

Analóg komparátor 1 bites A/D átalakító

Simple in concept, but tricky in practice [D. Sheingold]
Comparators have an op-amp front end and a digital back end [R. Mancini]

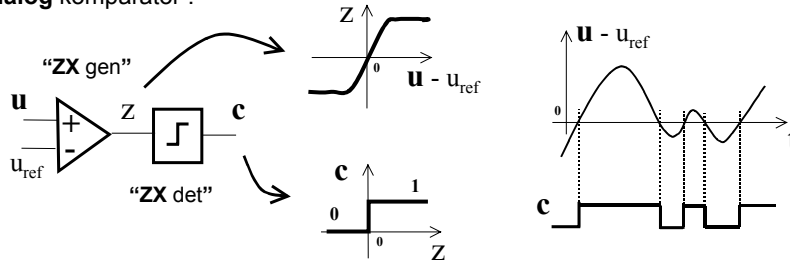
Az analóg komparátor **két** bemenő **jel különbségének előjelét** (null-átmenetét) generálja (**ZX** : zero crossing) és azt **logikai állapotként** kódolja. Az 1 bites **adat** kimenet megadja, hogy **az egyik** analóg bemenet: **a referencia** pillanatértékéhez képest a másik jel pillanatértéke nagyobb-e vagy kisebb¹; az átmenet "polaritása" szabadon választható.

Kritikus, az analóg és digitális tartományt **közvetlenül** áthidaló elem az analóg komparátor

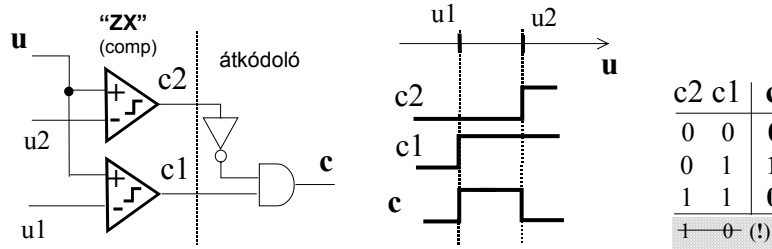
Praktikusan, *differencia erősítés és határolás* alakítja ki a null-átmenetet (ZG : **ZX generation**), az ezt követő logikai állapot (szint) detektálás maga a **döntés** (ZD : **ZX detection**), amely lehet aszinkron vagy órajellel szinkron (clocked [latched]² comparator).

Megjegyzés: nemkívánatos metastabil állapot lép fel, ha *felbontás* közeli jel-különbségnél túl rövid a *döntési idő* ahhoz, hogy határozott, az 1 vagy 0 értéket jellemző logikai szint alakuljon ki³

analóg komparátor :



ablak komparálás ($u_2 > u_1$) :



Multi-bites kvantáló (résztartományokra osztás) realizálása intervallum(ok) detektálását⁴ igényli. Egy (jel)tartományba-esés indikálásához ún. **ablak** komparálás szükséges: intervallum átváltási (határ)-pontokat detektáló analóg komparátorok és adatfeldolgozó (átkódoló) logika. A realizálási korlátok (pl. erősítő *offset*) miatt hibás adat is keletkezhet

¹ Analóg komparátor azonosságot nem indikál ! Csak arra képes, hogy *véges idő* alatt és *korlátozott felbontással* eldöntse: a jelek **aránya** 1-nél nagyobb-e vagy kisebb; a döntés *hibás* is lehet

² "beágyazott" mintavétel ("polarity sampling")

³ Másrészt, nagy bemeneti túlvezérlést (overdrive) követően "lelassul" a működés (overdrive recovery). Igen nagy mintagyakoriságú átalakítók megvalósításánál **alapkorlát** a komparátor *bizonytalansága*

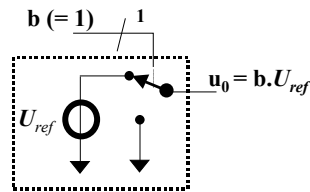
⁴ A bemenet bármelyik intervallumban lehet, ezért a kvantáló *képes* kell hogy legyen *mindegyik ZX* (határpont; code "edge") generálására; de *nem* szükségszerű minden mintánál az *összes ZX* generálása (mert - a bitkereső algoritmustól függően - kihasználható az intervallumok *szekvenciális* elhelyezkedése). *Több ZX* egyidejű, *párhuzamos* detektálása gyorsítja a műveletvégzést (**sub-ranging**). Tartomány átlapolással (**range overlap**; over-range) robusztussá tehető az átalakítás (például, *offset* korrekciót tesz lehetővé a *redundancia*)

Jel (referencia) kapcsolás 1 bites D/A átalakító

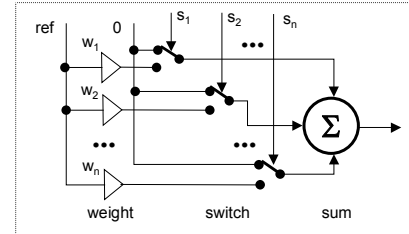
Az adat ($b = 0,1$) és jel (u_0) tartomány között *közvetlen* átmenet a kapcsolt (referencia)feszültség - mint az ábrán (ideális eset); vagy a nagy sebességgel átkapcsolható (referencia)áram forrás

Multi-bites D/A átalakító *illesztett* komponensekkel, a lineáris *szuperpozíció* elvét felhasználva realizálható (kapcsolt referencia-növekmények összegzése, lásd 43. oldal)

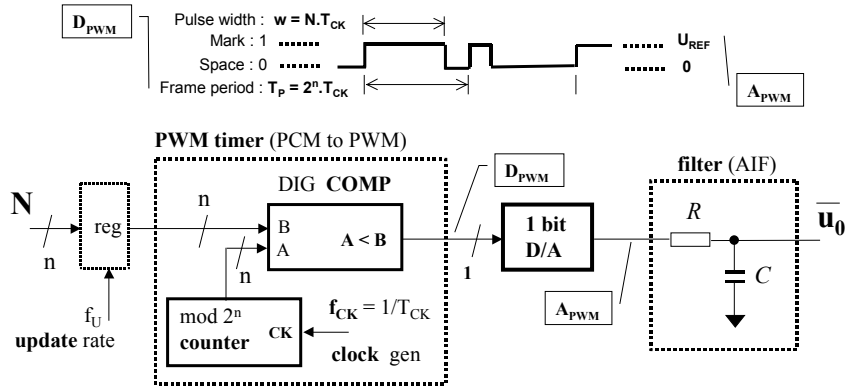
1 bites D/A :



Lineáris szuperpozíció: multi-bites D/A



PWM DAC :



PWM⁵ DAC

pulzus szélesség moduláció és időátlag

Különösen teljesítmény elektronikai alkalmazások (mint: motor vezérlés, audio végfok, kapcsolóüzemű tápegység) esetén jó hatásfokú a nagy *időfelbontás* és *átlagolás* kiaknázása **n bites D/A** megvalósításához. A modulátor (PWM timer) a N numerikus adat értékével *arányos* w/T_p kitöltési tényezőt generál (**level-at-a-time** típusú konverzió), a számláló túlcsoordulás ($\text{mod } 2^n$) terminálja a periódust. Ennek az impulzus("bit")-sorozatnak az *átlagértékét* alakítja feszültséggé az **1 bites** D/A mag és az aluláteresztő szűrő⁶

$$\bar{u}_0 = \frac{w}{T_p} \cdot U_{ref} = \frac{N}{2^n} \cdot U_{ref} = N \cdot \Delta u$$

Az információ átviteli kapacitás (RSRP : resolution - "sampling rate" product) *konstans*: $2^n \cdot f_p = f_{CK}$, és - a szűrésre is ható - *rögzített* $f_p = 1/T_p$ impulzus gyakoriság (**PRF**: pulse repetition frequency, PWM carrier frequency) korlátozza a bemenet adatfrissítési gyakoriságát: $f_U < f_p = f_{CK}/2^n$

Az *időfelbontás* javításával növelhető az n bitszám. Ennél hatásosabb módszer, amely a nagy f_{CK} igényt is csökkenti (a PWM átalakító előtti bitszám redukcióval): *közbenső* multi-bites DSM (azaz zaj-formálás) alkalmazása, vagyis "PCM \rightarrow multi-bit DSM \rightarrow PWM" eljárás

⁵ **PWM** : pulse width modulation

⁶ az egyszerű RC-tag csak "jelképes" LPF (low pass filter), bár számos gyakorlati esetben elegendő lehet

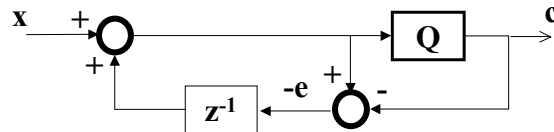
Digitális akkumulátor 1 bites, elsőrendű digitális DSM (pulse NCO⁷)

A DSM (delta szigma moduláció) hatásos szóhossz csökkentése (re-quantization, resolution compaction) egyszerűsíti a pontos D/A rekonstrukciót, persze a sávszélesség rovására.

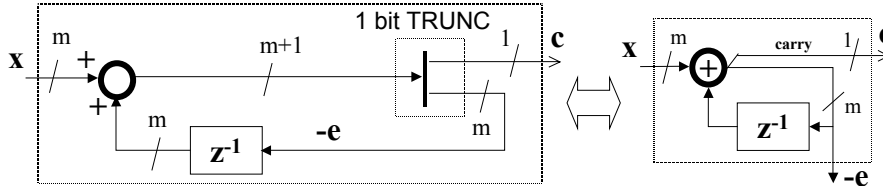
Kedvező az 1 bites (bit-stream) eset : az ábrán pl. az **m bites x** bemenő adatból a hiba-visszacsatolást realizáló akkumulátor **1 bites c** átvitele (carry bit) a kimenet ⁸ (az összegzés "eredménye" pedig a visszacsatolt adat)

1 bites D/A mag és szűrés (időátlag) reprodukálja a c-vel jelölt 'pulzus sűrűség modulált (PDM)' sorozatból az analóg jelet (lehet **PDM DAC** is az megnevezés) - az ábra *nem* vázolja ezt a kiegészítést

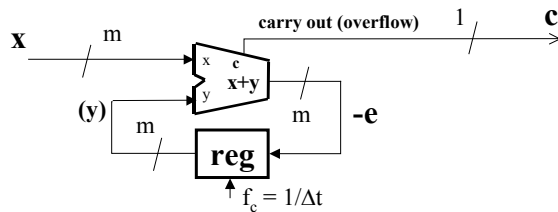
elsőrendű zajformáló: "hiba"visszacsatolás
(késleltetés a visszacsatoló ágban, és módosított előjelek)



ekvivalens topológia: 1 bites (csonkító; TRUNCation) digitális DSM
(az m+1 bites adatról egyszerű MSB leválasztás: c, és a maradék m bit visszacsatolása: -e)



kompakt megvalósítás: akkumulátor (1 bit: carry - out; "pulse NCO")
(m bites összeadó és regiszter, a kimenet: átvitel bit)



Más szemlélettel: egy **x** értékű numerikus minta (egész szám, $0 < x < 2^{m-1}$) f_c órajellel történő, mod 2^m szerinti akkumulálása *átlagosan* $f = (x/2^m) \cdot f_c$ gyakoriságú *túlsordulást* eredményez; ez a (fázis)akkumulátor a legegyszerűbb numerikusan kontrollált oszcillátor: **pulse NCO** (DDS⁹)

Az akkumulátor 2^m állapotszámának felel meg egy pulzus-periódus 2π fázisa, így a relatív fázis-változás egy $\Delta t = 1/f_c$ órajelre : $\Delta\phi/2\pi = x/2^m$. Ebből a túlsordulás-pulzus (átlag)frekvenciája

$$f = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \left(\frac{f_c}{2^m} \right) \cdot x \quad (\text{és } x < 2^{m-1}, \text{ mintavételi tétel)}$$

Ha **x** nem osztója 2^m -nek (azaz $2^m/x \neq$ egész), akkor fázis-jitteres a pulzus sorozat (mert nem zérus a regiszter-tartalom a túlsordulást követően). Nagy **x** értéknél (kis periódusidő esetén) domináns a jitter hatása. Megjegyzés: a numerikus periódus: $P = 2^m/gcd(x, 2^m)$, ahol $gcd()$ a két mennyiség legnagyobb közös osztója (greatest common divisor)

A DSM adat-sorozat közvetlenül is hasznosítható (a digitális tartományban, lásd pl. **3.3** feladat)

⁷ **NCO** : numerically controlled oscillator

⁸ word-stream to bit-stream converter (WS/BS)

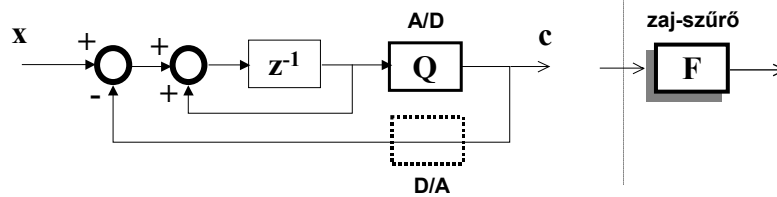
⁹ DDS : direct digital synthesis

Feszültség - frekvencia átalakító (unipolar VFC¹⁰) 1 bites, elsőrendű analóg DSM (charge balancing, sync VCO¹¹)

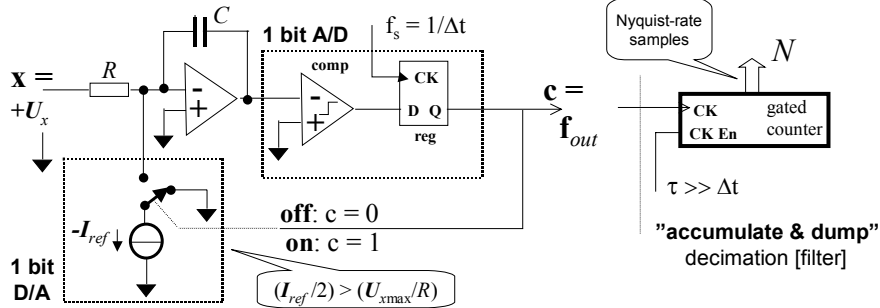
A DSM eljárás hatásosan szétválasztja a komponensek pontossági követelményét és a teljes rendszer (Nyquist-rate A/D) multi-bites felbontását.

A kvantáló (és rekonstruáló) *mag* realizálása 1 bites választásnál leegyszerűsödik, mint pl. az ábrán vázolt esetben, és valójában a decimáló [szűrő] a kritikus elem : a bit-sorozat (c) lokális **átlag**-értéke követi a bemenetet

elsőrendű zajformáló: "jel" visszacsatolás
(diszkrét idejű integráló, és tartomány váltás: A/D és D/A átalakító)



megvalósítás: 1 bites **analóg DSM** ("unipolar VFC")
(folytonos idejű integráló és periodikus kvantálás; **charge balancing**, "synchronous VCO")



Más szemlélettel: közbenső **analóg** (!) "jel-váltás" (VFC; órajellel-szinkron feszültség vezérelt oszcillátor: sync VCO) után *frekvencia* digitalizálás állítja elő a multi-bites numerikus mintákat

A bemenet *folyamatosan* tölti az integráló kapacitását, így "közel zérus" átlagos töltéshez a visszacsatolással annál gyakrabban kell $I_{ref} \cdot \Delta t$ nagyságú töltés-csomagokat kivenni, minél nagyobb a bemenő jel szintje: a kisütés gyakorisága (= a frekvencia kimenet) *arányos* a bemenő feszültséggel (\rightarrow VFC). Az ábra **unipoláris** esetet szemléltet

A töltés-kiegyenlítés (charge balancing) elvét alkalmazva kapunk (közelítő!) jellemzést a Nyquist-gyakoriságú, nagy effektív felbontású mintákra: az U_x analóg jel bemenet és a N mérőszám kimenet *metrikai* kapcsolata (vagyis a "delta-sigma (**FDC**¹²) **ADC**" rendszer-átvitele)

$$\left(\frac{\overline{U_x}}{R} \right) \cdot \tau \approx (I_{ref} \cdot \Delta t) \cdot N, \text{ és } \tau = k \cdot \Delta t \text{ kapuidő választással: } N \approx \frac{\overline{U_x}}{(I_{ref} \cdot R) / k} = \frac{\overline{U_x}}{\Delta u}$$

Δu : mértékegység (és az átlagolás rögzített időtartama : τ)

A frekvenciát mérő 'kapuzott esemény számlálás' a legegyszerűbb decimáló [szűrő]. Az adat akkumulálás (*unipoláris* digitális integrálás) egyben hatékony zavar-szűrő is (lásd 3.4 feladat)

¹⁰ VFC : voltage to frequency converter

¹¹ VCO : voltage controlled oscillator

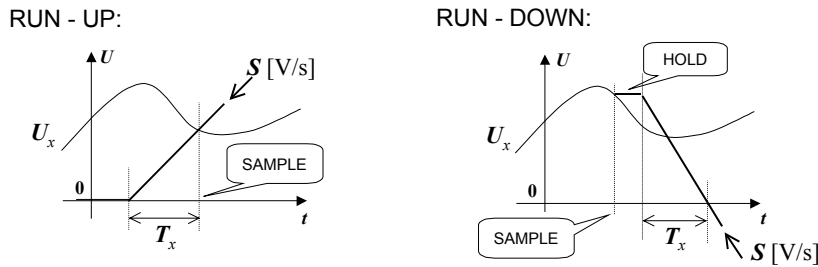
¹² FDC : frequency to digital conversion

Feszültség-idő átalakító (unipolar VTC¹³) pillanatérték (ramp), átlagérték (dual-slope)

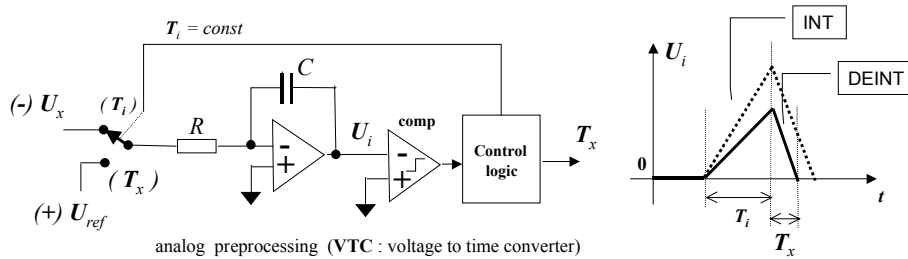
Viszonylag könnyen digitalizálható mennyiség az *időtartam* (mégpedig $f_{CK} = 1/\Delta t$ gyakoriságú (óra-jel)impulzusoknak a mérendő időtartam alatti [kapuzott] számlálásával), ezért a **közvetett** A/D átalakítók egyik alapeleme ez a közbenső jel-váltás (**analóg** jelprocesszálás!)

(a) **Pillanatérték** méréséhez, S [V/s] meredekségű *lineárisan* változó (**ramp**: RUN-UP) referencia jellel¹⁴ hasonlítjuk össze a mérendőt, arányos $T_x = U_x / S$ időtartamot előállítva (**level-at-a-time** típusú konverzió). Ezzel *egyidőben* a $(T_x / \Delta t) + e = N$ értékű mérőszám is előállítható. A mintavétel (sample) nem egyenletes: aktuális időpontja bemenet-függő. Ez a függés megszüntethető "igazi" mintavétele, melynek kapacitását *lineárisan* kisütve (RUN-DOWN) kapjuk T_x értékét. (Az ábrák csak az **unipoláris** VTC idődiagramokat vázolják)

Pillanatérték minta : **ramp VTC**



Átlagérték minta (analóg, bipoláris integrálás): **dual-slope VTC**



(b) A mintavételező kapacitást a jel T_i időtartamú **átlagértékére** töltve, igen kedvező (pl. robusztus: a paraméter változásokra érzéketlen) tulajdonságú eszköz adódik: **dual slope**¹⁵ VTC. A működés két fázisú (INT: integrálás, DEINT: *lineáris* kapacitás kisütés). Az igazi analóg *bipoláris integrálás* (a mintavétel) végén az előjel is detektálható - az ábra **unipoláris** esetet szemléltet

Felhasználva a töltés-azonosságot (igazi töltés-kiegyenlítés!), valamint: T_x értékét Δt felbontással mérve és *célszerűen* $T_i = K \cdot \Delta t$ választással (!), a "dual slope (**TDC**¹⁶) **ADC**" rendszer-átvittele

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

Periódikus zavarjelre igen hatékony a beágyazott zavar-elynyomás (átlagolás, lásd 3.4 feladat)

¹³ **VTC** : voltage to time converter

¹⁴ Például, egy kapacitás (C) konstans áramú (I_{ref}) töltése esetén: S [V/s] = I_{ref}/C

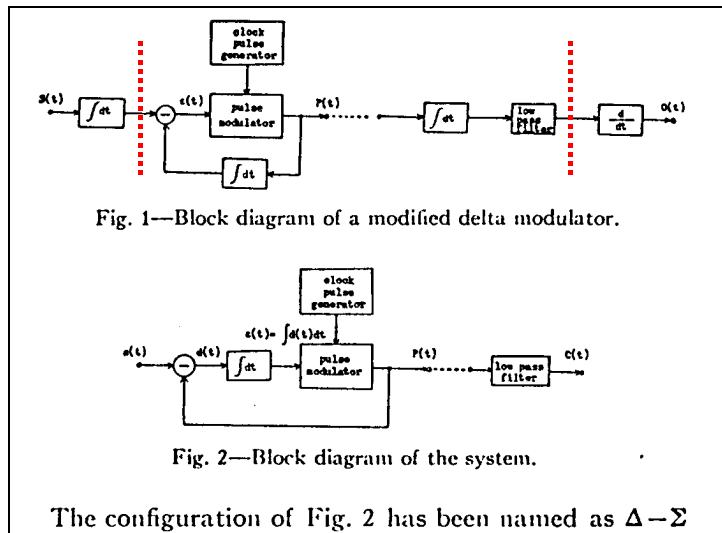
¹⁵ 1955. Az "Electronics" c. lap 1980. évi összeállításában a „12 legjobb áramkör” közül az egyik (a flip-flop: 1919, PLL: 1932, op amp: 1938 társaságában). Érzéketlen az áramkörü hibákra - alapvetően *csak* a referencia számítás, plusz "beépített" szűrést is tartalmaz. (Ez még persze a DSM előtti időszak.)

¹⁶ **TDC** : time to digital converter

Feladatok - 3

3.1 Hogyan detektálható az, hogy két, *érintkező* ($u_1 < u_2 < u_3$ határpontokkal jellemzett) analóg tartomány közül melyikben van a bemenő jel pillanatértéke?

3.2 A *delta-sigma* modulációs (DSM) eljárás egyik forrása (és az elnevezés eredete, moduláció evolúció):



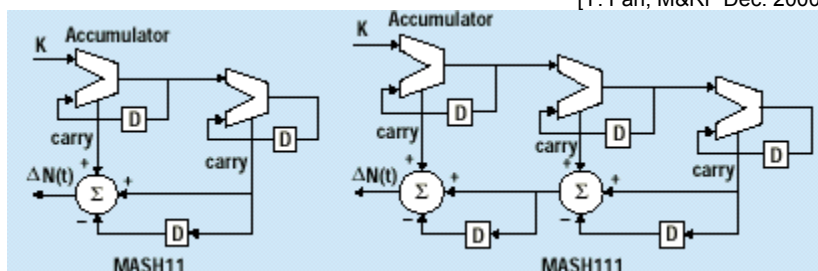
[H. Inose, Y. Yasuda, J. Murakami 1962]

A *delta* moduláció (DM) *differenciális* hullámforma kvantálás (*módosítja* a jel spektrumát, ezért kell integrálni a "vevőben"). Spektrális nézőpontból, mi az alapvető eltérés a DM és a DSM módszer között?

(V.ö. 2.9 feladat és 19. oldal.)

3.3 **Digitális DSM** két, kaskád sémáját vázolja az ábra, ahol D : delay (register), K : a bemenet (multi-bit) és $\Delta N(t)$: a kimenet (data stream); a *speciális* alkalmazás: 'fractional-N PLL' frekvencia szintézisnél a $N \cdot K$ *átlagértékű* osztáshoz a változó osztásarányú osztó dinamikus vezérlése

[Y. Fan, M&RF Dec. 2000]



Linearizált kvantáló modellel adjuk meg az ekvivalens topológiákat és a transzfer függvényeket

3.4 T_i időtartamú (vagy $\tau = T_i$ kapuidővel vett) **átlag**-minták esetén, A_z amplitúdójú, f_z frekvenciájú és φ kezdőfázisú egy-frekvenciás (pl. hálózati) zavarjelre a hiba (h) és a legrosszabb esetű zavarelnyomás (**NMR** : normal [or series] mode rejection) értéke

$$h = A_z \cdot \frac{\sin y}{y} \cdot \sin(y + \varphi) \quad \text{és} \quad NMR[dB] = 20 \cdot \log \left| \frac{A_z}{h_{\max}} \right| = 20 \cdot \log \left| \frac{y}{\sin y} \right|, \quad \text{ahol } y = \pi \cdot f_z \cdot T_i$$

Igazoljuk a formulákat, és ábrázoljuk NMR[dB] értékét f_z (vagy a normált $f_z \cdot T_i$) függvényében, logaritmusos léptékkel (normát változónál a 0.1 - 10 tartományban). Milyen T_i választás célszerű? (Pl. hálózati zavarelnyomáshoz min. 1 PLC : power line cycle szükséges)