonos vonal az Mc Namara és Wiesenfeld adiabatikus elméletének eredménye, a csillagok és a plusz jelek mérési eredmények, a plusz jelek esetében a bemenő periodikus jel amplitudója nulla.

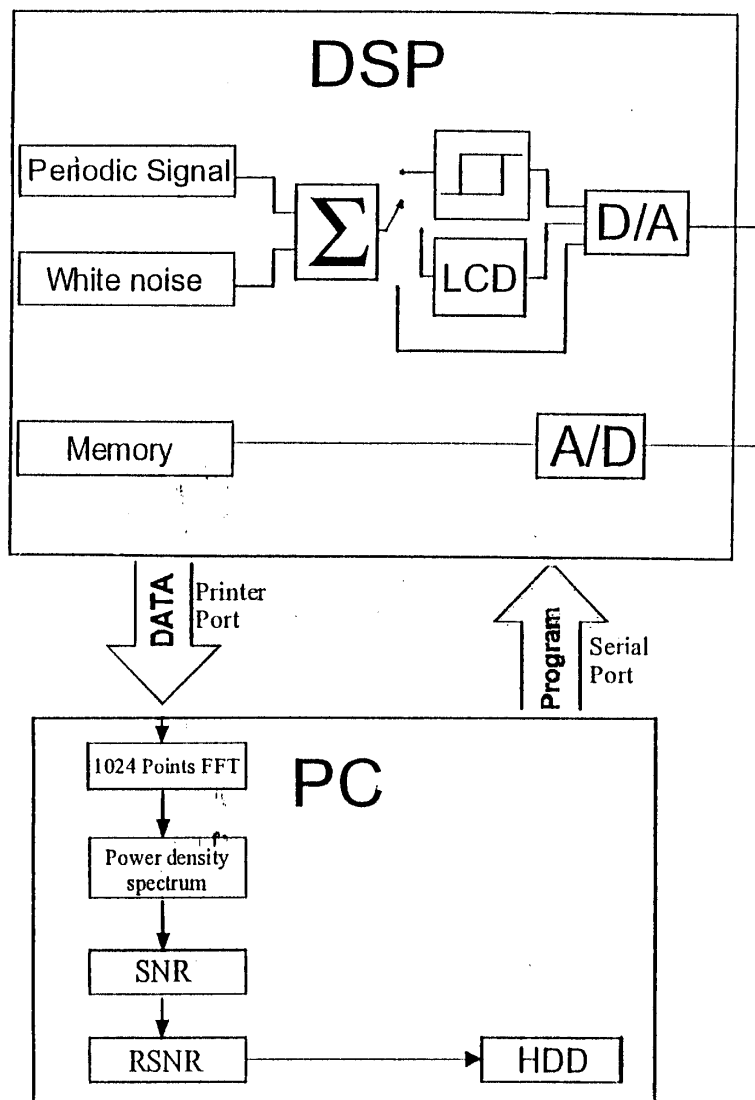


2.20 ábra

3. Modellek

Magát a mérést egy az ANLOG DEVICES által forgalmazott ADSP-2181 EZ-LAB típusú nyomtatott áramköri lap végezte. Ez egy olyan konstrukció, amely alkalmas analog jelek feldolgozására. Ennek megfelelően többek között találunk rajta egy analóg kétsatornás be- és kimenetet. A kapcsolást úgy tervezték meg, hogy számítógépekhez kapcsolhassuk. Ennek

érdekében ellátták soros porti illesztővel és párhuzamos adatforgalom lebonyolítására is alkalmas csatlakozókkal, ez utóbbit a PC nyomtató-portjához illesztettük. Térjünk vissza az ANALOG DEVICES termékének még néhány részletéhez. A szükséges számítások egy részét ezen a mintegy 10x15 cm-es panelon fő szerepet játszó ADSP-2181 típusú digitális jelprocesszor (DSP) végezte. A képességeiről annyit, hogy mindössze 33 MHz-es az órajel frekvenciája, 80 KByte beintegrált memóriája van. Továbbá a processzor mellett találunk egy eepromot, melyben a PC-vel való kommunikációhoz szükséges információk vannak, kétsatornás A/D ill. D/A konvertert és egyéb egyszerű áramköri elemeket. Mindezt irányítottuk egy AT 486-os számítógépen keresztül. A számításokat végző programok (assembly és C nyelven íródtak) egy része a PC-ben, a másik része a DSP-ben működött. Az összes programot és mérési adatokat winchesteren tároltuk. Az adatokat a sebesség miatt a nyomtató porton keresztül olvastuk be a PC-be a DSP memóriájából, a programok egy részét pedig a soros porton írtuk be a DSP-be. Az egész rendszer vázlatos rajza a 3.1 ábrán látható. Az A/D átalakító 8 kHz-es frekvenciával mintavételezett. Analóg jelek mintavételezésekor a mintavételi frekvencia felénél nagyobb frekvenciájú komponensek kiszűrésére anti aliasing szűrőt kell használni. Ezen szűrő feladatát helyettesítette az a megoldás, hogy a D/A és az A/D konvertereket egymással összekapcsoltuk.



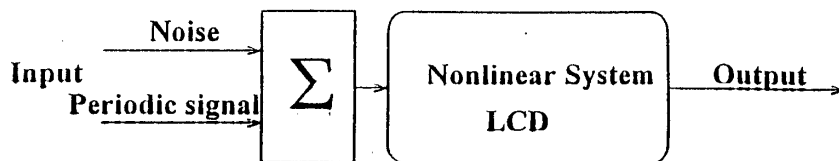
3.1 ábra számítógépes mérőrendszer vázlata

A következő részben bemutatom az általunk használt sztochasztikus rezonancia modellezésére alkalmas fizikai rendszereket. Ezek nevezetesen a schmitt-trigger, és a szintmetszési detektor.

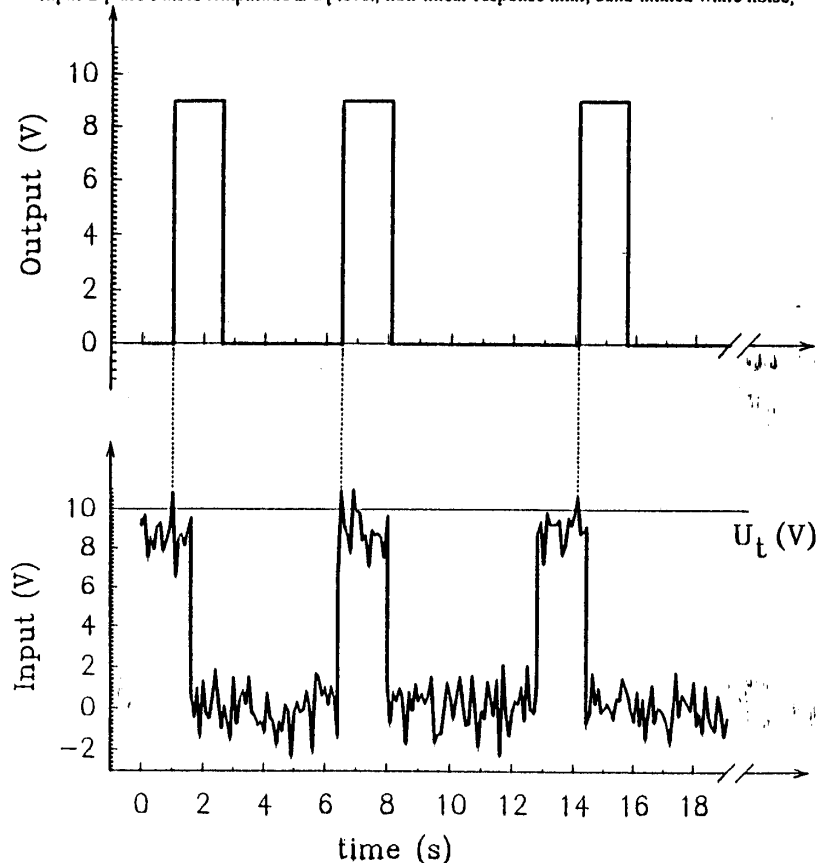
3.1. Az LCD

A szintmetszési detektor (level crossing detektor, LCD) esetünkben feszültségjeleket detektál és bocsájt ki. A bemenethez tartozik egy konstans küszöbszint, amelyet úgy választottunk meg, hogy a bemenő periódikus jel amplitudójánál legyen. Ha a bemenetre érkező periódikus jel és zaj keverékének amplitudója eléri ezt a küszöbszintet, akkor az LCD kibocsájt egy négyszögimpulzust. Hogyan lehet ezzel a zajjal kevert négyszögjelből kiszűrni a négyszögjelet? Válasszuk a küszöbszintet olyan magasra, hogy az kb. 10%-kal nagyobb legyen mint a zaj nélküli négyszögjel amplitudójánál. Ekkor a bemeneten a zaj és a négyszögjel összege elég nagy lesz ahhoz, hogy elérje a küszöbszintet, de csak ha a négyszögjel éppen magasan van. Ekkor viszont az LCD a kimenetén megjelenik egy impulzus. Ha a zaj amplitudója optimális értékű, akkor az LCD-vel követni tudjuk a bemenő periódikus jel frekvenciáját. A következő ábrán az LCD dinamikáját vázoltuk. A zajforrás jele és a periódikus jel egy összegző elembe kerül, innen a nemlineáris szintmetszési detektorba. Jegyezzük meg, hogyha a bemeneten a jel amplitudója kicsi, ami azt jelenti, hogy a küszöbszintnek 1/10 része, akkor lineáris esetről vagyunk. Ekkor ugyanis a kimeneti jel spektrumában az összetevőkhöz tartozó csúcsok a bemeneti jel amplitudójával lineárisan változnak.

Principle of Stochastic Resonance in the Level Crossing Detector (LCD)



Input Square Pulses Amplitude $\equiv U_t$ level; non-linear response limit; band-limited white noise;



3.2 ábra Szintmetszési detektor működésének vázlata.

Az ábrán látszik, hogy míg a bemeneten a négyzetimpulzusok egyenlő távolságra vannak egymástól, mégis a zaj nemdeterminisztikus volta miatt a küszöbszintet nem azonos időközönként metszik. Ezért a kimeneten sem lesznek azonos távolságra az impulzusok; ez a jitter zaj és ez az oka annak, hogy a kimeneti jel nem zajmentes. A másik ok az, hogy mivel

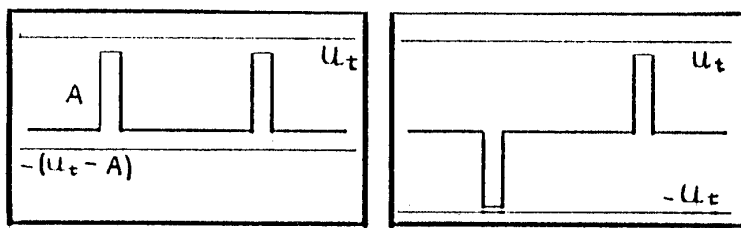
az általunk használt zajforrás jele gaussi amplitudóeloszlású ezért esetenként akkor is metszi a bemeneti szintet, ha a négyszögjel alacsony. Azt a tényt, hogy a kimeneti jelet előállító ármköri alkatrész jelváltosási sebessége véges elhanyagoltuk. A kimeneten a négyszögjel impulzusszélessége tetszőlegesen választható, de általánosan elfogadott gyakorlat, hogy egyezzen meg a bemenőjel impulzusszélességével, kísérleteink során mi is ezt követtük.

További alternatíva a

feléledési idő megválasztása. Ez azt jelenti, hogy miután a kimeneten a jel egy magas szint után elérte a nulla szintet, attól kezdve még mennyi ideig ne bocsájtasson ki új jelet. A feléledési időt nullának választottuk. Továbbá nem engedték meg, hogy amíg a kimenet magasan van addig az LCD újraindítható legyen.

3.2. Schmitt-trigger

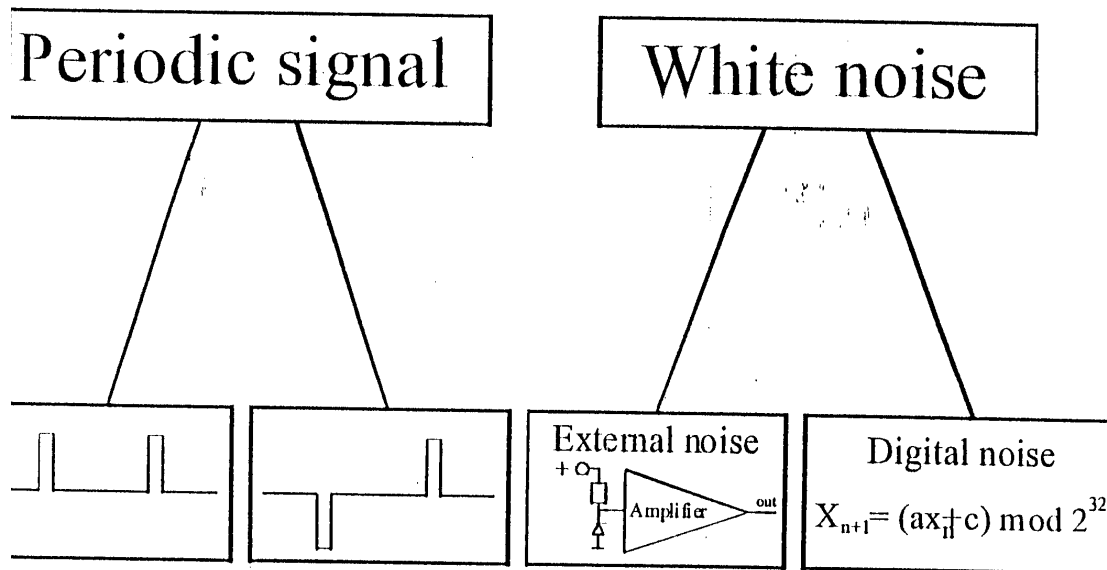
Ismeretes, hogy ennek az ármköri elemnek histerézise van. Itt két küszöbszint van és a bemenő négyszögjel alakját is kétféleképpen választottuk meg. A feléledési időt itt is nullának választottuk. A következő ábrán a Schmitt-trigger küszöbszintjeit és a hozzá tartozó jelalakokat rajzoltuk fel.



3.3 ábra Schmitt-trigger küszöbszintjei és a hozzá tartozó jelalakok.

3.3. Zajforrások

Kizárólag fehérzajjal kísérleteztünk, azonban azt kétféle módon állítottuk elő ezért sávzélességben és valószínűségi amplitudóeloszlásban kissé különböztek. A digitális zajgenerátorunk magában a DSP-ben működött. Egy ilyen zajgenerátor amplitudóeloszlása a $[0,1]$ intervallumban konstans. Mi Gausszi eloszlású zajforrást szerettünk volna ezért azt a trükköt alkalmaztuk, hogy generáltunk 8 véletlenszámot és összeadtuk őket. Az analóg zajforrásunk egy tranzisztor bázis-emitter diódája volt, amelyet záróirányban előfeszítettünk és a feszültségjelét felerősítettük.



lling factor: 1/2, 1/4, 1/8, 1/16

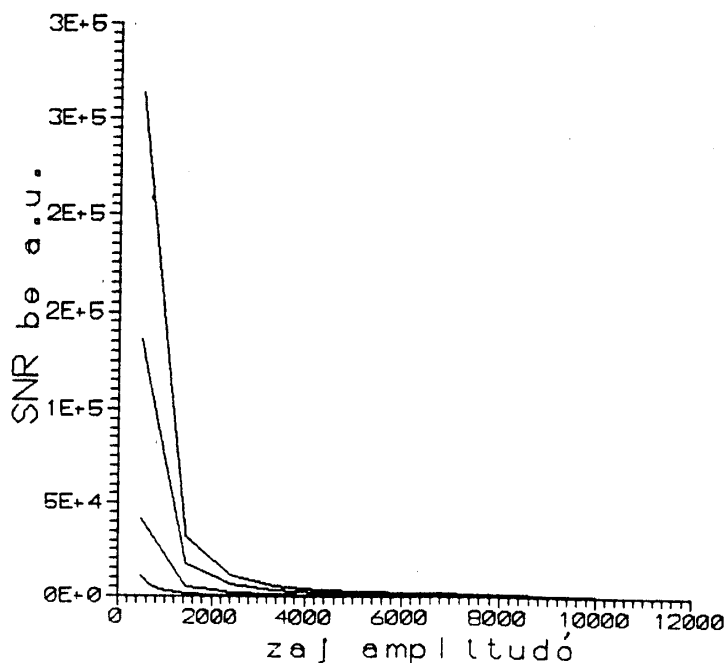
3.4 ábra Zajforrások és jelek

4. Eredmények

4.1. Az LCD-vel végzett szimulációk eredményei

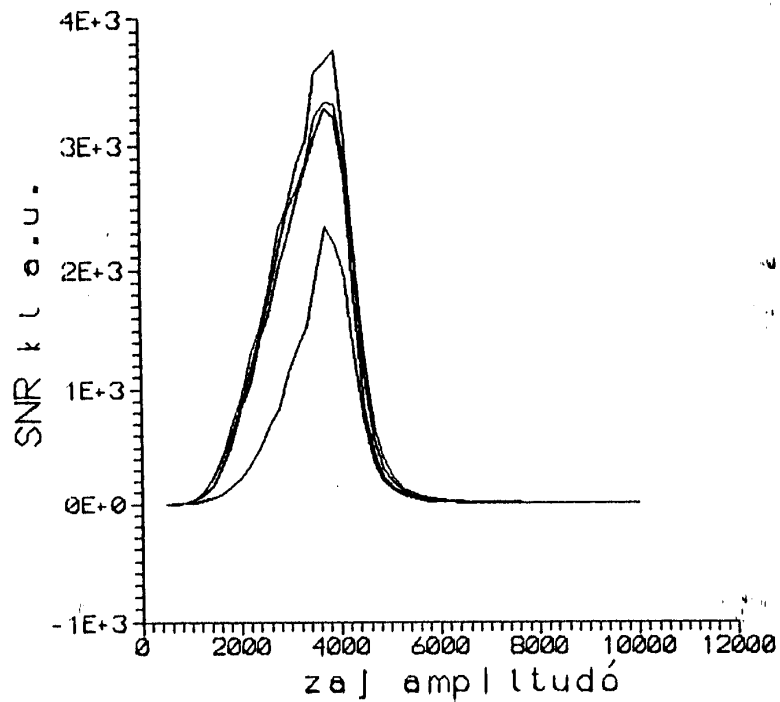
Meg kellett mérnünk a bemenő jel és a kimenő jel jel/zaj viszonyát ugyanazon alapfrekvencián különböző zaj amplitúdók mellett. Vegyük észre, hogy a bemenő jel/zaj viszony b/x^2 szerint függ a zaj x amplitúdójától. Ezeket a görbéket a minimális és az nagy zajintenzitás között mindössze 10 pontban mértük, majd illesztettünk. Azért, hogy csökkentsük a eredmények szórását minden pontot 1000 mérés átlagából számoltunk. A rezonátor kimenetén a jel/zaj viszony görbére már nem illeszthető ilyen egyszerű függvény, ezekre a pontokra nem illesztettünk függvényt, 50 helyen mértük meg őket.

A következő 4.1 ábrán a 3.2 ábrán felrajzolt négyszögjelekhez tartozó bemenő SNR értékeket láhatunk. Lentől felfelé sorra 1/2, 1/4, 1/8, 1/16 kitöltési tényezőkhöz.



4.1 ábra Bemenő SNR értékek 1/2,1/4,1/8 és 1/16 kitöltésű négy szögjelekhez

Az SR jelenségével kapcsolatos első kísérletben [2] az volt a számottevő eredmény, hogy a kimeneten a SNR értéke egy bizonyos zaj intenzitásnál maximumot mutat. Ilyen eredményt nekünk is sikerült kapnunk. Az erre vonatkozó mérési eredmények a következő 4.2 ábrán.

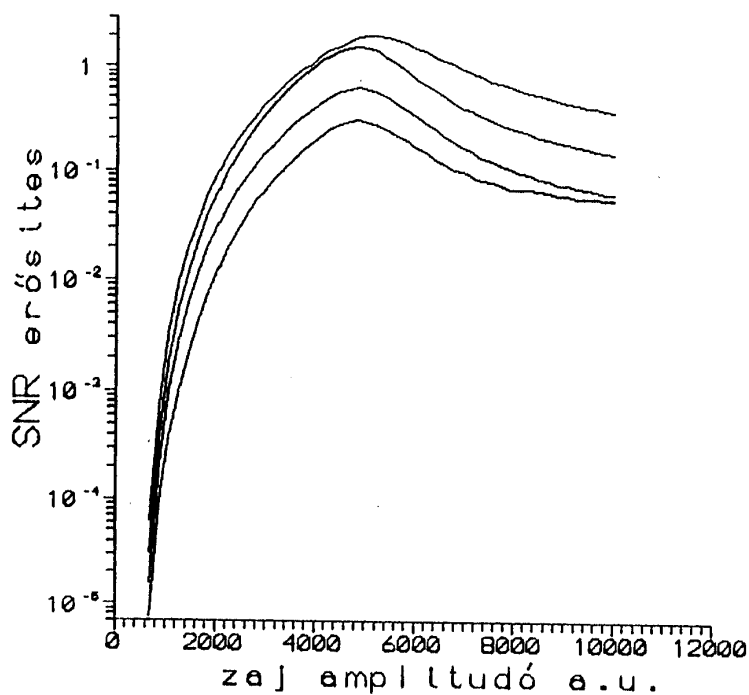


4.2 ábra Kimenő SNR értékek lentől felfelé 1/2,1/4,1/8 és 1/16 kitöltésű négy szögjelekhez

A jel/zaj viszony erősítésének görbéit pedig megkapjuk ha az előző két ábra görbéit elosztjuk egymással. Az erősítés értéke:

$$(4.1) \quad \text{SNRgain} = \text{SNRout} / \text{SNRin}$$

A következő 4.3 ábrán a (4.1) egyenlet eredményei láthatók.



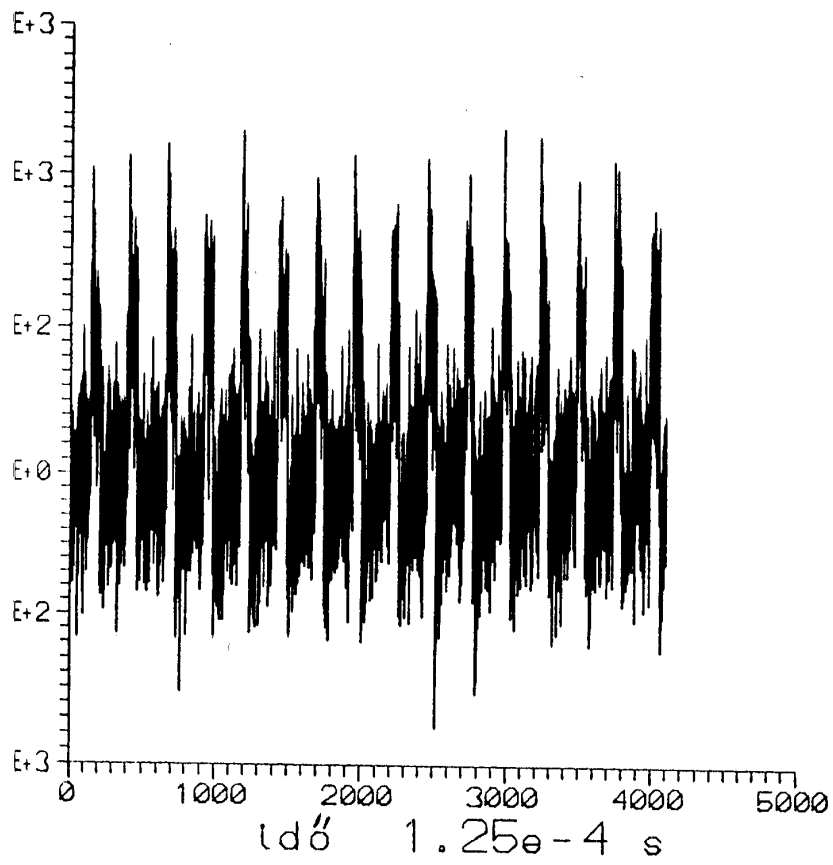
4.3 ábra jel/zaj viszony erősítés a zaj intenzitás függvényében.

Fentről lefelé 1/16, 1/8, 1/4, 1/2 kitöltésű négyszögjelekre.

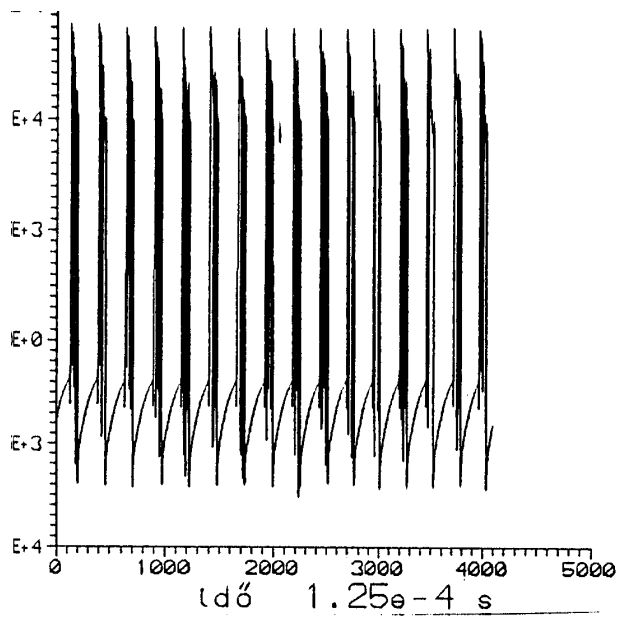
A szemléletesség kedvéért, hogy milyen hatásfokkal tisztítja meg az LCD a négyszögjelet a zajtól, közlök néhány bemenő és kimenő jelalakot és a hozzá tartozó spektrumokat a 4.4-4.13. ábrán.

A kimeneti amplitudót 23 szor nagyobbra (1 V) választottuk mint a bemeneti amplitudót (43

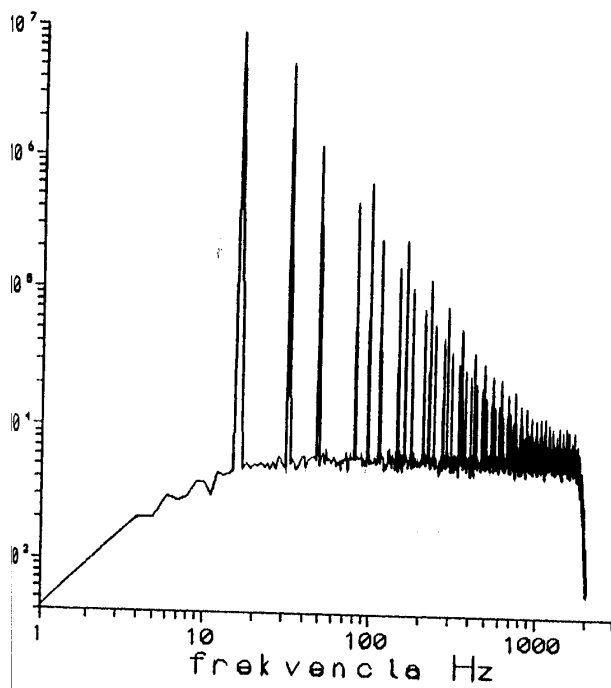
mV).



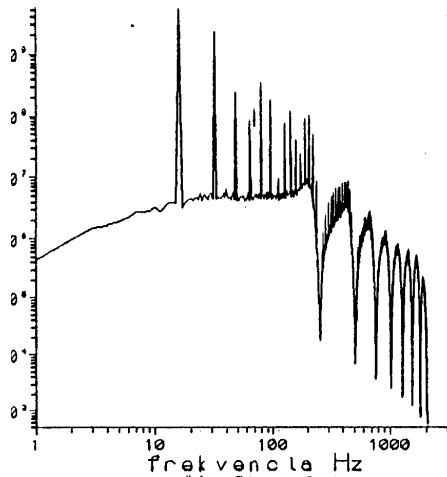
4.4 ábra közepesen erős zajjal fedett 1/4 kitöltésű négyzögjel az LCD bemenetén



ábra az előző ábra jele LCD-vel történt szűrés után

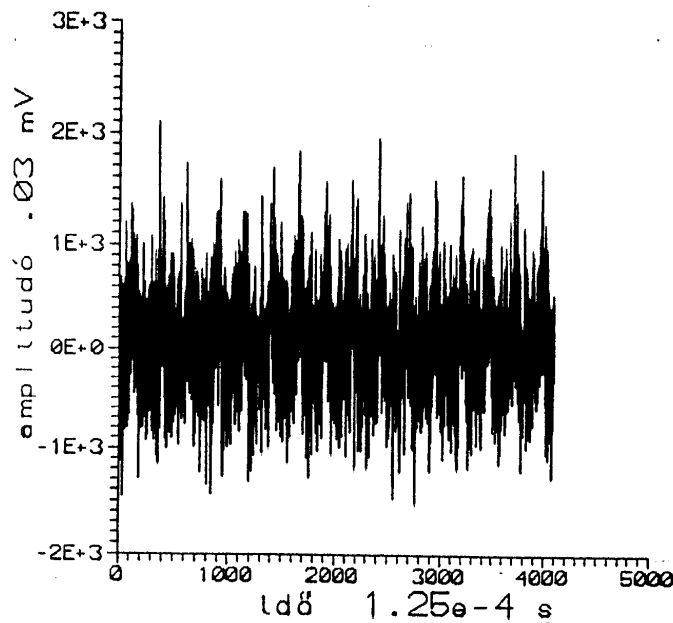


ábra a 4.4 ábra jelének spektruma

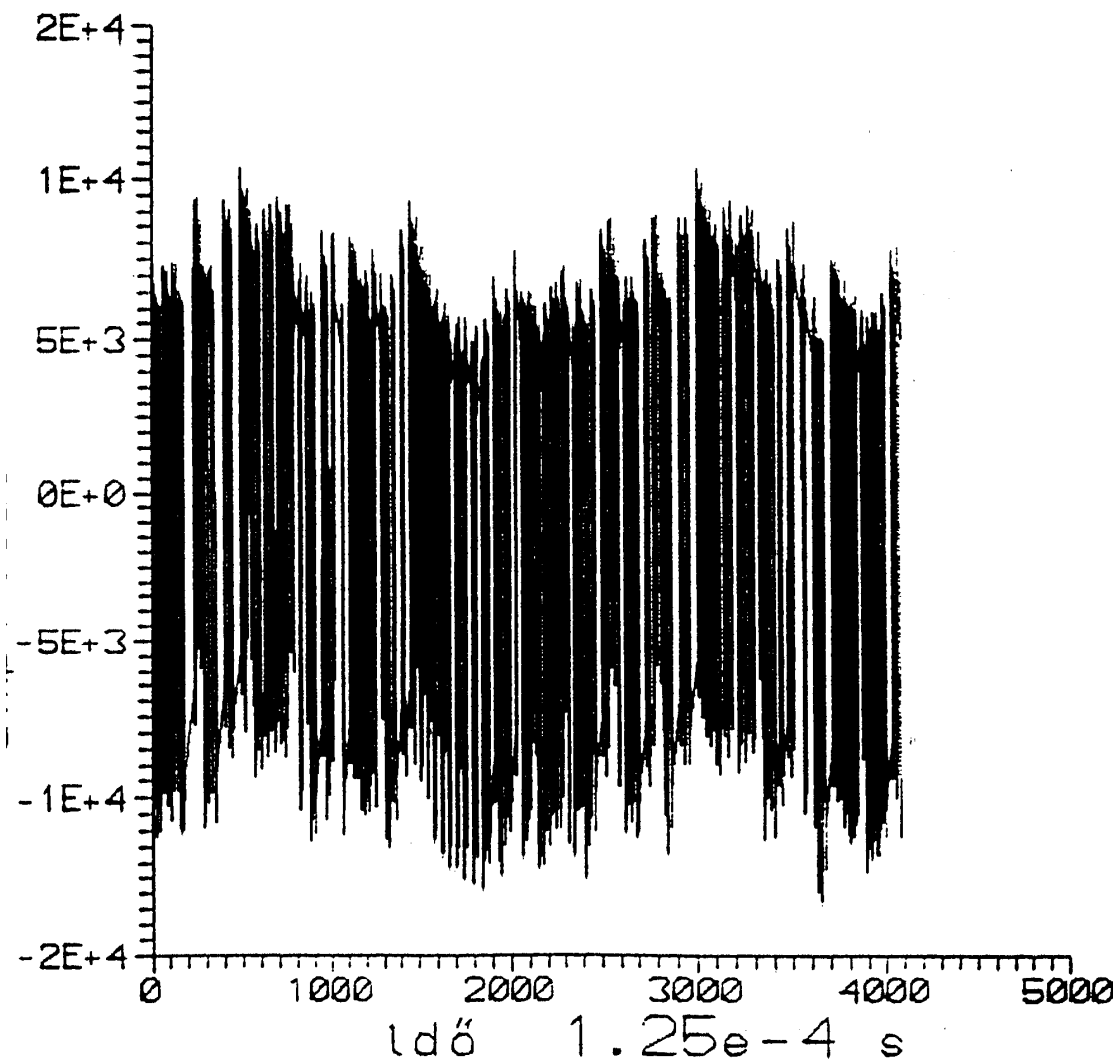


4.7 ábra a 4.5 ábra jelének spektruma

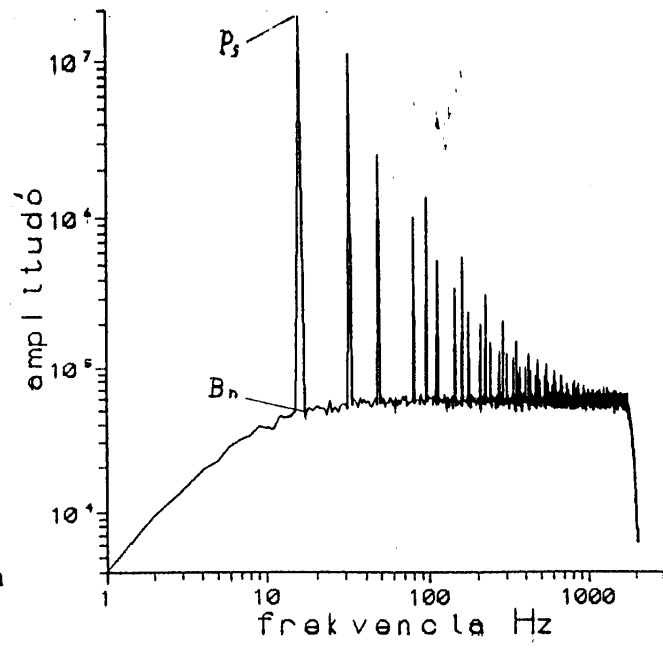
Az előbbi ábrák esetében a zajteljesítmény közelítőleg akkora volt ami biztosítja az optimális jelátvitelt, azaz az LCD-ben fellépett a sztochasztikus rezonancia jelensége. Az időfüggő ábrákon szemmel láthatóan a kimeneti jel kevésbé zajos és a spektrumban is az alappfrekvenciához tartozó amplitúdó a kimeneten mintegy két nagyságrenddel nagyobb. A következő ábrákon bemenő és LCD-vel szűrt kimenőjeleket és a hozzá tartozó spektrumokat láthatunk nagy zajintenzitás esetén. Figyeljük meg, hogy a következő ábrán szinte felismerhetetlen, hogy ez egy 1/4 kitöltésű négyszögjel, mégis az LCD-vel történt szűrés után a zaj nagyrésze eltűnik.



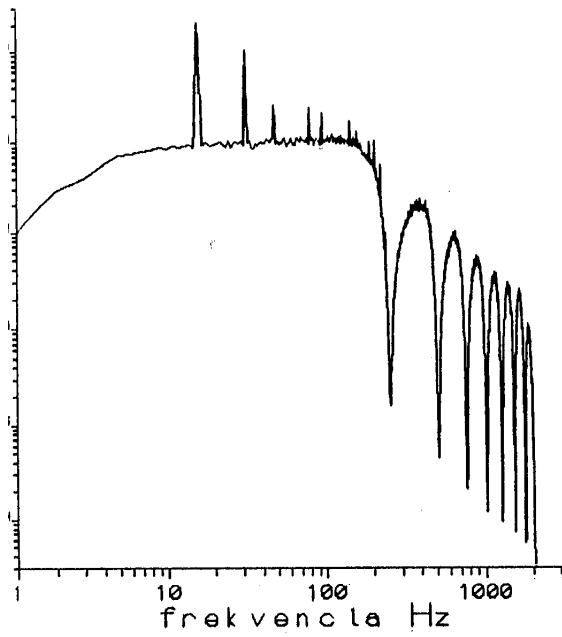
4.8 ábra nagy zajjal fedett 1/4 kitöltésű periodikus négyszögjel az LCD bemenetén



4.9 ábra a 4.8 ábra jele LCD-vel történt szűrés után

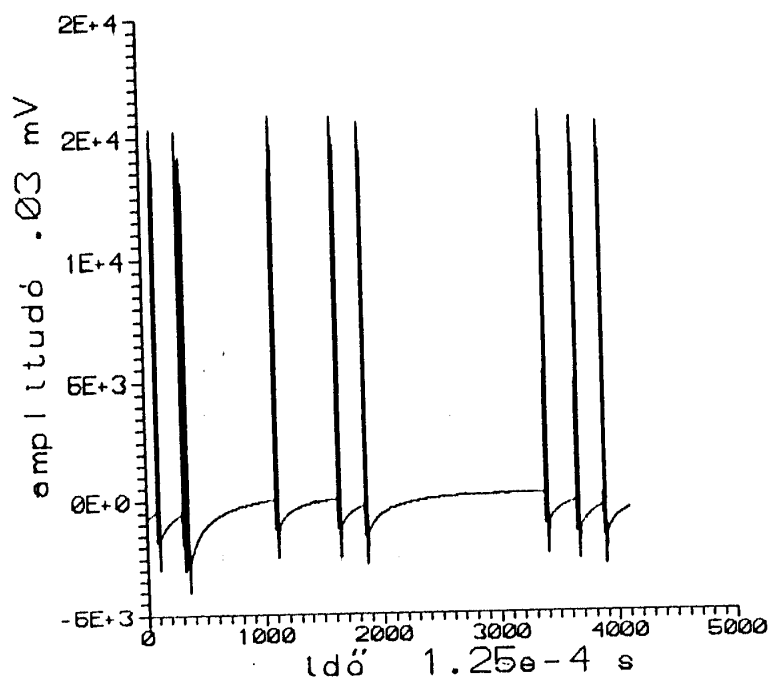


4.10 ábra a 4.8 ábra jelének spektruma

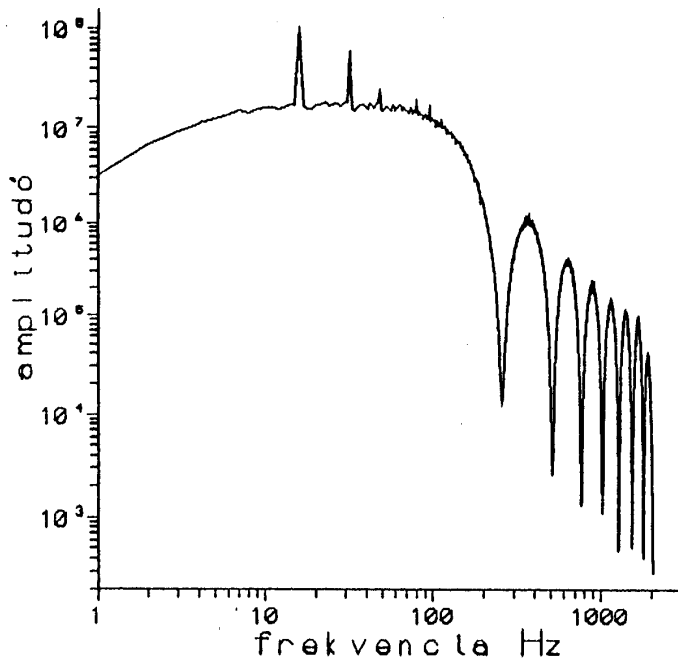


4.11 ábra a 4.9 ábra jelének spektruma

A következő 4.12 ábrán az LCD kimenőjelét látjuk egy olyan esetben amikor a zajintenzitás már annyira kicsi, hogy a jel+zaj amplitudó a bemeneten csak ritkán éri el a küszöbszintet, ezért az LCD kimenetén a négyzögjelek átlagos periódusideje nagyobb mint a bemeneten.



4.12 ábra az LCD kimenőjele kis zajjal fedett bemenőjel esetén

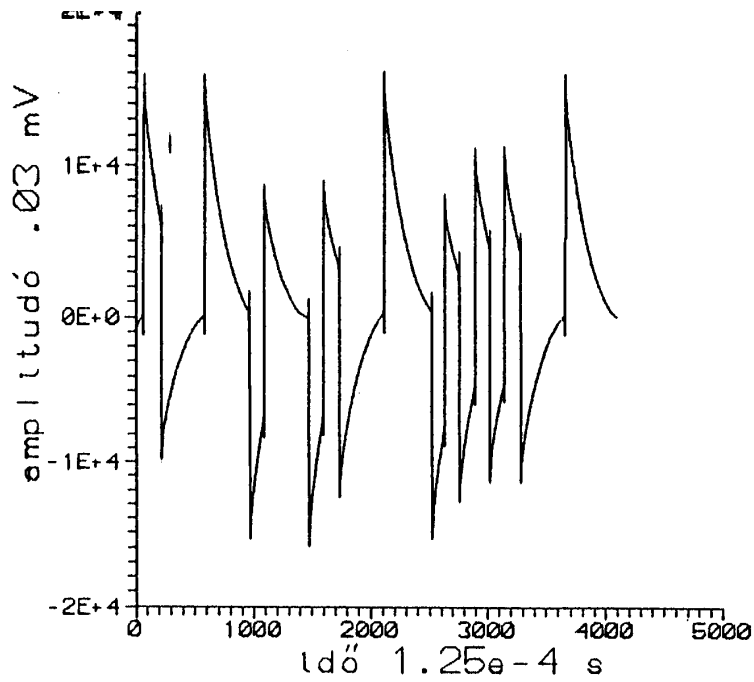


4.13 ábra a 4.12 ábra jelének spektruma

4.2. A Schmitt-triggerrel-rel végzett szimulációk eredményei

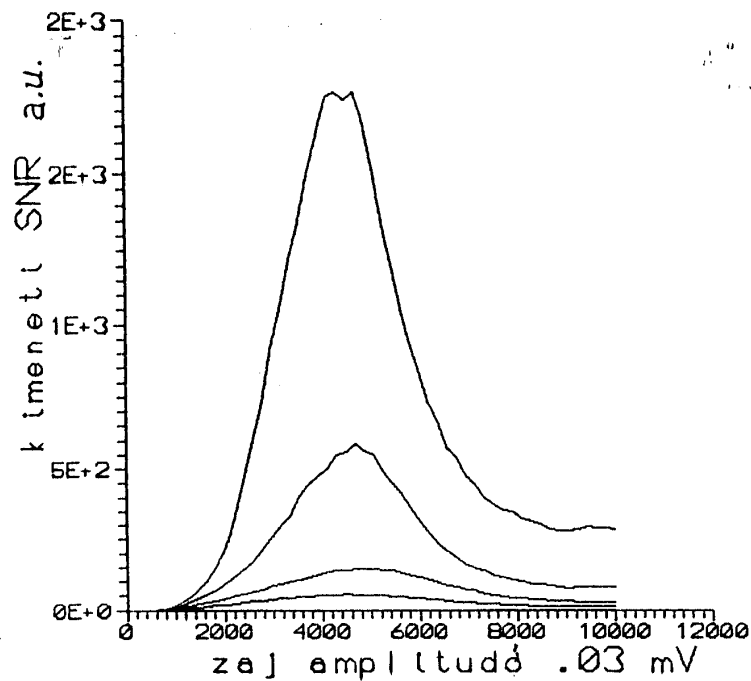
A bemeneten a jelek jel/zaj viszonyát 10 pontban mértük és b/x^2 függvényt illesztettünk rá. A kimeneti jel/zaj viszony függvényt 51 helyen mértük minden pontban 1000-szer, így a mérési adatok szórása elfogadhatóan kis értékű lett. Bemenőjelként a 3.4 ábrán már feltüntetett periódikus jeleket használtuk.

A szimmetrikus bemenőjelhez tartozó bemenő SNR értékek tehát megegyeznek az LCD-vel végzett szimulációk esetével. A következő részben az ilyen szimmetrikus bemenőjelhez tartozó eredményekkel foglalkozom. A schmitt-trigger kimenőjele azonban más. Egy ilyen kimenőjel a következő 4.14 ábrán.

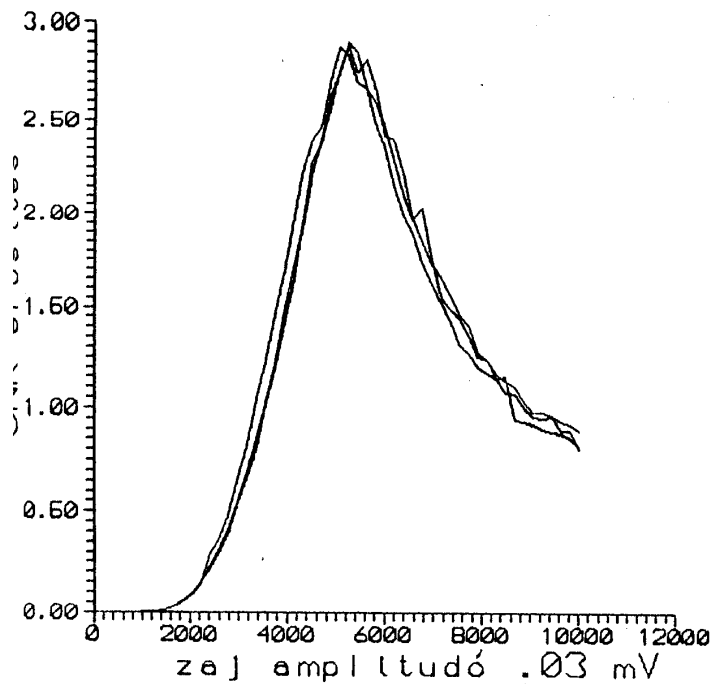


4.14 ábra schmitt-trigger kimenőjele kis zajjal fedett periódikus bemenő négyzetjel esetén.

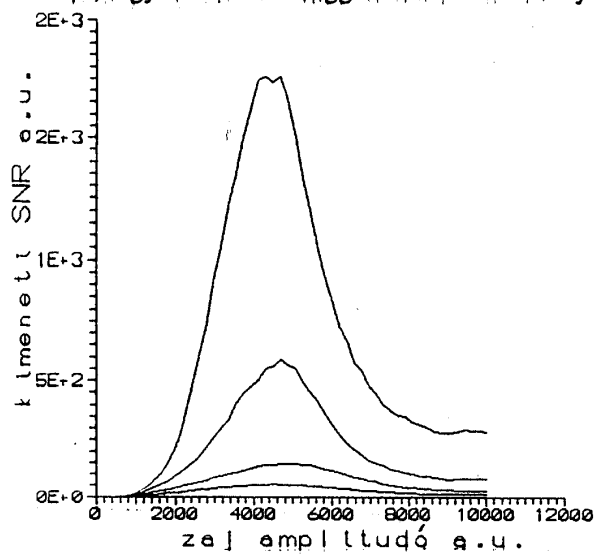
Ebben az esetben is igaz, hogy a bemeneti zajintenzitás függvényében a kimeneti jel/zaj viszonyoknak maximuma van. A következő 4.15 ábrán a kimeneti jelhez tartozó jel/zaj viszony görbéket ábrázoltam. Vegyük észre, hogy a maximumok ugyanahhoz a zajintenzitáshoz tartoznak.



4.15 ábra schmitt-trigger kimeneti jelének jel/zaj viszony görbéi fentről lefelé 1/2, 1/4, 1/8 és 1/16 kitöltésű négyzetjelekhez.

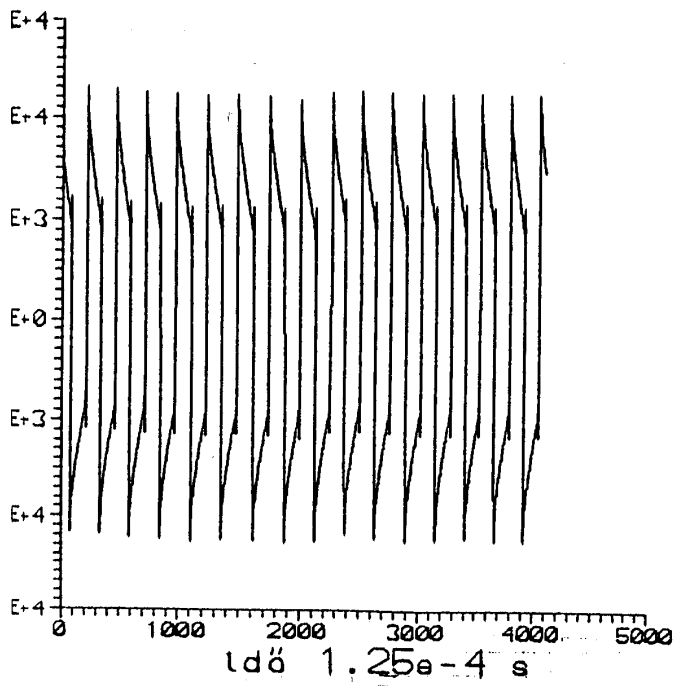


4.16 ábra a jel/zaj viszony erősítés görbéi 1/8, 1/4, 1/2 kitöltésű négyzetjelekhez. Vegyük észre, hogy az erősítés független a kitöltési tényezőtől.

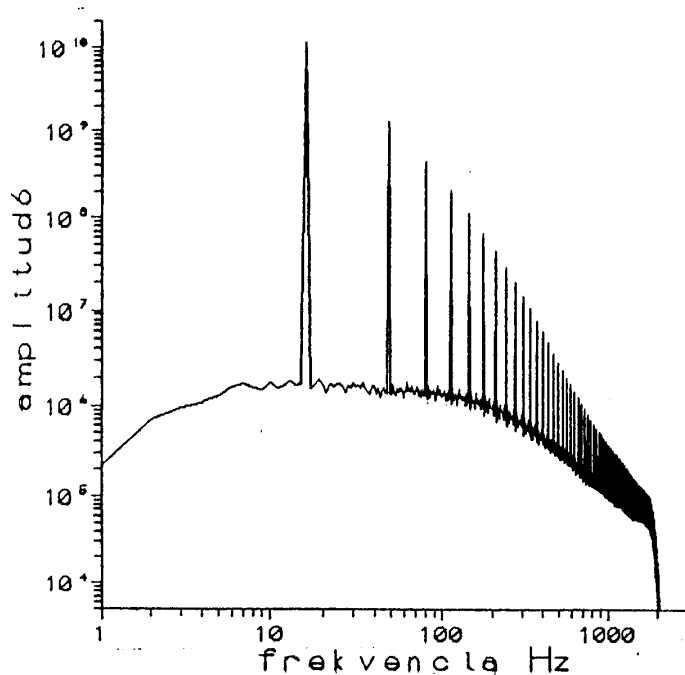


4.17 ábra kimeneti jel/zaj viszony görbék fentről lefelé 1/2, 1/4, 1/8 és 1/16 kitöltésű asszimmetrikus bemenő négyzetjel esetén

A következő ábrán a Schmitt-trigger kimenőjelét és a hozzá tartozó spektrumot láthatjuk. A bemeneti zajintenzitás éppen olyan értékű volt, hogy a kimeneti jel jel/zaj viszonya maximális. Ebben az esetben az alulfrekvencián a zajamplitudó mintegy 9db-el kisebb mint a jel amplitudója.



4.18 ábra schmitt-trigger kimenőjele optimális bemenő zajteljesítmény esetén.



4.19 ábra a 4.18 ábra jelének spektruma

5. Lehetséges technikai alkalmazások

Nem állítjuk azt, hogy a sztochasztikus rezonancia elvét felhasználva az eddiginél jóval fejlettebb híradástechnikai vagy sokkal érzékenyebb mérőműszerek készíthetők majd a közeljövőben. De a sztochasztikus rezonancia jelensége segít megérteni a nagyérzékenységű biológiai rendszerek vagy a neuronháló működését. A ma megvalósítható technikai alkalmazások például amplitúdó- és frekvenciamodulált jelek jel/zaj viszonyának javítása, vagy kis frekvenciájú és kis amplitudójú elektromágneses jelek detektálása. Ilyen jeleket bocsájt

ki például az élő állati és növényi szövet. Általában az általunk bemutatott modellek alkalmasak zajjal fedett periódikus jelek periódusidejének meghatározására. A detektoroknak van egy küszöbszintje, amelyet ha a bemeneti jel elér, akkor a detektor jelez. A sztochasztikus rezonancia által növelhető ezen detektorok érzékenysége.

6. Összefoglalás

Célunk az volt, hogy periódikus impulzusok jel/zaj viszonyát megjavítsuk erősen nemlineáris fizikai rendszerekkel, amelyeket egy új analóg és digitális jeleket is on line módon feldolgozni tudó számítógépes rendszerrel modelleztünk. Továbbá, hogy olyan modellt találjunk amely segít megérteni nagyérzékenyséű biológiai rendszerek működését. A következő eredményeket kaptuk:

- jel/zaj viszony erősítés érhető el nemlineáris esetben szimmetrikus és asszimmetrikus periódikus négyszögjelek esetén
- az erősítés függ a bemeneti zajteljesítménytől és maximuma van
- az erősítés mértéke növekszik, ha a négyszögjel kitöltési tényezője csökken és a rendszer egy szintmetszési detektor
- az erősítés mértéke független a kitöltési tényezőtől, ha a rendszer egy schmitt-trigger.
- jó modellt találtunk neuronhálók működésére

Elhamarkodott lépés lenne azt hinni, hogy ez az eredmény forradalmasítja majd a távközlést vagy ezáltal kimagaslóan jó minőségű készülékek lesznek majd gyárthatók. De a mérnöki tervezés egyre inkább abba az irányba halad, hogy a természetet lemásolja. Mivel a SR jelensége megtalálható a természetben és a természet igyekszik megtalálni az optimális

megoldásokat, ezért idővel talán az SR jelensége alapján működő készülékek helyet követelnek maguknak. Kutatásunk alapvetés jellegű, eredményei felhasználhatók minden olyan esetben, ahol küszöbszintek, periódikus jelek adottak és a cél az információátvitel optimalizálása.

7. Irodalomjegyzék

- [1] Norbert Hesselmann: Digitális jelfeldolgozás. Műszaki könyvkiadó, Budapest 1985
- [2] Frank Moss: Stochastic Resonance: From the Ice Ages to the Monkey's Ear, St. Louis, USA
- [3] H. A. Kramers, *Physica*, 7, 284, (1940).
- [4] Kurt Wiesenfeld & Frank Moss: Stochastic resonance and the benefits of noise: from ice ages to crayfish and SQUIDS
- [5] S. Fauve and F. Heslot, *Phys. Lett.* 97A, 5 (1983).
- [6] R. Roy, P. Schulz, and A. Walther, *Opt. Lett.* 12, 672 (1987).
- [7] C. Presilla, F. Marchesoni and L. Gammaitoni, *Phys. Rev. A* 40, 2105 (1989).
- [8] T. Zhou and F. Moss, *Phys. Rev. A* 41, 4255 (1990).
- [9] B. McNamara and K. Wiesenfeld, *Phys. Rev. A* 39, 4854 (1989).
- [10] J. Fletcher, S. Havlin and G. H. Weiss, *J. Stat. Phys.* 51, 215 (1988)
- [11] G. Gerstein and B. Mandelbrot, *Biophys. J.* 4, 41 (1964).
- [12] A. Longtin, A. Bulsara and F. Moss, *Phys. Rev. Lett.* 67, 656 (1991).

- [13] J. E. Rose, J. F. Brugge, D. Anderson and J. E. Hind, *J. Neurophysiol.* 30, 769 (1967)
- [14] K. Loerincz, Z. Gingl, L.B. Kiss: A stochastic resonator is able to greatly improve signal-to-noise ratio, *Phys. Lett. A* 224 (1996) 63-67
- [15] F. Moss and P. V. E. McClintock, editors, *Noise in Nonlinear Dynamical Systems*, (Cambridge University Press, Cambridge, 1989), Vols 1-3

Köszönetnyilvánítás

Ez a dolgozat a József Attila Tudományegyetem Természettudományi Karának Kísérleti Fizikai Tanszékén készült. Köszönettel tartozom Dr. Szatmári Sándor egyetemi tanárnak, hogy diplomamunkám elkészítését lehetővé tette.

Köszönöm témavezetőmnek Dr. Gingl Zoltánnak a dolgozat alapötletét és az elkészítése során nyújtott nélkülözhetetlen segítségét,

Dr. Vajtai Róbertnek a témával kapcsolatos észrevételeit és hasznos tanácsait.