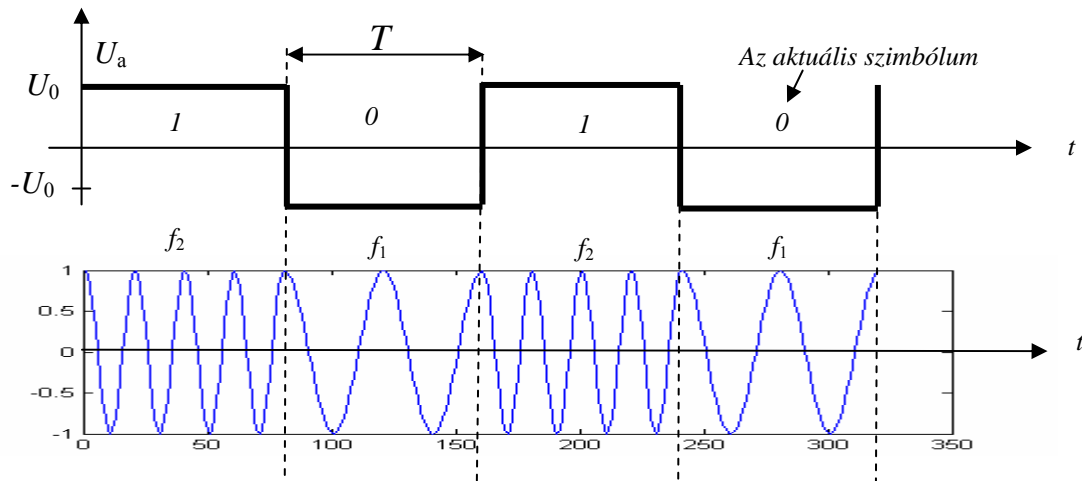


9. Digitális adatátvitel analóg csatornán

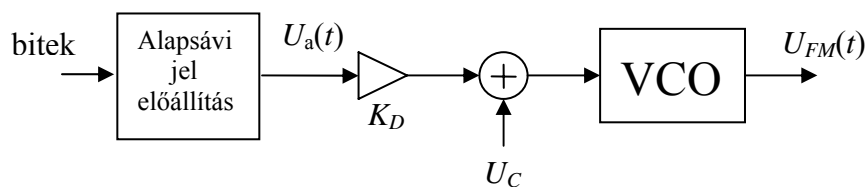
9.1. Az FSK (Frequency Shift Keying) moduláció

Az átvinni kívánt bináris információhoz rendeljünk hozzá egy u.n. alapsávi jelet $U_a(t) - t$, mely jel T szimbólum ideig, az aktuális „0” vagy „1” szimbólumtól függően, $+U_0$, vagy $-U_0$.



9.1. ábra Az alapsávi jel és a frekvencia modulált jel az idő függvényében

Ezzel az alapsávi jellel egy feszültség vezérelt oszcillátort (VCO-t) meghajtva, hozhatunk létre frekvencia modulációt, melynél a fázis folytonosan változik:



9.2. ábra Az FSK jel előállítása

Az U_C értékével a névleges vivőfrekvencia (carrier), a VCO szabadonfutó frekvenciája állítható be, a K_D erősítés értékkel a frekvencia löket szabályozható.

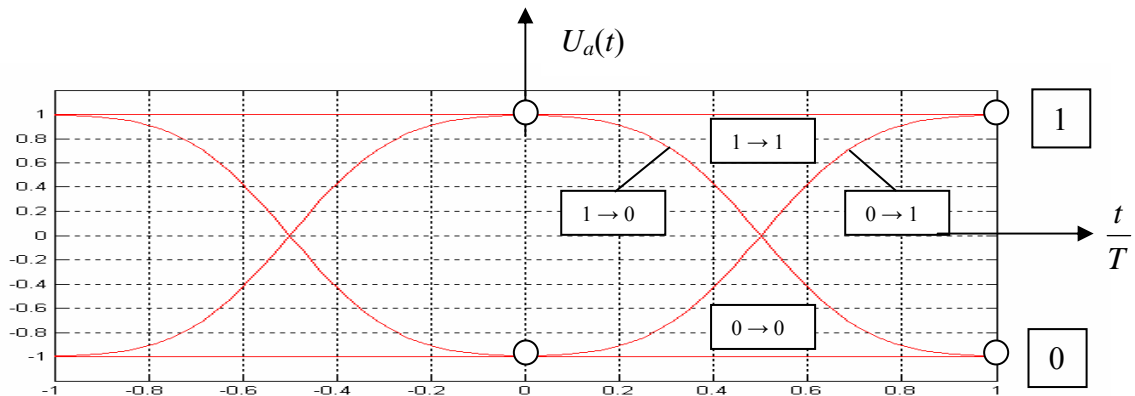
A sávközép frekvencia: $f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2}$ (a képzeletbeli vivő frekvencia)

A frekvencia löket: $f_d = \frac{f_2 - f_1}{2} = f_2 - f_0 = f_0 - f_1$

Az adatátviteli sebesség: $f_B = \frac{1}{T}$ [baud], [szimbólum/sec] itt most [bit/sec]

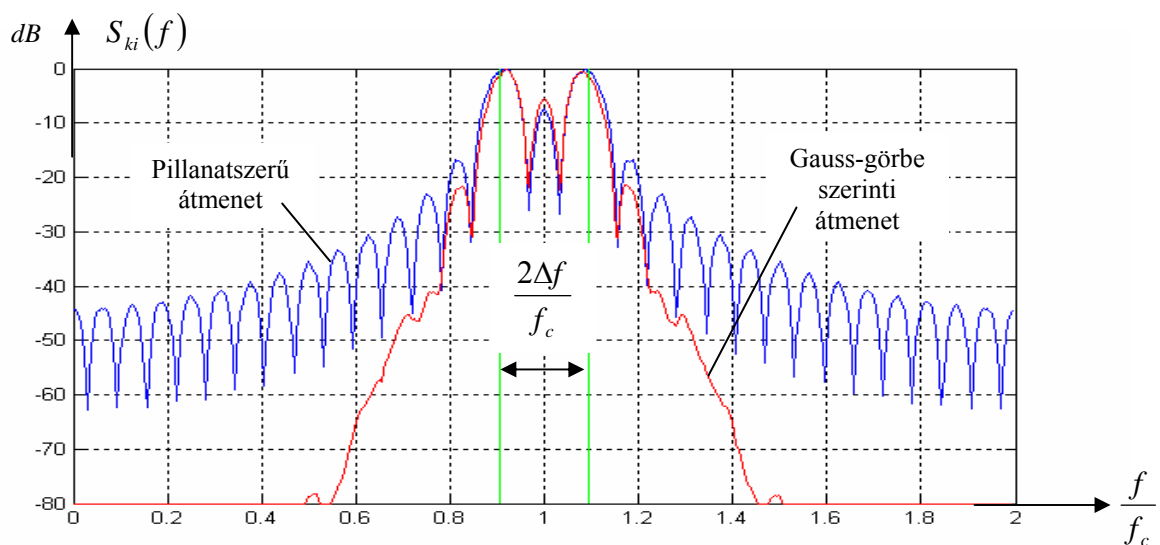
A maximális moduláló frekvencia: $f_m = \frac{1}{2T} = \frac{f_B}{2}$

A modulált jel spektrumát kedvezően tudjuk befolyásolni, ha az alapsávi jel átmenetek nem pillanatszerűen, hanem “lankásan” (pld. Gauss eloszlás eloszlásfüggvénye szerint) váltanak szintet, ahogy azt az alábbi ábrán látjuk:



9.3. ábra A lehetséges jelátmenetek alakulása az idő függvényében.

Ál-véletlen bit-sorozattal táplálva a 9.2. ábra szerinti elrendezés bemenetét, a kimeneti FSK jel teljesítmény-sűrűség függvényét látjuk az alábbi ábrán.



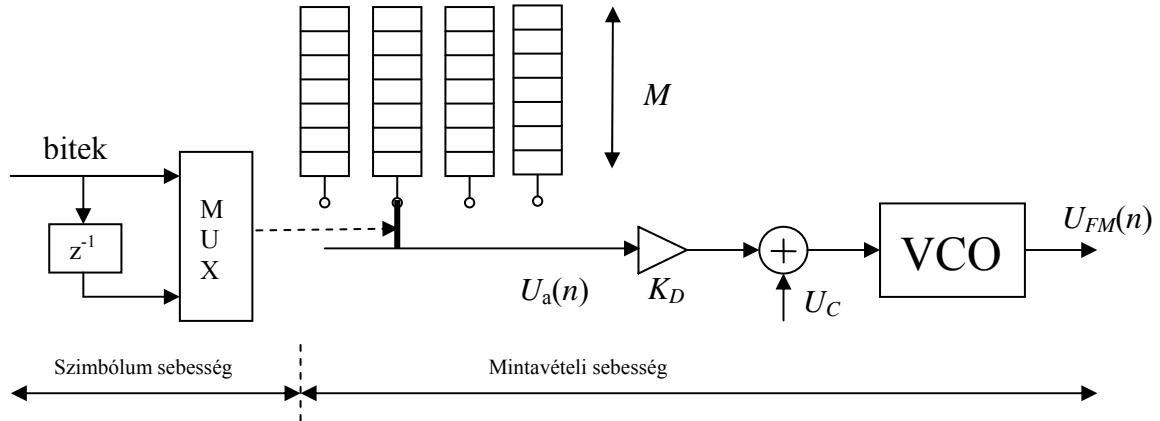
9.4. ábra A kimeneti spektrum

Láthatóan, ha nem pillanatszerű az alapsávi jelben a váltás, akkor a spektrum jobban koncentrálódik a vivőfrekvencia környezetére. Megjegyezzük, hogy ha a véges sávszélességet egy (a modulátor után kapcsolt) sávszűrővel állítanánk be, annak kimenetén a jel járulékos amplitúdó modulációt tartalmazna. Ez a járulékos moduláció az FM jel demodulálását zavarhatja.

Tételezzük fel, hogy FSK modulátort kell megvalósítanunk DSP-vel. Specifikált adat az átviteli sebesség, a löket és a vivő frekvencia.

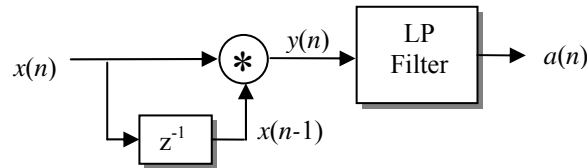
A mintavételi frekvenciát válasszuk meg úgy, hogy egy szimbólum idejére egész számú minta essen (M). Az alapsávi jelnek a lehetséges $0 \rightarrow 0$, $0 \rightarrow 1$, $1 \rightarrow 0$, és a $1 \rightarrow 1$ átmenetekhez tartozó 4-szer M számú mintáját számítsuk ki előre, és tároljuk táblázatokban. Az átvinni kívánt bitsorozatban az aktuális időrészhez tartozó bit és az előző időrész bitjének

ismeretében az átmenet típusa kiválasztható egy multiplexer-rel (4-ből 1-et). Az alapsávi jel következő M darab mintáját a kiválasztott táblázatból fogjuk olvasni.



9.5. ábra Az FSK modulátor nem pillanatszerű frekvencia-váltással.

Az **FSK demodulátor** feladata az, hogy a szinuszos jel frekvenciájának változását amplitúdó változássá alakítsa át. Ezt a feladatot az alábbi elrendezéssel hajthatjuk végre:



9.6. ábra A frekvencia demodulátor

A vizsgálatot kvázi-statisztikus leírással végezzük. Legyen a jel pillanatnyi frekvenciája: $\omega_c + \Delta\omega$.

$$x(n) = A \cos[(\omega_c + \Delta\omega)nT + \varphi_0] \quad (9.1.)$$

Ekkor:

$$\begin{aligned} y(n) &= A \cos[(\omega_c + \Delta\omega)nT + \varphi_0] A \cos[(\omega_c + \Delta\omega)(n-1)T + \varphi_0] = \\ &= \frac{A^2}{2} \cos[2(\omega_c + \Delta\omega)nT + 2\varphi_0] + \frac{A^2}{2} \cos[\omega_c T + \Delta\omega T] \end{aligned} \quad (9.2)$$

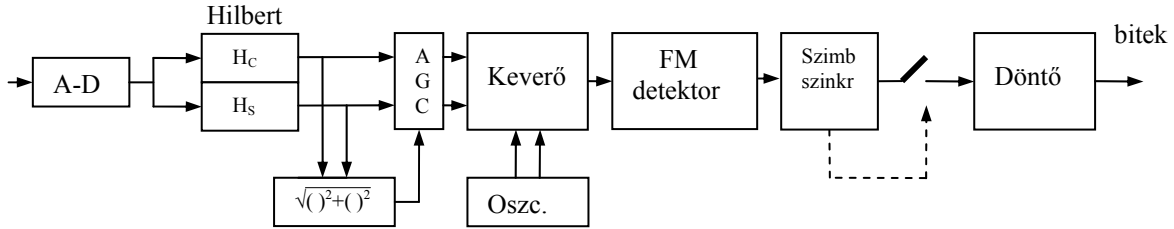
Az alul-áteresztő szűrő után:

$$a(n) = \frac{A^2}{2} \cos[\omega_c T + \Delta\omega T] = \frac{A^2}{2} \cos\left[\frac{\pi}{2} + \Delta\omega T\right] = -\frac{A^2}{2} \sin(\Delta\omega T) \cong -\frac{A^2}{2} \Delta\omega T \quad (9.3)$$

A kimeneti jel arányos a $\Delta\omega$ frekvenciával. A (9.3.)-ban felhasználtuk az: $\omega_c T = \pi/2$ azonosságot, amiből az: $\omega_c = \frac{\omega_s}{4}$ összefüggés adódik. Szavakban ez azt jelenti, hogy az FM demodulátor akkor működik leginkább lineárisan, ha az FM jel vivő frekvenciája a mintavételi frekvencia negyede.

Az alul-áteresztő szűrő határfrekvenciája a maximális moduláló frekvencia legyen.

Az FSK vevőt készítsük fel arra, hogy egy komplex keverővel a jel vivő-frekvenciáját át tudjuk keverni a fentebb leírt értékre. Ezért a bemeneti vevő-szűrő egy Hilbert pár sávszűrő legyen, melynek kimenetén a jel finom AGC (automatikus erősítés szabályozása) is megoldható. (A kimenő jel ne függjön a vett jel szintjétől. A durva AGC szabályozást az A-D konverter előtt kell elvégezni, az optimális jel-zaj viszony tartása érdekében.)

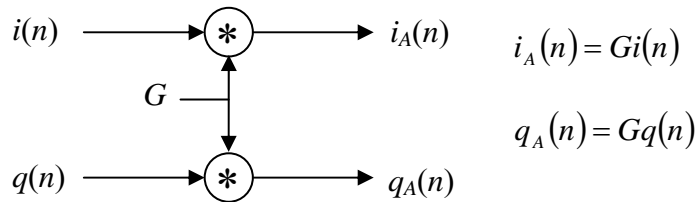


9.7. Az FSK vevő funkcionális tömbvázlata

Az automatikus erősítés szabályozás (AGC)

A digitális jelfeldolgozásban a változtatható erősítést a jelnek egy változtatható konstanssal történő szorzással valósítjuk meg. A konstans értéke a jel változási sebességénél csak lényegesen lassabban változhat, mert ellenkező esetben modulációt hajtánánk végre. (Az erősítés szabályozás tehát egy kvázi-lineáris művelet.)

Tekintsünk egy kvadratura jel párt: $i(n)$ -t és $q(n)$ -t, melyeket $G > 1$ értékkel erősíteni kívánunk.



Számítsuk ki a kimenet komplex burkolóját:

$$r_A(n) = \sqrt{i_A^2(n) + q_A^2(n)} = G\sqrt{i^2(n) + q^2(n)} = Gr(n) \quad (9.4.)$$

$$\text{Képezzük mindkét oldal idő átlagát:} \quad \bar{r}_A = \langle r_A(n) \rangle = G\langle r(n) \rangle = G\bar{r}(n) \quad (9.5.)$$

A bemeneti burkoló átlagát számítsuk ki valós időben, egy exponenciális átlagolóval, az alábbiak szerint:

$$\bar{r}(n) = \varepsilon r(n) + (1 - \varepsilon)\bar{r}(n-1) \quad (9.6.)$$

Az automatikus erősítés szabályozással azt szeretnénk elérni, hogy a kimeneti átlag egy előre megadott konstans érték (\bar{r}_A) legyen. A (9.5.) összefüggésből a szükséges erősítés lebegőpontos alakban:

$$G(n) = \frac{\bar{r}_A}{\bar{r}(n)} = g(n)2^{s(n)} \quad (9.7.)$$

A G erősítést célszerű lebegőpontos alakban felírni, mert a szabályozást két lépésben fogjuk végrehajtani. Az első lépés az $s(n) > 0$ értékkel történő shiftelés balra, majd a második, a $0.5 \leq g(n) < 1$ -el történő szorzás. Az AGC szabályozást a bemeneti szűrő után elhelyezve,

a dupla pontosságú kimeneti szűrő eredményen (még az akkumulátorban) valósítjuk meg a shiftelés műveletét. (Így nem veszítünk értékes biteket.)

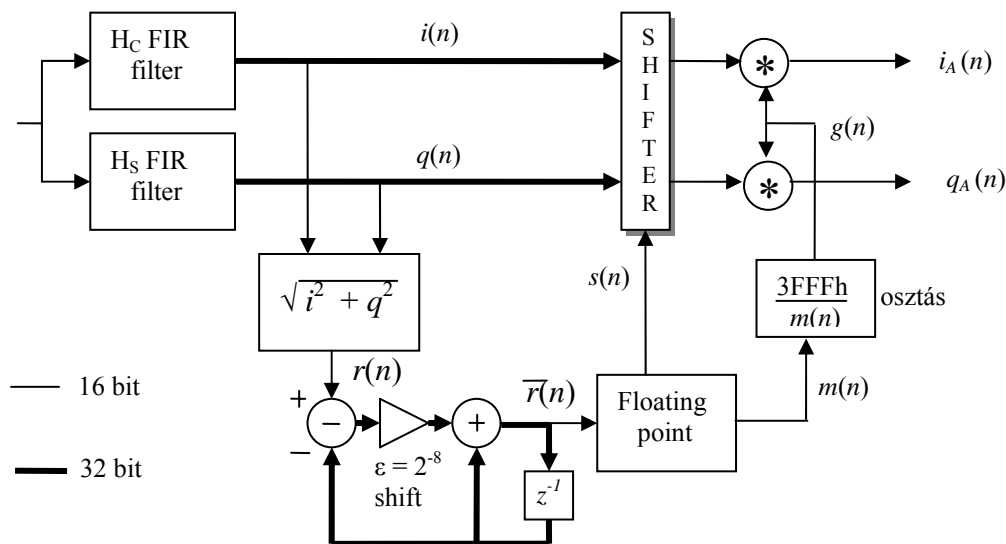
Lebegőpontossá az átlagoló kimenetét alakítjuk át ($\bar{r}(n) = m(n)2^{-k(n)}$), ahol: $0.5 \leq m(n) < 1$, $0 < k(n)$ (mantissza, karakterisztika). Ezt a műveletet a processzorok az alap utasításkészletükhöz tartozó utasításokkal támogatják (lásd.: NORM, EXP utasítások).

$$G = g(n)2^{s(n)} = \frac{\bar{r}_A}{\bar{r}(n)} = \frac{\bar{r}_A}{m2^{-k}} = \frac{\bar{r}_A}{m}2^k \quad (9.8.)$$

Ha pld. $\bar{r}_A = [0.5 \cdot 2^{-15}]_{\text{dec}} = 3\text{FFFh}$ (16 TC Q15 formátum) értékűre választjuk, az osztás mindig azonos formátumú eredményt ad:

$$0.5 \leq g(n) = \frac{\bar{r}_A}{m(n)} \leq 1 - 2^{-15} \quad (9.9.)$$

Az $s(n)$ sift értéke a $k(n)$ karakterisztika értéke lesz.



9.8. ábra Az automatikus erősítés szabályozás megvalósítása

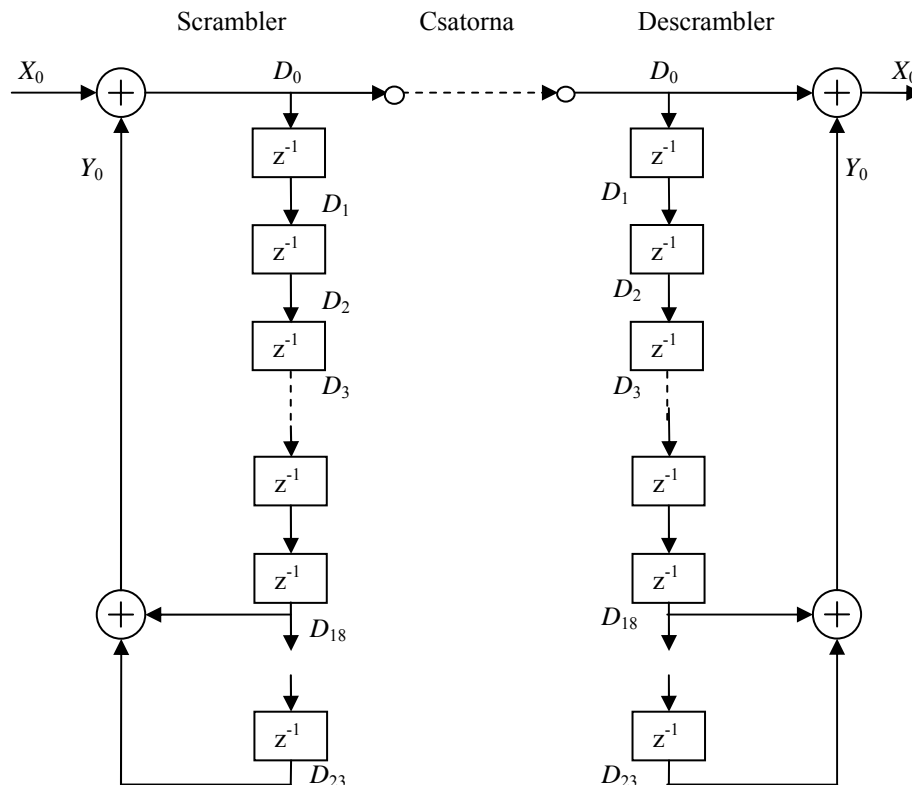
FSK moduláció esetén az $r(n)$ komplex burkoló állandó nagyságú, ennek ellenére az átlagolás szükséges, mivel a csatornában zajok, zavarok is lehetnek. Ha nem lenne átlagolás, egy rövid zaj impulzus elronthatná a kvázi-lineáris viselkedést.

Mint fentebb láttuk, a frekvencia detektor a jel frekvencia-változását amplitúdó-változássá alakította át. Ezt a jelet kell szimbólum időnként mintavételezni. A mintavételt lehetőleg a szimbólum intervallum közepén kell végrehajtani. Ha egy szimbólum intervallumra M számú minta esik, akkor a jelben bekövetkező előjel váltás utáni $M/2$ -ik időpont lesz a mintavétel időpontja. A számlálást a mintavétel után tovább folytatva, az M -ik mintánál, (vagy ha a jelben előjel váltás van) nullázzuk a számlálót. Ezzel a nullázással akkor is megtartjuk a szimbólum szinkront, ha egymás után azonos szimbólumokat továbbítunk.

Természetesen, ha nagyon hosszú egyforma szimbólumokból álló sorozat érkezik, akkor időzítés hiba következhet be, mivel az adó- ill. a vevőoldali óra sohasem teljesen azonos ütemet jelöl ki, ezért egy kis csúszás mindig fellép.

A hosszú azonos szimbólumokból álló sorozatok elkerülése végett alkalmaznak u.n. *scrambler*-t az adó oldalon, illetve *descrambler*-t a vevő oldalon. A scrambler feladata, hogy a tetszőleges bemeneti bitsorozatból egy ál-véletlen bitsorozatot állítson elő. A descrambler az ál-véletlen sorozatból visszaállítja az eredeti bitfolyamot.

Az u.n. önszinkronizáló scrambler – descrambler felépítése az alábbi ábrán látható. Az ábrában a jelek egy bites adatok, az összeadók átvitel nélküli egy bites összeadók (XOR kapuk). A scrambler-t egy polinommal lehet leírni, mely polinomban az együtthatók attól függően 1 vagy 0, hogy a késleltető láncban az adott pozícióban van vagy nincs visszacsatolás.



9.9.ábra Az $1 + z^{-18} + z^{-23}$ polinomhoz tartozó scrambler és descrambler

A dekódolhatóság az XOR kapu igazságtáblázata alapján egyszerűen belátható.

X_0	Y_0	D_0
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Ha az átvitelben egy hiba történik, akkor azt a descrambler sajnos megháromszorozza. Ha a scramblert és a descramblert felcserélnénk, elvileg működne a dolog, de a rekurzió miatt ekkor egy átviteli hiba végtelen sok kimeneti hibát eredményezne, ezért a helyes sorrend az ábra szerinti.