

MÉRÉSTECHNIKA tárgy

Villamosmérnöki szak, nappali II. évf. 4. szem. (tavaszi félév)

Fakultatív gyakorlat (2. rész)

A pdf file-ok olvasásához Adobe® [Acrobat Reader](#) szükséges.

További feladatokat a jegyzet: "Pápay: **Jelalak mérés és szintézis**, Műegyetemi kiadó, 1996 (55026)", és az elektronikus [példatár](#) tartalmaz.

99/04/12



1: Idő(tartam), frekvencia (gyakoriság) mérés


F1.1: Határozzuk meg a **kapuzott esemény-számlálás** (a "szorzat-szabály") műveletnél fellépő (numerikus)hiba eloszlását. (Először az ún. csatorna profilt: a mérőszám feltételes (bemenettől függő) valószínűségét számítsuk ki.) Ennek alapján értékeljük a méréstechnikai gyakorlatban szokásos "**a hiba +/-1**" specifikációt. *Feltétel:* a start-bizonytalanság egyenletes eloszlású.

(*Megjegyzés:* az eredmény ún. *Simpson (háromszög)* eloszlás. Tudunk erre más gyakorlati példát is találni?)

Fontos: a hiba tehát nem *Gauss (normál)* eloszlású. Később megtanuljuk, hogy az ideális kvantálás (kerekítés) hibája *egyenletes (négyyszög)* eloszlással becsülhető, ettől miért tér el az itt vizsgált eset?)

Legyen a frekvencia a mérendő paraméter és értéke *konstans*: $f = 12.34$ kHz, a kapuidő pedig $t_0 = 0.01$ s. Milyen mérőszám(ok) mekkora valószínűséggel lép(nek) fel?

Fogas kérdés: hogyan módosul a hiba-eloszlás, ha nem ideális, hanem véges szélességű eseményeket (valóságos impulzusokat) számlálunk és emiatt a kapuzásnál pulzus-csonkítás, és ebből adódóan esemény-vesztés is felléphet? (Javasoljunk módszert ennek megszüntetésére.)

F1.2: "Univerzális számláló" integrált áramkör:  [ICM7226](#) 10 MHz Universal Counter System

F1.3: Frekvenciamérő:  [Model 232FC](#) RS-232 Port-Powered Frequency Counter

F1.4: Feszültség - frekvencia átalakító (VFC) alkalmazása.

Unipoláris (ún. töltés-visszacsatolás elvű) VFC, bipoláris bemenő jel kezelése és automatikus nulla-pont korrekció (AutoPolarity, AutoZero).

Megjegyzés: "feszültség - gyakoriság (frekvencia) - átlagolás (szűrés)"
művelet sor adj a mérőszámot, amelynek *felbontása* az átlagolás (a kapuidő) függvénye. (Találjunk gyakorlati példát a célszerű kapuidő választásra.)

Ha például zavarérzékeny átvitel, illetve galvanikus elválasztás kell az érzékelő és az adatfeldolgozó között, akkor miért célszerű a VFC módszer?
Hasonlítsuk össze a VFC módszert a **feszültség - idő átalakítású (VTC)** ún. *dual-slope* eljárással.

F1.5: Digitális gyorsulásmérő:  [Model 1010 Digital accelerometer](#)

F1.6: A **fázisszög** két azonos frekvenciájú jel null-átmenetének időkülönbségével arányos. Három mérés: PER, TIME A-B, TIME B-A eredményéből hogyan adható meg (fok-ban) a fázisszög értéke? (Miért célszerű a *harmadik* mérés?)

99/04/19



2: Digitalizálás (I)

$$\cos(3 \cdot 10^{-4} \cdot \pi i^2)$$

F2.1: A jel mintasorozata:

$i = 0, 1, 2 \dots$ Ezt az időrekordot $f_c = 8 \text{ kHz}$ gyakorisággal rekonstruáljuk. Mennyi a rekonstruált jel *pillanatnyi* frekvenciája a $t = 0.5 \text{ s}$ időpontban? Melyik időpillanatban lesz a jel pillanatnyi frekvenciája $f = 4 \text{ kHz}$?

Megjegyzés: a példa megoldása előtt három egyszerűbb feladatot oldjunk meg!

(1) A

$$2 \cdot \cos(0.6 \cdot \pi i + 0.3 \cdot \pi)$$

$i = 0, 1, 2 \dots$ időrekordot $f_c = 10 \text{ kHz}$ gyakorisággal rekonstruáljuk. Milyen frekvenciájú jelet kapunk? Hány mintát kell tárolni - ebben az esetben - a memóriában?

(2) $f_s = 8 \text{ kHz}$ gyakorisággal mintavételezünk egy három komponensből álló jelet, a komponensek frekvenciája $f_1 = 3 \text{ kHz}$, $f_2 = 6 \text{ kHz}$, $f_3 = 7 \text{ kHz}$. Milyen frekvenciákat találunk a mintavételezett jel *alapsávi* spektrumában?

(3) Adjuk meg egy **lineárisan változó frekvenciájú szinuszos jel** argumentumát

(a fázisfüggvényt). Milyen ennek az értéke nulla start frekvencia és nulla kezdő fázis esetén?

Útm.: Ez a lineáris frekvencia sweep az ún. *chirp*-jel. (Az elnevezés az akusztikus tartományban kifejtett hangzásra utal.) Ha a start frekvencia f_1 , és T (sweep)idő múlva f_2 lesz a frekvencia értéke, akkor a frekvencia-változás meredeksége (sweep rate): $S = (f_2 - f_1)/T$. Ezzel könnyen definálható a *pillanatnyi* frekvencia időfüggvénye (amely a fázis deriváltjával arányos), ebből integrálással kapjuk a fázist. A chirp-jel fázisa **kvadratikus** függvény. (Lásd ezután a kiinduló feladatot!)

F2.2: Kétfrekvenciás (azaz két szinusz összegéből álló) jel komponenseinek amplitúdója, frekvenciája és fázisa rendre: $A_1 = 1$, $f_1 = 400$, $\phi_1 = 0$, és $A_2 = 1$, $f_2 = 600$, $\phi_2 = 0$. A jelet $f_s = 1000$ (Hz) gyakorisággal mintavételezzük. Milyen frekvencia komponenseket találunk a mintavételezett jel *alapsávi* spektrumában? *Megjegyzés:* a feladathoz tartozó [Mathcad dokumentum](#) : **vudu.zip**.

F2.3: Szinuszos jelet generáló numerikusan kontrollált oszcillátor (NCO) mintafriessítési gyakorisága: f_c , a közvetlenül rekonstruált jel frekvenciája: $f > f_c/2$. Hogyan lehetséges ez?

99/04/26



3: Digitalizálás (II)


F3.1: 20 kHz-es információs sáv szélesség és **16 (effektív)bit** felbontás szükséges. **Túlmintavételezést követő digitális szűrés és mintaritkítás (decimálás)** módszerrel, mekkora minta-gyakoriságú **12 bites** (ill. **8 bites**) A/D átalakítót kell használni? *Feltétel:* folyamatos a mintasorozat, és az A/D hiba spektruma "fehér"-zaj. Értékeljük gyakorlati szempontból is ezt a megoldást!

F3.2: Az előző példa szerinti jeldigitalizáláshoz **DS (delta-sigma) A/D átalakítót** használjunk. A DS módszer a túlmintavételezés mellett **zajformálást is** végez decimálás előtt, ilymódon - az információs sávban lecsökkent kvantálási zaj miatt - kisebb A/D bitszám is elegendő. Legyen **1 bites** az A/D és *elsőrendű* (egyetlen integrálót tartalmazó) DS. Mekkora minta-gyakoriságú A/D átalakító szükséges? *Feltétel:* az A/D hiba spektruma "fehér"-zaj. (Ez erősen kritizálható, de elfogadható a becslés; lásd még **F3.5**)

Megjegyzés: a megoldás után idézzük fel az **F1.4** feladatban megismert tényeket (és lásd **F1.5**-öt is)!

F3.3: 24 bites, jelkondicionáló digitalizáló:  [AD7710](#) **Signal conditioning**

ADC

F3.4: Flexibilis felbontású digitalizáló:  [NI5911](#) 100 MS/s, 100 MHz 8 to 21-Bit Digitizer

F3.5: A kvantáló (igen erős nemlinearitás) kis-jelű viselkedését hatásosan javítja a jelhez **kvantálás előtt hozzáadott zaj (dither)**, amely zajját konvertálja a (harmónikus) torzítást, és így érvényesül igazán az **átlagolás**. Tanulmányozzuk a dither hatását a **dither.zip** [Mathcad dokumentum](#) segítségével.

F3.6: A kvantált szinuszos jel torzítási spektruma erősen bitszám, mintaszám, amplitúdó, fázis és numerikus frekvencia (f/f_s arány) függő. [Lásd pl. a jegyzet *DDS Jelgenerátor* fejezet Függelék-ében.] Speciálisan $f/f_s = 1/4$ és zérus fázis esetén NINCS torzítás! Miért?

99/05/03



4: Oszilloszkóp (I)

F4.1: Egyszerű kompenzált osztó modellel, határozzuk meg a jelcsatoló **10:1** osztású "mérőfej"(mérőkábel) frekvencia átvitelét. Legyen az *oszcilloszkóp* bemeneti impedanciája $R_i = 1 \text{ M}\Omega$, $C_i = 15 \text{ pF}$, a *forrás* pedig $R = 50 \Omega$ -os (vagy ahogy tesztelésnél szokásos, lezárt 50Ω -os, azaz $R = 25 \Omega$). Összehasonlításként, adjuk meg a közvetlen (azaz a "mérőkábel" nélküli) jelcsatolás sáv szélességét is. (Ne lepődjünk meg, az ellenállás viszonyok miatt az oszcilloszkóp elsősorban *kapacitív* terhelés!)

99/05/10



5: Oszilloszkóp (II)

F5.1: "Jegyzet, Oszilloszkóp fejezet, 35. old.: **Test Your Knowledge of DSO.**"

Az [első DSO](#) dátuma: 1972, ez a kvíz pedig a 80-as években jelent meg az akkor vezető elektronikai hetilapban (*Electronics*, a lap már megszűnt), egy korszerű (ma már nem gyártott) DSO-t tűzve ki nyereményként. Meglepően kevesen adtak jó válaszokat, pl. a 8. kérdésre a helyes válaszok aránya csak 19% ...

99/05/17



6: Spektrumanalizátor, Jelgenerátor

F6.1: "Jegyzet, Spektrumanalizátor fejezet, 14. old.: **6/b példa.**"

Tanulmányozzuk a NÉGYSZÖG és HANNing időablak alapvonásait a [window.zip Mathcad dokumentum](#) segítségével.

F6.2: Hálózati frekvenciás ($f = 50$ Hz-es) jel $m = 7$ periódusából $N = 29$ mintát veszünk. Ebből DFT-vel számítjuk az egyoldalas, alapsávi spektrumot (periodogram).

Melyik **DFT-bin**, azaz hányadik frekvencia index ($k = ?$ egész szám) adja a jelben lévő negyedik harmónikus komponens (200 Hz) értékét?

Miért célszerű *koherens* mintavétel (vagyis "egész számú jelperiódusból egész számú minta")?

F6.3: Vonalas spektrum k -adik komponense (kompakt alak):

$$A_k \cdot \cos(2\pi k \cdot f_0 \cdot t + \phi_k) = A_k \cdot \cos(2\pi k \cdot f_0 (t + \tau_k))$$


ahol $f_0 = 1/T_0$ az alapharmónikus frekvencia, A_k az amplitúdó, ϕ_k a **fázis**, amely ekvivalens egy **frekvencia** (periódusidő) **függő** τ_k késleltetéssel:

$$\tau_k = \frac{\phi_k}{2\pi k \cdot f_0} = \frac{\phi_k}{2\pi k} \cdot T_0$$

és legyen minden komponensre $\phi_k = 0$. Lásd: [phase.zip Mathcad dokumentum](#). Megváltozik-e a jelalak, ha módosítjuk a fázis értékeket?

Milyen változást várunk, ha pl. minden komponensre azonos: $\phi_k = \pi$ értéket állítunk? És ha $\phi_k = \pi/2$?

Megjegyzés: a (relatív) fázis tartománya $0 < \phi_k < 2\pi$ (mert a \cos függvény 2π szerint periódikus). Viszont a késleltetési idő lehet olyan, hogy értékéből a fenti összefüggéssel visszaszámolva a - frekvencia függő - fázist: $\phi_k 2\pi$ is adódhat (amiből mod 2π szerinti adat a \cos függvény argumentuma).

F6.4: "Programozható frekvenciájú szinusz generátor" integrált áramkör:  [ML2037 500kHz, Serial Input, Programmable Sine Wave Generator with Digital Gain Control](#)

