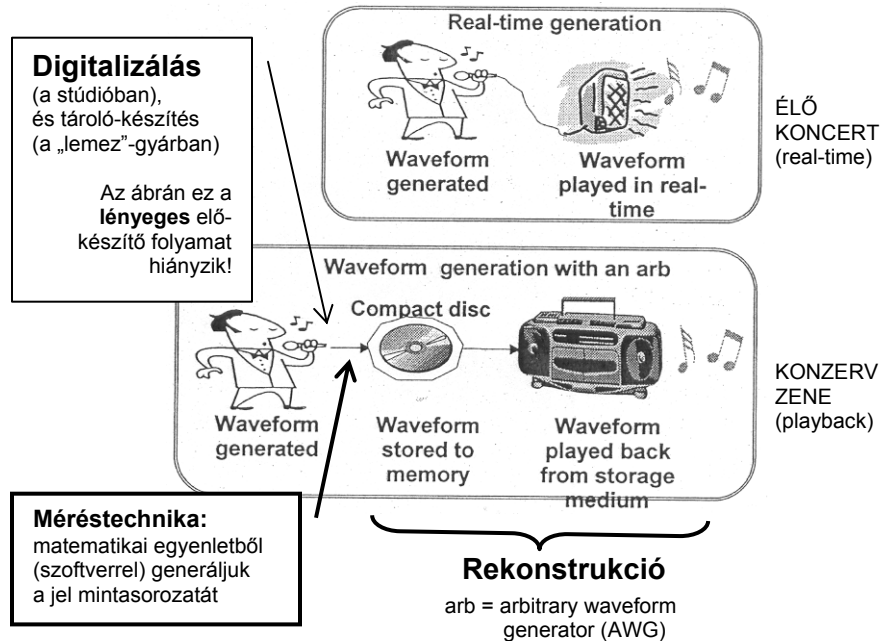


8. A CD¹ titka / Átjáró a valóságos és a virtuális világ között
Jel digitalizálás és rekonstrukció, A/D² és D/A átalakítás

A „digitális eltolódás” nem csodaszer.

1. Életből ellesett, jól ismert példa szemlélteti (és teszi összevethetővé) az analog jel-generálás (real-time, valós idejű) és a digitális jelszintézis (playback) módszerét:

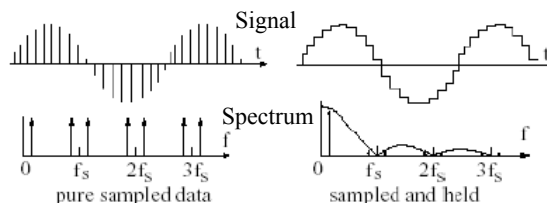


A CD “titka” ma már közismert: jel-digitalizálást követően, a „virtuális világban” rögzített numerikus adatokból rekonstruálja a lejátszó a felvett jelformát a „valós világ” követelményei szerint (lehetőleg HiFi³ minőségben). Ez a technológia, számos előnye révén, a mérés technikában is igen sikeres!

2. A **rekonstrukció** (ahogyan a digitalizálás [= mintavétel + kvantálás] is) „megér egy misét”. Különösen az a *probléma*, hogy fizikai jel előállításánál hogyan lehet egyszerűen (gazdaságosan) megoldani az interpolációt. A megoldás:

a mért értéket ($m = N \cdot \Delta x$) fizikai jelként egy **D/A átalakító**⁴ generálja, míg egyenletes f_s gyakoriságú mintavételezés esetén a diszkrét \rightarrow folytonos idő átalakításhoz („undo” sampling) a legpraktikusabb módszer a szakaszonként konstans interpoláció („tartás”), amelyet

igen egyszerű hardver: digitális **regiszter** realizál. Ez tárolja a D/A átalakító előtt egy minta-időköz értékig az N mérőszámot. (A regiszter tartalma f_s gyakorisággal frissül.) A „lépcsős hullámformát” generáló (ún. **NRZ**: non-return to zero) üzemmód nem tünteti el



¹ CD: Compact Disc [16 bit / 44.1 kHz] – van ugyan adatvédelem, de még nincs adatkompresszió, mint pl. DVD-Audio esetén [20(24) bit / 96(192) kHz]. **Kérdés:** CD-nél miért éppen 44.1 kSample/s?

² **A** = analog (**jel**: értékben és időben folytonos), **D** = digitális (**adat**: értékben és időben diszkrét).

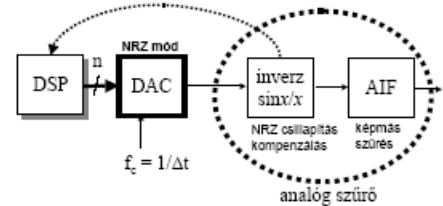
³ High Fidelity (nagy jelhűség = kicsi torzítás).

⁴ DAC: digital-to-analog converter (az eszköz csak “hibrid” szorzást valósít meg!).

(nem szűri ki) teljesen a képmásokat, csak csillapítja azokat – a tartás „időfüggvényének” megfelelő $-\sin x/x$, $x = \pi \cdot (f/f_s)$ spektrális formával; sajnos a hasznos sávban is érvényesül ez a frekvenciával növekvő amplitúdó-csillapítás! (Az egyszerűségnek ez az ára.)

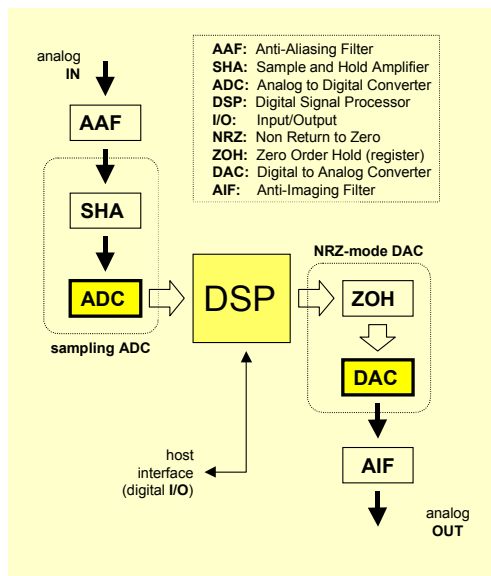
A tartási idő egy minta-időköz: $\Delta t = 1/f_s$, és emiatt f_s egész számú többszöröseinél zérusok (éles frekvencia „leszívások”) lépnek fel (ez jó), de az alapsáv szélén ($f = f_s/2$ értéknél) már -4 dB az amplitúdó-csillapítás.

A lépcsős (minta-időközig „kitartott”) hullámforma viszont megoldja azt a gyakorlati problémát, hogy elvileg pont (pillanatérték) mintákat igényelne az interpolációs algoritmus.

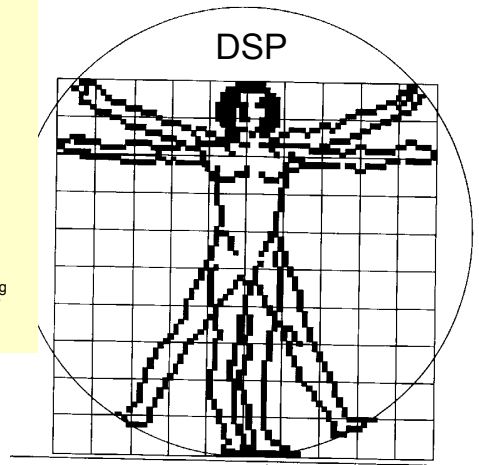


Szerencsére a csillapítás kompenzálható „inverz $\sin x/x$ ” átvitelű szűrővel! A kompenzálás összevonható az analóg képmás szűrővel (AIF), vagy előzetesen is elvégezhető ez a korrekció a digitális tartományban (ún. digitális előtorzítás).

3. A **digitális technológia** valós világgal „érintkező” jelfolyam diagramját (ami többek között⁵ a mérés technikára is jellemző) az alábbi ábra összegzi (a széles körben használt hárombetűs rövidítésekkel, a szokásos DSP nézőpontból):



AAF: sávkorlátozó (elő)szűrő (hasonmás szűrés)
 SHA: mintavevő
 ADC: A/D átalakító
 DSP: jel (numerikus minta) processzor
 ZOH: nullad-rendű tartó (szakaszonként konstans interpoláció)
 DAC: D/A átalakító
 AIF: rekonstruáló (simító)szűrő (képmás szűrés)



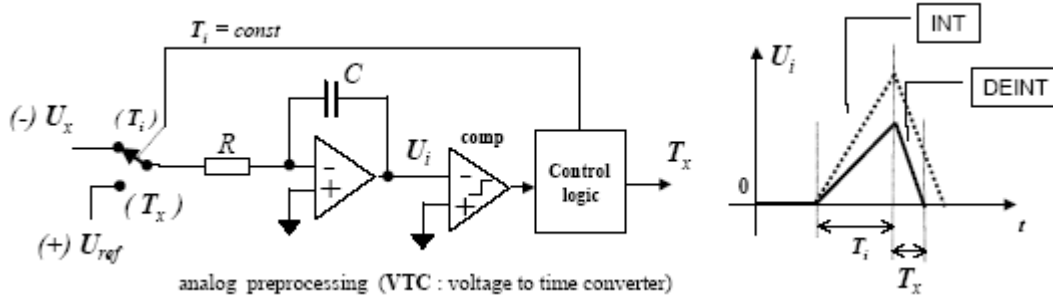
A bemeneti jel digitalizáló (front-end, analog-in-port, acquisition, capture, measurement) hozza létre a digitális formát: a jelet leíró numerikus mintákat, a kimeneti jel rekonstruáló (back-end, analog-out-port, synthesis, exporting, generation) állítja vissza a jelalakot: az analóg formát. Az eredmények eléréséhez vagy a beavatkozáshoz szükséges emberi kapcsolatot az információs interfész (gyakran GUI: graphical user interface) teremti meg. A számítógépes háttér bekapcsolása lehetőséget ad a mérés-automatizálásra, és az eszközök mérő-rendszerbe integrálására is. Az „analóg átjárás” alapeszközei mérésnél az **A/D**

⁵ Pl. a számítógépes hangkártyára is gondolhatunk...

átalakító, jelgenerálásnál pedig a **D/A** átalakító.

4. **A/D** átalakításhoz az *osztási* funkciót valósítjuk meg lépésenként⁶ (pl. SAR ADC), vagy a kvantálás intervallum-megjelölését realizáljuk közvetlenül analóg komparátorokkal⁷ (pl. flash ADC), vagy könnyen digitalizálható mennyiséggé alakítjuk a mérendőt (mint pl. frekvencia, időtartam). Utóbbira illusztratív példa a digitális voltmérők egyik kedvelt konvertere.

„Dual-slope” módszer:



A működés két lépése: INT (integrálás) és DEINT (lineáris kapacitás-kisütés). A jellegzetes idődiagramra (a kétféle feszültség-meredekség formára) utal az elnevezés: **dual slope ADC**. *Nincs* feltüntetve a T_x idő mérése. Két átalakítás is van: VTC⁸ → TDC⁹.

Először a mintavévi C kapacitásban, előre rögzített T_i időtartamig, az U_x mérendő „ T_i időtartamra vett átlagértékével arányos” töltést halmoz fel az integráló műveleti erősítő [$Q = (\dot{U}_x/R) \cdot T_i$]. Az igazi analóg bipoláris integrálás (az átlag-mintavétel) végén detektáljuk az előjelet – az ábra unipoláris esetet szemléltet (az U_x bemenet konstans, és negatív előjelű).

Aztán a felhalmozott töltést ellentétes irányú árammal kisütjük [$Q = (U_{ref}/R) \cdot T_x$], miközben mérjük a létrejött (a mérendő átlagával arányos) T_x időtartamot.

A töltés-azonosság (igazi töltés-kiegyenlítés!) alapján, ha $T_i = K \cdot \Delta t$, és a T_x időtartamot is Δt egységgel mérjük, akkor a metrikai egyenlet:

$$VTC : \left(\frac{1}{T_i} \int_0^{T_i} \frac{U_x(t)}{R} dt \right) \cdot T_i = \frac{U_{ref}}{R} \cdot T_x \quad \xrightarrow{T_i = K \cdot \Delta t, \quad TDC : (T_x / \Delta t) + e = N} \quad \frac{\overline{U_x}}{(U_{ref} / K)} + e = N$$

ahol a zárójeles integrál a feszültség(gel arányos áram) átlagértéke (→ töltés-összegzés), és végül az időmérést követően a (feszültség)egység: $\Delta u = U_{ref}/K$.

Tripla előny:¹⁰ (a) $C, R, \Delta t$ értéke „nem számít” (érzékeny ezek értékváltozására), a mérő igen *robustus*, (b) hatékony „beágyazott” zavar-elyomással rendelkezik (az egyenszintű mérendőre szuperponálódott T periódusú¹¹ zavarjelet $T_i = n \cdot T$ választással *kiátlagolja*), és (c) a mérőszám előállítása igen egyszerű (számláló, ami – az első fázisban – T_i beállítására is felhasználható, tehát *gazdaságos* is).

⁶ Emlékezzünk az osztás “papíron, ceruzával” végzett műveletére! (SAR: successive approximation register; fokozatos érték-közelítés.)

⁷ Ez igen gyors átalakítás, de hatványozottan nő a komparátorok száma: n bit esetén 2^n intervallum valamelyikében lehet a mérendő (flash: egy „villanás” alatt, egy lépésben megtörténik a konverzió).

⁸ VTC: voltage-to-time converter (“átlag mintavétel”), ezt mutatja az ábra.

⁹ TDC: time-to-digital converter (“ T_x mérése kapuzott esemény-számlálással”), *nem* szerepel az ábrán.

¹⁰ Az *Electronics* c. lapban (1980) a „12 legjobb áramkör” között van a „dual slope” (1955) módszer (a flip-flop /tároló/: 1919, PLL: 1932, OpAmp: 1938 társaságában). Mai vetélytársa a $\Delta \Sigma$ elvű konverter.

¹¹ A hálózati tápellátás ($T = 20$ ms) a domináns zavarforrás, ezért min. $T_i = 20$ ms a mintavétel.

5. D/A átalakításhoz (hibrid) szorzás kell: $N \cdot \Delta x = (N/2^n) \cdot (\Delta x \cdot 2^n) = q \cdot X_{FS}$, n bites szóhosszúságú, bináris kódolású adat¹² esete. Áramköri szinten összegzéssel,¹³ kapcsolt referencia-növekmények lineáris szuperpozíciójával valósítjuk meg.

$$x_{DA} = q \cdot X_{FS} = \left(\sum_{i=1}^n b_i \cdot 2^{-i} \right) \cdot X_{FS} =$$

összegzés (sum)

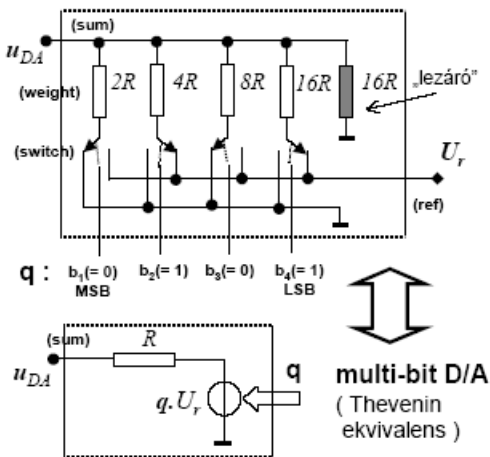
$$= \sum_{i=1}^n (X_{FS} \cdot b_i) \cdot 2^{-i} = \sum_{i=1}^n \left(\frac{X_{FS}}{2^i} \right) \cdot b_i$$

súlyozás (weight)

kapcsolás (switch)

Az adat-bitek aktuális értékétől függ egy-egy érték-növekmény bekapcsolása ($b_i = 0, 1$), X_{FS} az unipoláris analóg tartomány. Az algebrailag ekvivalens formák igen eltérő eszköz-topológiákat eredményeznek. Illusztratív példa egy feszültség kimenetű D/A átalakító-mag.

„Ellenállás-létra” hálózat:



Feszültség-kapcsolás, a súlyozáshoz bináris-arányú ellenállások ("létra") és lineáris szuperpozíció (összegzés) realizálja a unipoláris, n bites, **párhuzamos D/A** átalakítót ($n = 4$ bit).

A tervezőt izgatja az áramköri felépítés,¹⁴ a felhasználónak elegendő a helyettesítő kép (Thevenin ekvivalens):¹⁵

a **q** numerikus minta és az $U_r (= X_{FS})$ referencia szorzata a forrásfeszültség: **q**· U_r (ez tehát a D/A funkció), a forrásellenállás pedig: R (a lezáró ellenállás bit-számtól független forrás-impedanciát ad).

A terhelés **nem** módosítja a D/A funkciót (csak az u_{DA} kimenet tartománya, az átfogás változik), jó referencia-kihasználáshoz kis terhelés kell (pl. nem-invertáló műveleti erősítő). Megjegyzés: a kimenet lehet áram is!

A **q** numerikus mintát tároló adat-regiszter (DAC register) *nem* szerepel az ábrán.

Ha az adatátvitel szélessége kisebb a bit-számmal, vagy egyenletes adatfrissítés az igény, akkor dupla puffer (két, egymást követő tároló) szükséges és külön adat-érvényesítés a második tárolóhoz (DAC register).

Integrált áramköröknél a soros adatátvitel csökkenti hatásosan a kivezetések számát, ilyen esetben az első tároló (input register) egyben a soros/párhuzamos átalakító is.

¹² Az N mérőszám egész ("jobbra igazított adat"), **q** tört szám („balra igazított”), a (szám)jegyek változatlanok! Általában n és X_{FS} rögzített, így $\Delta x = X_{FS}/2^n$ „kialakul”.

¹³ A számítógép algoritmusok is összegzésre vezetnek vissza a szorzás műveletét. ("A számítógép csak összeadni tud, de azt igen-igen sebesen".)

¹⁴ Pl. egyszerű trükk: impedancia-eltolás csökkenti az igen gyorsan (bináris hatvány szerint) növekvő ellenállás értékeket, míg végül: "R/2R létra".

Igen nagy mintagyakoriságú átalakításhoz gyorsan átkapcsolható áramgenerátorokat használunk. Kis fogyasztáshoz kapacitás a súlyozó elem (töltés-manipuláció).

¹⁵ A kapcsolt feszültség-források hatását egymástól függetlenül, külön-külön elemezve és összegezve (a szuperpozíció elv alapján) kapjuk a modellt. MSB (most significant bit): a legmagasabb helyértékű bit, LSB (least significant bit): a legkisebb helyértékű bit.