

10. tétel

Horváth Benedek

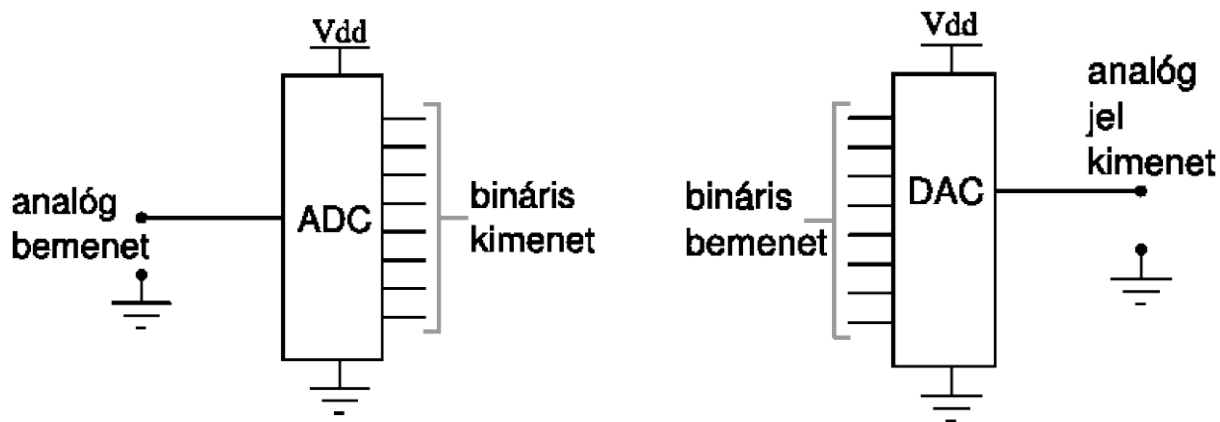
2019. június 22.

Kivonat

AD és DA konverterek – Digitális-analóg konverzió, AD-konverzió szukcesszív approximációval. A kvantálási zaj és a mintavételi törvény. Digitális jelek tömörítési módszerei: delta-moduláció és delta-sigma moduláció. Digitális számábrázolás és műveletvégzés.

1. Bevezetés

A számítógépes rendszerek önmagukban csak számokat tudnak értelmezni és előállítani, a bemenő- és kimenőmennyiségeik mértékegység nélküli digitális értékek. A mérhető fizikai mennyiségek azonban túlnyomórészt folytonosak, és a mérőeszközök jelentős része analóg jelet ad ki magából. Ezért mielőtt bármilyen digitális jelfeldolgozási eljárást hajtánánk végre, a fizikai valóság releváns mennyiségeit szükségyszerűen át kell alakítani a digitális rendszerek által értelmezhető számokká úgy, hogy a számok az eredeti mennyiségeket hűen tükrözzék. A másik oldalról pedig, a számítógép vezérelheti a külvilágot (mérőberendezést), jellemzően egy feszültségjellel. Ilyenkor tehát a digitális műveletek eredményeit kell valamilyen arányos módon visszaalakítani valódi fizikai mennyiséggé. Összességében tehát a digitális-analóg és az analóg-digitális irányú átalakítás egyaránt gyakori a mindennapokban. A legkézenfekvőbb, mindkét irányú konverziót tartalmazó hétköznapi példa a számítógépes hangrögzítés, tárolás, feldolgozás, illetve hangszórón történő lejátszás. Ezekre a feladatokra dedikált áramköri egységek, az analóg-digitális (analog digital converter, ADC) és digitális-analóg (digital analog converter, DAC) átalakítók szolgálnak. Az eszközök egyszerű vázlata az 1. ábrán látható.

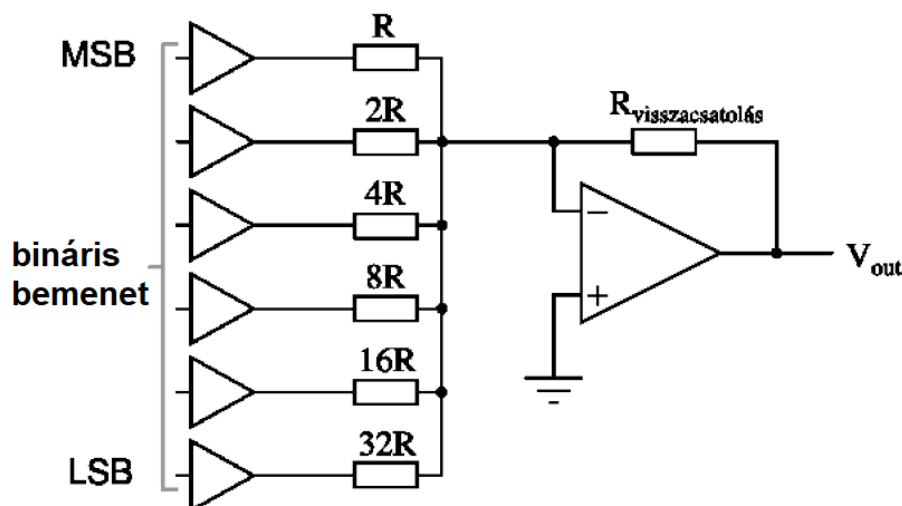


1. ábra. Analóg-digitál (balra) és digitál-analóg (jobbra) konverter általános vázlata [1].

2. Digitális-analóg konverterek

A digitális-analóg átalakítók (D/A konverterek) digitális jelek folytonossá alakítására használatosak. A D/A átalakítónak mind a bementi értéke, mind a kimeneti értéke az értékkészletében kvantált¹. A konverzió során valamilyen referenciafeszültség alapján áll elő a digitális értékeknek megfelelő analóg feszültség. A kimeneti feszültségtartományra az FSR (*full scale range*)

¹Meg kell jegyezni, hogy ez az analóg oldalon természetesen csak elvileg igaz; a kimeneten fizikailag ténylegesen megjelenő feszültségérték időben folytonos. Nagy kvantumlépcső vagy alacsony mintavételi frekvencia esetén a kimeneti jelalak erősen torzított lesz az eredetihez képest, a felharmonikus tartalma igen magassá válik. Ennek jelentőségéről később ejtünk szót.



2. ábra. 6 bites bináris súlyozású digitális-analóg konverter áramköri vázlata [1].

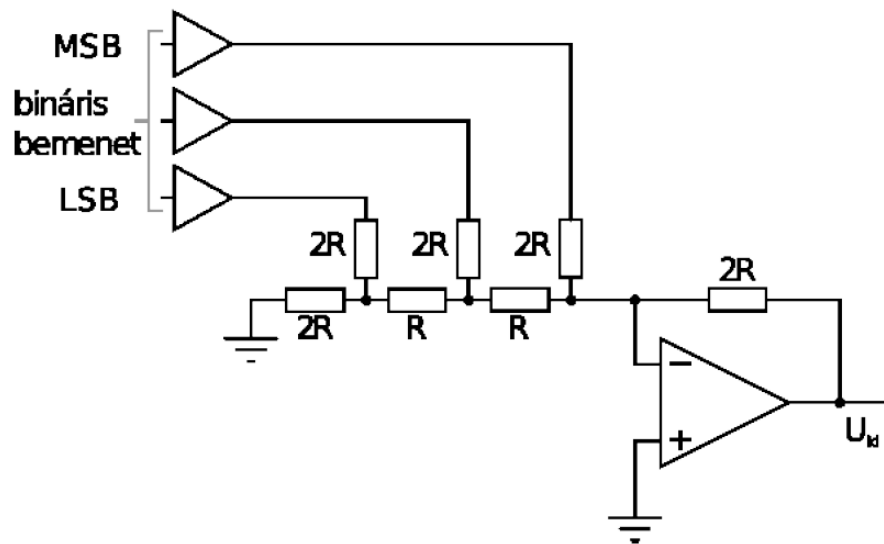
jelölést használva $q = FSR/2^n$ a felbontás (kvantumnagyság), azaz két diszkrét kimenet közötti különbség, ahol n a bitek száma a digitális reprezentációban. A bitek közt kitüntetett a legnagyobb, illetve legkisebb helyiértékű, ezeket *MSB* (*most significant bit*) illetve *LSB* (*least significant bit*) rövidítéssel illetjük. Az alábbiakban két egyszerű elektronikai megvalósítását nézzük meg a digitális-analóg átalakítóknak.

2.1. Bináris súlyozású DAC

A 2. ábrán egy 6 bites bináris súlyozású D/A konverter látható. Az R_i ellenállások nagysága az egyes bitek helyiértékével fordítottan arányos, ezért a biteknek megfelelő I_i áramok a helyiértékeknek megfelelően súlyozódnak. A csomópontban az egyes bitek összegződnek, így a bináris bemenettel arányos $\sum_i I_i$ áram jelenik meg. A műveleti erősítő kimenetén az áramok összegével arányos $U = -R_{visszacsatolás} \sum_i I_i$ feszültség jelenik meg. A kimeneti tartomány nagysága az $R_{visszacsatolás}$ ellenállással állítható be. Meg kell jegyezni, hogy az egyes bitekhez tartozó V_i bemenő feszültségek digitális kapuk kimenetei, azaz értékük közel 0 vagy az U_T tápfeszültség. A kapuk kimenő feszültségének a DAC felbontásán belül meg kell egyeznie, máskülönben az átalakítás nem pontos. A bináris súlyozású átalakító ugyan egyszerű felépítésű, az ellenállások széles skálán mozgó értéke a bitszámmal növekvő hátrányokkal is jár: a nagy ellenállások véges pontossága kedvezőtlenül növelheti a konverziós hibát (pl. 10 bit esetén az $MSB = 512$ 10%-os hibája 5 *LSB*-nyi hibát jelent), noha a bitszám növelése a felbontást lenne hívatott növelni. Ezen túlmenően a különleges ellenállások előállítása is költséges.

2.2. R/2R létra

A bináris súlyozású DAC problémáit hatékonyan küszöböli ki a beszédesen R/2R létrának nevezett kapcsolás, ami a 3. ábrán látható. A bitek bináris súlyozása különböző ellenállások helyett egy speciális kapcsolással valósul meg, mindössze kétféle ellenállás használatával. A kapcsolást áttekintve, a Kirchoff-egyenleteket felírva belátható, hogy a műveleti erősítő bemenetén lévő létraáramkör a feszültségeket a bitek helyiértékével súlyozva összegzi, *MSB*-től kezdődően $U_0/2$, $U_0/4$, $U_0/8$ stb. járulékok adódnak hozzá az összegzéshez.



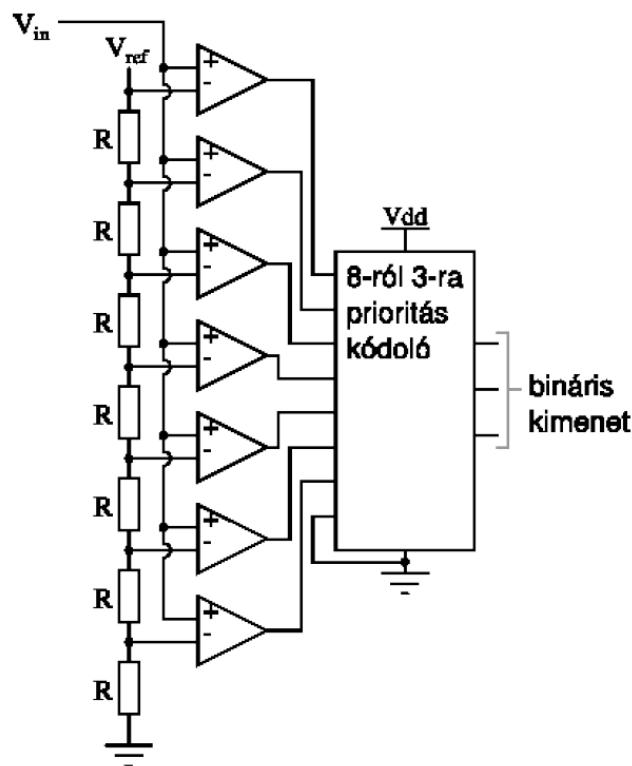
3. ábra. 3 bites R/2R létra típusú digitális-analóg konverter kapcsolási rajza [1].

3. Analóg-digitális konverterek

Az analóg-digitális átalakítók a bemenetükre kapcsolt folytonos, analóg jelet egy órajel-generátor által meghatározott mintavételezési frekvencia szerint bináris számértékekké alakítják. Az áramkör kimenetén a jel feszültség szintjének digitális reprezentációja jelenik meg. Az A/D átalakítók általában a gyártó által előre meghatározott feszültségtartomány digitalizálására képesek, így a jel feszültség szintjét megfelelő analóg áramkörrel kell illeszteni az A/D konverter bemenetéhez. Az esetek többségében unipoláris A/D konvertereket alkalmaznak, amelyeknél a jeltartomány egyik széle általában a nulla, a mérés határ szélét végtértéknek (Full Scale, FS) jelölik. A bipoláris pozitív-negatív átalakítók általában valamilyen szinteltolást alkalmaznak a bemeneten: a mérhető jeltartomány így közrefogja a nulla értéket, és általában szimmetrikus (FSR, Full Scale Range). Az átalakítók általában lineáris karakterisztikájúak, azaz a digitálisan megkülönböztetett szintek között egyenlő lépésközök vannak a bemenő analóg feszültségben. Egy ADC felbontóképességének azt az analóg jelváltozás nevezzük, ahol a kimenet vált, azaz ahol a változás megkülönböztethető a digitális kimeneten is. A felbontóképesség egy n bites bináris kódolású konverter esetén elvileg megegyezik a $q = FSR/2^n$ kvantum nagysággal, ahol 2^n a konverter lehetséges digitális kimeneteinek száma. A felbontóképességet általában bitekben adják meg, pl. 8, 10, 12, 16 stb. bites típusok vannak forgalomban. Az alábbiakban az A/D konverterek néhány gyakori típusát (elektronikai megvalósítását) vizsgáljuk meg.

3.1. Szimultán (flash) A/D konverter

A 4. ábrán egy $n = 3$ bites szimultán ADC áramkört láthatunk. A megvalósításához a digitális szintek számánál 1-gyel kevesebb, azaz jelen esetben $2^n - 1 = 7$ db azonos ellenállásra van szükség, amelyek sorosan kapcsolva egyenlően osztják a referenciafeszültséget. Így az egyes ellenállások közti csomópontokban (a földhöz képest) a digitális szinteknek megfelelő feszültségek állnak elő. A bemenő V_{in} analóg jelet komparátorok sorozata hasonlítja össze az ellenálláslánc V_{ref} -ből osztott referenciafeszültségeivel. Amennyiben a komparátor pozitív bemenetére kötött bemenő jel nagyobb a negatívra kötött referenciafeszültségnél, a kimenet logikai 1, ellenkező esetben 0. A komparátorok kimenetét egy kódoló áramkör alakítja át bináris jellé. A kimeneten

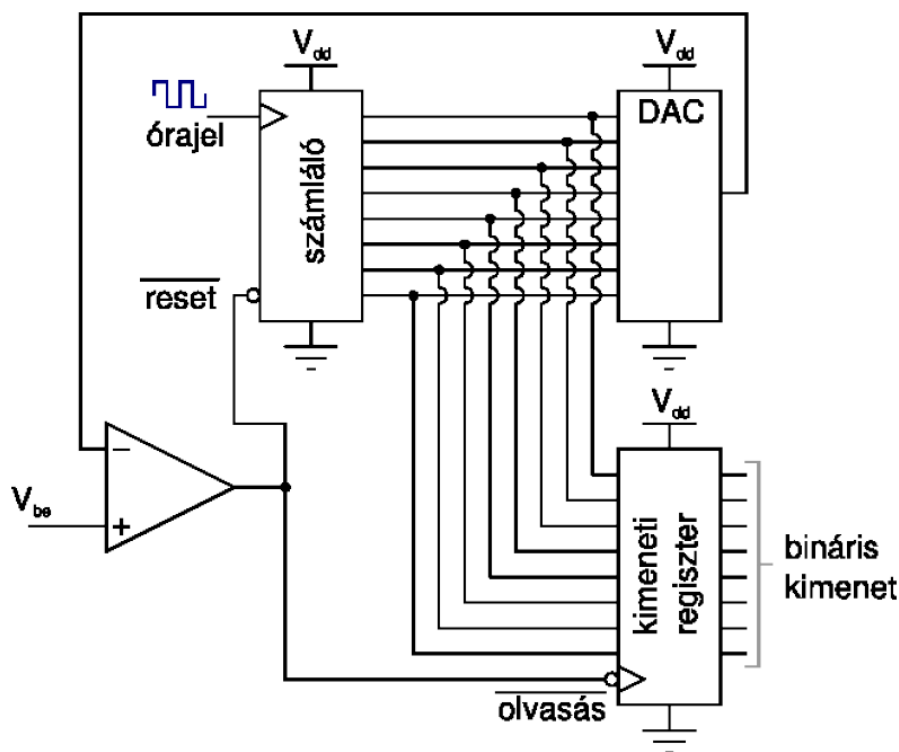


4. ábra. 3 bites párhuzamos (flash) A/D konverter vázlata [1].

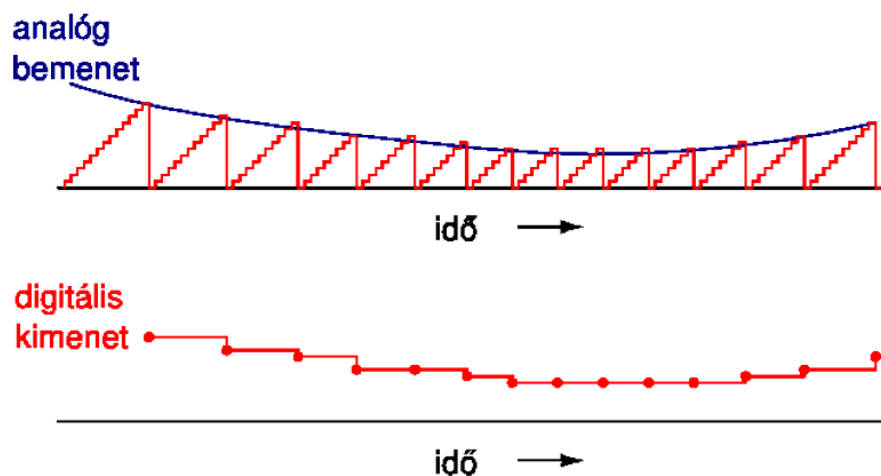
végeredményül a legmagasabb logikai 1-et tartalmazó bemenet bináris címét kapjuk, azaz a bemenő feszültséget bináris értékévé konvertálva. A kódoló áramkör felépíthető kizáró-vagy kapuk és diódás logika felhasználásával, ennek technikai részleteire itt nem térünk ki. A flash konverter a leggyorsabb ADC, mivel az átalakítás egy órajel alatt megtörténik, sok egyéb típustól eltérően (lásd később). További érdekes tulajdonsága a flash konverternek, hogy a digitalizálási szintek csak az ellenállásláncától függenek, azaz igény esetén nemlineáris skálát is lehet alkalmazni az analóg-digitális átalakításnál az ellenállások megváltoztatásával.

3.2. Számláló A/D konverter

A számláló A/D konverter az egyik legegyszerűbb átalakító, vázlatát az 5. ábra mutatja. A berendezés "lelke" egy órajellel vezérelt bináris impulzusszámláló. Ennek kimenetét minden órajelkor egy D/A (!) konverterre vezetjük, ami egy nagy pontosságú V_{ref} feszültségforrásból a számláló értékével arányos analóg feszültséget állít elő. Ezt egy komparátor segítségével összehasonlítjuk a bemenő, mérni kívánt ismeretlen V_{be} analóg jellel. Amikor a DAC kimenő feszültsége eléri a V_{be} feszültséget, akkor a komparátor átbillen, és ez egyrészt beírja a számláló értékét a kimeneti regiszterbe (pl. D tárolókból építhetünk ilyet), másrészt nullázza a számlálót. A mérés során tehát a mérendő értékkel arányos számú impulzus kerül a számlálóba, a mért érték digitális formában rendelkezésre áll. A konverter nagy hibája, hogy a mérési (átalakítási) idő függ a mérendő feszültségtől (lásd: 6. ábra). Ez az ingadozás a számítógépes jelfeldolgozást (pl. teljesítményspektrum meghatározása) bonyolítja, a digitális szűrést pedig megakadályozza. Gyorsan változó jelek mérésére nem alkalmas.



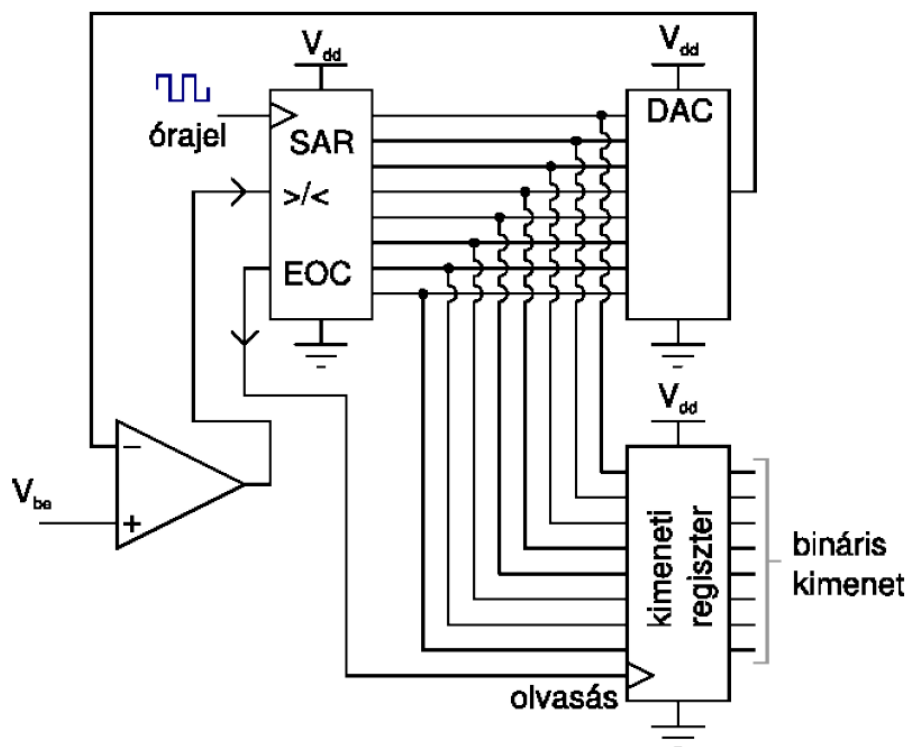
5. ábra. 8 bites számláló A/D konverter vázlata [1].



6. ábra. Számláló A/D konverterrel végzett konverzió szemléltetése. Jól látható a diszkrét lépések számának és az átalakítandó analóg feszültség nagyságának viszonya, illetve a konverzió közti időlépések különbözősége.

3.3. Szukcesszív approximációs A/D konverter

A szukcesszív approximációs konverter felépítésében és működésében hasonló a számláló A/D konverterhez, azonban annál összetettebb és hatékonyabb. A konverziót egy központi vezérlőlogika irányítja. A számláló helyett szukcesszív approximációs regiszter (SAR) található az áramkörben. A konverzió első lépéseként a SAR legnagyobb helyiértékű bitje (MSB) logikai 1-be billen, míg az összes többi 0 marad. Ebből a számláló A/D átalakítóban is látott DAC

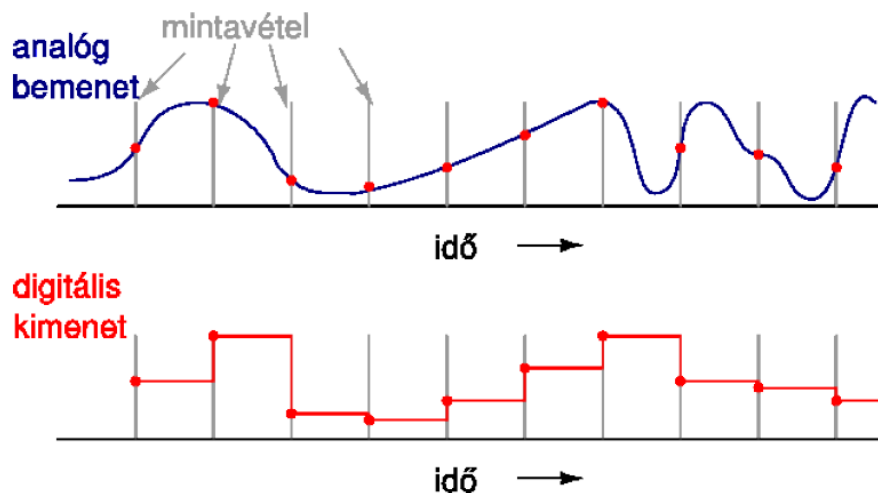


7. ábra. 8 bites szukcesszív approximációs A/D konverter vázlata [1].

egység analóg jelet állít elő, ami épp a mérési tartomány (V_{ref}) fele. Ezzel a referenciajellel hasonlítja össze a V_{be} mérendő analóg jelet a komparátor. Amennyiben MSB-nél nagyobb-nak bizonyul a konvertálandó analóg jel², a bit értéke 1 marad, ellenkező esetben a vezérlő SAR törli a bitet. Ezáltal kiderül, hogy a mérési tartománynak melyik felébe esik a mérendő jel. A további órajelek során a SAR a bináris számrendszer csökkenő helyértékeinek megfelelő biteknél megismétli az előbbi eljárást, miközben a korábban beállított nagyobb helyiértékű bitek változatlanok maradnak. Egy ciklusban tehát mindig feleződik az előző lépésben vizsgált mérési tartomány. A komparátor megvizsgálja, hogy a mérendő mennyiség kisebb vagy nagyobb-e, mint az aktuális mérési tartomány fele: a bit értéke ennek megfelelően áll be. A legkisebb helyiértékű bit (LSB) meghatározása után a SAR a bemenő analóg jel digitális értékét tartalmazza (a konverzió pontossága LSB).³ A konverzió végét az áramkör jelzi (EOC, *end of conversion*), és a kimeneti regiszter ekkor olvassa be a SAR bitjeit. A következő átalakítást a külső áramkör a SAR törlésével indítja. Figyelemre méltó, hogy a mérési idő a SAR regiszter méretétől, azaz a konverter felbontásától függ, mivel az összehasonlítások száma megegyezik a AD bitjeinek számával (pl. 8 bit esetén 8 ciklus kell a teljes méréshez); a számláló A/D konverterrel ellentétben a konverziós idő a mérendő jel értékétől független. Megemlítendő még, hogy a szukcesszív approximációs ADC működtetéséhez szükség van gyors mintavevő és jelnyújtó (*sample and hold*)

²Az MSB rövidítés egyaránt utalhat szó szerint egy bináris szám legnagyobb helyiértékű bitjére, annak decimális értékére, illetve az ennek megfelelő nagyságú analóggá konvertált feszültségre.

³Tekintsünk egy konkrét példát: 13.7 V analóg jel esetén egy 5 bites konverternél $MSB = 16$, ez tehát 0-nak adódik. A 32 V-ig terjedő mérési tartománynak mostantól az alsó felét vizsgáljuk. A következő helyiérték már 1, mivel $13.7 > 8$, tehát 8 és 16 közé szűkült a vizsgálandó tartomány. Így tovább, mivel $8 + 4 < 13.7$, $8 + 4 + 2 > 13.7$, $8 + 4 + 1 < 13.7$, a bitek értéke sorban, azaz a bináris szám: 01101. A mérés értéke 13 V-nak adódik, a tizedesjegy csonkolódik, mivel $13.7 < 14$. 0.7 V a konverziós hiba.



8. ábra. Időben változó jel alulmintavételezésének egyszerű illusztrációja [1].

áramköri egységekre annak érdekében, hogy a szukcesszív approximáció több órajeles időtartama alatt stabil legyen a konvertált mennyiség. Összességében a szukcesszív approximációs A/D konverter az egyik legelterjedtebb átalakító a számítógépes mérésadatgyűjtő berendezésekben, viszonylag egyszerű felépítése, pontossága és a legtöbb gyakorlati alkalmazáshoz kellőképpen gyors sebessége miatt.

4. Mintavételi törvény

A gyakorlatban mindennapos, hogy időben gyorsan változó analóg jeleket kell digitálissá konvertálni (mérni). Ilyenkor fontos, hogy az A/D átalakítási frekvencia (conversion rate, f_{cr}) kellőképpen magas legyen, ami egyben általában magas jelmintavételi frekvenciát (f_m) és rövid mintavételi periódusidőt (T_m) is jelent. Közöséges átalakítóknál a mintavétel ritkábban történik, mint a konverzió, de egyes nagy sebességű átalakítóknál (pl. digitális oszcilloszkóp) a tényleges mintavételek közti idő akár rövidebb is lehet a konverziós időnél (ami megfelelő jel-tartó elektronikával lehetséges). Az ADC szakaszos működése megköveteli, hogy a bemenő jel ne változzon a T_m mintavételi időnél gyorsabban. Ellenkező esetben jelentősen torzul a mérés. Erre egy egyszerű szemléltetés látható a 8. ábrán.

Intuitíve is belátható, hogy időben változó jel konverziója során a jel legmagasabb frekvenciájú összetevőjéből is periódusonként legalább két mintát kell venni. Ezt mondja ki a Nyquist-Shannon-féle mintavételi törvény: egy f frekvenciájú tisztán szinuszos jel digitális reprezentációjához legalább $2 \cdot f$ frekvenciával szükséges mintavételezést végezni. Tetszőleges változó jelre tehát

$$2 \cdot f_{max} \leq f_m, \quad (1)$$

ahol f_{max} a legnagyobb frekvenciájú komponens, f_m a mintavételezési frekvencia. Az f_{max} frekvenciát, ami tehát a legnagyobb, még a mintavételezett adatsorból visszaállítható frekvencia, Nyquist-frekvenciának is szokták hívni. Mivel az analóg jelek általában nem mentesek a mintavételezési frekvenciánál nagyobb frekvenciájú komponensektől (felharmonikusok), ezért az A/D konverterek bemenetét aluláteresztő szűrőn keresztül kell meghajtani. Ha ezt nem tennénk meg,

akkor a mintavételezett jel jelentősen torzulna. A mintavételi törvény precíz matematikai megfogalmazása a Nyquist-Shannon-tétel: egy olyan függvényt, ami nem tartalmaz egy adott f_{max} feletti Fourier-komponenseket, egyértelműen meghatároz egy olyan számsor, ami a függvény értéke $\frac{1}{2 \cdot f_{max}}$ távolságú pontokban mérve.

5. Kvantálási zaj

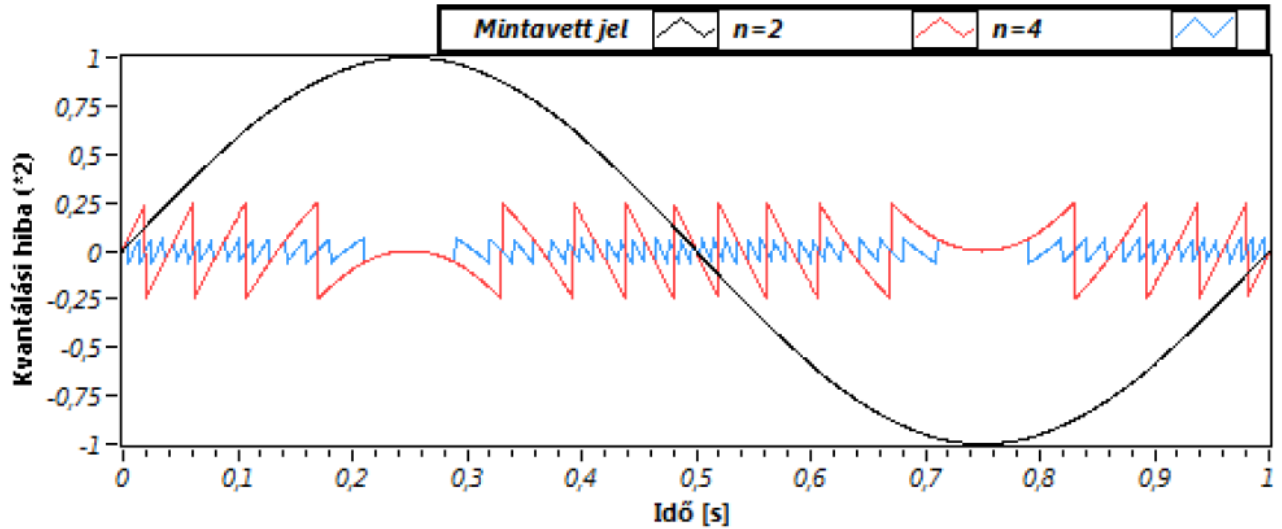
Egy A/D konverter jellegéből adódóan a folytonos analóg jel diszkrét digitális jellé való átalakítása során fellép a kvantálási hiba: a bemenő analóg érték és az eredményül kapott digitális érték különbsége. Ez csonkolásos esetben LSB -ig terjed, kerekítéses konverziónál $\pm LSB/2$ nagyságú. Ez egy elvi érték a konverzió hibájára: valójában sok egyéb áramkörü tényezőből adódóan különféle, általában nagyobb mértékű hibák adódhatnak ezen kívül. A digitális jelfeldolgozás szempontjából a kvantálási hibának komoly jelentősége van. Gyakori feltételezés, hogy additív zajnak tekintjük, aminek értéke független a bemenő jeltől. A konvertált jel így az eredeti jel és a kvantálási zaj összege:

$$U_{AD}(t) = U(t) + n_q(t), \quad (2)$$

ahol U_{AD} az A/D konverzió eredménye, U a bemenő analóg jel, n_q a jeltől függetlennek feltételezett kvantálási zaj. A függetlenség elvi szinten természetesen nem igaz, hiszen a jeltől determinisztikusan származik a kvantálási hiba, az azonban általában helytálló feltételezés, hogy a hiba jelalakja nem korrelál a jellel. A kvantálási zajra vonatkozóan általában azt is feltesszük, hogy egyenletes az eloszlása a $[-LSB/2, LSB/2]$ intervallumban, azaz fűrészjel (lásd: 9. ábra). Az egyenletes eloszlás és a korrelálatlanság a bitszám (felbontás) növelésével jobban teljesül. Egyenletes eloszlást feltételezve, a kvantálási zaj teljesítménye (varianciája):

$$\sigma^2(n_q) = \int_{-\frac{q}{2}}^{\frac{q}{2}} (\langle n_q \rangle - n_q)^2 f(n_q) dn_q = \int_{-\frac{q}{2}}^{\frac{q}{2}} n_q^2 \frac{1}{q} dn_q = \frac{1}{3q} [n_q^3]_{-\frac{q}{2}}^{\frac{q}{2}} = \frac{q^2}{12}, \quad (3)$$

ahol q a kvantumnagyság; a zaj várható értéke 0, $f(n_q) = \frac{1}{q}$ a konstans sűrűségfüggvény. Tegyük fel továbbá, hogy a kvantálási zaj a teljes Nyquist-sávszélességben, azaz 0 Hz-től a mintavételi frekvencia feléig ($f_m/2$) jelen van, és teljesítménye a teljes spektrumban egyenletesen oszlik el. Ez a kvantálási zaj fehérzajmodellje. A Fourier-transzformáció linearitása miatt elmondható az is, hogy a konvertált jel spektruma az eredeti jel spektrumának és a kvantálási hiba spektrumának az összege (vö. (2)). Amennyiben egyetlen szinuszelet tekintünk, annak spektruma egyetlen pontba koncentrálódik. N pontban mintavételezett szinuszes esetén a kvantálási zaj spektruma $N/2$ diszkrét pontba szóródik szét 0 és $f_m/2$ között, a fehérzajmodell szerint egyenletesen. Így a szinuszelet frekvenciáján a $N/2$ -ed részére csökken a kvantálási zaj. Azonban egy probléma is adódhat a Fourier-transzformációs zajcsökkentésből: ha a T szinuszperiódus a T_m mintavételi időköz egész számú többszöröse – azaz mindig ugyanazokban a fázisokban veszünk mintát a jeltől –, a kvantálási zaj az alapharmonikus, a vizsgált szinuszelet frekvenciájának egész számú többszöröseinél összpontosul. Ez azt jelenti, hogy a zaj korrelál a jellel, ami ellentétben áll a fehérzajmodell alapfeltevésével. Ahhoz, hogy a zaj valóban korrelálatlan legyen a jellel, az szükséges, hogy a mérés során a mintaszám és mért periódusok száma relatív prímek legyenek [2].



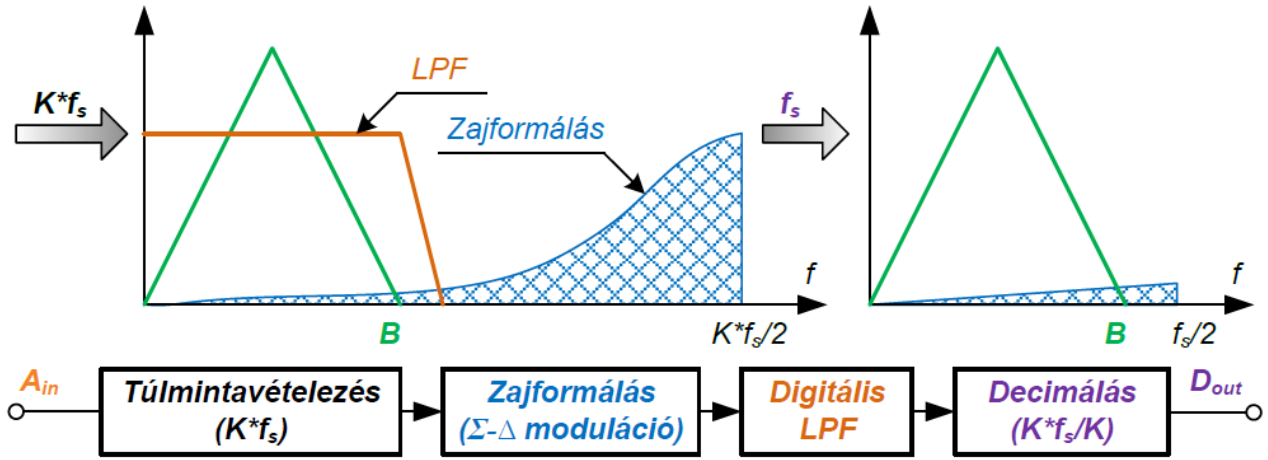
9. ábra. A kvantálási hiba időfüggése szinuszos analóg jel konverziója során 2, illetve 4 bit esetén. A jobb láthatóság érdekében a hibát kétszeres szorzóval mutatja az ábra [2].

6. Δ - Σ -moduláció

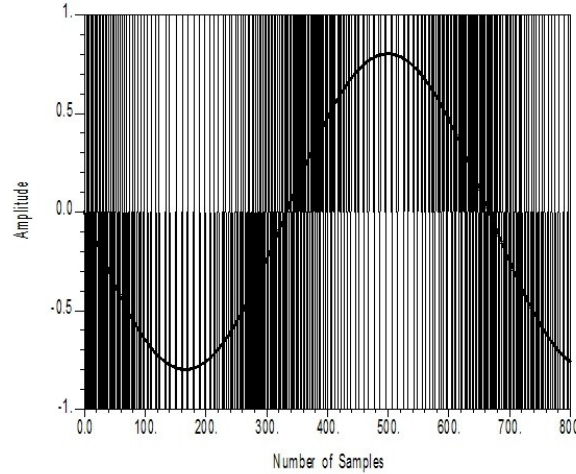
Az fentiekben ismertetett additív, fehér spektrumú kvantálási zajmodellt (2) alkalmazva, az átalakított jel spektruma a Fourier-transzformáció linearitása miatt az eredeti jel spektrumának és a kvantálási zaj (hiba) spektrumának az összege. A kvantálási zajról elmondható, hogy a teljesítménysűrűségének a spektruma egyenletesen oszlik el az $f_m/2$ frekvenciáig, és az általa határolt téglalap alatti terület $\frac{q}{\sqrt{12}}$ (vö. (3)). Gondolatkísérletként növeljük most a mintavételi frekvenciát $k \cdot f_m$ -re! Ez esetben 0 és $k \cdot f_m/2$ frekvencia között oszlik meg a teljesítményspektrum egyenletesen, a korábbihoz képest k -szor annyi pontban. Az alatta lévő terület viszont változatlanul $\frac{q}{\sqrt{12}}$, így egy pontban k -ad részére csökken a kvantálási zaj teljesítménye. Adott szinuszjel vizsgálatakor ez k -szoros jel-zaj arányt jelent. Túlmintavételezéskor tehát az átalakító kvantálási hibájának egy szélesebb spektrumba való szétszórásával az adott jel konverziójakor bekövetkező kvantálási hiba csökkenthető, más szóval a felbontás növelhető. Ez effektíve olyan, mintha plusz biteket adnánk hozzá az A/D átalakítóhoz.

Az úgynevezett $\Sigma - \Delta$ átalakítók működése részben ezen az ötleten alapszik. A túlmintavételezés mellett jelentősen javítható a jel-zaj arány zajformálással: a kvantálási zajt olyan módon kell formálni, hogy a spektrumban a teljesítménye egyenletes eloszlás helyett a nagyfrekvenciás tartományba koncentrálódjon, és így a mérendő jel komponenseire kisebb legyen a zaj értéke. A zajformálásra szolgál a $\Sigma - \Delta$ modulátor. A zaj spektrumából (digitális) aluláteresztő szűrővel (LPF, *low-pass filter*) kiszűrhető a nagy frekvenciába eső nagy teljesítményű régió, majd a frekvencia decimálásával f_m -re kell csökkenteni a már szűrt jel mintavételezési frekvenciáját, hogy az a digitális kimenet számára feldolgozható legyen. A $\Sigma - \Delta$ átalakító működését a 10. ábra foglalja össze. Az eszköz tehát intenzív digitális jelfeldolgozást hajt végre, ami igen számításigényes folyamat (pl. a sokszoros túlmintavételezés és a nagy adatmennyiség szűrése).

A $\Sigma - \Delta$ modulátorban a bemenő analóg jel első lépésben egy különbségképzőre kerül, ami visszacsatolással a kvantálási hibát állítja elő. (A belső 1 bites A/D átalakító ered-

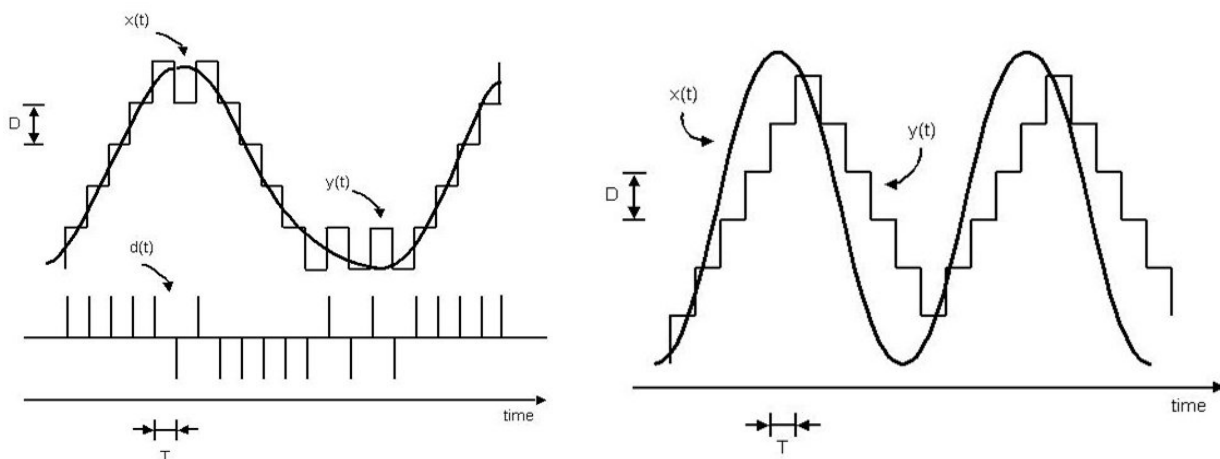


10. ábra. $\Sigma - \Delta$ A/D konverter működésének vázlata és illusztrációja [2].



11. ábra. $\Sigma - \Delta$ modulátor analóg bemenete és a kvantáló kimenete [3].

ményét a visszacsatoló ágban lévő 1 bites (kétállapotú, $+U_{ref}$ vagy $-U_{ref}$) D/A visszaalakítja feszültséggé, majd a jeltől kivonjuk a 1 bites D/A konverter kimenetét.) A különbségképző kimenetét (a kvantálási hibát) integráljuk, és az integrátor kimenetét digitalizáljuk az 1 bites A/D-vel. Ha az integrátor kimenete pozitív, akkor a komparátor kimenete logikai 1, egyébként logikai 0. Végeredményben a $\Sigma - \Delta$ modulátor kimenete egy digitális impulzussorozat, amiben a logikai nullák és egyesek egymáshoz képesti előfordulási aránya az eredeti analóg bemenőjelnek a függvénye (lásd: 11. ábra). Belátható, hogy a negatív visszacsatolás miatt a visszacsatolásban lévő D/A átalakító kimenőfeszültségének átlagértéke és így az eredményül kapott bitsorozat átlagértéke is a bemenőjel átlagértékéhez tart, állandósult állapotban körülötte ingadozik. A bitsorozatot digitálisan szűrve, például átlagolva, az analóg jel értéke digitálisan előállítható, ugyanis a $\Sigma - \Delta$ modulációval a nagyfrekvenciás tartományba eltoltt kvantálási zajnak a jelentős részétől megszabadulunk.



12. ábra. Δ -modulátor korrekt és hibás működésének illusztrációja [3].

7. Δ -moduláció

A Δ -modulátor a Σ - Δ -modulátorhoz hasonlóan negatív visszacsatoláson alapszik. Lényegében azt nézi, hogy az analóg jel a következő mintavételi ablakban alacsonyabb vagy magasabb, mint a konvertált digitális jel aktuális értéke. 1 bites esetben a következő forgatókönyv zajlik le: ha alacsonyabb az analóg jel az aktuális digitális értéknél, akkor 0-t ad ki a komparátor, és csökkentjük egy kvantálási lépcsővel a digitális jel értékét, ellenkező esetben az összehasonlítás eredménye logikai 1, és növeljük egy lépcsővel a digitális jelet. A mintavételi frekvencián kívül ez esetben a q kvantumlépcső és a mérendő jel amplitúdója is meghatározó a konverzió sikeressége szempontjából: a 12. ábra bal oldalán helyes, jobb oldalán hibás A/D átalakítást látunk Δ -modulátorral.

8. A tömörítésről

Egy eseményhalmaz megfigyelése során nyert átlagos információt, más szóval az adott eseményhalmaz entrópiáját:

$$H = - \sum_i p_i \log_2 p_i, \quad (4)$$

ahol i egy elemi esemény, p_i annak valószínűsége. Például egy igen/nem döntés akkor jelenti a legnagyobb átlagos információmennyiséget, ha mindkét esemény bekövetkezése ugyanannyira valószínű ($p_i = 0.5$), más szóval, a jel zajszerű: ekkor az átlagos információ nagyságára $H = 1$ -et kapunk [1]. Ezt az információ-egységet hívják 1 bitnek. Amennyiben az események nem egyformán valószínűek (van valamiféle rendezettség), akkor az átlagos információmennyiség kisebb lesz. A rendezettség miatt pl. egy értelmes szöveg entrópiája kisebb egy vele azonos számú véletlen karakterből álló szövegénél, tömörítés nélkül mégis azonos adatmennyiséget jelentenek. Jól tömörített adathalmaz nem tartalmaz redundáns részt, a tömörített információ zajszerű. Másik hétköznapi példa egy videófelvétel: ez nem zajszerű, hiszen a szomszédos pixelek sokszor nagyon hasonlóak, és általában nem sokat változik a kép az előzőhöz képest. Ezeket a korrelációkat felhasználva különböző tömörítési eljárásokkal töredékére csökkenthető egy fájl,

csökkentve az adatok átviteléhez szükséges időt és tárolásához szükséges memóriát. A tömörítés jóságának mérőszáma a kimenet entrópiája. Minél nagyobb az entrópia, annál inkább zajszerű a kimenet. A digitális tömörítési eljárásokat tekintve megkülönböztetünk veszteség nélküli és veszteséges módszereket: utóbbiak ugyan jobban tömörítenek, de az eredeti jelek tökéletes visszaállítása nem lehetséges a kimenetből, azonban a gyakorlatban általában megfelelő az eredmény. Veszteséges tömörítés pl. a jpeg és az mp3 kódolás: ezeket tipikusan az emberi érzékszervek működéséhez illesztik. Képek tömörítésénél az élek megtartása a legfontosabb, hangoknál a nagyobb amplitúdójú komponensek (a halk felharmonikusokat alig halljuk) [1].

Valójában a Δ -moduláció is egy tömörítési eljárás: n bites egymás utáni A/D konverzió eredményének (sok hasonló eredmény egymás mellett a folytonos bemenet miatt) eltárolása helyett a kiinduló állapotot és a rögzített kvantumlépcsőnyi nagyságú fel-le lépések sorozatát tároljuk. Ugyan a mintavételezési frekvenciát a Δ -modulációhoz többszörösére kell növelni a hagyományos A/D konverzióhoz képest, a Δ -modulációhoz akár 1 bit is elegendő, így a sávszélesség végeredményben csökkenthető.

Hasonlóképp a $\Sigma - \Delta$ moduláció is tömörítéssel jár: itt is elegendő 1 bit, és a kvantálási zaj magas frekvenciájú régióba transzformálása és szűrése miatt szintén adatot eliminálunk.

9. Digitális számábrázolás és műveletvégzés

Hivatkozások

- [1] Varga Dezső, Bagoly Zsolt: Elektronika és méréstechnika. Kurzusjegyzet, 2013. http://itl7.elte.hu/~zsolt/Oktatas/EM/EM_jegyzet_akt.pdf.
- [2] Dülk Ivor: Bevezetés a beágyazott rendszerekbe. BME-MIT egyetemi jegyzet, 2016.
- [3] Online poszt: <https://www.quora.com/What-is-the-difference-between-delta-modulation-and-sigma-delta-modulation>.
- [4] Dobos László: Hangfeldolgozás. Jegyzet a Digitális méréstechnika labor méréséhez, 2016. <https://stegerjosef.web.elte.hu/teaching/digilab/meresleiras/hangfeldolgozas.pdf>.