

1. mérés

Mérések digitális oszcilloszkóppal

1.1 Elméleti összefoglaló

A digitális oszcilloszkópokkal való mérések során az analóg oszcilloszkópok alapfunkcióinak ismeretét feltételezzük, arra építünk. Ha úgy érzi tehát, hogy az alábbi fogalmakkal, nincs teljesen tisztában, nézzen utána a mérés technika jegyzetében, vagy például az alábbi honlapokon:

http://www.tek.com/Measurement/App_Notes/XYZs,

<http://www.mit.bme.hu/oktatas/targyak/vimm2224/jegyzet/Oszci.htm> (Mérés labor I.)

Alapfogalmak, amelyek ismeretét feltételezzük

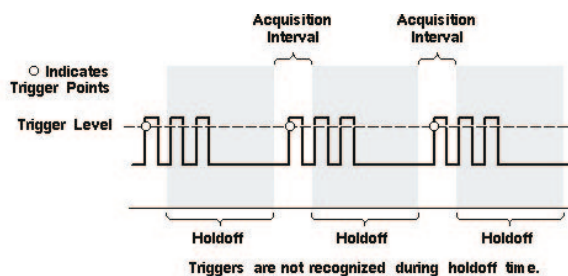
- AC/DC csatolás,
- chopper, alternate funkciók,
- trigger funkciók (külső, belső, line trigger, trigger szint), auto, normal üzemmódok,
- X/Y üzemmód

A következőkben olyan fogalmakat, funkciókat tekintünk át, amelyek főleg a digitális tároló oszcilloszkópokra jellemzők. Ezek megjelenési formája egyes oszcilloszkóp típusoknál más és más, ezért nem a kezelőszervekre, hanem az elméleti alapokra koncentrálnak.

Holdoff

Ez a funkció a fejlettebb analóg oszcilloszkópokon is megtalálható, és a mérendő jel szinkronizálását segíti. Abban az esetben, amikor a jel egy periódusán belül több olyan részlet van, amire triggerelünk (például több pozitív felfutó él), nem lehet meghatározni, hogy ezek közül az oszcilloszkóp melyikre fog triggerelni, ezért egy ugráló ábrát kapunk. Ha ez az ugrálás gyors, akkor még rossz eredményt is kaphatunk, például több impulzust látunk egy perióduson belül, mint ahány ott valójában található. Az 1.1. ábra a holdoff funkció működését szemlélteti.

Az állítható holdoff idő alatt a trigger nem engedélyezett, így szinkronizált ábrát kaphatunk.



1.1. ábra. Holdoff funkció

Single sweep

Oszilloszkóppal általában periodikus jeleket mérünk. Ezt segítik a különböző trigger funkciók. Tranziens (egyszeri lefutású) jelek esetén gondoskodni kell róla, hogy a trigger esemény bekövetkezte után csak egyszer rajzoljuk ki a jelet. Ezt teszi lehetővé a single sweep, amihez tartozik egy reset gomb is, amivel inicializálni lehet az oszcilloszkóp állapotát. A single üzemmód tároló oszcilloszkópokon hatékony igazán, hiszen ott a kirajzolás után a képernyőn megmarad a jelalak.

Pre trigger

Analóg oszcilloszkópoknál a trigger esemény mindig a képernyő bal oldalán található, hiszen a rajzolás (sweep) a trigger esemény hatására indul el. Ez legfeljebb néhány 10 ns-mal lehet eltolva azért, hogy például egy négyszögjel felfutó élét megmérhessük. Nincs lehetőség azonban arra, hogy hosszabb idővel a trigger esemény előtt megvizsgáljuk a jelet. Digitális oszcilloszkópon erre van lehetőség, hiszen ha folyamatosan mintavételezzük a jelet, és a mintavételezést a trigger esemény után állítjuk le, akkor lehetőség van a trigger esemény előtti jel kijelzésére is. Ennek segítségével digitális oszcilloszkópokon a trigger esemény helyét általában tetszőlegesen beállíthatjuk a képernyőn, vagy sokszor akár azon kívül is.

Zoom

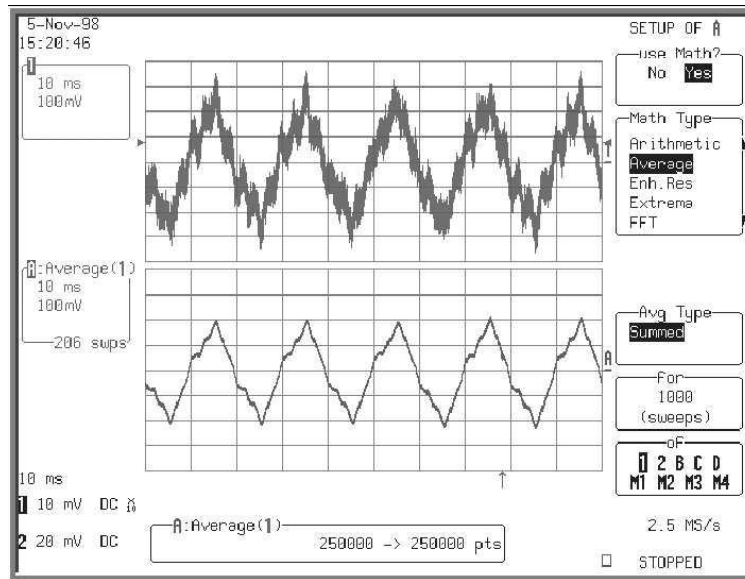
Fejlettebb analóg oszcilloszkópoknál a trigger eseménytől távoli jelrészlet kinagyítását a kettős időalap teszi lehetővé. Ekkor lehetőség van a jel egy részletének kijelölésére és kinagyítására. Erre általában digitális oszcilloszkópok esetén is lehetőség van. A megoldás azonban sokféle lehet, egyes oszcilloszkópok más-más megoldást alkalmazhatnak. Az első esetben a funkció hasonlóan működik, mint az analóg oszcilloszkópnál, tehát a jelrészletet ki kell jelölni, majd kinagyítani. Közben az eredeti és a kinagyított ábrán is a megjelenített pontok száma azonos marad, hacsak a nagyítás során el nem értünk az oszcilloszkóp időbeli felbontásának határához (a maximális mintavételi frekvenciához).

Egy másik megoldás, amikor a kinagyítandó jelrészletet a képernyő közepére állítjuk (a trigger pozíció megfelelő beállításával), majd az időalap változtatásával az ábrát a kívánt mértékben nyújtjuk. A nyújtás során mindig a képernyő középső pontja marad helyben, így a számunkra érdekes jelrészletet tudjuk kinagyítani, miközben a trigger esemény akár sok képernyőnyi távolságra "eltávolodik".

A harmadik megoldásra akkor van lehetőségünk, ha az oszcilloszkópunk sok memóriával rendelkezik. Ekkor lehetőség van a bemintavételezett jel egy részletének akár off-line kinagyítására is. Ebben az esetben az előző két megoldással ellentétben a kinagyított ábra kevesebb pontot tartalmaz, mint az eredeti.

Averaging

A digitális tároló oszcilloszkópok a megjelenítésen kívül lehetővé teszik a jelek adatgyűjtés közbeni vagy utólagos feldolgozását is. Ezen feldolgozási formák egyik legegyszerűbb, de talán leghatásosabb fajtája az átlagolás. Ez a funkció az úgynevezett additív zajszűrést valósítja meg. Lényege, hogy az egymás utáni adatgyűjtési ciklusokból az azonos helyen található pontokat átlagolja. Ha a hasznos jel periodikus és az oszcilloszkópot megfelelő trigger forrás segítségével szinkronizáltuk, tehát az adatgyűjtési ciklus a hasznos jel mindig azonos fázisában kezdődik, akkor a művelet során a hasznos jelből mindig pontosan azonos értékeket átlagolunk. Ha a zaj sávzélessége elég nagy ahhoz, hogy a zajminták két egymás utáni adatgyűjtési ciklusban korrelálatlanok legyenek, akkor a zaj az átlagolás során csökken (N -szeres átlagolás során a szórás \sqrt{N} -ed részére csökken). Ezt szemlélteti az 1.2. ábra.

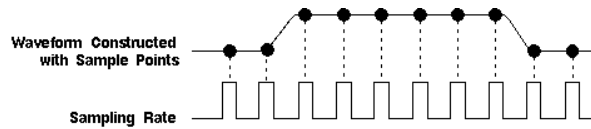


1.2. ábra. Átlagolás

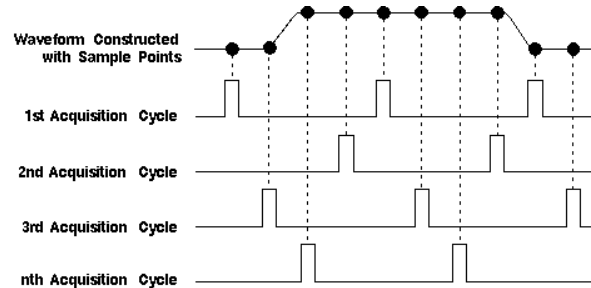
Ez a módszer lehetővé tesz viszonylag nagy zajban történő mérést is, amennyiben rendelkezésre áll olyan trigger forrás, amelynek segítségével az oszcilloszkóp szinkronizálható a hasznos jelhez. Előnye az egyszerű szűréssel (például mozgó átlagolás) szemben, hogy a hasznos periodikus jel egyáltalán nem torzul még akkor sem, ha a jel és a zaj nem különül el egymástól a frekvenciatartományban. Hátránya, hogy általában külső trigger forrást igényel. Amennyiben a szinkronizálás nem stabil, úgy a hasznos jel is torzulhat vagy teljesen el is tűnhet, mivel nem azonos fázisban levő pontokat átlagolunk össze. Az átlagolás száma általában állítható. Időnként lehetőség van rekurzív átlagolásra is, amely lehetővé teszi a hasznos jel lassú változásainak követését.

Peak detect

Mintavevő oszcilloszkópoknál a mintavételi frekvencia az időalapból (sec/div) és a képernyőn megjelenő pontok számából kiadódik (ha az oszcilloszkóp nem írja ki, akkor innen a legegyszerűbb kiszámolni). Például 50 ms/div és 500 pont esetén a mintavételi frekvencia 1 kHz (mivel a képernyő szélessége 10 div \times 50 ms/div = 500 ms). Gyakran előfordul azonban, hogy az adott időalap beállítás mellett a kiadódó mintavételi időköznel rövidebb impulzusokat keresünk. Ha ilyen előfordul, akkor azt igen kis valószínűséggel találjuk meg, hiszen például a fenti beállítás mellett egy 1 μ s széles impulzus megtalálásának valószínűsége 10^{-3} . Ebben az esetben hasznos a peak detect üzemmód. A peak detect üzemmódot használva az oszcilloszkóp a normál mintavételi frekvenciánál sokkal gyorsabban vesz mintát, de ezekből az ábrázoláshoz szükséges mintavételi időközönként csak a minimális és a maximális értékeket teszi el és ábrázolja. Így, ha például az 1 ms-os mintavételi idő alatt volt egy 1 μ s széles pozitív impulzus, akkor annak maximális értéke lesz a felső kijelzett érték (a negatív pulzusok detektálása miatt kell a minimális értékeket is megmérni). Ha a jel az adott mintavételi idő alatt nem nagyon változott, akkor a maximális és minimális értékek nagyjából megegyeznek, tehát csak egy keskeny vonalat látunk, pulzusok jelenléte esetén azonban azok is megtalálhatók a kijelzett görbén.



1.3. ábra. Real-time mintavételezés



1.4. ábra. Ekvivalens mintavételezés

Enveloping

A peak detect üzemmódban gyakorlatilag egy olyan burkolót adunk meg, amelyen belül a jel egy adatgyűjtési ciklus alatt tartózkodik. Ha erre a burkolóra nem csak egy ciklus alatt vagyunk kíváncsiak, akkor kell használni az enveloping üzemmódot.

Eq sampling vagy RIS

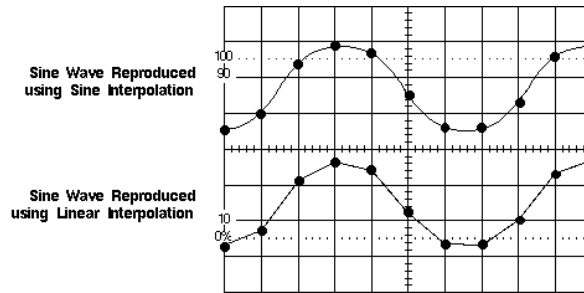
A mintavételező oszcilloszkópokon gyakran megkülönböztetnek maximális real-time és ekvivalens mintavételezési frekvenciát. A real-time mintavételezés az az eset, amikor a vett mintákat egymás mellé rajzolva kapjuk az ábrát az 1.3. ábrának megfelelően. Ha az így elérhető mintavételi frekvencia nem elég nagy, akkor bizonyos oszcilloszkópokon lehetőség van az ekvivalens mintavételezési mód használatára. Ez periodikus jelek esetén lehetővé teszi, hogy a jelalakot ne egymás után vett mintákból rajzoljuk ki, hanem hosszabb idő alatt gyűjtsük össze, az 1.4. ábrának megfelelően. Az ilyen módon elérhető látszólagos mintavételi frekvencia sokszorosa lehet a real-time mintavételi frekvenciának.

Interpolálás

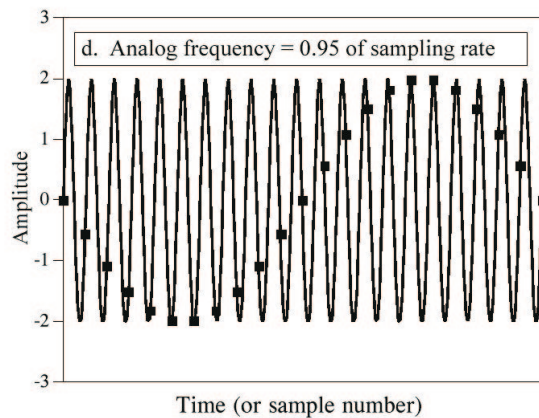
Az ekvivalens mintavételezés csak periodikus jeleknél alkalmazható. Ha tranziens jelet mérünk, és a képernyőn ábrázolható pontok száma nagyobb, mint az ábrázolt idő alatt a maximális mintavételi frekvenciával begyűjthető pontok száma, akkor az oszcilloszkóp vagy diszkrét pontokat rajzol ki, vagy valamilyen módon interpolál. Alapértelmezésben ez az interpoláció általában vagy nulladrendű tartó, vagy lineáris interpoláció (elsőrendű tartó). Mindkét módszer eléggé torzított jelalakot ad. Sok esetben lehetőség van magasabb fokú interpolációra: (spline, $\sin x/x$, stb.), ami az 1.5. ábrán látható módon az eredeti jelalakhoz jobban közelítő eredményt ad.

Alulmintavételezés

Ez a fogalom nem a digitális oszcilloszkópok egy üzemmódját jelöli, hanem egy könnyen elkövethető hibára utal. Gyakran előfordul, hogy mintavevő oszcilloszkópokon az időalapot úgy választjuk meg (vagy korábbi mérés alapján véletlenül úgy áll be), hogy a mintavételi frekvencia a mérendő jel frekvenciájának egész számú többszöröse közelébe kerül. Ez a jelenség figyelhető meg az 1.6. ábrán.



1.5. ábra. Magasabb fokú interpoláció



1.6. ábra. Alulmintavételezés

A fenti paraméterek esetén a képernyőn egy hihető jelalakot látunk, de a jel frekvenciája nagyságrendekkel eltérhet a valódi frekvenciától (a képen például a valódi frekvencia 5%-át mérnénk). Az sem sokkal jobb, ha periódusonként csak körülbelül két mintát veszünk. Ebben az esetben egy lebegésszerű ábrát látunk, ami szintén nehezen értékelhető. A jól kiértékelhető ábra eléréséhez a jel egy periódusából néhányszor tíz mintát érdemes venni. A fenti ábrán látható jelenség nyilván káros, hiszen hibás mérési eredményt kaphatunk segítségével. Fontos tehát, hogy tudjuk, hogyan győződhetünk meg róla, helyes-e a mérési eredményünk.

- Ha a kapott ábra nem szinkronizálható, akkor ez azért is lehet, mert alulmintavételeztük a jelünket. Ilyenkor ugyanis egy látszólagos periódus alatt a jelnek valójában sok periódusa zajlik le és bármelyik valódi periódus során bekövetkezhet a trigger esemény. Így a látszólagos periódus fázisa véletlenszerű lesz. Vigyázzunk azonban, az alulmintavételezésen kívül számos oka lehet annak, hogy egy ábra nem szinkronizált!
- Ha alulmintavételezésről van szó, akkor a mintavételi frekvencia növelésével előbb-utóbb megszüntethető a jelenség. Ez a módszer sem ad azonban mindig egyértelmű megoldást: Tételezzük fel, hogy a mérendő jelünk frekvenciája 999 001 Hz (nem kell nagyon speciális forrásra gondolnunk, csak egy nem elég pontos 1 MHz-es oszcillátorra). Az oszcilloszkópunk 1 kHz-es mintavételi frekvenciára van beállítva és 1000 pontból áll a kijelzett ábra. A mérés során minden 999. periódusból veszünk egy mintát, amelyek fáziseltolódásából 1 Hz-es látszólagos frekvencia adódik ki, és a képernyőn egy periódusnyi jelet látunk. Ha elkezdjük növelni a mintavételi frekvenciát, akkor hirtelen “besűrűsödik” az ábra (az eddigi 1 periódus helyett hirtelen nagyon sok periódusból álló ábrát látunk), amiből kiderül, hogy eddig alulmintavételeztük a jelet. Tovább növelve a mintavételi frekvenciát, 1 MHz-nél azt

tapasztaljuk, hogy megint kb. egy teljes periódus látszik a képernyőn és a jel frekvenciáját 1 kHz-nek mérhetjük. Továbbra is élünk a gyanúval, hogy a jelet még mindig alulmintavételeztük (mert például nem sikerül szinkronizálni), ezért a mintavételi frekvenciát tovább növeljük. 1 MHz és 1 GHz között körülbelül ugyanazt tapasztaljuk, mint az 1 kHz-ről 1 MHz-re növelés során. 1 GHz mintavételi frekvencián ismét egy periódust látunk a képernyőn, a mért frekvencia 1 MHz. Tulajdonképpen nagyjából ugyanaz a helyzet, mint 1 kHz ill. 1 MHz mintavételi frekvenciákon, csak hogy jó az esély rá, hogy nem tudjuk tovább növelni a mintavételi frekvenciát. (Ha már idáig eljutottunk, az is igen szép teljesítmény az oszcilloszkóptól.) Hogyan győződhetünk meg róla, hogy a jel frekvenciája nem kb. 999 MHz az 1 MHz helyett (hiszen ekkor is 1 MHz-et mérnénk az alulmintavételezés miatt)? A legtöbb oszcilloszkópon van egy bekapcsolható aluláteresztő szűrő pl. 20 MHz-es sávszélességgel. Ennek bekapcsolásával könnyen eldönthetjük, hogy a jel frekvenciája kisebb, vagy nagyobb, mint a mintavételi frekvencia.

- A fenti eljárásnál egyszerűbben is eldönthetjük, hogy alulmintavételeztük-e a jelet, ha van az oszcilloszkópunkon peak detect üzemmód. Ebben az esetben ugyanis két mintavétel között megmérjük a jel minimumát és maximumát is, ami alulmintavételezés esetén gyakorlatilag a jel negatív ill. pozitív csúcserőértéke. Az eredmény pedig egy széles sáv lesz a képernyőn a kisfrekvenciás jel helyett.

1.2 Mérési feladatok

1. Ismerkedjen meg a digitális oszcilloszkópok kezelésével, különös tekintettel az elméleti összefoglalóban ismertetett funkciókra!
2. Mérjen meg egy 10.01 kHz és egy 9.99 kHz frekvenciájú fűrészjelet az 5 s/div és az 5 μ s/div közötti tartományokban. Értelmezze a tapasztaltakat!
3. Mérje meg egy jelforrás bekapcsolási tranzienseit!
4. Állítson elő egy 0 dB jel/zaj viszonyú szinusz jelet! Mérje meg minél pontosabban a jel paramétereit átlagolással!
5. Impulzus generátorral állítson elő egy periódusonként két igen keskeny impulzust (< 0.1 %-os kitöltési tényezőjű) tartalmazó jelet. Mérje meg minél pontosabban a jel paramétereit!

2. mérés

Mérések spektrumanalizátorokkal

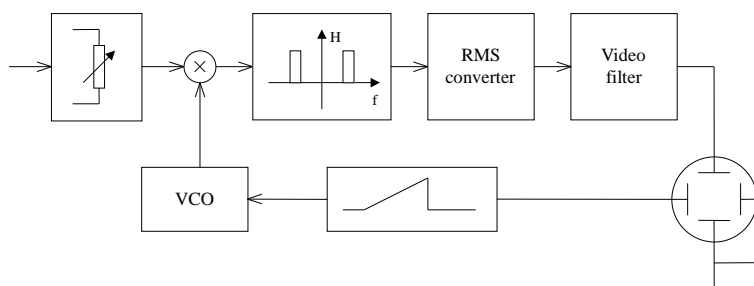
2.1 Elméleti összefoglaló

A spektrumanalízis mérés során kétféle analizátorral ismerkedünk meg. Az analóg, transzponáló vagy heterodin elvű és a digitális, FFT alapú spektrumanalizátorral. A következőkben ismertetjük az analizátorokkal kapcsolatos fontosabb fogalmakat és a mérés elvégzéséhez szükséges összefüggéseket.

2.1.1 Transzponáló elvű analizátor

A transzponáló elvű analizátorok sorosan pásztázzák végig a jel spektrumát. Egyszerűsített blokkvázlatuk a 2.1. ábrán látható. A működés lényege, hogy egy folyamatosan változó frekvenciájú szinuszjel segítségével a műszer a mérendő jelet úgy keveri, hogy a jel spektrumát eltolja egy, a mérési tartományon kívül eső sávszűrő elé. Ezzel a sávszűrővel letapogatja a mérendő spektrumot. A spektrum adott frekvencián levő értékének megjelenítéséhez megméri a szűrő kimenetén a jel effektív értékét, majd egy opcionális, ún. video szűrő segítségével simítja. A video szűrő célja, hogy zajos jel mérése esetén csökkentse a spektrum mért értékének variációját. Erre csak zajos jelek esetén van szükség. A mérés fontosabb paraméterei:

- frequency span: az a sáv szélesség, amelyen belül mérjük a spektrumot
- start/center frequency: a mérendő sáv szélesség helyét kijelölő paraméter
- resolution bandwidth: a letapogató szűrő sáv szélessége
- video bandwidth: a variancia csökkentésére szolgáló szűrő sáv szélessége (csak akkor hatáskos, ha értéke kisebb, mint a resolution bandwidth)
- sweep time: az a mérési idő, ami alatt a szűrővel letapogatjuk a mérendő sáv szélességet. Ha a sweep time túl rövid, akkor túl gyorsan "elrántjuk" a jelet a szűrő elé, így annak kimenete még nem tud beállni, ezért a mérés torzított lesz. Ha a sweep time túl hosszú,



2.1. ábra. Transzponáló elvű analizátor

akkor feleslegesen sokat kell várakozni a mérési eredményre. A megengedhető mérési idő kikapcsolt video szűrő esetén a frequency span (f_{sp}) és a resolution bandwidth (RBW) függvénye:

$$T_{sw} = c \frac{f_{sp}}{(RBW)^2}, \quad (2.1)$$

ahol c egy arányossági tényező, amely a műszerre jellemző. Ha a video szűrőt is használjuk, akkor a rendszerben az a legkeskenyebb szűrő, ezért tovább növekszik a mérési idő. A fenti elven működő spektrumanalizátorok általában jelzik, ha a méréshez túl rövid mérési időt választottunk, és ezért pontatlan mérési eredmény várható.

A mérés során a fenti paramétereket gondosan kell megválasztani ahhoz, hogy kellő felbontású spektrumot kapjunk, és a mérési idő se legyen túl nagy. Főleg kisméretű, keskeny letapogató szűrőt igénylő méréseknél a mérési idő több perc is lehet, de be lehet állítani akár több órás méréshez vezető értékeket is.

A spektrumanalizátorok függőleges léptékezése általában logaritmikus. Leggyakrabban a 10 dB/osztás beállítást érdemes használni, de például egy szűrő ingadozásának méréséhez ennél érzékenyebb beállítás (pl. 1 dB/osztás) szükséges.

A logaritmikus skála helyzetét (megtől meddig jeleníthetők meg a dB értékek) a bemeneti érzékenység és a referencia szint kapcsoló állása határozza meg. A szerencsés beállítás általában az, ha a kijelzés együtt változik a bemeneti érzékenység állításával. A bemeneti érzékenység kapcsoló fontos kiegészítője a túlvezérlést (overload) jelző LED, mivel a mérési eredményből sokszor nem lehet megállapítani, hogy a mérendő jel nagyobb a megengedettnél.

Annak ellenére, hogy a spektrumanalizátorokat általában nem abszolút szint mérésére használjuk, a dB skálájuk általában abszolút skála. (Általában a dB skálák relatív skálák, hiszen egy viszonyszám logaritmusával arányosak.) Alapvetően két abszolút dB skálát használunk:

- dBV: itt az 1 V-os feszültség értékhez tartozik a 0 dB,
- dBm: itt az adott lezáráson (általában 50, 75 vagy 600 Ohm) az 1 mW disszipálásához szükséges feszültségérték a 0 dB

2.1.2 FFT analízátor

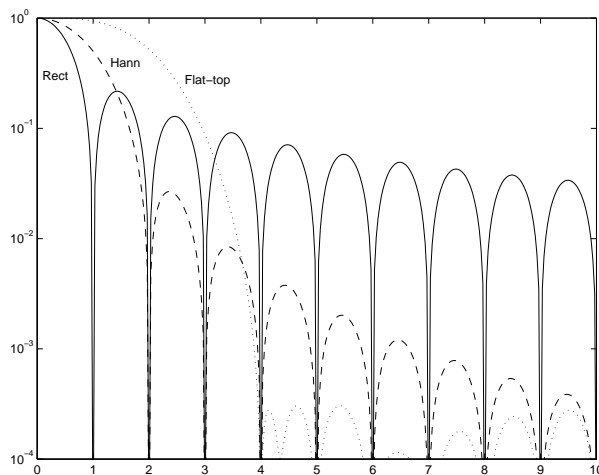
Ellentétben a transzponáló elvű analízátorral, az FFT vagy Fourier analízátorok párhuzamos működésűek, tehát egyszerre a teljes spektrumot megméri, mintha egy szűrőbankkal dolgoznának. Ebből következik az előnyük is, hogy sokkal gyorsabb mérést tesznek lehetővé, mint a transzponáló analízátorok. Hátrányuk a korlátozott sávzélességük. Amíg a transzponáló analízátorok akár GHz-es tartományban is működnek, nagy dinamikájú, tisztán FFT analízátorok csak kb. 100 kHz-ig találhatók.

Működésük lényege: mintavételezik a jelet, majd FFT segítségével kiszámolják a jel diszkrét Fourier-transzformáltját (DFT):

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} w_n x_n e^{-j2\pi \frac{nk}{N}}, \quad k = 0..N-1 \quad (2.2)$$

ahol N a pontok száma, x_n az n . bemeneti minta, w_n az ún. ablakfüggvény (ld. később) mintavételi értéke. A DFT eredményül kapott X_k az eredeti $x(t)$ jel folytonos Fourier-transzformáltjának becslője az $f_k = \frac{k}{N} f_s$ helyeken (f_s a mintavételi frekvencia). A becslő torzított. A torzítás a következőképpen írható le:

$$X_k = (X_s * W)(f_k) \quad (2.3)$$



2.2. ábra. Ablakfüggvények Fourier-transzformáltjai

ahol X_s a mintavételezett jel spektruma (a folytonos jel $X(f)$ spektrumának periodikus kiterjesztése:

$$X_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - kf_s), \quad (2.4)$$

W a folytonos ablakfüggvény Fourier-transzformáltja, $(X_s * W)(f_k)$ pedig a két függvény konvolúciója az f_k helyen. A DFT torzítása két részre osztható. Az egyik a mintavételezésből származik, ez az X_s által leírt periodicitás és átlapolódás. A másik torzító hatás a végtelen Fourier-integrál csonkolásából származik, ez az ablakfüggvénnyel jellemezhető. Egyszerű csonkolás esetén tulajdonképpen nem is használunk ablakfüggvényt ($w_n = 1, n = 0..N - 1$), de a spektrum ebben az esetben torzulhat a legjobban. A valódi ablakfüggvények tulajdonképpen ennek a torzításnak a kiküszöbölésére szolgálnak. A leggyakrabban alkalmazott ablakfüggvények:

- Rect (tulajdonképpen nincs ablak): $w_n = 1, n = 0..N - 1$,
- Hann (sokszor Hanning néven): $w_n = 0.5[1 - \cos(2\pi n/N)], n = 0..N - 1$
- Flat-top: $w_n = \sum_{i=0}^{K-1} a_i \cos(2\pi in/N), n = 0..N - 1$

A 2.2. ábrán a fenti ablakfüggvények normált változatainak Fourier-transzformáltjai láthatók.

Az ablakfüggvények torzító hatása a gyakorlatban úgy jelentkezik, hogy periodikus jelek mérése esetén az egyes harmonikusok helyén a konvolúció következtében a fenti függvények jelennek meg. A DFT csak diszkrét helyeken adja meg a spektrumot, és pont olyan sűrűn, hogy a 2.2. ábrán látható ablakfüggvényekből minden hullámból egy mintát ad meg. Ha ezek a minták az ablak zérushelyeire, illetve a főhullám közepére esnek, akkor a spektrum nem torzított. Ha a minták a hullámok maximuma köré esnek (a főhullámnál pedig a középtől távol), akkor nagyon széthúzódnak a spektrumvonalak és a magasságuk is torzul. Azt a jelenséget, hogy a spektrumvonalak széthúzódnak, elkenődnek, leakagenek (spektrális szivárgásnak), a spektrális ablak főhullámának nem közepén történő kiszámítását, amely a spektrumvonal magasságának hibáját okozza, pedig picket-fence jelenségnek nevezzük. Ezek a hatások legerősebben a Rect ablaknál jelentkeznek. A különböző ablakfüggvényeket ezen hatások minimalizálására fejlesztették ki.

A Fourier analízátorok a spektrumot a mintavételi frekvencia felénél kisebb értékig jelzik ki. Ennek az az oka, hogy az átlapolódás-gátoló szűrők véges meredekségűek és a mintavételi frekvencia felénél már el kell nyomniuk a jelet, így az áteresztő tartományuk kisebb, mint a mintavételi frekvencia fele.

Zajos jelek mérése esetén a DFT-vel számolt spektrum varianciája igen nagy lehet. Ennek csökkentése érdekében frekvenciatartománybeli átlagolást lehet használni. Fontosabb paraméterek:

- Mintavételi frekvencia
- FFT pontok száma (alapsávi spektrum esetén a felbontás = mintavételi frekvencia / pontok száma)
- Átlagolási szám
- Ablakfüggvény típusa

2.1.3 Torzításmérés spektrumanalizátorral

Az egyik leggyakoribb mérés spektrumanalizátorral a torzításmérés. A torzításnak két definícióját is használhatjuk. Az egyik lehetséges definíció, amely az analóg mérésen alapul, a következő:

$$k = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} x_i^2}{\sum_{i=1}^{\infty} x_i^2}}, \quad (2.5)$$

ahol x_i az egyes harmonikusok effektív értékét jelöli (x_1 az alapharmonikus). Spektrumanalizátoros méréseknél alkalmasabb a másik definíció:

$$k = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} x_i^2}{x_1^2}} \quad (2.6)$$

Amint látható, a különbség a két definíció között az, hogy az első a teljes jel, míg a második az alapharmonikus effektív értékéhez viszonyítja a felharmonikusokat. A két érték között kis torzítás esetén elhanyagolható a különbség.

A mérés során a leggyakrabban felmerülő kérdés, hogy hány harmonikust vegyünk figyelembe a torzítás kiszámolásánál. A kiindulás az, hogy a torzítás egy hiba jellegű mennyiség, tehát a torzítás hibája a hiba hibája. Ennek megfelelően a torzítást általában elég 10-20% pontosan meghatározni. Ehhez azokat a felharmonikusokat érdemes figyelembe venni, amelyek a legnagyobb felharmonikusnál kevesebb, mint 10..20 dB-vel kisebbek.

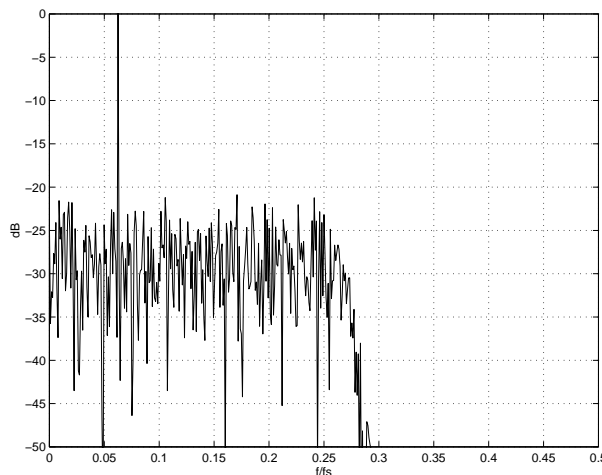
2.1.4 Jel/zaj viszony mérése

A jel/zaj viszony dB-ben kifejezett értékének definíciója:

$$SNR = 10 \lg \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{noise}}}, \quad (2.7)$$

ahol P_{signal} a hasznos jel, P_{noise} pedig a zaj teljesítménye. Mivel a spektrumanalizátorok erősen sávselektív eszközök, nagyon alkalmasak a periodikus jeleknek zajból való kiemelésére és akár a jel/zaj viszony megmérésére. A mérés során leggyakrabban elkövetett hiba az, hogy a jel/zaj viszony helyett azt mérjük meg, hogy a jel spektrumvonala mennyire emelkedik ki a zajból. Mint látni fogjuk, ez legalább annyira tőlünk függ, mint a mérendő jeltől. A 2.3. ábrán egy szinuszjel és egy sávkorlátozott fehér zaj összegének spektruma látható. Nézzük meg, mekkora a jel/zaj viszony a kétféle spektrumanalizátor esetén:

- Transzponáló analizátor esetén a csúcs a szinuszjel teljes teljesítményével lesz arányos, míg a zaj átlagos szintje a teljesítménynek azzal a részével, amelyet a sávszűrő a teljes zajteljesítményből átenged. Jelöljük Δ -val azt az értéket, amivel a csúcs kiemelkedik az



2.3. ábra. Szinuszjel és sávkorlátozott fehér zaj összegének spektruma

átlagos zajszintből (az ábrán ez kb. 25 dB). Ez az előzőek alapján a következőképpen írható fel:

$$\Delta = 10 \lg \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{noise}} \frac{RBW}{NBW}} = SNR + 10 \lg \frac{NBW}{RBW}, \quad (2.8)$$

ahol RBW a műszeren beállított resolution bandwidth, NBW pedig a zaj sávszélessége. Látható, hogy minél kisebb RBW -t választunk a méréshez, a periodikus komponens annál jobban kiemelkedik a zajból.

- Fourier analízátor esetén is a fenti kifejezés használható, de az RBW szerepét az ablakfüggvény Fourier-transzformáltjának ekvivalens zajsávszélessége veszi át. Ez az érték Rect ablak esetén f_s/N , Hann ablak esetén $1.5f_s/N$. Ha a zaj sávszélessége nagyobb, mint a mintavételi frekvencia fele, és nincs átlapolódás-gátló szűrő, akkor NBW értékét $f_s/2$ -re kell választani, tehát a kiemelés értéke Rect ablak esetén $10 \lg N/2$, Hann ablak esetén pedig $10 \lg N/3$ lesz.

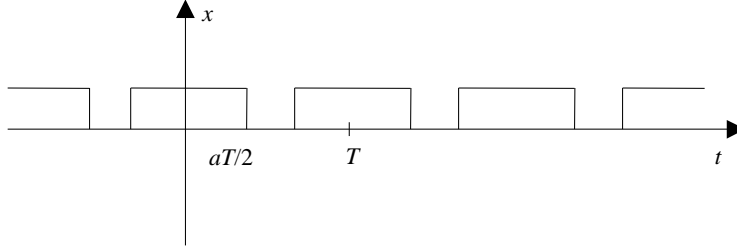
2.1.5 Átviteli karakterisztika mérése

A transzponáló elvű analízátorok általában rendelkeznek olyan kimenettel, amelyek a letapogatással szinkron sweepelnek. Ha ezt a kimenetet közvetlenül visszakötjük az analízátor bemenetére, akkor egy állandó értéket kapunk a teljes mérési tartományban, hiszen a mérés során a sweepelő kimenet jele mindig éppen a sávszűrő közepére fog esni. Ha a kimenet és a bemenet közé egy lineáris hálózatot kötünk, akkor az analízátor annak az átviteli karakterisztikáját fogja kirajzolni.

FFT analízátornál egy lehetséges módszer, hogy a hálózatunkat egy szélessávú jellel gerjesztjük, miközben mérjük mind a bemenet, mind a kimenet spektrumát, és a kettő hányadosából határozzuk meg az átviteli karakterisztikát. Ha a gerjesztő jel fehér zaj, akkor elvileg csak a kimenet spektrumából is meg lehet határozni az átviteli karakterisztikát, de ilyenkor a mérés varianciája jelentősen nagyobb, mintha szinkron mérnénk a kimenet és a bemenet jelét.

2.1.6 Változó kitöltési tényezőjű négyszögjel vizsgálata

Adott a 2.4. ábrán látható négyszögjel a kitöltési tényezővel. A jel komplex Fourier-együtthatói



2.4. ábra. a kitöltési tényezőjű négyzetjel

a következőképpen írhatók föl:

$$c_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) e^{-j2\pi n \frac{t}{T}} dt = a \operatorname{sinc}(an), \quad \operatorname{sinc}(x) = \begin{cases} \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}, & \text{ha } x \neq 0 \\ 1, & \text{ha } x = 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Ha $a = 0.5$, akkor a fenti kifejezés kiadja a szimmetrikus négyzetjelek ismert Fourier-sorát, ahol csak a páratlan együtthatók szerepelnek és az együtthatók $1/n$ szerint csökkennek. Egész kis a értékek esetén az együtthatók közel azonos értékűek. Az 50%-tól kis mértékben eltérő kitöltési tényezőjű négyzetjel felfogható úgy is, mint egy pontosan 50%-os és egy nagyon kis kitöltési tényezőjű négyzetjel összege. A spektrum ennek megfelelően egy csak páratlan harmonikusokat tartalmazó, illetve egy csupa közel egyforma, kis harmonikusok tartalmú jel összegeként áll elő.

Páros felharmonikusokat azonban nem csak az 50%-tól eltérő kitöltési tényező okozhat. Belátható, hogy egy jelnek akkor és csak akkor vannak kizárólag páratlan együtthatói, ha $x(t) = -x(t + T/2)$.

2.2 Mérési feladatok

1. Ismerje meg a rendelkezésre álló spektrumanalizátorok kezelését! A transzponáló elvű analizátoron vizsgálja meg, hogyan függ a legrövidebb megengedhető sweep time a resolution bandwidthtól és a frequency span-tól! Vizsgálja meg a video bandwidth változtatásának hatását!
2. Az FFT analizátoron vizsgálja meg egy jel idő-, illetve frekvenciatartománybeli vizsgálatához alkalmas mintavételi frekvencia értékét! Hogyan függ össze a mintavételi frekvencia, az FFT méret és a frekvencia felbontás?
3. Mérje meg egy kistorzítású generátor és egy függvénygenerátor szinuszelét transzponáló elvű analizátorral és számítsa ki torzításukat.
4. Mérje meg egy kistorzítású generátor szinuszelét Fourier analizátorral. A mérés során különböző ablakfüggvények használata mellett a frekvencia változtatásával vizsgálja meg a picket fence és a leakage jelenségeket! Hogyan változik a spektrum felbontása különböző ablakfüggvények esetén?
5. Mérje meg egy háromszögjel és egy változtatható kitöltési tényezőjű négyzetjel spektrumát. A kitöltési tényezőt változtassa 0.1-től 0.5-ig. Hogyan változik a spektrum?
6. Mérje meg egy zajos szinuszel jel/zaj viszonyát mindkét spektrumanalizátorral. Figyelje meg, hogyan változik a spektrum szelektivitása a resolution bandwidth, illetve az FFT pontszám változtatásával. Számolja ki a jel/zaj viszonyt!
7. Mérje meg egy szűrő átviteli karakterisztikáját mindkét analizátorral!

3. mérés

A/D és D/A átalakítók vizsgálata

3.1 Elméleti összefoglaló

Az analog/digital átalakítók folytonos jeleket diszkrétizálnak. Az időben folytonos jelet diszkrét idejű jelsorozattá alakítják (mintavételezés), és a folytonos amplitúdó tartományt is diszkrét értékké konvertálják (kvantálás). A mintavételezés és a kvantálás egy egységben történik, a legtöbb esetben nem szétválasztható módon. Logikailag azonban ezek egymástól független események. Az egyik az idő tengely mentén, míg a másik az amplitúdó tengely mentén diszkrétizál. A következőkben ennek megfelelően külön tárgyaljuk őket.

3.1.1 Mintavételezés

A folytonos időtartománybeli jelet leírhatjuk diszkrét időpontokban felvett pillanatértékeivel. Így egy végtelen pontsorozatot kapunk. Ezt a műveletet nevezik (matematikai) mintavételezésnek.

A következőket fogjuk feltételezni:

- A mintavételezés egyenletes időközönként történik. Ezt az időt nevezzük mintavételi időnek. Ennek reciproka a mintavételi frekvencia.
- Végtelen sok mintát veszünk, vagyis a jelnek $-\infty$ -tól $+\infty$ időpillanatig vesszük a pillanatértékeit.

Az így mintavételezett pontsorozat hordoz minden információt a folytonos jelről, amennyiben betartjuk a mintavételi törvényt (a folytonos jel felső sávkorlátja kétszeresénél nagyobb frekvenciával mintavételezzük).

Mintavételezett és a folytonos jel spektrumának viszonya

A mintavételezett jel spektruma mindkét irányban ismétlődik mintavételi frekvenciánként. Ebből következik az is, hogy miért pont a folytonos jel sávkorlátjának kétszerese a határ a helyes mintavételi frekvenciára.

A mintavételezés és a transzformált tartományban megjelenő jelismétlődés fordítva is igaz. Ha pl. időtartományban ismétljük a jelet (vagyis periodikus a jelünk), az a transzformált tartományban mintavételezésként jelenik meg, vagyis vonalas lesz a spektrum.

3.1.2 Kvantálás

A kvantálás a folytonos amplitúdó tartományt képezi le diszkrét értékekre. Ez egy lépcsős karakterisztikával való statikus jel transzformációnak felel meg.

A leképezés nem kölcsönösen egyértelmű, vagyis a kvantált jeltől az eredeti jel nem állítható vissza.

További fontos tulajdonsága, hogy habár az A/D átalakítók linearitása egy bevett fogalom, ez nem jelenti azt, hogy a kvantálás matematikai értelemben lineáris operáció lenne. Nem igaz ugyanis a szuperpozíció és skalárral szorzott bemenet esetén sem skalárszoros a kvantáló kimenete.

Amikor a kvantálóra lineáris modelleket alkalmazunk, mindig figyelembe kell venni azt, hogy mik a modell feltételei, és milyen szempontból tekinthető jó modellnek a lineáris közelítés.

A kvantáló statikus karakterisztikájától azt kívánjuk meg, hogy a lépcsős karakterisztika lépcsőinek középpontjai egy egyenesen helyezkedjenek el. Itt most csak egyenletes kvantálókkal foglalkozunk, tehát a lépcsős karakterisztika minden lépcsője azonos. A lépcsők nagyságát jelöljük a következőkben q -val.

A kvantálási hibára is egy lineáris zajmodellt szokás alkalmazni. Az eredeti jel és a kvantált jel különbségét additív zajként értelmezve egy lineáris hálózathoz jutunk. A kvantálási zajról azt feltételezzük, hogy

- eloszlása egyenletes a $-q/2..q/2$ tartományban,
- független a bemenő jeltől,
- spektruma fehér.

Fontos megjegyezni, hogy az egyenletes eloszlás és a fehér spektrum nem azonos fogalmak! Az egyenletes eloszlás a zaj valószínűség sűrűségfüggvényére vonatkozik, míg a fehérség a spektrumára.

Az eredeti és a kvantált jel kapcsolatát a kvantálási tétel mondja ki, amelynek értelmében véges tartójú karakterisztikus függvényű jel esetén a kvantumlépcső nagysága legyen kisebb, mint $2\pi/S$, ahol S a karakterisztikus függvény korlátja. A karakterisztikus függvény a jel valószínűség-sűrűségfüggvényének (inverz) Fourier transzformáltja. Az így kvantált jel momentumaiból meghatározhatók az eredeti jel momentumai.

Figyelem! A kvantálási tétel csak a momentumokról nyilatkozik. Az eredeti jel helyreállít-hatóságát nem ígéri meg.

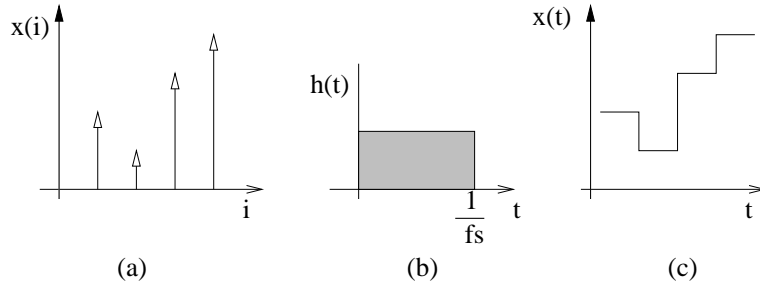
A kvantálás zajmodelljének tulajdonságaiból következik, hogy a kvantálási zaj varianciája $q^2/12$.

Dither

Az előző fejezetekben kimondtuk a mintavételi és a kvantálási tételt. Szigorúan véve egyik tétel feltétele sem teljesíthető. Véges tartójú jel spektruma nem lehet sávkorlátozott. Ennek megfelelően véges tartójú valószínűsége-sűrűség függvény (inverz) Fourier transzformáltja sem lehet sávkorlátozott. A gyakorlatban ezért azt biztosítjuk, hogy kellően megközelítsük a feltételeket, és ekkor mérnöki pontosságon belül teljesülnek a tételek által kimondott szabályok.

Amennyiben egy jel a kvantálási tétel feltételeit nem teljesíti, zaj hozzáadásával segíthetünk betartani, vagy jobban közelíteni azt. Ezt az analóg módon hozzákevert zajt hívják dithernek. Ditherként egy vagy néhány kvantumlépcső nagyságú egyenletes eloszlású jelet szoktak alkalmazni. (Ilyen jel pl. a háromszögjel, amely egyenletes eloszlású és független a kvantálandó jeltől.) A dither csökkenti a torzítást, viszont növeli a varianciát, ezért átlagolásra van szükség.

Ditherelésre elsősorban akkor volt szükség, amikor a technológia csak kifelébontású A/D átalakítók megvalósítását tette lehetővé. Jelentősége napjainkra csökkent.



3.1. ábra. 0-ad rendű tartó. (a) a jel diszkrét időfüggvénye (b) a tartó súlyfüggvénye (c) analóg kimenet

3.1.3 Mintavételezés és kvantálás együttes hatása

Mintavételezés és kvantálás egymástól logikailag független események. Ennek ellenére hatással vannak egymásra. A mintavételi törvény egy alsó korlátot állapít meg a mintavételi frekvenciára. Túl sűrű mintavételezés esetén azonban nem teljesülnek a kvantálási zajra tett feltételek. Ez egy felső korlátot ad a mintavételi frekvenciára.

A kvantálási zajra nem teljesül a jel sávkorlátja. Mintavételezés után átlapolódik a spektruma. Ez az átlapolódás tovább "fehériti" a zajt, vagyis egy sávkorlátozott nem teljesen fehér zajból is nem sávkorlátozott közel fehér zajt eredményez.

Az átlapolódás nem változtatja meg a jel teljesítményét ($q^2/12$). Míg a folytonos, kvantált jel kvantálási zajának a spektruma ideális esetben 0 magasságú, de végtelen széles, addig mintavételezett párjánál ugyanez a teljesítmény a $-f_s/2$ és $f_s/2$ tartományba lapolódik be. A teljesítménysűrűség spektrum magassága ekkor $q^2/(12f_s)$. Mintavételi frekvencia növelésével a zajspektrum magassága csökken. Ez önmagában nem csökkentette a kvantálási zaj variánciáját. Egy aluláteresztő szűréssel kiegészítve azonban a variancia csökken, ami a kvantálás felbontásának növelését eredményezi. Ezt az elvet alkalmazzák digitális oszcilloszkópoknál a felbontás növelésére. A szigma-delta A/D konvertereknél is hasonló elvvel fogunk találkozni.

3.2 Mintavételi frekvencia váltása (decimálás, interpoláció)

Mintavételezett jel mintavételi frekvenciájának csökkentését decimálásnak, növelését interpolációnak hívjuk. Általában az új és a régi frekvencia aránya egész szám.

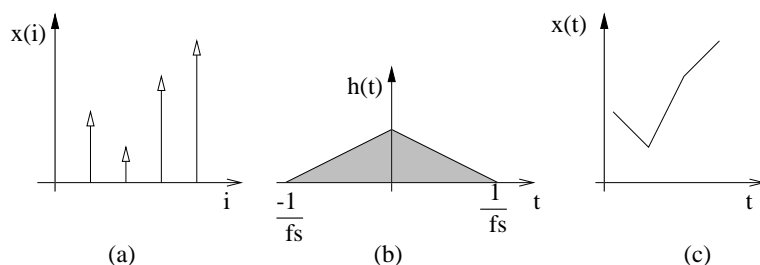
Decimálás során a spektrum ismétlődési periódusa lecsökken az új, alacsonyabb mintavételi frekvenciára. Ahhoz, hogy ez ne okozza a spektrum átlapolódását, általában aluláteresztő szűrésre is szükség van.

Két mintavett pont közötti értékek becslésére többféle algoritmus alkalmazható:

- 0-ad rendű tartó,
- lineáris interpoláció,
- interpoláló szűrő.

0-ad rendű tartó

A 0-ad rendű tartó "kitartja" a mintavett jelet a következő mintavételi pontig, vagyis annyi-szor ismétli meg az előző jelet, amennyi az interpoláció aránya. Határesetben ez a jel pillanatértékének folyamatos kitarását jelenti. A D/A átalakítók kimenetén általában 0-ad rendű tartó van. Folytonos esetben a hatás leírható egy négyszög ablakkal való konvolúcióval, a 3.1. ábrán látható módon. A tartó átviteli függvénye (3.3. ábra) $\sin(x)/x$ jellegű ($\sin(\pi f \Delta t)/(\pi f \Delta t)$). Diszkrét esetben, amikor véges az interpolálás aránya, a 0-ad rendű tartó súlyfüggvénye a



3.2. ábra. Lineáris interpoláció. (a) jel diszkrét időfüggvénye (b) tartó súlyfüggvénye (c) analóg kimenet

folytonos mintavételezett változata. A mintavételezés az új mintavételi frekvenciának megfelelően történik.

Lineáris interpoláció

A lineáris interpoláció két mintavett pont közötti szakaszt egy egyenessel köti össze. Ez megfelel egy háromszög ablakkal való szűrésnek. A háromszög ablak a négyzetű ablak (0-ad rendű tartó súlyfüggvénye) önkonvolúciójából származik (3.2. ábra).

Az átviteli függvény $\text{sinc}^2(f\Delta t)$ jellegű (3.3. ábra), mely a 0-adrendű tartó átviteli függvényének a négyzete. A lineáris interpoláció jobban elnyomja a mintavételi frekvencia feletti spektrumot. Átviteli függvénye simább a mintavételi frekvencia egész számú többszöröseinél, ahol a 0-ad rendű tartó éles leszívásokat tartalmaz. Ennek azonban az az ára, hogy kis frekvencián nagyobb a tetőesés, így nagyobb a torzítás.

Interpoláló szűrő

A spektrum ismétlődéseinek elnyomására létezik hatékonyabb módszer, mint a 0-ad rendű és lineáris interpoláció. Egy jól tervezett aluláteresztő szűrő átengedi a jelet közel a Nyquist-frekvenciáig, majd e felett meredeken elnyomja azt. (Aluláteresztő szűrés előtt minden mintavett pont közé beszúrunk megfelelő számú nullát, az új mintavételi frekvenciának megfelelően.) Az ismétlődések elnyomása így hatékony lesz, ennek ára a megnövekedett műveletigény. A fenti módszer határesetete a Nyquist-frekvenciánál végtelen meredeken vágó aluláteresztő szűrő. Ez egy $\text{sinc}(x)$ -szel való konvolúciónak felel meg, ami nem más, mint a Whittaker-féle interpolációs formula. Ennek elméleti jelentősége van, a gyakorlatban így nem valósítunk meg interpolációt. A szűrős interpoláló átviteli függvénye a 3.3. ábrán látható.

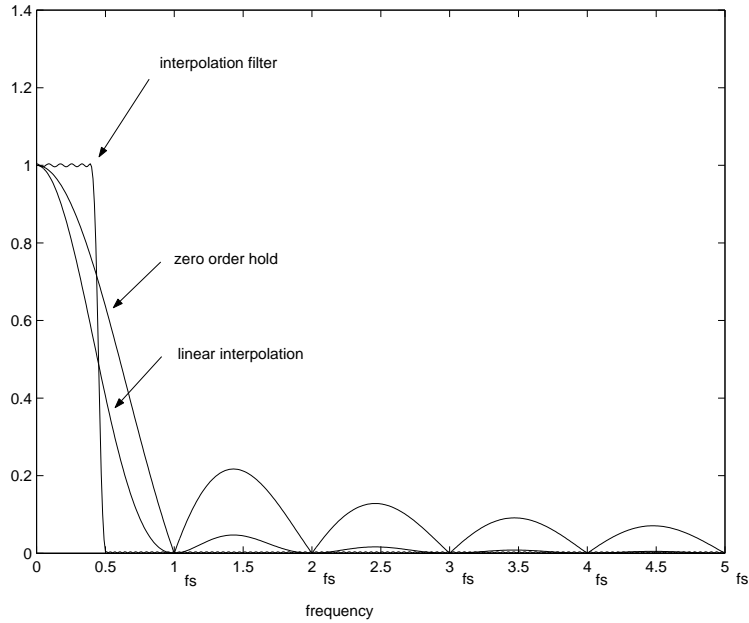
3.3 A/D és D/A átalakítók

Ebben az alfejezetben a hangfrekvenciás ill. e feletti tartományban használatos átalakítókkal foglalkozunk csak.

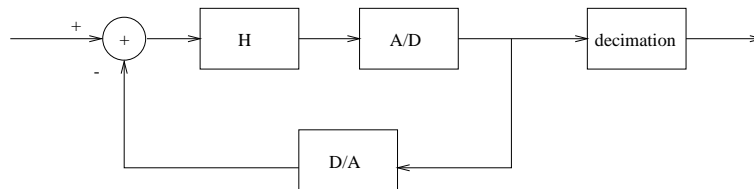
3.3.1 A/D átalakítók

Flash konverterek

A flash konverter egy feszültségosztó. Tipikusan 8 bitesek, viszont nagyon gyorsak (akár 1 GHz mintavételi frekvencia)



3.3. ábra. A különböző interpoláló szűrők átviteli függvénye



3.4. ábra. Szigma-Delta A/D blokkvázlata

Szukcesszív approximációs A/D átalakítók

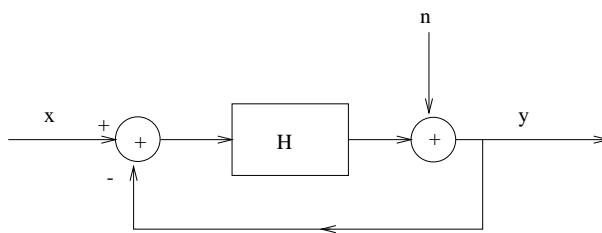
A közvetlen átalakítókban visszacsatolt struktúrájú a szukcesszív approximációs A/D. Egy belső változtatható referencia feszültséggel hasonlítja össze a bemenetet az egység mindaddig, amíg az az LSB pontosságán belül meg nem egyezik. A referencia feszültséget az MSB felől bitenként folyamatosan finomítja a vezérlő, amíg el nem éri az LSB-t. Viszonylag gyors működése és egyszerű felépítése miatt az egyik legelterjedtebben alkalmazott típus.

Szigma-delta átalakítók

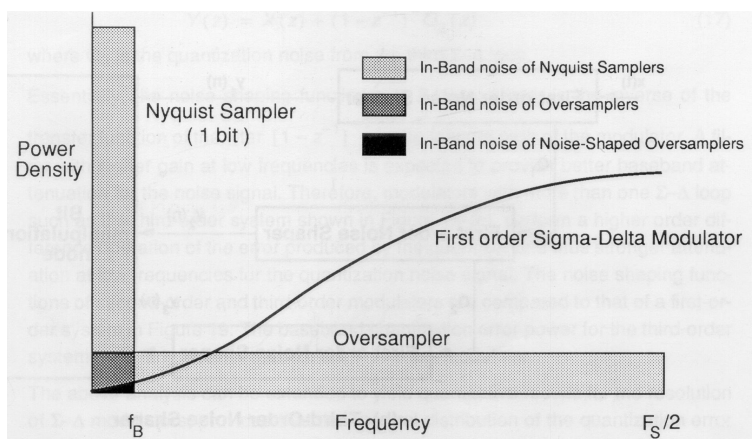
A szigma-delta A/D átalakítók alapelve az, hogy kis felbontású kvantálóval jelet lényegesen túlmintavételezve a kvantálási zaj spektrumvonalainak magassága alacsony lesz. Aluláteresztő szűrés és decimálás után a zaj varianciája, így az effektív bitszám megnő. A kis felbontású A/D átalakítás egy visszacsatolt struktúrában valósul meg (3.4. ábra), ezáltal a jelre aluláteresztő, míg a zajra felüláteresztő szűrés valósul meg. Így a zaj teljesítményének nagy része a nagyfrekvenciás tartományba kerül, amit aluláteresztő szűrővel levágnak. A túlmintavételezés és az aluláteresztő szűrés miatt nincs szükség mintavevő tartóra, és elegendő kis fokszámú átlapolásgátló szűrő alkalmazása.

Az A/D átalakító lineáris modellje a 3.5. ábrán látható. Írjuk fel a kis felbontású A/D átalakító átvitelét a zajra és a jelre vonatkozólag:

$$Y(f) = H(f)(X(f) - Y(f)) \implies \frac{Y(f)}{X(f)} = \frac{H(f)}{1 + H(f)} \quad (3.1)$$



3.5. ábra. Szigma-delta A/D, visszacsatolt hurok lineáris blokkvázlata



3.6. ábra. Szigma-delta A/D zajformálása

$$Y(f) = N(f) - H(f)Y(f) \implies \frac{Y(f)}{N(f)} = \frac{1}{1 + H(f)}$$

Aluláteresztő jellegű $H(f)$ esetén ez a jelre aluláteresztő, míg a zajra feluláteresztő jellegű átvitelt biztosít. A 3.6. ábra a spektrumokat szemlélteti a kifelbontású, de túlmintavételezett, majd a decimált állapotban.

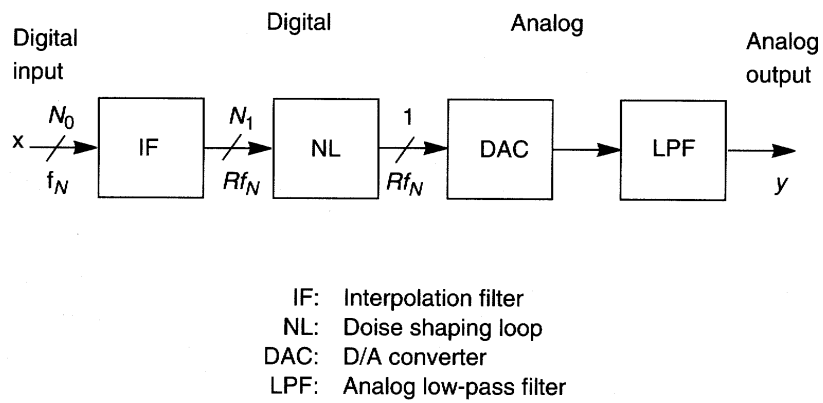
3.3.2 D/A átalakítók

Létra hálós D/A-k

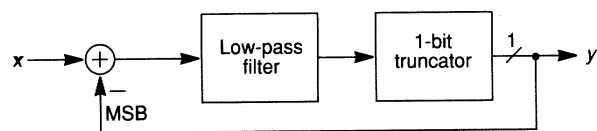
A létra hálós D/A-k egy R-2R ellenállás létra vagy kapacitás létra elemeit kapcsolgatják a kódnak megfelelően. Kimenetük 0-ad rendű tartós.

Szigma-delta D/A átalakító

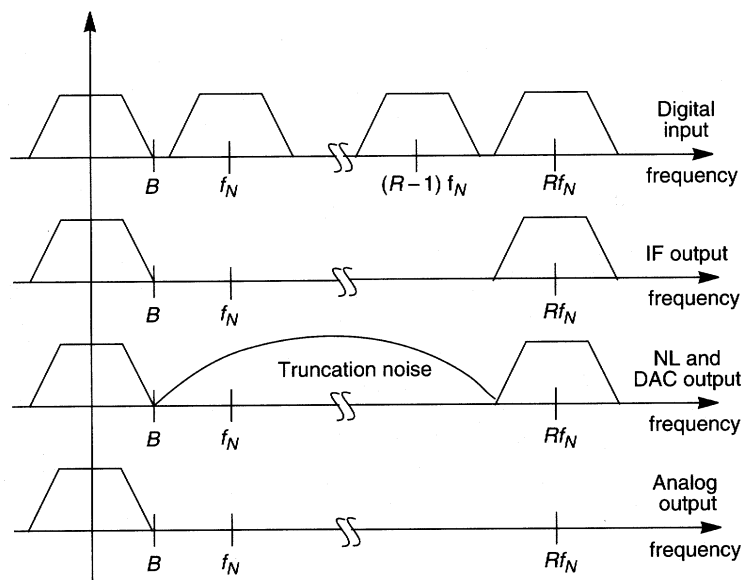
A szigma-delta D/A átalakító működési elve nagyban hasonlít a szigma-delta A/D-ére. Blokkvázlata a 3.7. ábrán látható. Egy interpoláló szűrő először megnöveli lényegesen a mintavételi frekvenciát. Az ezt követő zajformáló szűrő (noise shaping filter) egy visszacsatolt struktúra (3.7. ábra). Ez majdnem megegyezik az A/D visszacsatolt struktúrájával. A különbség az, hogy A/D átalakító helyett itt egy durva (általában 1 bites) újra kvantálás történik, tekintve, hogy a jelünk itt digitális. Ennek megfelelően nincs szükség a visszacsatoló ágban sem D/A átalakítóra. A hurokra ugyanaz a lineáris modell írható fel, ami az A/D átalakító visszacsatolt hurok részére (lásd 3.8. ábra). Ennek megfelelően az újrakvantálás során keletkező zajt kitolja a nagyfrekvenciás tartományba, míg a hasznos jel kisfrekvenciás része jórészt csillapítás nélkül jut át a rendszeren (3.9. ábra). A zajformáló szűrőt egy általában 1 bites D/A konverter követi, ennek ugyanis garantált a linearitása. Az ezt követő analóg aluláteresztő szűrő nyomja el a hasznos jel sávján kívül transzformált kvantálási zajt.



3.7. ábra. Szigma-delta D/A blokkvázlata



3.8. ábra. Szigma-delta D/A zajformáló szűrője



3.9. ábra. Szigma-delta D/A jel és zajformálása

3.4 Motorola DSP 56001 jelfeldolgozó kártya

A Motorola DSP 56001-es jelfeldolgozó processzor egy PC-be dugható kártyán helyezkedik el. Ugyanezen a kártyán található egy Burr Brown gyártmányú sztereo A/D és D/A átalakító.

A/D átalakító:

felbontás:	16 bit
csatornák száma:	2 csatornás (sztereo)
bemenet:	mintavevő-tartó
típus:	PCM56, szukcesszív approximáció
legnagyobb mintavételi frekvencia:	200 kHz
bemeneti jeltartomány:	± 3 V

D/A átalakító

felbontás:	16 bit
csatornák száma:	2 csatornás (sztereo)
típus:	PCM58
legnagyobb mintavételi frekvencia:	200 kHz
kimeneti jeltartomány:	± 3 V

3.5 Mérési feladatok

Az összes mérés Matlab kezelői felületről indítható. A Matlab program letölti a DSP kártyára a jelfeldolgozó processzor programját a megfelelő paraméterekkel, és elindítja azt. Az egyes segédprogramok egy egyszerű grafikus felhasználói felületen keresztül hívhatók meg. A Matlab főprogram a következőképpen indítható el:

- Indítsa el a Matlab-ot!
- Ellenőrizze a "pwd" paranccsal, hogy az aktuális könyvtár a "users\szaklab"-e! Ha nem, lépjen át oda: "cd users\szaklab"!
- Indítsa el a grafikus felhasználói felületet: adda!

A letöltendő DSP programot a "program" pulldown menüvel lehet kiválasztani (3.10. ábra). A kiválasztott program egyből letöltődik és elindul. A másik két boxban értelemszerűen a mintavételi frekvenciát és a kvantáló bitszámát lehet megadni.

Az echo program az A/D átalakítóra adott jelet adott bitszámra csonkolva kiteszi a D/A átalakítóra. A sztereo kimenet egyik csatornáján a kvantált jel jelenik meg, másik csatornáján a kvantálási hiba. (Ez valójában a 16 biten mintavételezett jel alsó néhány csonkolt bitje.)

Interpolációt demonstráló programok nyolcszoros interpolációt végeznek. Az egyik csatornán a 4 kHz-cel mintavételezett jel jelenik meg (nulladrendű tartó), a másik csatornán a lineárisan, ill. az interpoláló szűrővel interpolált jel (3.11. ábra).

Sigma-delta hurok működésének demonstrálásakor az egyik csatornán a kvantált jel jelenik meg, a másik csatornán a kvantálási zaj (3.12. ábra).

1. Indítsa el az echo programot. A bemenetre adjon szinuszjelet. Ügyeljen a mintavételi frekvencia és a szinusz frekvenciájának megfelelő arányára, hogy a mintavételi tételt beartsa.
 - Vizsgálja meg a jel spektrumát spektrumanalizátorral! Hogyan változik a spektrum a mintavételi frekvencia, ill. a szinuszjel frekvenciájának függvényében? Mi a jelenség oka?



3.10. ábra. Matlab grafikus felhasználói felület



3.11. ábra. Interpoláció demonstrálása

- Vegye fel a rendszer átviteli karakterisztikáját hálózatanalizátorral! Értelmezze a látottakat!
2. Vizsgálja meg kvantálási zaj időfüggvényét, spektrumát és valószínűség-sűrűségfüggvényét! Ehhez a 16 bites A/D átalakító alsó (LSB felőli) néhány bitjét tesszük a D/A átalakítóra. Ez egy kisebb felbontású A/D átalakító kvantálási zaját modellezi. Bemenőjelként alkalmazzon szinuszjelet. Változtassa a mintavételi frekvenciát és a bitszámot!
 3. Vizsgálja meg a kvantálás jel/zaj viszonyát szinuszjel esetén! Változtassa a bitszámot! Határozza meg az elméleti ($SNR = 6.02b + 1.76\text{dB}$, $b = \text{bitszám}$) és a tapasztalati jel/zaj viszonyt!
 4. Vizsgálja meg a kivezérlés hatását A/D átalakítóknál! Vezérelje túl az A/D-t, majd nézze meg az időfüggvényt és a spektrumot szinuszjel esetén. Vizsgálja meg a kvantálás jel/zaj viszonyának alakulását a kivezérlés függvényében!
 5. Vizsgálja meg a különböző interpolációk hatását! Mérje meg a 0-ad rendű tartó, lineáris



3.12. ábra. Szigma-Delta AD demonstrálása

interpoláció és az interpolációs szűrő átviteli függvényét!

6. Vizsgálja meg egy szigma-delta D/A átalakító zajformáló szűrőjét. Vegye fel az átviteli karakterisztikát!