

7. mérés

A/D és D/A átalakítók vizsgálata

Bevezetés

Az analóg-digitális (A/D) és a digitális-analóg (D/A) átalakítók teremtik meg a kapcsolatot a minket körülvevő környezetről információt gyűjtő érzékelők *analóg* világa és a korszerű digitális jelfeldolgozás, adatfeldolgozás *digitális* világa között. Ma már nehezen képzelhető el tisztán analóg rendszerek használata. Talán az egyik legfontosabb indok a digitális jelfeldolgozás előretörésében a digitális eszközök nagyobb megbízhatósága az analóg jelfeldolgozás során használt passzív eszközök bizonytalanságával és értékszórásával szemben. A digitális jelfeldolgozás megjelenése nem jelentette az analóg jelfeldolgozás végét, de hatására átértékelődött annak szerepe: az analóg eszközök többnyire a jel kondicionálására szolgálnak, hogy a jel minél jobb feltételekkel legyen digitalizálható. A digitális jelen végzett feldolgozás után következhet az analóg világba történő beavatkozás az eredményeknek megfelelően.

A digitális jelfeldolgozás lehetőségeit nagymértékben befolyásolják a rendelkezésre álló átalakítók tulajdonságai. Az átalakítás minőségén utólag már nehéz javítani. A mérés célja az adatlapokon felsorolt főbb paraméterek megismerése, hogy a mérnöki tervezés során a feladatra legalkalmasabb átalakítót használhassuk.

A mérés célja

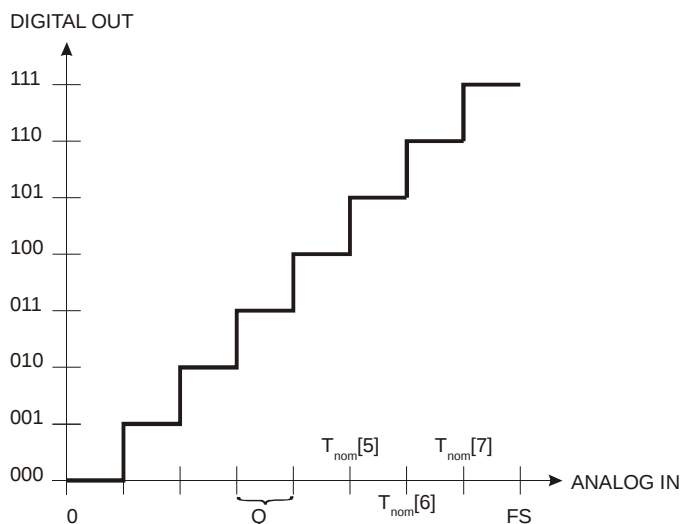
- A digitális-analóg átalakítók statikus hibáinak mérése, nemlinearitási hibák vizsgálata, egy 12-bites ellenállás-lánc típusú D/A segítségével;
- az analóg-digitális átalakítók statikus és dinamikus hibáinak megismerése, mérési módszerek elsajátítása a paraméterek meghatározásához, egy 12-bites szukcesszív-approximációs A/D vizsgálatával.

A mérés elméleti alapjai

Alapfogalmak, definíciók, jelölések

Mint a villamosmérnöki tudományok és szakterületek között általában, így az A/D és D/A átalakítók esetében is az angol nyelvű szakirodalom és szakkifejezések dominálnak. A legtöbb fogalomnak nincsen megfelelő magyar nyelvű fordítása, és egyes esetekben elég nehéz visszaadni az eredeti angol fogalomnak megfelelő magyar kifejezést, mert az angol tömören fogalmazó nyelv. Ezért a legtöbb esetben az eredeti elnevezést is megadjuk zárójellel a szövegben, a félreértések elkerülése végett. Az élet sajnos még ennél is bonyolultabb, ugyanis az angol jelölésrendszer sem egységes. A fogalmak és meghatározásuk esetében 2000 óta az IEEE STD-1241 szabvány az irányadó, de a gyártók által közölt adatlapokon ettől eltérő jelölésekkel is lehet találkozni. Főleg a dinamikus jellemzők esetében fontos, hogy ellenőrizzük, mit ért a gyártó az egyes fogalmak alatt. A következőkben összefoglalunk néhány fogalmat, amelyek az A/D és D/A átalakítókra

egyaránt vonatkoznak. A definíciókat A/D átalakítóra fogalmazzuk meg. Néhány definíció értelmezését segíti a 7-1. ábra.



7-1. ábra. Unipoláris A/D átalakító statikus karakterisztikája

- **Kód bin (k):**
A kód bin (code bin) megad egy analóg jeltartományt és a hozzá tartozó digitális értéket.
- **Kód átváltási szint ($T[k]$):**
A kód átváltási szint (code transition level) megadja azt az analóg jelszintet, amikor a digitális kimeneti érték két szomszédos érték között változik. Egy N -bites átalakítónál $2^N - 1$ számú átváltási szint értelmezhető. Két egymást követő átváltási szint megad egy kód bin szélességet.
- **Kód bin szélesség ($W[k]$):**
Két egymást követő átváltási szint különbsége: $W[k] = T[k+1] - T[k]$.
- **Nominális kód bin szélesség (Q):**
Ideális átalakító esetén a legnagyobb és a legkisebb nominális kód átváltási szintek különbsége, osztva a köztük lévő kód binek számával: $Q = \frac{T_{nom}[2^N - 1] - T_{nom}[1]}{2^N - 2}$.
Legtöbbször ez az érték megegyezik a teljes kivezérlés (FS) és az összes kimeneti kód számának hányadosával: $Q = FS / 2^N$.
- **Nominális kód átváltási szint ($T_{nom}[k]$):**
A gyártó által specifikált kód átváltási szint a referencia feszültség függvényében.
- **Erősítés (G):**
A transzfer karakterisztikára illesztett egyenes meredeksége, azaz a kimeneti digitális kód megváltozása elosztva az ezt létrehozó analóg bemeneti jelváltozással.
- **Legkisebb helyiértékű bit (LSB, least-significant bit):**
Két jelentéssel is bíró fogalom. Egyrészt jelentheti az ideális átalakító nominális kódszélességét (Q), az analóg bemenet mértékegységében megadva. Gyakran az átalakító hibáit LSB-ben adják meg a gyártók. Másrészt utalhat a legkisebb helyiértékű bitre, amikor az átalakító kódolásáról van szó.
- **Monotonitás:**
Ha az átalakító karakterisztikája monoton növekvő függvény, akkor az átalakítót

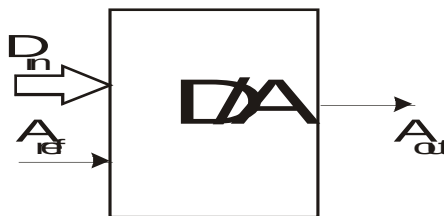
monotonnak nevezzük. A monotonitás biztosítja, hogy a bemeneti jel növekedése vagy csökkenése a kimeneti jel növekedésével vagy csökkenésével jár együtt.

- *Hiányzó kód:*
Ha egy digitális kód sosem jelenik meg a kimeneten, akkor azt hiányzó kódnak (missing code) nevezik.
- *Teljes kivezérlés, végérték (Full Scale, FS):*
A bemeneti vagy kimeneti értékek közül a legnagyobb. Szöveggörnyezettől függően ez néha a legnagyobb digitális értéket ($2^N - 1$), máskor pedig az analóg jeltartomány teljes tartományát vagy pozitív szélsőértékét jelenti.

D/A átalakítók

A digitális-analóg átalakító a bemeneti digitális szimbólumnak megfelelő analóg kimeneti jelet állítja elő. A kimeneti jel lehet feszültség vagy áram, de legtöbbször az áramkimenetű átalakítók jelét rögtön feszültséggé alakítja egy áram/feszültség-konverter erősítő. Kivételt képez néhány speciális távadó D/A, ahol kifejezett igény van áram kimeneti jelre. Az átalakításhoz szükség van egy fizikai jel referenciára, amely a digitális bemenetnek megfelelően átskálázva eredményez egy analóg kimeneti jelet. A D/A átalakító tartalmaz:

- egy analóg kimenetet (feszültség vagy áram),
- egy analóg referencia bemenetet (ami lehet fizikailag külső, vagy már az IC-re integrált), amellyel a kimeneti jelet skálázza,
- egy digitális adatbemenetet, ahol az átalakítandó digitális kód megadható.



7-2. ábra. D/A átalakító ki- és bemenetei

Statikus karakterisztika és statikus hibák

A statikus karakterisztika alapján az átalakítás statikus jellemzői vizsgálhatóak. Ezek az ofszet hiba (U_{ofszet}), erősítés hiba, integrális nemlinearitási hiba (INL) és differenciális nemlinearitási hiba (DNL).

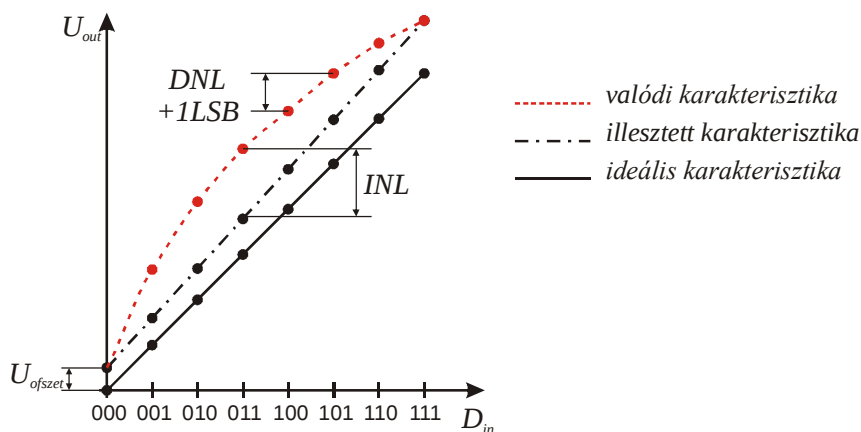
Ha az átalakító bemenetére adott digitális kódot a legkisebb és legnagyobb érték (tipikusan 0 és $2^N - 1$) között változtatjuk, és a kimeneti feszültséget pontról pontra megmérjük, akkor megkapjuk az átalakító *statikus karakterisztikáját*. A karakterisztikára ideális esetben egy egyenes illeszthető, amely az origón keresztül halad, és a végpontokban a referencia feszültséggel egyezik meg (bizonyos átalakító típusok esetén a pozitív referencia-értéknek a 2^N digitális kód felelne meg, ilyenkor a maximálisan kiadható $2^N - 1$ digitális értéknél ideális esetben a $V_{\text{REF}} - \text{LSB}$ feszültség jelenik meg). A valóságos karakterisztika ettől az egyenestől eltér. Az eltérés mértéke és tulajdonságai átalakítónként és architektúránként változnak, az eszköz statikus jellemzésére alkalmasak.

Az átalakítóban használt aktív és diszkrét elemek miatt jelentkezik az *erősítés* és *ofszet* hiba. Az erősítés hiba miatt az ideálistól eltérő lesz a karakterisztika meredeksége, így például a legmagasabb bemeneti kódnál sem éri el a kimeneti feszültség a referencia feszültséget. Az erősítést a legtöbb átalakító esetében egy külső diszkrét elemmel (pl. egy ellenállással)

hangolni lehet. Az ofszet hiba elsősorban az átalakítóban megtalálható aktív elemek ofszetfeszültsége miatt jelentkezik. Ennek következménye, hogy 0 bemeneti kód esetén a kimeneti feszültség nem lesz nulla. E két hibakomponenst feltételezve az átalakító a következő egyenlettel írható le:

$$U_{ki} = LSB \cdot D_{in} + U_{ofszet} \quad (7-1)$$

ahol LSB (Least Significant Bit – legkisebb helyiértékű bit) a karakterisztika meredeksége, U_{ofszet} pedig az ofszetfeszültség. Az átalakítók adatlapján gyakori a statikus karakterisztika hibáinak LSB-ben történő kifejezése.



7-3. ábra. D/A átalakító transzfer karakterisztikája

A karakterisztika az ofszet és erősítés hibától függetlenül még lineáris marad. További hatások miatt azonban az átalakító karakterisztikája nemlineáris hibákkal is terhelt. A nemlinearitások jellemzése kétféle módon történhet, az *integrális* és *differenciális nemlinearitási* hibával ill. diagrammal. Az átalakító integrális nemlinearitása (INL) egy adott bemeneti kód esetén a *valódi* és az *illesztett* egyenes által meghatározott kimeneti feszültség különbségével egyezik meg. Minden egyes bemeneti kombinációhoz tartozik egy INL érték, az adatlapokon azonban szokás az integrális nemlinearitási diagramnak csak a maximumát megadni. A differenciális nemlinearitás (DNL) megadja, hogy két szomszédos bemeneti kombinációhoz tartozó kimeneti feszültségérték különbsége mennyivel tér el az illesztett egyenes által meghatározott LSB-től. Mindkét nemlinearitási hibát LSB-ben szokás kifejezni. Alkalmazástól függően hol az egyik, hol a másik hiba fontosabb. Például videó D/A átalakítókban tipikusan a kis DNL a követelmény, hiszen ekkor lesz a különböző színek egymáshoz képesti viszonya ideális.

Ha a statikus modellben nemlinearitási hibákat is feltételezünk, akkor módosul a transzfer karakterisztikát leíró egyenlet:

$$U_{ki} = LSB \cdot D_{in} + U_{ofszet} + h(D_{in}) \quad (7-2)$$

Az így felírt modell azonban alulhatározott lesz, hiszen egy N-bites átalakítónak összesen 2^N különböző kimeneti értéke van, viszont a modellben az ideális egyenest leíró 2 paraméteren kívül 2^N nemlinearitási hibatag is megjelent, így összesen $2^N + 2$ ismeretlent kellene meghatározni. Ezért a feladatot két lépésben szokás megoldani. Az ideális egyenest

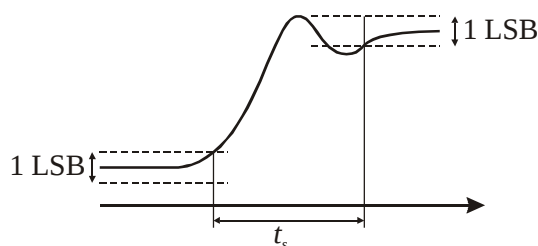
egy megadott módszer szerint a kimeneti karakterisztikából becsléssel határozzuk meg, majd az így meghatározott 2 paramétert felhasználva a kimeneti értékekből a nemlinearitási hiba már számítható. A becslés módjától természetesen - akár jelentős mértékben is - függ a kiszámított nemlinearitási hiba, így mindig meg kell adni a becslési módszert is. Két módszer terjedt el: a végpontokra illesztett egyenes (end-point fit, end-point nonlinearity), illetve a legkisebb négyzetes becsléssel meghatározott egyenes (best-fit line).

A végpontokra illesztett egyenes a legegyszerűbb megoldás a fenti problémára. A nemlinearitási hibát a karakterisztika két pontjában nullának definiáljuk: ez a két pont a karakterisztika két szélső értéke, tehát a 0 digitális kódhoz, illetve a végértékhez tartozó szint. Így a modellben máris csak 2^N ismeretlen maradt, így a lineáris egyenletrendszer megoldásával a keresett paraméterek egyszerűen meghatározhatóak.

A legkisebb négyzetes becslő matematikailag kifinomultabb módszert használ a probléma megoldására. A statikus karakterisztika pontjaira egy egyenest illeszt úgy, hogy az illesztett egyenes és a pontsereg közti négyzetes távolság a lehető legkisebb legyen (vesd össze az A/D átalakítóknál alkalmazott görbeillesztéssel!). Az így kapott ideális egyenes alapján a nemlinearitási hibák szintén meghatározhatóak.

Beállási idő (settling time)

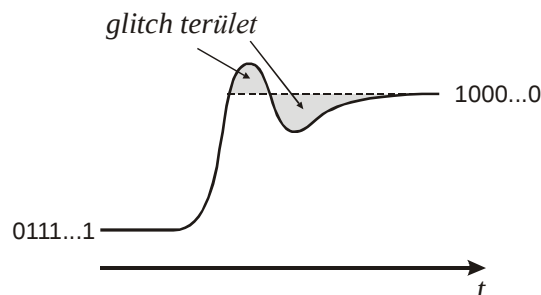
A mai korszerű D/A átalakítók többnyire tartalmaznak egy belső buffer regisztert, amely a bemeneti digitális jelet eltárolja és meghajtja az átalakítót magát. A D/A átalakító beállási idejét úgy definiálják, hogy a digitális bemenetben történő változástól a kimeneti jel végső értékétől $\pm 1/2$ LSB-re történő beállásáig eltelt idő. Mivel a belső regiszter késleltetését általában nem tudjuk mérni, emiatt elterjedt az önmagában a kimeneti jel alapján definiált beállási idő. Ez a kezdeti értékhez képesti $\pm 1/2$ LSB-s hibaszáv elhagyása, és a végső értékhez képesti $\pm 1/2$ LSB-s hibaszávban maradásig eltelt idő. A gyártók legtöbbször egy adatot adnak meg a beállási idő alatt: vagy az ún. végérték beállási időt (full-scale settling time), amely a 0 bemeneti értékből a $2^N - 1$ értékhez tartozó beállási idő, illetve a középponti beállási időt (midscale settling time), ami a 0111...1 értékből 1000...0 értékbe (vagy 1000...0 értékből 0111...1 értékbe) váltáshoz szükséges idő.



7-4. ábra. Beállási idő mérése

Glitch energia (glitch energy, glitch impulse area)

A digitális bemenet megváltozása az egyes digitális vonalak és hozzátartozó kapcsolók eltérő késleltetése miatt közbelső digitális állapotoknak megfelelő analóg kimenetek is megjelenhetnek a kimeneten. Például a 0111...1 értékből 1000...0 értékbe váltás során egy rövid időre akár az 1111...1 érték is megjelenhet, ha a legnagyobb helyiértékű bit vált a leggyorsabban. A váltás minőségének a jellemzésére a glitch energia vagy impulzus terület szolgál. A név elég szerencsétlen, mert nem energia jellegű mennyiségről van szó: a glitch-nek tulajdonítható jelforma változás területe (nano)VoltSec-ben kifejezve.



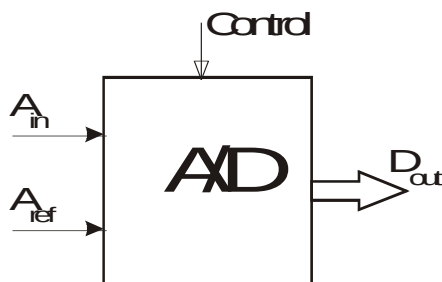
7-5. ábra. Glitch terület kiszámítása

A gyors beállási idő nem jelent feltétlenül kis glitch energiát. Értéke elsősorban két módszerrel csökkenthető: megfelelő D/A struktúra alkalmazásával, vagy pedig a D/A kimenetén alkalmazott mintavevő-tartó áramkörrel. A glitch értéke kódfüggő, ezért nemlineáris torzítást okoz a kimeneti jelben (például emiatt szinuszjel előállításánál harmonikusok jelenhetnek meg a spektrumban). Az ebből adódó harmonikus torzítás is csökkenthető, ha minimalizáljuk a glitch kódfüggőségét.

A/D átalakítók

Az analóg-digitális átalakító olyan eszköz, amely a bemenetére adott folytonos amplitúdójú, folytonos vagy diszkrét idejű jelet – amely a specifikált teljes kivezérlés tartományba esik – leképezi egy diszkrét amplitúdójú, diszkrét idejű jellé. Amennyiben a bemenet folytonos idejű és folytonos amplitúdójú, akkor az átalakító két feladatot hajt végre: egyrészt a bemenő jel pillanatnyi értékét rögzíti (*mintavételezés*) majd az így kapott diszkrét idejű jel amplitúdóját leképezi („kerekíti”) a legközelebbi digitális kódra (*kvantálás*) (részletesebben lásd a következő alfejezetekben). Az A/D átalakító tartalmaz:

- egy analóg bemenetet (szimmetrikus, vagy aszimmetrikus, unipoláris vagy bipoláris), amire az analóg bemeneti jel jut,
- egy referencia bemenetet (ami lehet fizikailag külső, vagy már az IC-re integrált), amellyel a bemeneti jelet összehasonlítja (megfelelő skálázás után),
- egy digitális vezérlő bemenetet, amellyel az átalakítás paraméterei a külvilág által befolyásolhatóak (átalakítás triggerelése, szóhossz, stb.),
- egy digitális adatkimenetet, ahol az átalakítás végeredménye a külvilág számára hozzáférhető.



7-6. ábra. Az A/D átalakító ki- és bemenő jelei

A nagyfelbontású átalakítók elvi pontosságának érzékeltetésére, az alábbi táblázat tartalmazza egy ideális, unipoláris átalakító LSB-jét a felbontás függvényében, 2.5 V-os referencia feszültséget feltételezve ($LSB = FS / 2^N$).

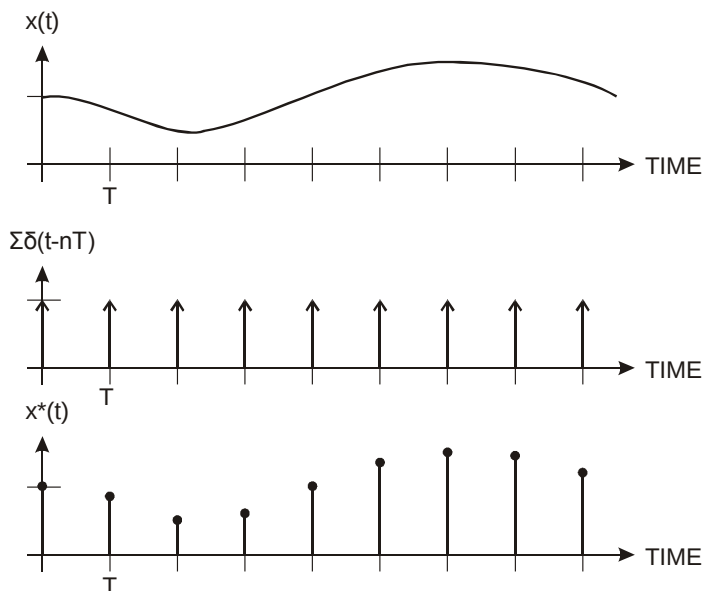
bit	LSB	% FS	ppm FS	dB FS
4	156.250 mV	6.25	62500	-24.08
8	9.766 mV	0.390625	3906.25	-48.16
12	0.610 mV	0.024414	244.140625	-72.25
16	0.038 mV	0.001526	15.258789	-96.33
20	2.3841 μ V	0.000095	0.953674	-120.41
24	14.9011 μ V	0.000006	0.059605	-144.49

Mintavételezés

Mintavételezés során a bejövő analóg jel T időközönkénti pillanat-értékét ragadjuk meg, így a folytonos idejű jelet diszkrét idejű jellé alakítjuk. Matematikailag (ha a mintavételezés ideje nullához tart), a művelet egy dirac-impulzus sorozattal való szorzásként írható le, azaz

$$x^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \delta(t - nT), \quad (7-3)$$

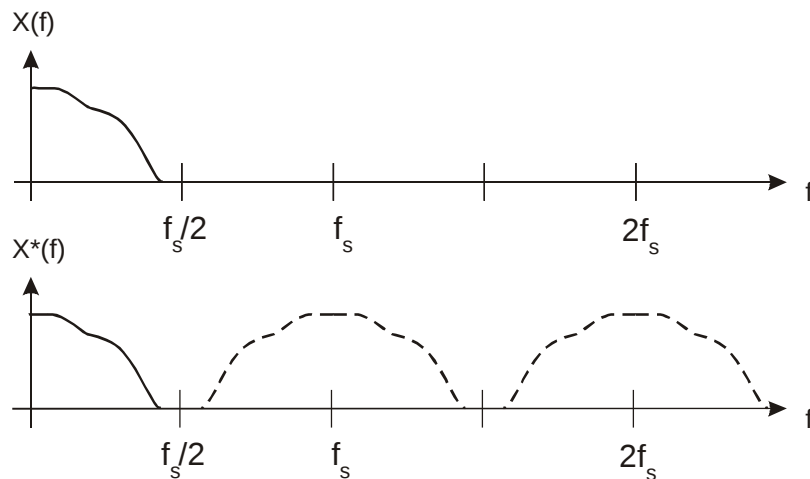
amit az alábbi ábra érzékeltet.



7-7. ábra. Az analóg jel mintavételezése

A mintavételezett jel spektruma az eredeti jel spektrumából meghatározható. Egyrészt levezethető a (7-3) egyenlet alapján [3], de egyszerűen megérthető a következő rövid fejtegetésből is.

Tudjuk, hogy az időtartományban periodikus jelek spektruma vonalas, azaz a frekvenciatartományban a jel egyenletes frekvenciaközönként vesz csak fel nullától különböző értéket. Mivel a Fourier-transzformációra igaz a dualitás elve, ebből következik, hogy egy egyenletes időközönként (T) mintavett jel időtartományban „vonalas”, ezért spektruma periodikus lesz, azaz megismétlődik $f_s = 1/T$ frekvenciaközönként. Ezt érzékelteti a következő ábra.



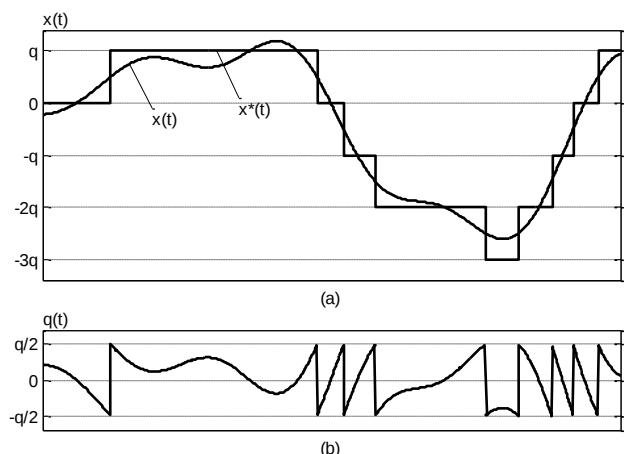
7-8. ábra. Az eredeti sávkorlátozott jel és a mintavett jel spektruma, kellően sűrű mintavételezés esetén

Ebből az is következik, hogy az analóg jel a mintavetből visszaállítható, ha a mintavételi frekvencia nagyobb, mint a jel sáv szélességének kétszerese. Ilyenkor egy (ideális) aluláteresztő szűrővel az ismétlődő komponensek eltávolíthatók a spektrumból, így visszakapható az eredeti analóg jel. Ezt a feltételt nevezik Nyquist-kritériumnak vagy Shannon-tételnek. Ha a tételt nem tartjuk be, az ismétlődés miatt az $f_s/2$ -nél nagyobb frekvenciakomponensek tükörképe (vagy képe) megjelenik az alapsávban és hozzákeveredik az eredeti jelhez; ezt nevezzük *átlapolódásnak*. A mintavételezés bővebb ismertetése pl. a [3] irodalomban található.

Kvantálás

Kvantálásnak nevezzük azt a folyamatot, amikor az analóg jel folytonos értékeit diszkrét értékekké alakítjuk át (7-9. ábra). Sajnálatos módon a kvantálásnál nem mondható ki a mintavételezésnél megismert rekonstrukciós tételhez hasonló állítás, azaz a kvantált jeltől nem állítható vissza pontosan az eredeti jel. Bizonyos megszorításokkal a jel statisztikai jellemzői (várható érték, variancia, további momentumok, sűrűségfüggvény, stb.) azonban visszaállíthatók, és az eredeti jel is elég jó közelítéssel meghatározható.

A kvantálási hiba, amely egyébként a bemenet determinisztikus függvénye, sokszor jól modellezhető zajként (különösen nagy bitszámú átalakításkor). Ilyenkor a kimenő kvantált jelet a bemenő analóg jel és a kvantálási zaj összegeként modellezzük. A kvantálási zajról feltételezzük, hogy eloszlása egyenletes a $-1/2$ LSB és $+1/2$ LSB tartományon belül, független a bemenő jeltől, és spektruma fehér (azaz mintái korrelálatlanok). Ez alapján meghatározható a kvantálási zaj varianciája (szórásnégyzete) is, amely $LSB^2/12$.



7-9. ábra. Kvantálás és a kvantálási hiba

A/D átalakítók vizsgálata szinuszjellel

Színuszjelet gyakran használnak átalakítók (dinamikus) vizsgálatára. Ennek oka az, hogy a spektrálisan nagy tisztaságú szinuszjel előállítása egyszerűbb, mint más jeleknél.

Hisztogram teszt

A hisztogram teszt lényege, hogy egy ismert sűrűségfüggvényű jelet adunk az átalakító bemenetére. A kimeneti kódok hisztogramját előállítva és összevetve az eredeti jel sűrűségfüggvényével, az átalakító statikus karakterisztikája ill. számos egyéb paramétere meghatározható. Pl., amelyik digitális kódnál a hisztogram nulla, ott hiányzó kód van, illetve ahol a hisztogram kiugróan magas a bemenő jel sűrűségfüggvényéhez képest, arra a kódra az átalakító szélesebb analóg tartományt képez le, mint a többinél, azaz a differenciális nemlinearitás nagy pozitív értéket vesz fel. A hisztogram-tesztre a legalkalmasabb bemenőjel a háromszögjel lenne, hiszen ennek sűrűségfüggvénye egyenletes, azonban nehéz nagy pontossággal előállítani. A következőkben a kisfrekvenciás szinuszos jellel történő vizsgálatot ismertetjük. Tekintettel arra, hogy a mérési bizonytalanságok megfelelő csökkentéséhez nagyszámú mintát kell összegyűjteni, a tesztet nagy felbontású átalakítók esetén már ritkán alkalmazzák.

A mérés során egy nagy spektrális tisztaságú szinuszjelet adunk az átalakító bemenetére,

$$x(t) = A \cos(\omega t + \phi) + C \quad (7-4)$$

ahol A a jel amplitúdója, C pedig az ofszetje. A szinuszjel paramétereit úgy kell meghatározni, hogy az átalakítót egy kicsit mindkét irányban túlvezérelje, mivel a szinuszjel sűrűségfüggvénye a szélein végtelenhez tart (ld. 7-6 egyenlet), ami nyilván nem közelíthető véges mintákból képzett hisztogrammal. A jelből mintákat véve meghatározható a mintavett digitalizált jel hisztogramja. (Megjegyzés: az enyhe túlvezérlés miatt az átalakító szélein problémát jelent az átalakító feléledési ideje (recovery time), az az idő, amely alatt az átalakító a túlvezérelt működési módból visszatér normál működési módba. Ez az idő az átalakító típusától nagymértékben függ, és a szélen lévő minták hisztogramját meghamisítja. Ezzel a jelenséggel a továbbiakban nem foglalkozunk.)

Ahhoz, hogy a hisztogram ne torzuljon, a jelből egész számú periódust kell mintavételezni. Ez másképpen azt jelenti, hogy a jel frekvenciája (f_i) és a mintavételi frekvencia (f_s) közötti fent kell állnia az alábbi egyenlőségnek:

$$f_i = \frac{J}{M} f_s, \quad (7-5)$$

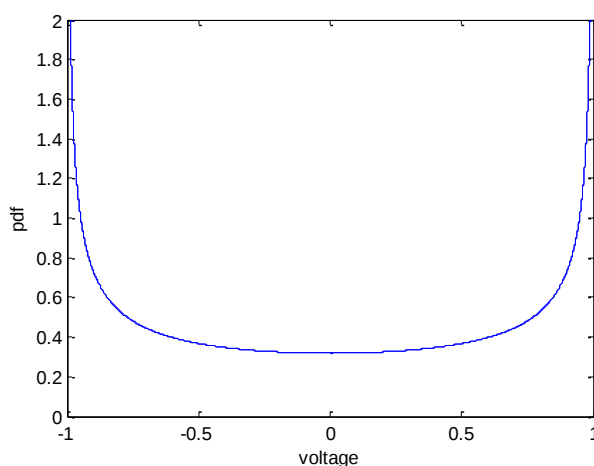
ahol M a vett minták száma, J pedig a mintavett periódusok száma (J és M egész, $J \ll M$). Ezt nevezzük *koherens mintavételezésnek*.

Ugyanakkor a statisztikai módszerek (mint például a hisztogram teszt vagy a következőkben ismertetett görbeillesztés) mindig feltételezik a kvantálási hiba imént tárgyalt zajmodelljét. Könnyen belátható viszont, hogy ha pl. a periódusok száma osztója a minták számának, akkor minden egyes periódusnál ugyanabban a fázishelyzetben veszünk mintát, ilyenkor a több periódus nem ad több információt, mint egyetlen egy. Például, ha $J = 10$ és $M = 100$, akkor 10 mintát veszünk egy periódusból és a következő periódus elején ugyanabból a fázishelyzetből indul a mintavételezés. A probléma hasonló, ha J és M nem relatív prím (azaz, legnagyobb közös osztójuk nem egy). Következtetés: ahhoz, hogy a kvantálási hiba „kellően zajszerű” legyen, J és M relatív prím kell, hogy legyen. Ha M (a minták száma) kettő hatványa, J -t (a periódusok számát) elég páratlannak választani.

A mért hisztogramot összehasonlítva a szinuszjel ideális hisztogramjával a statikus karakterisztika jellemző paraméterei, az erősítés, ofszet, integrális nemlinearitás, differenciális nemlinearitás számíthatók. A szinuszjel hisztogramja nem más, mint valószínűség-sűrűségfüggvényének közelítése:

$$p(V) = \frac{1}{\pi \sqrt{A^2 - V^2}}, \quad (7-6)$$

ahol A a szinusz amplitúdója, míg V a független változó, azaz feszültség a jelen esetben.



7-10. ábra. Szinuszjel valószínűségrűség függvénye

A hisztogram teszt legnagyobb hátránya, hogy nagyon nagyszámú mintát kell venni, hogy az előző jellemzők számíthatóak legyenek. A hisztogram közvetlen vizsgálatával is lehet

azonban bizonyos következtetéseket levonni (pl. a már említett hiányzó kódok, ill. nagy DNL hibák).

Görbeillesztés

Az átalakító dinamikus paramétereit egy részét időtartománybeli módszerek felhasználásával is meg lehet határozni. Ilyen pl. a görbeillesztés. A mérés során egy szinuszjelet adunk az átalakító bemenetére, és eltároljuk a mintavett értékeket az $\mathbf{y}$ ($y[n]$) vektorban. A mérési eredményekre egy szinuszjelet illesztünk. Az illesztés tulajdonképpen nem más, mint a bemeneti szinuszjel becslője. A mért értékek és a becsült értékek különbségéből lehet következtetni az átalakító dinamikus paramétereire. A különbség alapján számítható a hiba effektív értéke, amit összehasonlítva egy ideális átalakító hibájával, az átalakító effektív bitszáma (effective number of bits, N_{eff}) és a SINAD (Signal-to-Noise And Distortion ratio) értéke meghatározható.

Tegyük fel, hogy az átalakító bemenetére adott

$$x(t) = A \cos(2\pi f_i t + \phi) + C \quad (7-7)$$

jelből – ahol A a jel amplitúdója, f_i a jel frekvenciája, ϕ a fázisa, ill. C az ofszetje – M mintát veszünk, f_s mintavételi frekvenciával (megjegyzés: a koherens mintavételezés most nem feltétel, viszont pl. túlvezérlés esetén a túlvezérelt mintákat el kell hagyni!). Az $y[n]$, $n = 0 \dots M-1$ kimeneti mintákat tartalmazó $\mathbf{y}$ oszlopvektorra szinuszjelet kell illeszteni az időtartományban. Két eset lehetséges: a jel frekvenciája ismert, vagy ismeretlen. Az első esetben 3 paramétert kell meghatározni (A, ϕ, C) míg az utóbbi esetben 4 paramétert (A, f_i, ϕ, C). Tegyük fel, hogy a frekvencia ismert, és így szorítkozunk a 3 paraméteres illesztés esetére. A legkisebb négyzetes hibájú illesztés az alábbi költségfüggvény minimalizálásával kapható meg

$$K(\mathbf{p}) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{M-1} (y[n] - x[n])^2, \quad (7-8)$$

ahol $x[n] = A \cos(n\omega_{in} + \phi) + C = A \cos \phi \cos(n\omega_{in}) - A \sin \phi \sin(n\omega_{in}) + C$, $\omega_{in} = \frac{2\pi f_i}{f_s}$,

az ismeretlenek tartalmazó paramétervektor pedig $\mathbf{p} = [A \cos(\phi) \quad -A \sin(\phi) \quad C]^T$. Képezve a következő mátrixot

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \cos(0\omega_{in}) & \sin(0\omega_{in}) & 1 \\ \cos(1\omega_{in}) & \sin(1\omega_{in}) & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cos((M-1)\omega_{in}) & \sin((M-1)\omega_{in}) & 1 \end{bmatrix}, \quad (7-9)$$

a (7-8) egyenletben megadott költségfüggvény $K(\mathbf{p}) = \frac{1}{2} (\mathbf{y} - \mathbf{U}\mathbf{p})^T (\mathbf{y} - \mathbf{U}\mathbf{p})$ alakba írható, amelynek minimumhelyén a paramétervektor a következőképpen kapható meg:

$$\hat{\mathbf{p}} = (\mathbf{U}^T \mathbf{U})^{-1} (\mathbf{U}^T \mathbf{y}). \quad (7-10)$$

A MATLAB használatával a fenti megoldás a $\hat{\mathbf{p}} = \mathbf{U} \setminus \mathbf{y}$; (Backslash operátor, vagy baloldali mátrixosztás, avagy *mldivide*) utasítással közvetlenül számítható.

Megjegyzés: ha a mintavételezés koherens, azaz egész számú periódust mintavételezünk a bemenő jelből, akkor a fenti megoldás zárt alakban is előállítható:

$$\hat{\mathbf{p}} = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \begin{bmatrix} 2y[n]\cos(n\omega_{in}) \\ 2y[n]\sin(n\omega_{in}) \\ y[n] \end{bmatrix}, \quad (7-11)$$

ami egy előjeltől eltekintve megegyezik a diszkrét Fourier-transzformáció adott bemenő frekvenciájú komponensének valós és képzetes része, valamint a DC komponens kiszámításával (a Fourier-transzformációról lásd következő pont). *A mérés során az általános megoldást használjuk.*

A becsült paramétervektor ismeretében az amplitúdó, fázis és offset becsülője számítható ($\hat{A} = \sqrt{p_1^2 + p_2^2}$, $\hat{\phi} = \arctan(-p_2 / p_1)$ ha $p_1 \geq 0$ és $\hat{\phi} = \arctan(-p_2 / p_1) + \pi$ ha $p_1 < 0$, valamint $\hat{C} = p_3$), így megkaptuk a becsült bemeneti jelalak leírását is ($x[n] = \hat{A}\cos(n\omega_{in} + \hat{\phi}) + \hat{C}, n = 1..M$). Ezt kivonva a mért jelből, megkaphatjuk a hibavektort (residual). *Megjegyzés:* a fázisszámítás a Matlabban az `atan2(-p(2), p(1))` függvény használatával automatikusan helyes lesz.

Definíció szerint a SINAD (Signal-to-Noise And Distortion ratio) megadja a jelteljesítmény, valamint a zaj és a harmonikusok együttes teljesítményének az arányát:

$$SINAD_{dB} = 10 \log_{10} \frac{A^2/2}{e_{rms}^2}, \quad (7-12)$$

ahol

$$e_{rms}^2 = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} (y[n] - x[n])^2, \quad (7-13)$$

azaz az illesztett szinuszjel és a mért minták vektorának különbségéből képzett hibavektor (residual) varianciája. Mivel a SINAD fenti definíciója a bemenő jel effektív értékéhez viszonyítja a zaj nagyságát, ezért fontos, hogy az átalakító jól ki legyen vezérelve, de ne legyen túlvezérelve.

A hiba ismeretében az effektív bitszám is becsülhető, ahol a mért hiba effektív értékét az ideális kvantálási hiba effektív értékével hasonlítjuk össze:

$$N_{eff} = N - \log_2 \frac{e_{rms}}{Q/\sqrt{12}}, \quad (7-14)$$

ahol N az átalakító bitszáma, Q pedig a kód nominális szélessége. Ha a mért jelet digitális kódban tároljuk, akkor Q értéke 1, ha pedig a jelet visszaszámoljuk feszültségre, akkor Q értéke 1 LSB-nek megfelelő feszültség, azaz $Q = FS / 2^N$.

Dinamikus jellemzők meghatározása a frekvenciatartományban

A kimeneti digitális jel spektrumának vizsgálata alapján is meghatározhatóak az átalakító dinamikus tulajdonságai. A mérési módszer az időtartománybeli görbeillesztéshez hasonlít. A különbség annyi, hogy a mért jel diszkrét Fourier transzformáltját FFT segítségével számítjuk ki, majd az amplitúdóspektrum alapján határozzuk meg a dinamikus jellemzőket. Az előző esettől eltérően itt fontos a koherens mintavételezés alkalmazása, valamint a kvantálási hiba zajjellegének biztosítása: a jelből így egész számú periódust veszünk, és mindig kicsit eltérő fázisban. Amennyiben nem egész számú periódust mintavételezünk, a spektrum torzul a töredék periódus miatt, és megjelennek komponensek az eredeti spektrumvonalaktól eltérő frekvenciáknál is. Ezt nevezzük szivárgásnak. A jelenség nemkívánatos, ugyanis az így „szétkenődött” spektrum kisebb amplitúdójú, hasznos információt hordozó jeleket eltakarhat (pl. felharmonikusokat), továbbá az eredeti jel amplitúdója és frekvenciája sem határozható meg kellően pontosan (léckerítés-hatás). Ha az FFT alapjául szolgáló vektor a jel egész számú periódusát tartalmazza (koherens mintavételezés), akkor nem lép fel sem szivárgás, sem léckerítés-hatás.

Egy $x[n]$ diszkrét jel M számú mintájának diszkrét Fourier transzformáltját az alábbi összefüggéssel definiáljuk:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{M-1} x[n] \cdot e^{-j2\pi \frac{kn}{M}} \quad k = 0 \dots M-1, \quad (7-15)$$

amelynek kiszámítását hatékonyan implementálja az FFT algoritmus. Az átalakítóra szinuszjelet adva határozzuk meg a kimenet amplitúdóspektrumát. A szivárgás elkerülése érdekében alkalmazzunk koherens mintavételezést, amikor is $f_i = J \cdot (f_s / M)$. Ilyenkor a kimenő jel egyrészt J számú periódust tartalmaz, továbbá a J -ik spektrumvonalon jelenik meg a bemeneti szinuszjel frekvenciakomponense. (Megjegyzés: a MATLAB a vektorokat 1-gyel kezdődően indexeli. Mivel a DC komponens a zérusfrekvenciájú komponens és az a vektor 1. eleme, ezért a J . frekvenciakomponens a vektor $J+1$. eleme.) A nemlinearitások miatt megjelenő felharmonikusok természetesen a hJ -ik frekvenciahelyeken lépnek fel, ahol $h=2 \dots h_{\max}$ és $h_{\max}$ a legnagyobb fellépő felharmonikus (MATLAB-ban: $hJ+1$). Az alábbiakban a spektrum alapján számítható dinamikus jellemzőket tekintjük át.

A SINAD (Signal-to-Noise And Distortion ratio, jel – zaj-és-torzítás viszony) megadja a jelteljesítmény valamint a zaj és harmonikus komponensek teljesítményének arányát:

$$SINAD_{dB} = 10 \log_{10} \frac{|Y[J]|^2}{\sum_{k=1, k \neq J}^{M/2-1} |Y[k]|^2 + \frac{1}{2} |Y[M/2]|^2}, \quad (7-16)$$

ahol $Y[k]$ a k . spektrumkomponens.

Az effektív bitszám a SINAD alapján számítható:

$$N_{eff} = \frac{SINAD_{dB} - 20 \log_{10}(SFSR) - 1.76}{6.02}. \quad (7-17)$$

Az egyetlen gond, hogy az ideális átalakító felbontását maximális, még nem kivezérlődő szinuszjelre szokás kiszámítani, ezt a gyakorlatban azonban nehéz megvalósítani. Ezért az SFSR aránnyal (Signal-to-Full-Scale-Range, jel és bemeneti tartomány aránya) kell még

módosítani a SINAD értékét, ami a bemenő jel effektív értékének és a maximálisan megengedett szinuszos jel effektív értékének aránya.

A *jel-zaj viszony* (SNR, signal-to-noise ratio) az A/D teszteléshez kapcsolódó fogalmak közül a legkevésbé egyértelmű. A bevezetőben említett szabvány éppen ezért nem is definiálja. Egy lehetséges definíció a következő képlet, amely a teljesítményspektrum alapján szintén egyszerűen számítható:

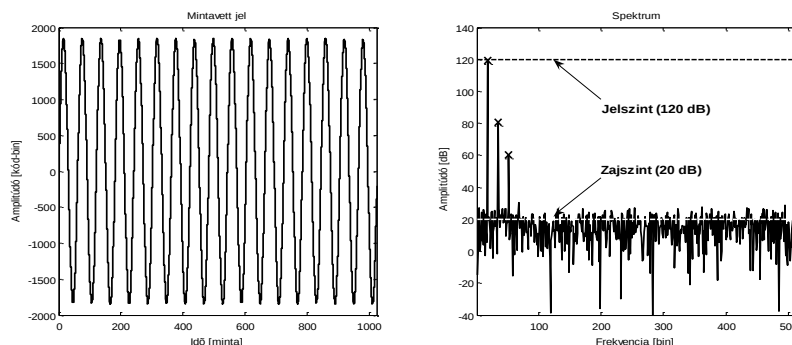
$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{|Y[J]|^2}{\frac{M/2-1}{(M/2-1)-h_{\max}} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq hJ}}^{M/2-1} |Y[k]|^2} \quad h = 1 \dots h_{\max} \quad (7-18)$$

Ebben a definícióban a SINAD-hoz képest most a felharmonikusok hozzájárulását nem vesszük figyelembe a zaj számításánál, hanem az alapharmonikus teljesítményét csak a zajteljesítménnyel osztjuk el. A zajteljesítmény az alapharmonikuson és a felharmonikusokon kívül megjelenő összetevők teljesítményének összege, kompenzálva egy egynél nagyobb szorzóval, amivel a harmonikusok miatt kieső zajkomponenseket vesszük figyelembe. A zajba a DC-n és a mintavételi frekvencia felénél megjelenő összetevőket nem vesszük figyelembe. A definíció egy finomítása, ha a hálózati frekvenciánál megjelenő összetevőt/összetevőket sem vesszük bele a zajteljesítmény számításába.

A képlet szerint most teljesítményeket hasonlítunk össze. A számlálóban az alapharmonikus teljesítményének zajmentes értéke van, míg a nevezőben a teljes zajteljesítmény. A következő közelítésekkel élhetünk: az alapharmonikus teljesítménye feltételezhetően jóval nagyobb, mint a rajta lévő zajé, így alapharmonikus értéke közelíthető az adott spektrumkomponens értékével. „Kézi számításnál” pedig a zajnál a zajkomponensek összegét közelíthetjük a zaj átlagértékével (Noise Floor, *NFI*), szorozva a pontok számával ($M/2$). A (7-11)-es ábrán látható ideális 12-bites A/D spektruma esetén például a következőket kapjuk:

$$SNR_{dB} \cong 10 \log_{10} |Y[J]|^2 - \left(10 \log_{10} \left(\frac{M}{2} |NFI|^2 \right) \right) = \quad (7-19)$$

$$= 20 \log_{10} |Y[J]| - \left(10 \log_{10} \frac{M}{2} + 20 \log_{10} |NFI| \right) = 120 \text{ dB} - (27 \text{ dB} + 20 \text{ dB}) = 73 \text{ dB}.$$



7-11. ábra. Jel-zaj viszony becslése a spektrum alapján. Baloldalon látható a mintavett ábra, jobboldalon a számított spektrum. Kereszt jelzi az alapharmonikus és a felharmonikusok helyeit, amelyeket nem számítunk bele a zajba. A példában $f_s = 115200 \text{ Hz}$, $M = 1024$,

$J = 17$, $f_i = 1912.5 \text{ Hz}$, a bitszám pedig $N = 12$.

Az elméleti érték (a kvantálási hiba fehér zaj modelljéből számolva)
 $6.02N + 1.76 = 74$ dB, ahol N az átalakító bitszáma, jelen esetben 12.

A harmonikus tartalom jellemzésére szolgál a *teljes harmonikus torzítás* (THD, total harmonic distortion). Értéke az átalakító transzfer karakterisztikájának nemlinearitásaitól függ. A THD-val a felharmonikusok teljesítményét az alapharmonikus teljesítményéhez viszonyítjuk:

$$THD_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\sum_{h=2}^{h_{\max}} |Y[hJ]|^2}{|Y[J]|^2}. \quad (7-20)$$

Hivatkozások, felkészüléshez ajánlott irodalom

- [1] Dr. Zoltán István: *Méréstechnika*, Műegyetemi Kiadó, 55029, Bp., 1997.
 DA-átalakítók, 86–88. o.
 AD-átalakítók, 88–92. o.
- [2] Hainzmann-Varga-Zoltai: *Elektronikus áramkörök*, Nemzeti Tankönyvkiadó, Bp., 1992.
 20. Analóg-digitális és digitális-analóg átalakítók, 381–416.o.
- [3] Dr. Fodor György: *Hálózatok és Rendszerek Analízise*, 3. rész, Műegyetemi Kiadó, 55015, Bp., 1993.
 3.3 Mintavételezett jelek és mintavételezett hálózatok, 105–121. o.

Feladatok a felkészüléshez

A mérést megelőző otthoni felkészülésként végezze el az alábbiakat önállóan!

1. Olvassa át alaposan *A mérés elméleti alapjai* c. szakaszban foglaltakat!
2. A *Laboratórium II.* c. tárgy webes adatlapja alatt tölts le és válaszolja meg *írásban* az Ön számára kijelölt feladatot!
3. Olvassa el és gondolja végig a *Mérési feladatokat*!
4. Gondolja át és készítse elő a méréshez szükséges algoritmusokat (egyenes-illesztés végpontokra, egyenes illesztés legkisebb négyzetes hibával, szinuszfüggvény illesztése szinuszos jel mintáira, SINAD, SNR, THD számítása idő- és frekvenciatartománybeli vizsgálat esetén).
5. Válaszolja meg a (mérési leírás végén található) *Ellenőrző kérdéseket*!

Az írásbeli feladatokat be kell mutatni a mérésvezetőnek. Elfogadásuk előfeltétele a mérés megkezdésének. A felkészülést a mérésvezető szűrőpróbaszerűen szóbeli kérdésekkel is ellenőrizheti. Megjegyzés: a házi feladathoz és a mérési feladatokhoz MATLAB-ot célszerű használni. Egy – a méréshez kapcsolódó – MATLAB-ismertető megtalálható a Laboratórium II. c. tárgy honlapján.

Alkalmazandó műszerek

Oscilloszkóp

Agilent 54622A

Tápegység

Agilent E3630

Függvénygenerátor

Agilent 33220A

Digitális multiméter (6½ digit)

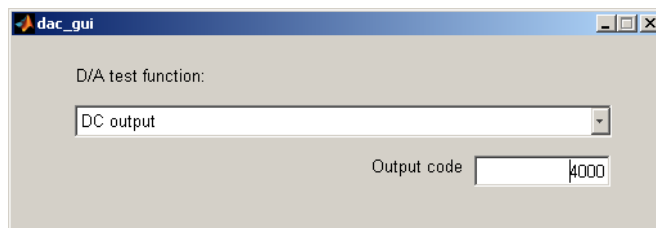
Agilent 33401A

Tesztpanel

A mérendő eszközöket egy tesztpanel tartalmazza. A panelen egy mikrokontroller található, amely tartalmaz egy 8051-es alapú processzor magot és 12 bites A/D és D/A átalakítót. A panelen lévő A/D és D/A átalakítók 0 és 2.5 V közötti jeleket tudnak fogadni ill. kiadni. A PC-vel a kártya RS-232 interfészen keresztül tud kommunikálni. A mikrokontrolleren futó program segítségével lehet vezérelni az A/D átalakítót és a D/A átalakítót. A program egy parancs byte alapján többféle feladat elvégzésére képes, de ezt az előre megírt MATLAB rutinok elrejtik.

Az alábbi MATLAB függvényeket lehet használni a mérés során:

- `dac_gui` A D/A átalakító mérésekhez használható grafikus segédprogram (7–12. ábra).



7–12 ábra. A `dac_gui` alkalmazás

A `dac_gui.m` alkalmazás esetében az alábbi szolgáltatások közül választhatunk a D/A test function legördülő ablakban:

DC output: Az Output code ablakba beírt értéket az Enter billentyű lenyomásának hatására átírja a DAC0 és a DAC1 átalakító bemeneti regiszterébe.

DC output (automatic): Az Output code ablakba beírt vektort az Enter billentyű lenyomásának hatására sorban átírja a DAC0 és a DAC1 átalakító bemeneti regiszterébe, és a mért értékeket automatikusan beolvassa a Digitális Multiméterről, aminek a 22-es GPIB címen kell lennie. Az adatokat `dacin` és `dacout` néven a munkaterületre menti.

Square wave: Négyyszögjelet generál a DAC0 és DAC1 átalakító kimenetén. A négyyszögjel L szintje a 0 digitális értéknek megfelelő szint, H szintje az ablakba beírt értéknek megfelelő. A négyyszögjel frekvenciája kb. 860 Hz.

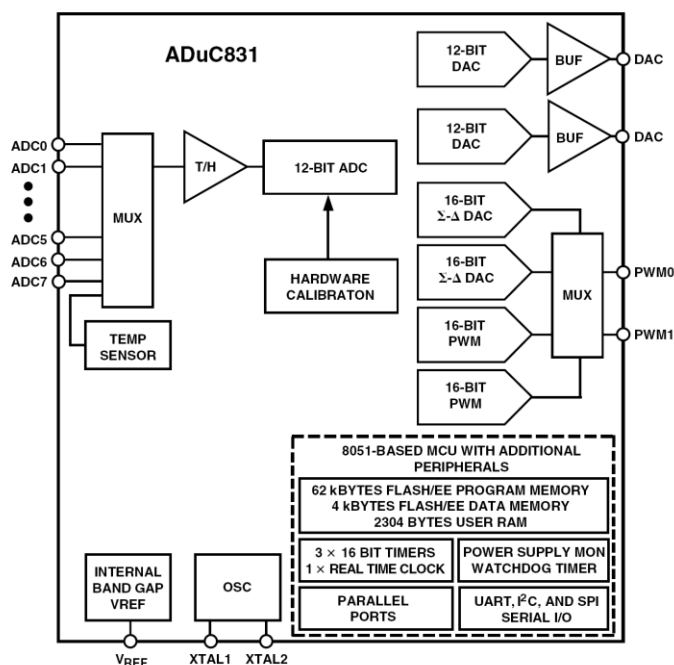
Glitch: A DAC1 átalakító digitális bemenetére felváltva a 2047 és a 2048 értékeket adja. Ezzel szinkronban, a DAC1 váltást megelőzően, a DAC0 átalakító kimenetén egy négyyszögjelet generál, szinkronizálási célokra.

Quantization error: Egyidejűleg generál szinuszjelet a DAC0 és DAC1 kimeneten, a DAC0 kimeneten az átalakító maximális 12 bites felbontását felhasználja, a DAC1 átalakítót azonban csak 4 bit felbontásúként kezeli.

Az egyes utasítások, ablakok értelmezését ún. lebegő Help segíti, mely akkor jön elő, ha az egérmutató hosszabb ideig az elnevezés felett van.

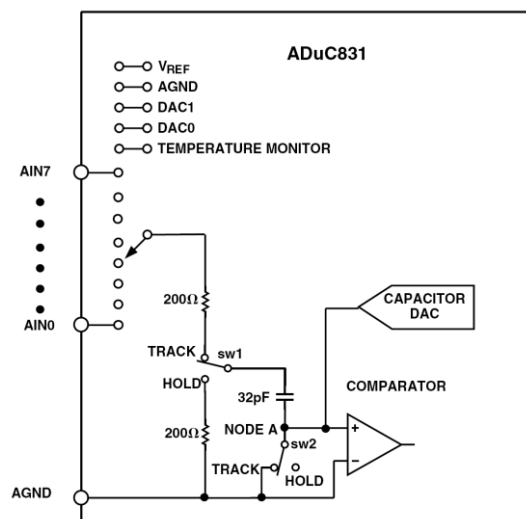
- `s_init()` Megnyitja a soros portot és létrehoz egy `com1` nevű objektumot. Az `adc_measure` használata előtt meg kell hívni!
- `s_close()` Bezárja és felszabadítja a soros portot.
- `y = adc_measure(channelID, Nsamples, com1)` A `channelID` (a mérésben 2) csatornáról `Nsamples` (1-8192) mintát vesz, és azt a kimeneti `y` változóba teszi. Futása közben használja a `com1` nevű objektumban megkapott soros portot, amit az `s_init` függvény állít elő.
- `calc_sinefit()` 4-paraméteres szinuszillesztést végző program. Részletes leírásának eléréséhez gépeljük be a `help calc_sinefit` parancsot a MATLAB parancssorba.
- `calc_fft()` Koherensen mintavételezett szinuszos jel spektrumát számító program. A program egyrészt kirajzolja a jel spektrumát, valamint kiszámolja a *SINAD*, *SNR* és *THD* paramétereket. Részletes leírásának eléréséhez gépeljük be a `help calc_fft` parancsot a MATLAB parancssorba.
- `cleanup()` Soros port vagy GPIB hiba esetén a MATLAB munkaterületet megtisztító segédalkalmazás. A függvény megkeresi a lezáratlan portokat, valamint a feleslegesen nyitva maradt grafikus felületeket, és bezárja őket.

A 7-12. ábra mutatja a panelen megtalálható mikrokontroller felépítését.

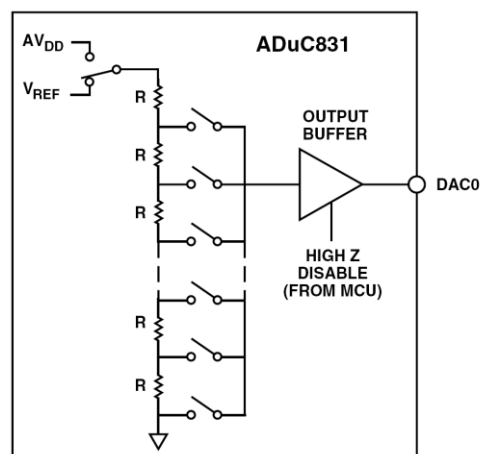


7-13. ábra. AD831-es mikrokontroller felépítése

A mikrokontroller tartalmaz egy 12-bites, 8 csatornás multiplexelt szukcesszív approximációs A/D átalakítót (7-13. ábra) [2, 395–398 o.], és két szintkiválasztós vagy ellenálláslánc-alapú D/A átalakítót (7-14. ábra) [2, 410 o.], amelyek kimenetükön integrált buffer erősítőt is tartalmaznak.



7-14. ábra. A/D átalakító felépítése (a digitális vezérlőlogika nélkül)



7-15. ábra. D/A átalakító felépítése

A tesztpanelen további eszközöket találhatunk a D/A és A/D átalakítókhoz illesztve (pl. a D/A-k kimenetén egy külső buffer erősítő található).

Mérési feladatok

1. D/A átalakító statikus jellemzőinek mérése

A tesztpanelen rendelkezésre álló D/A átalakító statikus tulajdonságait vizsgáljuk. A D/A átalakító statikus és dinamikus jellemzőinek mérését a *dac_gui.m* MATLAB alkalmazás segíti. Indítsa el a számítógépen a MATLAB7 szoftvert, majd ebben nyissa meg és indítsa is el az említett alkalmazást.

1.1. Mérje meg a D/A átalakító ofszethibáját és erősítési hibáját!

A DAC1 átalakító bemenetére a megfelelő számértékeket (a nullát és a maximális értéket) a `dac_gui.m` alkalmazással adja. A D/A átalakító kimenő feszültségét a multiméterrel mérje, és a multiméter pontosságát úgy állítsa be, hogy az jobb legyen, mint a D/A átalakító felbontása.

- 1.2. Mérje meg a DAC1 D/A átalakító kimenő feszültségét a jeltartományban nagyjából egyenletesen elosztott 10 pontban! MATLAB segítségével illesszen egyenest a végpontokra, határozza meg és rajzolja ki az eltéréseket, továbbá számítsa ki az integrális linearitási hibát! A hiba értékét LSB-ben adja meg!

A linearitási hiba pontos meghatározásához a karakterisztika minden pontját meg kellene határozni, ami 4096 mérést jelent, mivel 12 bites átalakítót vizsgálunk. Erre itt nincs időnk. A tapasztalatok szerint a lineáristól való eltérésben nem szokott sűrűn ugrásszerű változás fellépni a karakterisztika mentén, ezért már 10-20 pont kimérésével jó becslést tudunk adni az integrális linearitási hibára. Használja a `dac_gui.m` automatikus üzemmódját, amivel jelentősen gyorsítható a mérés. A méréshez használt bemeneti vektor legyen a következő: [0, 400:400:4000, 4095]. Az offset és meredekség értékét számítsa ki újra a rendszer hőfüggésének kompenzálására.

- 1.3. Mérje meg a DAC1 D/A átalakító kimenő feszültségét néhány egymás utáni digitális érték (kód) esetén, és határozza meg a differenciális nonlinearitást! A hiba értékét LSB-ben adja meg!

Az ellenállás lánc struktúra miatt a differenciális nemlinearitási hiba várhatóan kicsi lesz, ez az egyik előnye ennek az architektúrának. Használja a `dac_gui.m` automatikus üzemmódját, amivel jelentősen gyorsítható a mérés. A méréshez használt bemeneti vektor legyen a következő: [0, 2040:2050, 4095]. Az offset és meredekség értékét számítsa ki újra a rendszer hőfüggésének kompenzálására.

2. A/D átalakító tulajdonságainak vizsgálata szinuszjel illesztéssel

Szinuszos vizsgálójellel határozza meg az A/D átalakító dinamikus jellemzőit. A szinuszjel amplitúdóját állítsa be úgy, hogy a teljes bemeneti feszültség tartományt a jel majdnem töltsse ki, de ügyeljen arra, hogy ne vezérelje túl a bemenetet. Az A/D átalakító 0 és 2.5 V közötti feszültséget tud átalakítani, ezért ügyeljen a generátor offset és amplitúdó-beállítására (a generátort állítsa nagy impedanciás terhelésre, azaz *High Z Load*-ra!). Az ADC2-es csatorna lesz az átalakító bemenete. Az átalakító mintavételi frekvenciája 115200 Hz, és célszerű a maximális 8192 pont mintavételezése. Célszerű a bemenő jel frekvenciáját úgy megválasztani, hogy csak néhány (5-7) periódusnyi mintát vegyünk a jelből, mert csak ilyenkor jogos a feltételezés, hogy a bemenő frekvenciát kellően pontosan ismerjük. A feladathoz *nem szükséges* a koherens mintavételezés.

Az A/D átalakító tulajdonságainak vizsgálatához szükséges minták összegyűjtését MATLAB parancssorból, az `adc_measure` függvény segítségével végezzük (az `s_init` függvény meghívása után). A szükséges számításokat és ábrákat a megadott függvényekkel és MATLAB segítségével készítjük el. Fontos, hogy a jegyzőkönyvben a számítási eljárások is rögzítve legyenek a mérés reprodukálhatósága érdekében. Ugyancsak fontos, hogy mindig rajzoljuk ki a kapott vektort és ellenőrizzük, hogy értelmes jelet kaptunk-e (túlvezérlés, zaj, koherens mintavételezés – ha szükséges, stb.).

- 2.1. Adjon 100 Hz-es szinuszjelet az A/D átalakító bemenetére, majd mintavételezzon 8192 mintát a fenti függvények segítségével. A `calc_sinefit` függvény segítségével illesszen szinuszjelet a digitalizált jelre. A visszaadott paraméterek és a maradékjel (residual) segítségével számítsa ki a SINAD és N_{eff} jellemzők értékét! Hasonlítsa össze a specifikációban talált adatokkal!

A függvény – a házi feladattól eltérően – négyparaméteres szinuszillesztést végez. A függvény használatáról részletes információt a `help calc_sinefit` parancs begépelésével kaphat. A két kívánt jellemző a (7–12)–(7–14) képletek alapján számítható.

2.2. Végezze el a mérést több bemeneti frekvencián, és ábrázolja a $\text{SINAD}(f)$ és $N_{\text{eff}}(f)$ függvényeket! Mit tapasztal?

A bemenő frekvencia legyen 100, 200, 400, 800 és 1600 Hz.

3. A/D átalakító tulajdonságainak vizsgálata a frekvenciatartományban

Szinuszos vizsgálójellel határozza meg az A/D átalakító dinamikus jellemzőit. A szinuszjel amplitúdóját állítsa be úgy, hogy a teljes bemeneti feszültség tartományt a jel majdnem töltse ki, de ügyeljen arra, hogy ne vezérelje túl a bemenetet. A jel frekvenciáját úgy válassza meg, hogy a *koherens* mintavétel feltétele teljesüljön, azaz frekvenciatartományban ne lépjen fel a *szivárgás* jelensége! Ezt a mintavett jel ill. spektruma kirajzolásával mindig ellenőrizze!

3.1. Mintavételezzen 5 periódust egy megfelelő frekvenciájú szinuszjelből. Határozza meg a digitalizált jel spektrumát, valamint a SINAD , SNR , és THD jellemzők értékét a `calc_fft` függvény segítségével! A kapott paraméterek segítségével számítsa ki N_{eff} értékét. Hasonlítsa össze az időtartományban kiszámított értékekkel és a specifikációban talált adatokkal!

A függvény kiszámolja a jel spektrumát, valamint visszaadja a fenti paramétereket a (7–16), (7–18) és a (7–20) képletek alapján. A függvény használatáról részletes információt a `help calc_fft` parancs begépelésével kaphat. N_{eff} értéke a (7–17)-es képlet segítségével számítható.

3.2. Végezze el a mérést több bemeneti frekvencián, és ábrázolja a $\text{SINAD}(f)$ és $N_{\text{eff}}(f)$ függvényeket! Mit tapasztal?

A mintavételezett periódusok száma legyen rendre 5, 9, 21 és 101.

Kiegészítő mérési feladatok

4. Végpontok közötti, szűkebb tartományra ill. legkisebb négyzetes hibával illesztett egyenessel számított nemlinearitási diagramok összehasonlítása

4.1. Vegye fel multiméterrel a DAC0 D/A átalakító kimeneti feszültségét a bemenet függvényében, a 100 és a 3945 pontokon, valamint a kettő között egyenletesen elosztott 10 pontban!

A DAC0 D/A átalakító kimenete közvetlenül megjelenik a DAC0 csatlakozón, megkerülve az OP491 műveleti erősítőt, így az ily módon kapott eredmény közvetlen összevethető az adatlapon lévővel.

4.2. Illesszen egyenest a 100 és a 3945 pontokban mért értékekre és így számítsa ki az integrális nemlinearitási hibát. Vesse össze az adatlap adataival. Az adatlap alatt található apróbetűs részt is olvassa el! Vesse össze a mérési eredményt az 1.2. mérés eredményeivel.

5. D/A átalakító beállási idejének és glitch területének meghatározása

A feladat során a DAC1-es átalakító dinamikus jellemzőit vizsgáljuk. A kimenetet most digitális oszcilloszkóppal mérjük. Fontos a megfelelő triggerelés beállítása.

- 5.1. Mérje meg a DAC1 D/A átalakító beállási idejét a 0 bemeneti értékről a $2^N - 1$ értékre történő ugrás esetén. Értékelje a mérési eredményeket. (A beállási idő megfelel-e az adatlap specifikációjának, függ-e a beállási idő az ugrás nagyságától, mi lehet ennek a magyarázata stb.)

A tesztpanelen nem hozzáférhető az a jel, amely a digitális adatnak közvetlenül az átalakítóba való beírását vezérli, ezért csak a beállási idő (settling time) egy szűkebb értelmezésű változatát tudjuk megmérni. Ezen értelmezés szerint a beállítás idő akkor kezdődik, amikor a jel már kismértékben (pl. $\pm 0,5$ LSB) megváltozott, és addig tart, amíg a kimenő jel a végső értéket már egy hibasávon belül tartósan megközelítette ($\pm 0,5$ LSB). A beállási idő méréséhez használja a `dac_gui.m` alkalmazás `Square wave` funkcióját.

- 5.2. Mérje meg a DAC1 D/A átalakító glitch energiáját 0111...1 értékből 1000...0 értékbe történő váltás esetén!

A feladathoz a `dac_gui` alkalmazás `glitch` üzemmódját használhatjuk. A glitch-et oszcilloszkóppal jelenítsük meg. Ügyeljünk a helyes triggerelésre (DAC0 jelei), a megfelelő nagyítás és átlagolás beállítására. Vizsgáljuk meg az áthallás és a glitch okozta jeleket! A glitch energia az oszcilloszkóp integráló funkciójával pontosan megmérhető.

6. A/D átalakító tulajdonságainak vizsgálata hisztogram tesztel

Szinuszos vizsgálójellel határozza meg az A/D átalakító dinamikus jellemzőit. A szinuszjel amplitúdóját állítsa be úgy, hogy a bemenetet (szimmetrikusan) kissé vezérelje túl! A jel frekvenciáját úgy válassza meg, hogy biztosítsa a koherens és periódusonként eltérő fázisú mintavételezést. Célszerű a bemenő frekvenciát úgy megválasztani, hogy csak néhány (5-7) periódusnyi mintát vegyünk a jelből. Bár a gerjesztőjel szinuszjel, de alapvetően statikus jellemzőket vizsgálunk, ezért az alacsony jelfrekvencia megválasztása indokolt. Nincs mód a korrekt elemzéshez szükséges rengeteg minta összegyűjtésére, így inkább a hisztogram vizsgálatára szorítkozunk.

- 6.1. Ábrázolja a mért jel hisztogramját a MATLAB `hist` függvénye segítségével! Hasonlítsa össze az ideális szinuszjel hisztogramjával! Ügyeljen a függvény megfelelő paraméterezésére!
- 6.2. Vizsgálja meg, talál-e hiányzó kódra illetve nagy differenciális nemlinearitásra utaló jeleket a hisztogramban! Mennyire reális a mérés?

7. Kvantálási hiba mérése

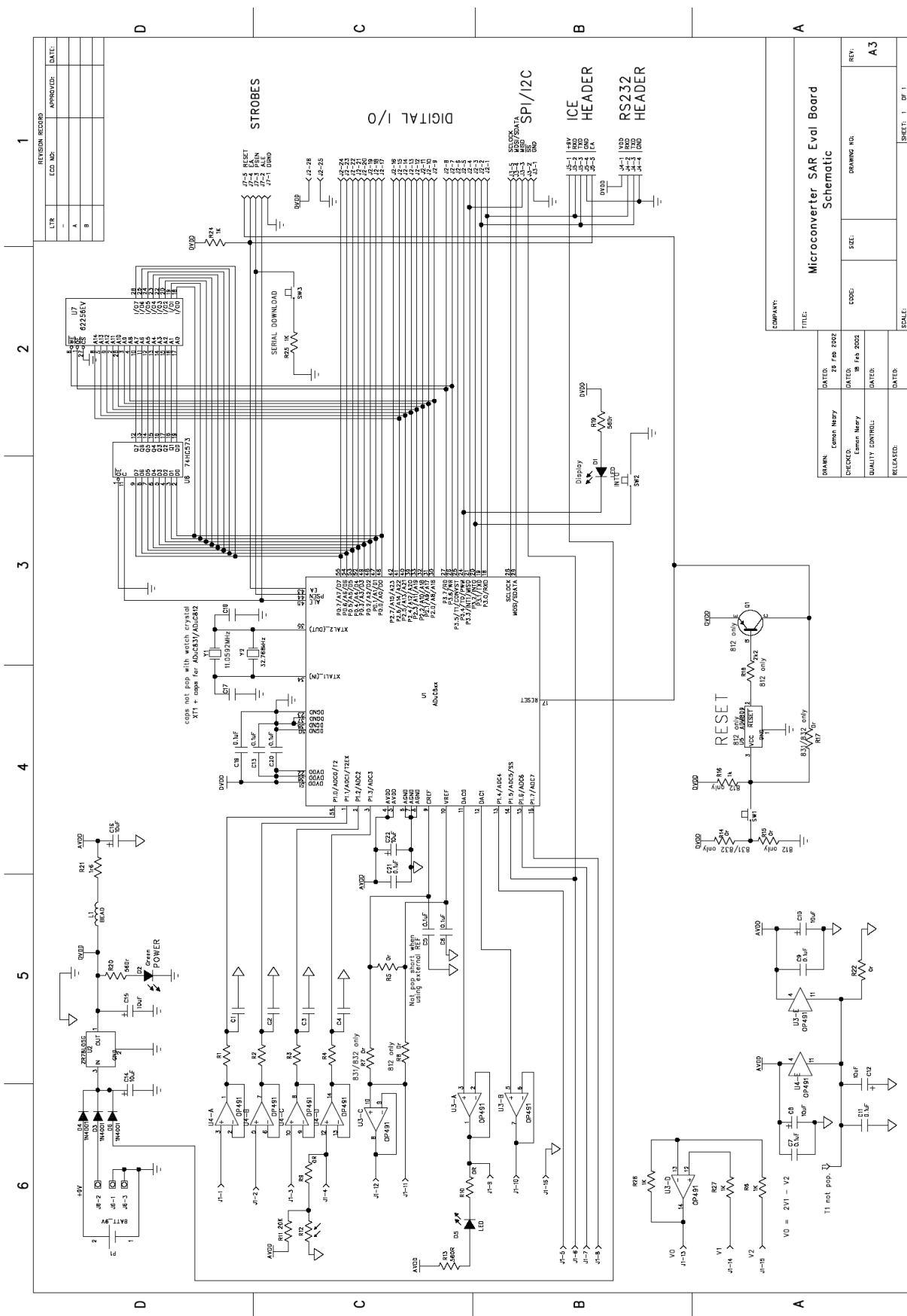
- 7.1. Adjon az egyik D/A átalakító bemenetére egy 12-bitre kvantált szinuszhullámot, míg a másikra ugyanakkor a jelnek a 4-bitre kvantált verzióját! Az oszcilloszkópon vizsgálja meg a két jelalak különbségeként értelmezett kvantálási hibát!

8. Nem megfelelő mintavételezés hatása

- 8.1. Alkalmazzon nem koherens mintavételt, és nézze meg, hogyan jelentkezik a spektrumban. Látható-e a *szívárgás* jelensége?
- 8.2. Állítson be a mintavételi frekvenciához közel eső frekvenciájú bemenő jelet. Végezzen egy mérést, és az eredményt az időtartományban jelenítse meg. Vizsgálja meg a jel frekvenciáját. Látszik-e az átlapolás hatása? Miért olyan kicsi a mért jel amplitúdója a generátoron beállított értékhez képest? Vizsgálja meg a kapott jelet frekvenciatartományban is.

Tesztkérdések

1. Mit jelent az analóg/digitális átalakítás? Milyen bemeneti/kimeneti jelei vannak egy A/D átalakítónak?
2. Mit jelent a digitális/analóg átalakítás? Milyen bemeneti/kimeneti jelei vannak egy D/A átalakítónak?
3. Magyarázza el a szukcesszív-approximációs A/D átalakítás működési elvét [1,2]!
4. Magyarázza el a létrahálózatos D/A átalakítás működési elvét [1,2]!
5. Rajzolja fel a szinuszos jellel történő A/D átalakító vizsgálat mérési elrendezését!
6. Mit jelent a koherens mintavételezés? Hogyan biztosítjuk a periódusonként eltérő fázist?
7. Definiálja az SNR, SINAD, THD fogalmát (az idő és/vagy a frekvenciatartományban)!
8. Mi a statikus karakterisztika ofszet és erősítés hibája?
9. Mi a különbség a végpontok közötti és a legkisebb-négyzetes becslés alapján számított lineáris karakterisztika között?
10. Mit nevezünk az A/D átalakító átváltási szintjének?
11. Mit jelent az integrális nemlinearitási hiba?
12. Mit jelent a differenciális nemlinearitási hiba?
13. Mi a kvantálási hiba?
14. Definiálja a D/A átalakító beállási idejét!
15. Mekkora egy 0.02 V ofszet hibájú és 2.48 V végértékű, 12 bites D/A átalakító LSB-je?
16. Definiálja a glitch fogalmát! Milyen módon tudjuk kimérni ezt a jelenséget?



7-16. ábra. Tesztpanel kapcsolási rajza

SPECIFICATIONS¹ (AV_{DD} = DV_{DD} = 2.7 V to 3.3 V or 4.5 V to 5.5 V. V_{REF} = 2.5 V Internal Reference, MCLKIN = 16 MHz, all specifications T_A = T_{MIN} to T_{MAX}, unless otherwise noted.)

Parameter	V _{DD} = 5 V	V _{DD} = 3 V	Unit	Test Conditions/Comments
ADC CHANNEL SPECIFICATIONS				
DC ACCURACY^{2, 3}				
Resolution	12	12	Bits	f _{SAMPLE} = 147 kHz, see Page 11 for Typical Performance at other f _{SAMPLE}
Integral Nonlinearity	±1	±1	LSB max	2.5 V Internal Reference
	±0.3	±0.3	LSB typ	
Differential Nonlinearity	±0.9	±0.9	LSB max	2.5 V Internal Reference
	±0.25	±0.25	LSB typ	
Integral Nonlinearity ⁴	±1.5	±1.5	LSB max	1 V External Reference
Differential Nonlinearity ⁴	+1.5/-0.9	+1.5/-0.9	LSB max	1 V External Reference
Code Distribution	1	1	LSB typ	ADC Input is a DC Voltage
CALIBRATED ENDPOINT ERRORS^{5, 6}				
Offset Error	±4	±4	LSB max	
Offset Error Match	±1	±1	LSB typ	
Gain Error	±2	±3	LSB max	
Gain Error Match	-85	-85	dB typ	
DYNAMIC PERFORMANCE				
Signal-to-Noise Ratio (SNR) ⁷	71	71	dB typ	f _{IN} = 10 kHz Sine Wave f _{SAMPLE} = 147 kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	-85	-85	dB typ	
Peak Harmonic or Spurious Noise	-85	-85	dB typ	
Channel-to-Channel Crosstalk ⁸	-80	-80	dB typ	
ANALOG INPUT				
Input Voltage Ranges	0 to V _{REF}	0 to V _{REF}	V	
Leakage Current	±1	±1	μA max	
Input Capacitance	32	32	pF typ	
TEMPERATURE SENSOR⁹				
Voltage Output at 25°C	650	650	mV typ	
Voltage TC	-2.0	-2.0	mV/°C typ	
Accuracy	±3	±3	°C typ	Internal 2.5 V V _{REF} External 2.5 V V _{REF}
	±1.5	±1.5	°C typ	
DAC CHANNEL SPECIFICATIONS				
Internal Buffer Enabled				DAC Load to AGND R _L = 10 kΩ, C _L = 100 pF
DC ACCURACY¹⁰				
Resolution	12	12	Bits	
Relative Accuracy	±3	±3	LSB typ	
Differential Nonlinearity ¹¹	-1	-1	LSB max	Guaranteed 12-bit Monotonic
	±1/2	±1/2	LSB typ	
Offset Error	±50	±50	mV max	V _{REF} Range
Gain Error	±1	±1	% max	AV _{DD} Range
	±1	±1	% typ	V _{REF} Range
Gain Error Mismatch	0.5	0.5	% typ	% of Full Scale on DAC1
ANALOG OUTPUTS				
Voltage Range_0	0 to V _{REF}	0 to V _{REF}	V typ	DAC V _{REF} = 2.5 V
Voltage Range_1	0 to V _{DD}	0 to V _{DD}	V typ	DAC V _{REF} = V _{DD}
Output Impedance	0.5	0.5	Ω typ	
DAC AC CHARACTERISTICS				
Voltage Output Settling Time	15	15	μs typ	Full-Scale Settling Time to within 1/2 LSB of Final Value
Digital-to-Analog Glitch Energy	10	10	nV sec typ	1 LSB Change at Major Carry

NOTES

¹Temperature Range -40°C to +125°C.

²ADC linearity is guaranteed during normal Micro Converter core operation.

³ADC LSB Size = V_{REF}/2¹² i.e., for Internal V_{REF} = 2.5 V, 1 LSB = 610 μV and for External V_{REF} = 1 V, 1 LSB = 244 μV.

⁴These numbers are not production tested but are guaranteed by design and/or characterization data on production release.

⁵Offset and Gain Error and Offset and Gain Error Match are measured after factory calibration.

⁶Based on external ADC system components, the user may need to execute a system calibration to remove additional external channel errors and achieve these specifications.

⁷SNR calculation includes distortion and noise components.

⁸Channel-to-channel Crosstalk is measured on adjacent channels.

SPECIFICATIONS (continued)

Parameter	V _{DD} = 5 V	V _{DD} = 3 V	Unit	Test Conditions/Comments	
DAC CHANNEL SPECIFICATIONS ^{12, 13} Internal Buffer Disabled					
DC ACCURACY ¹⁰					
Resolution	12	12	Bits	Guaranteed 12-bit Monotonic	
Relative Accuracy	±3	±3	LSB typ		
Differential Nonlinearity ¹¹	−1	−1	LSB max		
	±1/2	±1/2	LSB typ		
Offset Error	±5	±5	mV max	V _{REF} Range	
Gain Error	−0.3	−0.3	% typ	V _{REF} Range	
Gain Error Mismatch ⁴	0.5	0.5	% max	% of Full-Scale on DAC1	
ANALOG OUTPUTS					
Voltage Range_0	0 to V _{REF}	0 to V _{REF}	V typ	DAC V _{REF} = 2.5 V	
REFERENCE INPUT/OUTPUT					
REFERENCE OUTPUT ¹⁴					
Output Voltage (V _{REF})	2.5	2.5	V	Of V _{REF} Measured at the C _{REF} Pin	
Accuracy	±2.5	±2.5	% max		
Power Supply Rejection	47	57	dB typ		
Reference Temperature Coefficient	±100	±100	ppm/°C typ		
Internal V _{REF} Power-On Time	80	80	ms typ		
EXTERNAL REFERENCE INPUT ¹⁵					
Voltage Range (V _{REF}) ⁴					
	0.1	0.1	V min	V _{REF} and C _{REF} Pins Shorted	
	V _{DD}	V _{DD}	V max		
Input Impedance	20	20	kΩ typ	Internal Band Gap Deselected via ADCCON1.6	
Input Leakage	1	1	μA max		
POWER SUPPLY MONITOR (PSM)					
DV _{DD} Trip Point Selection Range					
	2.63		V min	Four Trip Points Selectable in This Range Programmed via TPD1–0 in PSMCON	
	4.37		V max		
DV _{DD} Power Supply Trip Point Accuracy	±3.5		% max		
WATCHDOG TIMER (WDT) ⁴					
Time-out Period					
	0	0	ms min	Nine Time-out Periods Selectable in This Range	
	2000	2000	ms max		
FLASH/EE MEMORY RELIABILITY CHARACTERISTICS ¹⁶					
Endurance ¹⁷					
	100,000	100,000	Cycles min		
Data Retention ¹⁸	100	100	Years min		
DIGITAL INPUTS					
Input High Voltage (V _{INH}) ⁴					
	2.4	2	V min	V _{IN} = 0 V or V _{DD}	
Input Low Voltage (V _{INL}) ⁴	0.8	0.4	V max		
Input Leakage Current (Port 0, $\overline{EA}$)	±10	±10	μA max		
	±1	±1	μA typ	V _{IN} = 0 V or V _{DD}	
Logic 1 Input Current (All Digital Inputs)					
	±10	±10	μA max		
	±1	±1	μA typ	V _{IN} = V _{DD}	
Logic 0 Input Current (Port 1, 2, 3)					
	−75	−25	μA max		
	−40	−15	μA typ	V _{IL} = 450 mV	
Logic 1-0 Transition Current (Port 2, 3)					
	−660	−250	μA max		
	−400	−140	μA typ	V _{IL} = 2 V	

NOTES cont'd

⁹The Temperature Monitor will give a measure of the die temperature directly; air temperature can be inferred from this result.

¹⁰DAC linearity is calculated using:

Reduced code range of 100 to 4095, 0 to V_{REF} range.

Reduced code range of 100 to 3945, 0 to V_{DD} range.

DAC Output Load = 10 kΩ and 100 pF.

¹¹DAC differential nonlinearity specified on 0 to V_{REF} and 0 to V_{DD} ranges

¹²DAC specification for output impedance in the unbuffered case depends on DAC code.

¹³DAC specifications for I_{SINK}, voltage output settling time, and digital-to-analog glitch energy depend on external buffer implementation in unbuffered mode. DAC in unbuffered mode tested with OP270 external buffer, which has a low input leakage current.

