

Fürjes János

[furjes.janos@chello.hu](mailto:furjes.janos@chello.hu)

## SZOFTVERRÁDIÓKBAN ALKALMAZOTT DIGITÁLIS SZŰRŐK

### *Absztrakt*

*A korszerű szoftver alapú rádiókészülékek képességeit a működtető szoftver határozza meg. Ahhoz, hogy az optimális implementációkat megtaláljuk, szükségünk van azon funkciók összegyűjtésére, amelyek meghatározzák készülékünk vételi képességét. Cikkemben a digitális modulátorok és demodulátorok felépítését azokban alkalmazott különböző digitális szűrők helyét és szerepét kívánom tisztázni, amelyek helyes működése alapvetően meghatározza a létrejött vevő képességeit.*

*The SDR architecture is a flexible, versatile architecture that utilizes general-purpose hardware that can be programmed or configured in software. The capable of „state of the art” software defined radio systems, based on the applied software. The receiving capabilities depend on the optimally implemented elements. This article covers the applied filters function in the signal chain, and the challenges in design method.*

**Kulcsszavak:** *szoftverrádió, digitális, modulátor ~ software defined radio, digital, modulátor*

### **Digitális modulátorok felépítése**

A mai távközlés-technikai berendezések döntő többségében digitális információ továbbításával működnek. Ha az átvitel végtelen sávszélességben, torzítatlanul valósulna meg, akkor a kisugárzott impulzusok vétele a szimbólum bármely időpontjában elvégezhető lenne. A valós jelek sávhatárolt és torzított formában kerülnek kisugárzásra, zajjal terhelve és a csatorna és a vevőrendszer újabb torzításával kerülnek a szimbólum döntők bemenetére.

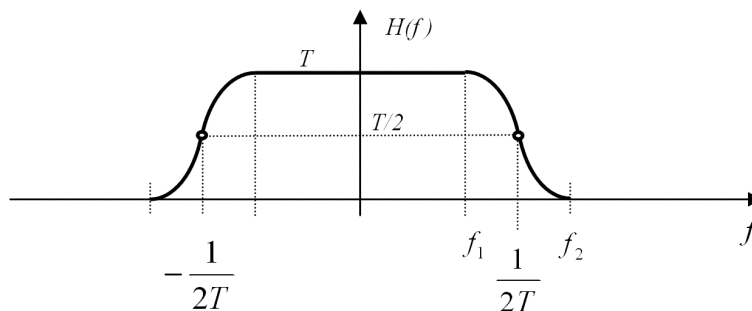
### **Analóg szűrés**

Az alapsávi bemenő jel (impulzus sorozat) sávszélességének csökkentése jelformálással valósítható meg. Az adó oldali jelformáláson aluláteresztő szűrőt kell érteni, azért, hogy a kibocsátott impulzus sávhatárolt legyen (illeszkedve a csatornában rendelkezésre álló sávszélességhez).

## Csatorna előtorzítás

Az adatátviteli sebesség növelhető, ha a bitfolyamból több bitet foglalunk össze egy szimbólummá, majd a lehetséges kombinációknak megfelelően, többféle impulzus amplitúdó értéket engedünk meg moduláló jelként. Ekkor a vevő oldalon a döntés is ennek megfelelően többszintű. Adott jel- és zajteljesítmény mellett ilyenkor a döntési értékek közelebb kerülnek egymáshoz és ezért az adatátviteli hiba valószínűsége növekszik. Mint fentebb indokoltuk, mind az adóban, mind a vevőben sávhatároló szűrést kell végeznünk. Mint tudjuk, a szűrés következtében a keskeny impulzusok az időben (esetleg több szimbólum idő intervallumban) is szétterülnek. A döntés alapját képező pillanatértéket így nem csak egyetlen (az éppen küldött) impulzus, hanem az azt megelőző és azt követő impulzusok sokasága befolyásolja. Ezt a jelenséget nevezzük szimbólum-áthallásnak<sup>1</sup>.

Annak érdekében, hogy az impulzus válasz függvény az időben gyorsan csillapodó jellegű legyen, a csatorna átviteli karakterisztikáját emelt koszinuszus függvénynek választjuk:



1. ábra Az emelt koszinuszos csatorna karakterisztika[1]

A továbbiakban a szabványos csatorna karakterisztikát, emelt koszinuszos függvényként értelmezzük<sup>II</sup>.

Formulákban ez a következőt jelenti[2]:

$$H(f) = \begin{cases} T & \text{ha } 0 \leq |f| \leq f_1 \\ \frac{T}{2} \left[ 1 + \cos \left( \pi \frac{|f| - f_1}{f_2 - f_1} \right) \right] & \text{ha } f_1 \leq |f| \leq f_2 \\ 0 & \text{ha } f_2 \leq |f| \end{cases}$$

Ahol:

$$f_1 = \frac{1 - \beta}{2T} \quad \text{és} \quad f_2 = \frac{1 + \beta}{2T}$$

Lekerekítési (roll-off) paraméter:  $\beta$ , tipikus értéke: 0.25, 0.35, 0.50, 0.75 vagy 1.0.

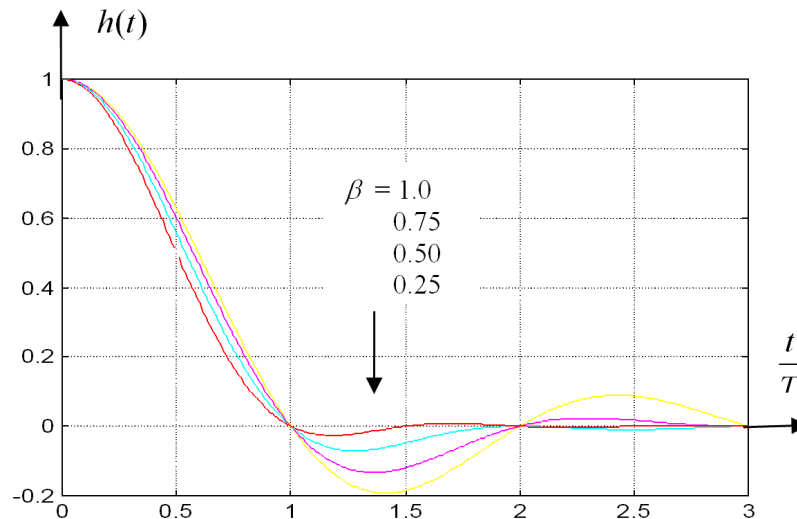
Az impulzusválasz (a részlet számítások mellőzésével):

<sup>I</sup> intersymbol interference: ISI

<sup>II</sup> raised cosine

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{j2\pi ft} dt = 2 \int_0^{f_2} H(f) \cos(2\pi ft) df = \dots = \frac{\sin \pi \frac{t}{T} \cos \left( \beta \pi \frac{t}{T} \right)}{\pi \frac{t}{T} 1 - \left( 2\beta \frac{t}{T} \right)^2}$$

A 2. ábra a súlyfüggvénynek (csak a pozitív) időtengely feletti alakulását mutatja a lekerekítési paraméter különböző értékei mellett (a súlyfüggvény páros függvény!). A függvény várakozásunknak megfelelő, T egész számú többszöröseinél zérus értékű, azaz biztosítja az áthallás mentességét.

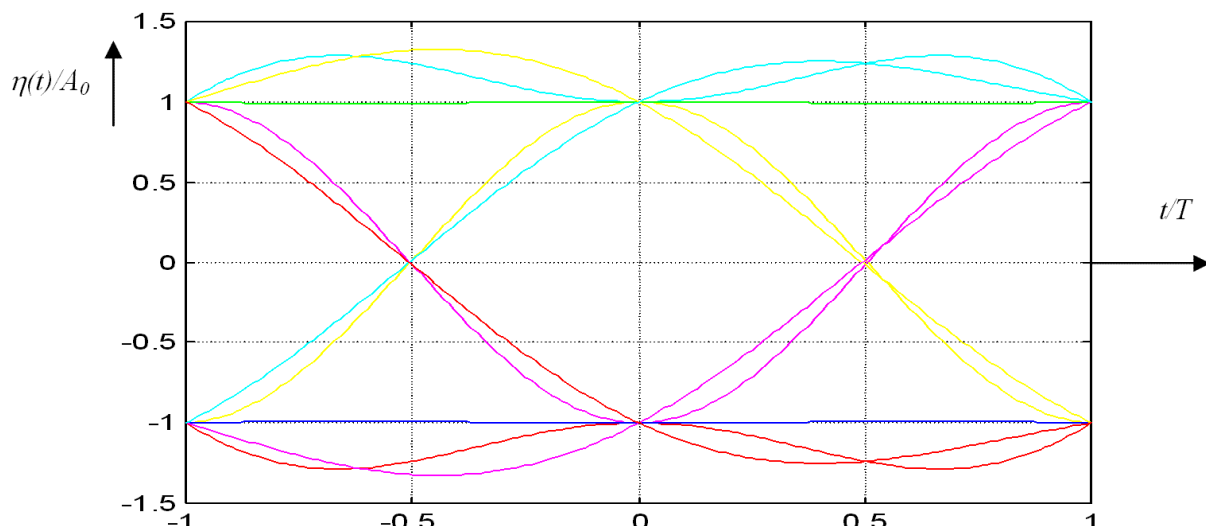


2. ábra A normalizált súlyfüggvény (csak a pozitív időtengely felett ábrázolva)[3]

Ha a sávzélességgel takarékoskodunk, akkor a  $\beta$  értékét kicsire választjuk. Ekkor a nullátmenetek meredeksége nagyobb, ami viszont abból a szempontból kedvezőtlen, hogy a vevő oldalon az időzítés visszaállítást (a mintavételi időpontok kijelölését) pontosabbá kell tenni, mivel annak kis ingadozása (jitter) nagyobb szimbólum áthallást okoz.

A kiszámított szűrő súlyfüggvényére nem kauzális jelet kaptunk, ami abból adódott, hogy az átviteli függvényt valósnak tételeztük fel. A súlyfüggvényt négyszögletes ablakkal súlyozva pl. a  $[-8T, +8T]$  tartományra és a pozitív időtengely irányában eltolva  $8T$  értékkel, azt kauzálissá tehetjük (A  $t > 8T$  -n esetén a súlyfüggvény már elhanyagolhatóan kicsi.). Az időtartományban történő eltolás a frekvencia tartományban lineáris fázist eredményez. Mivel az időzítés visszaállítása a vett jeltől van megoldva, az eltolásból adódó késleltetés nem okoz gondot.

Ha egy oszcilloszkóppal megvizsgáljuk a szűrő kimenetén a jelalakot úgy, hogy az oszcilloszkóp vízszintes eltérítését szinkronizáljuk a jelzési órajelhez, a 3. ábra lenne látható. Ezt az ábrát nevezzük szemábrának.



3. ábra Az ideális csatorna szemábrája, kétszintű PAM esetén ( $\beta = 0.25$ ) [4]

A konkrét jelalak természetesen a küldött üzenettől függ (3. ábra 10 különböző üzenet részlethez tartozó választ tartalmaz). A vétel minőségére a szemábra „nyitottsága” jellemző, vagyis az a tény, hogy a döntési pillanatokban (az ábrán a  $t = 0$ -ban) milyen távol vannak a döntés alapját képző értékek. Ha a csatornában lineáris torzítás (és zaj) van, a szemábra „záródik”, ami (különösen többszintű moduláció esetén) megnöveli a hibás döntés valószínűségét.

Ezek után bontsuk fel az eredő átviteli karakterisztikát adó- és vevőoldali szűrő átviteli karakterisztikákra. Gyakorlati megvalósításokban a szokásos választás az, hogy a két karakterisztikát egyformára választjuk úgy, hogy a szorzatuk az eredőt adja:

$$H_a(f) = TH_v(f)$$

A fenti képlet alapján az amplitúdó karakterisztikák:

$$|H_a(f)| = T \sqrt{\frac{1}{T} H(f)}$$

$$|H_v(f)| = \sqrt{\frac{1}{T} H(f)}$$

A különbség az adó és a vevő oldali függvényénél abból adódik, hogy az adó oldalán a szűrő  $h_a(t)$  súlyfüggvényét, míg a vevő oldalon szűrő  $H_v(f)$  átviteli függvényét definiáljuk dimenzió mentesnek.

A átviteli függvényből négyzetgyököt vonva (felhasználva a kétszeres szög koszinuszára vonatkozó azonosságot) írhatjuk [5]:

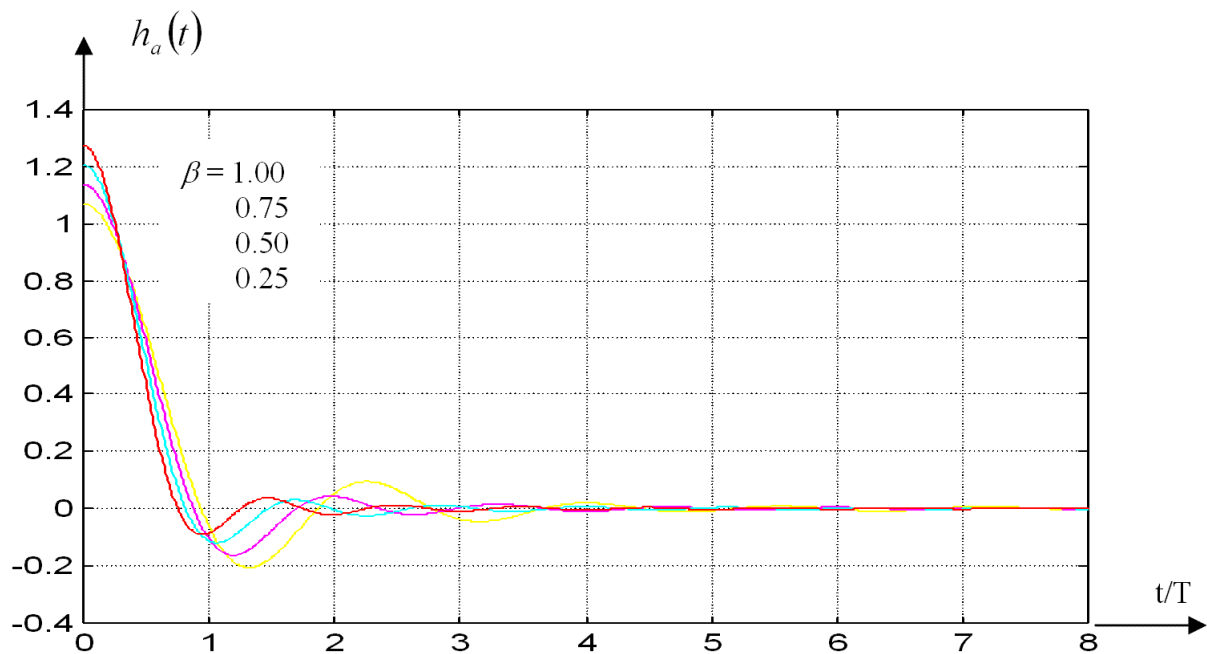
$$H_v(f) = \begin{cases} 1 & \text{ha } 0 \leq |f| \leq f_1 \\ \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{|f| - f_1}{f_2 - f_1}\right) & \text{ha } f_1 \leq |f| \leq f_2 \\ 0 & \text{ha } f_2 \leq |f| \end{cases}$$

Ezt az aluláteresztő jellegű átviteli függvényt inverz-Fourier transz- formálva, kapjuk az adósűrő impulzus válasz függvényét[6]:

$$h_a(t) = (1 - \beta) \frac{\sin\left(\pi(1 - \beta)\frac{t}{T}\right)}{\pi(1 - \beta)\frac{t}{T}} + \beta \cos\left(\pi\frac{t}{T} + \frac{\pi}{4}\right) \frac{\sin\left(\beta\pi\frac{t}{T} + \frac{\pi}{4}\right)}{\beta\pi\frac{t}{T} + \frac{\pi}{4}} +$$

$$+ \beta \cos\left(\pi\frac{t}{T} - \frac{\pi}{4}\right) \frac{\sin\left(\beta\pi\frac{t}{T} - \frac{\pi}{4}\right)}{\beta\pi\frac{t}{T} - \frac{\pi}{4}}$$

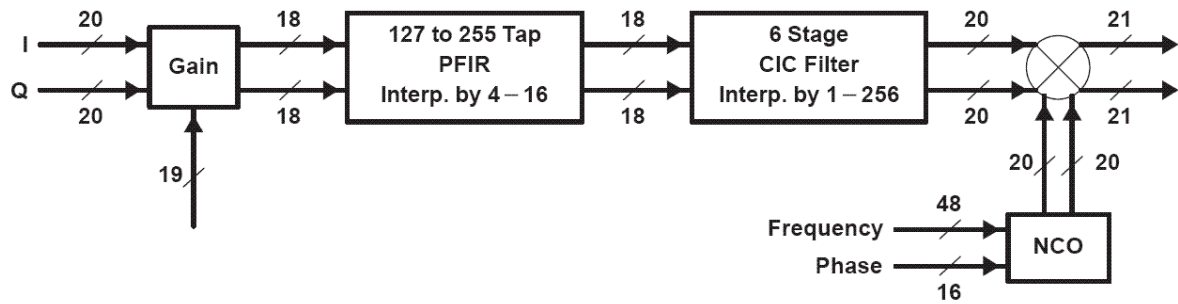
A modulátor digitális jelfeldolgozó processzorral történő megvalósításakor a  $h_a(t)$  impulzusválasz ismeretében impulzus invariáns transzformációval tervezhetjük meg a szűrőt. (A diszkrét idejű szűrő impulzus válasza a folytonos idejű súlyfüggvény mintavételezettje.)



4. ábra Az adósűrő súlyfüggvénye a  $\beta$  paraméter különböző értékei esetén[7]

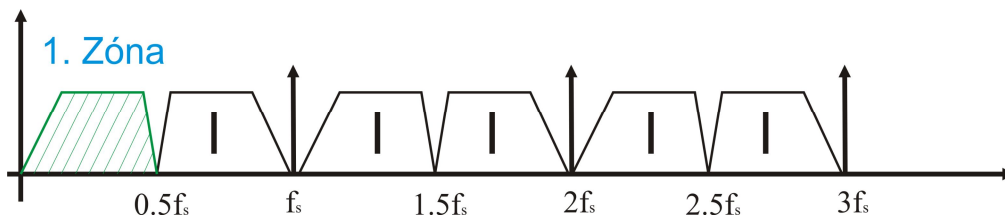
### Digitális felkeverő

Miután előállt sávhatárolt kisugárzásra kerülő komplex jelsorozat, azt valamilyen középfrekvenciára kell felkeverni. Ezen a frekvenciatartományon az erősítés, csoportfutási idő és torzítás paraméterek jól kézben tarthatók. Amennyiben teljesen digitális úton valósul meg a felkeverés, akkor a következő egységet lehet használni.[8]



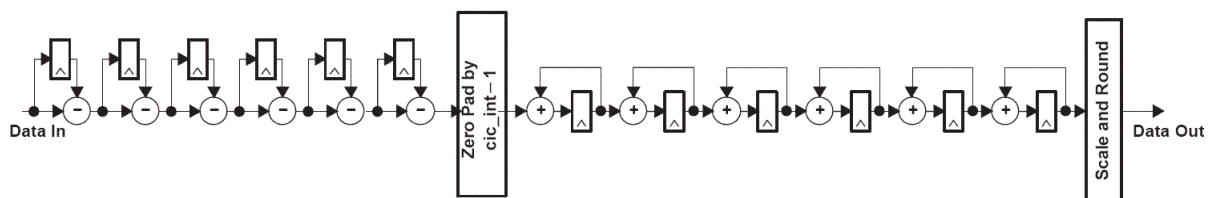
5. ábra Digitális felkeverő egység blokkvázlata

Az ábrából látható, hogy a kisugárzásra előkészített mintákat egy digitális szorzó egység fogadja, ezzel a maximális rendelkezésre álló bitszélességet kihasználhatjuk. Az erősítést követően egy interpoláló egység 0 értékű mintákat szúr az adatsorba, egyenletesen. Ennek a 0-ad rendű tartónak a kimenete egy periodikusan ismétlődő spektrumot hoz létre.(6. ábra)



6. ábra 0 értékű minták beszúrásának hatása a spektrumra[9]

Amennyiben a spektrumok ismétlését el szeretnénk kerülni, aluláteresztő szűrőt kell alkalmazni. Ez az 5. ábra 2. egységének a feladata. Ennek kimenetére már az interpolációval megnövelt mintaszámú szűrt mintasor kerül. A következő egység egy interpoláló CIC<sup>1</sup> szűrő, amely tovább növeli az adatsebességet. Felépítése a következő ábrán látható. [10]



7. ábra 5-öd rendű interpoláló CIC szűrő elvi felépítése

Ez az egység önmagában is egy nagyon jó szelektivitású aluláteresztő szűrő, amelynek a karakterisztikáját a következő egyenlet írja le:

$$H(f) = \left[ \frac{\sin(\pi * \frac{f}{F_s})}{\sin(\pi * \frac{f}{F_s/R})} \right]^5 * \left[ \frac{I}{R} \right]^5$$

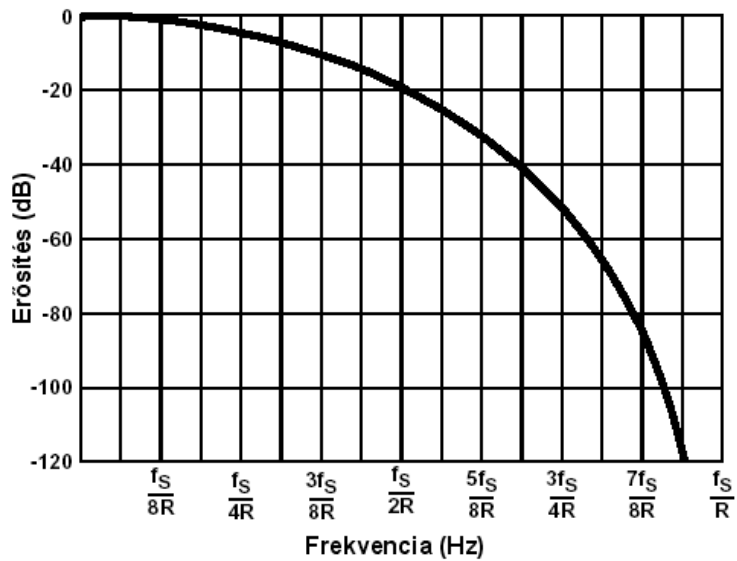
Ahol:

$F_s$ : a mintavételi frekvencia

<sup>1</sup> Cascaded Integrator-Comb szűrő

R: osztási arány (interpolálási faktor)

A következő ábrán az egység átviteli függvényét láthatjuk:



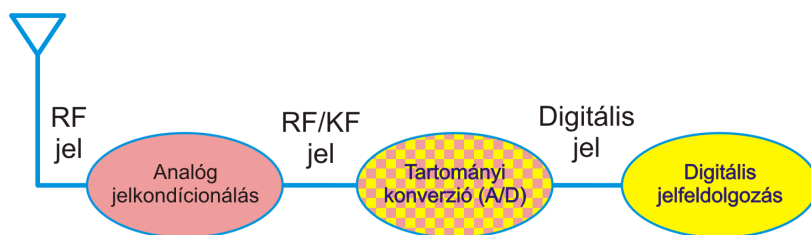
8. ábra CIC szűrő átviteli karakterisztikája[11]

Az interpoláló CIC szűrő kimenté egy komplex szorzó áramkörre kerül. Itt történik a kiválasztott középfrekvenciára történő felkeverés. Mivel komplex módon történik a keverés, nincs szükség a kimenetén semmilyen szűrőre.

A programozható FIR szűrőkkel kialakítható a megfelelő emelt koszinuszos csatorna karakterisztika előtorzítás.

## Digitális demodulátorok felépítése

A következő ábrán egy digitális vevő általános felépítését láthatjuk.

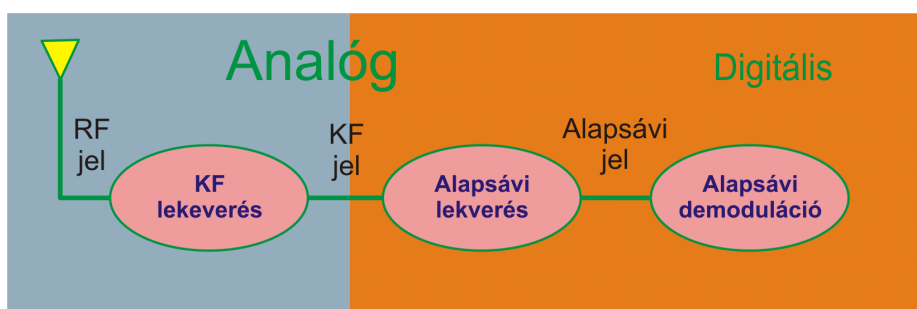


9. ábra Egy digitális vevő általános felépítése [12]

Az analóg vevőkhöz hasonlóan itt is minden esetben egy illesztő fokozatot találunk a vevő bemenetén. A digitális vevők (szoftver által definiált rádió) analóg bemeneti fokozatának felépítése függ az implementációs szintjétől. Az minden esetben elmondható, hogy az analóg fokozatot vagy fokozatokat egy tartományi konverzió követ. Ez a konverzió képez kapcsolatot a folytonos analóg világ és a diszkrét mintavételezett, matematikai eljárások birodalma között. Itt az esetek döntő többségében a konverziót egy A/D átalakító valósítja meg. Minden vevő utolsó fokozata a digitális jelfeldolgozással megvalósított jelkezelés. Ezen jelkezelés valamilyen típusú digitális jelfeldolgozó egységben valósul meg. Ezek általában újraprogramozható hardver elemek (FPGA/EPLD), vagy digitális jelfeldolgozó processzor lehetnek. Az asztali számítógépek központi egységének robbanásszerű fejlődésével ezen processzorok is bekerültek a feldolgozási láncba, illetve a játékosok által használt nagyteljesítményű videokártyák is használatossá váltak ezen területen. (néhány kártya közel 1TFlop teljesítményt kínál, relatíve olcsón) A következő alfejezetekben láthatjuk a különböző implementációs szintekhez tartozó készülékek általános felépítését.

### Digitális középfrekvenciás feldolgozás[13]

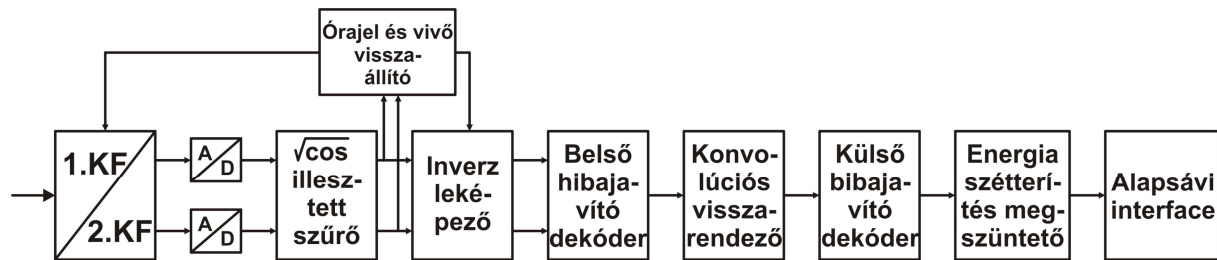
A mai korszerű berendezések döntő többsége (a kis és nagy sáv szélességű modemektől kezdve a GSM/UMTS mobil telefonokon át a földi digitális műsorvevőig) ezen az elven valósítják meg működésüket. A 10. ábrán látható elrendezésben valósul meg a vétel. Itt az analóg fokozat (KF lekeverés) feladata a tartományi konverziót megvalósító eszköz felbontás és sebesség tartományába illeszteni a bemenő jelet. A KF jel sáv szélességi és dinamika jellemzői meg kell hogy feleljenek a A/D átalakító paramétereinek. Az átalakító paramétereinek túl jónak sem érdemes lennie, mert ez ebben a költségérzékeny világban, indokolatlanul megdrágítaná a berendezést. Azon kihívások amelyek a szélessávú digitális jelfeldolgozás során felmerülhetnek, ezen berendezések működése közben teljes egészében előfordulnak.



10. ábra Digitális középfrekvenciás feldolgozású vevő



Részletesebben megvizsgálva egy digitális demodulátor készüléket az alábbi blokkdiagramot kapjuk.



11. ábra Digitális demodulátor felépítése[14]

Megvizsgálva a benne található egységeket, az alábbiak tartalmazznak valamilyen típusú szűrőket:

A bemeneti KF egységek,  
Illesztő szűrő,  
Alapsávi interface,  
Órajel visszaállító.

A továbbiakban a modulokban található szűrők részletes feladatait tárgyaljuk.

## A bemeneti KF egység

A bemeneti KF egység feladata a nagyfrekvenciás jel közép frekvenciás tartományba történő lekeverése. A KF egységek sávszűrő jelleggel rendelkeznek, annak érdekében, hogy a csatornában lévő, sávon kívüli idegen jelektől és a zajtól megszabaduljunk, mert ezek a döntés helyességét elronthatják. Az analóg szűrés további feladata a mintavételt (tartományi konverziót) megvalósító A/D átalakító, idő és amplitúdó felbontásának illesztése a rendszerben várható jelekhez. A dinamika és sáv szélesség korlátozása a konverterek behatárolt képességeihez. Ezek az egységek általában analóg eszközökkel valósítják meg működésüket.

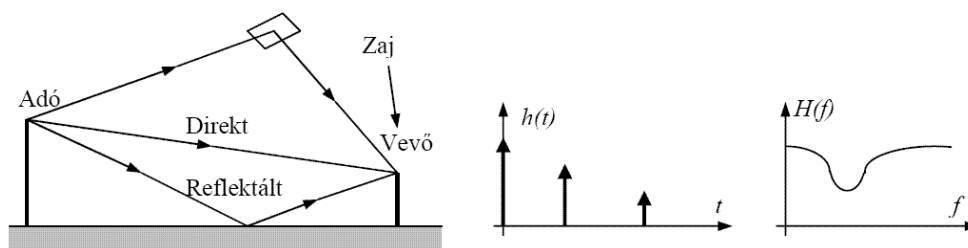
## Illesztő szűrő

Az illesztő szűrő feladata a csatorna kiegyenlítés és az emelt kosznuszos karakterisztika kialakítása. E két funkciót a digitális lekeverő fokozat részeként is meg tudja valósítani.

## Csatorna kiegyenlítés[15]

Az adó bemenetét egy impulzussal gerjesztve, a többutas terjedés miatt, a vevőben (a demodulálás után az alapsávban) egy impulzus sorozatot fogunk észlelni. Az impulzus sorozat Fourier-transzformációjával kiszámított alapsávi  $H(f)$  frekvencia karakterisztika nagymértékű „leszívásokat” (vagy kiemeléseket) mutathat.

Ugyanakkor tudjuk, hogy a torzításmentes átvitel feltétele a konstans amplitúdó- és konstans futási-idő karakterisztikájú csatorna. Kézenfekvő ötlet, hogy a vevőben az inverz karakterisztikát valósítjuk meg egy szűrővel, amivel közel ideális csatornát kapunk. A feladatot nehezíti az, hogy a többutas terjedés az időben változhat (pld mobil kommunikáció), ezért a vevő szűrő beállítását adaptívvá kell tenni. Az adaptációnak lehető gyorsnak kell lennie, hogy a lassan változó viszonyokat a rendszer követni tudja. A vétel minőségét a csatornában jelenlévő zaj is rontja. Ha a vevőszűrő nagy kiemeléseket mutat, a zajteljesítmény jelentősen megnőhet a detektorban, ami megnehezíti a helyes döntést. A problémát egy rádiócsatornában folytatott adatátviteli feladat kapcsán szemléltetjük.



12. ábra Rádiócsatorna alapsávi impulzusválasza és karakterisztikája

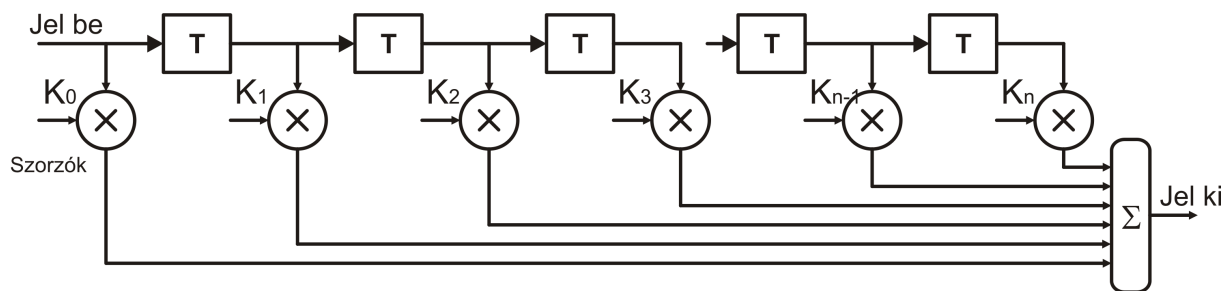
Az adaptív kiegyenlítést többféle stratégiával közelíthetjük meg. Az egyik a Zero-Forcing (ZF) stratégia. Ebben az eljárásban a szimbólum áthallást minimalizáljuk. Itt az együtthatókat az adaptív szűrő frekvencia karakterisztikáját DFT segítségével határozhatjuk meg. (időtartományban konvolúció, frekvencia tartományban szorzás). Ha  $H(f)$  átviteli függvényben a fadding miatt erős "leszívások" vannak, akkor a zaj a szűrő kimenetén nagyon nagy lesz. Ezért a ZF stratégia rádió csatornában nem javasolt eljárás.

Az adaptív kiegyenlítés egy másik lehetséges stratégiája, hogy az adaptív szűrő kimenő jelének az ideális jeltől való eltérését, pontosabban az eltérés négyzetének várható értékét minimalizáljuk. Az előállított együtthatókat összehasonlítva a ZF stratégia eredményével, láthatjuk, hogy az MMSE stratégia a zaj szempontjából sokkal kedvezőbb, így rádió csatornában ez az eljárás az ajánlott.

A harmadik lehetséges módszer a döntés visszacsatolásos (*Decision Feedback, DF*) módszer. Ez a módszer a ZF és az MMSE módszer bizonyos kombinációja.

Az adaptív kiegyenlítő akkor működnek helyesen, ha a forrás által szolgáltatott információk véletlenszerűnek tekinthetők, ezért elengedhetetlenül szükséges a kisugárzásra kerülő információk álvéletlenné tétele, valamilyen bitkeverő eljárás<sup>1</sup> segítségével.

A kiegyenlítő általános felépítését a következő ábra szemlélteti.



13. ábra Egyszerű adaptív kiegyenlítő FIR szűrővel[16]

Az 13. ábra szerinti elrendezésben a  $K_n$  szorzótényezőket folyamatosan változtatva valósíthatjuk meg a csatorna kiegyenlítést.

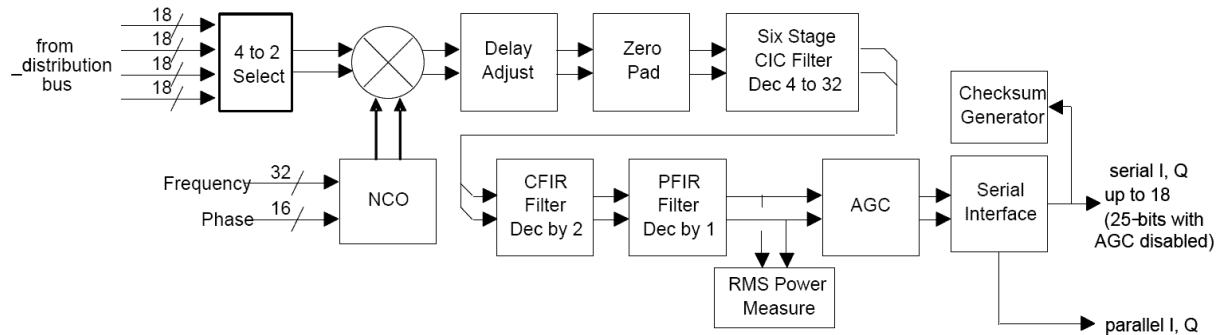
### **Digitális lekeverő<sup>II</sup>**

A DDC elsődleges funkciója: egy keskeny sáv kiválasztása mintavételezett teljes spektrumból, és alapsávba keverése I és Q vagy valós formában egyaránt. Ezen funkció megvalósítása a vivő környezetének 0 Hz frekvenciára történő eltolását jelenti. A konverzió megvalósítása a bemenő adatok és egy megfelelő frekvenciájú szinusz jel szorzataként

<sup>1</sup> Scrambler

<sup>II</sup> Digital Down Converter - DDC

állítható elő. A megfelelő jel kiválasztása aluláteresztő szűrővel történik. Mind a valós és mind a komplex jelágban azonos aluláteresztő szűrő található. Mindkét szűrő egy decimáló (HDF) és egy FIR szűrő kaszkád kapcsolásaként jön létre. A szűrés alatt a megfelelő decimálási érték megválasztásával lehet a megfelelő alapsávi sáv szélességet előállítani. A sáv szélesség dupla oldalsávossal szűrt kimenő jelet jelent.[17]

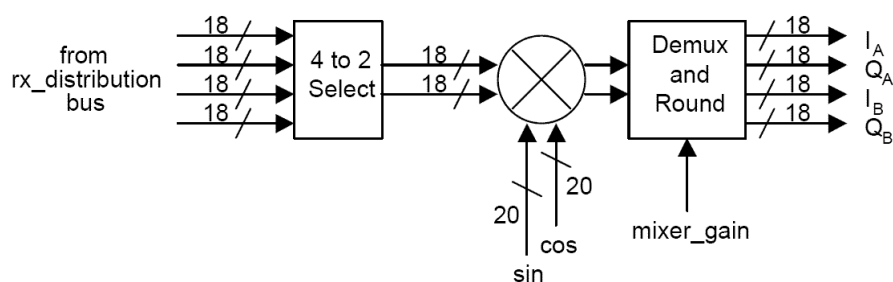


14. ábra Egy DDC egység blokk diagramja

A DDC egység a következő alapelemekből épül fel:

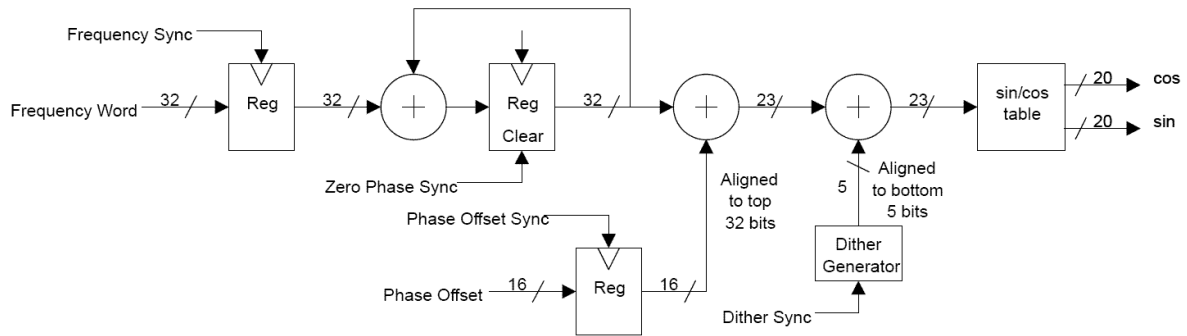
- Bemeneti választó,
- Numerikus oszcillátor,
- Komplex szorzó,
- CIC szűrő,
- Kompenzáló szűrő,
- Programozható aluláteresztő szűrő,
- Automatikus szintszabályzó.

A bemeneti választó több forrás (A/D átalakító) közül tud választani. Ennek előnye, hogy a digitális multiplexer miatt, a csatornák között áthallás nincs. A bemeneti választó után találjuk a komplex szorzót, amely a kiválasztott bemenet mintáit szorozza komplex módon, a numerikus oszcillátor aktuális értékével.



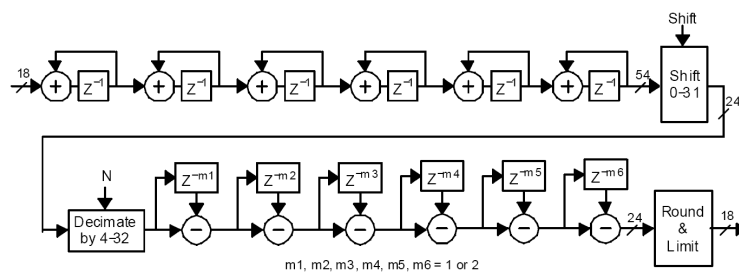
15. ábra Komplex keverő blokkvázlata

A numerikus oszcillátor egy olyan egység, amely az órajel felfutó éléhez szinkronizáltan érkező 16 bites adatok minden egyes ütemére változtatja a belső változóinak megfelelő fázis értékét. Ebből a fázis értékéből a kimenetén egy szinusz és koszinusz értéket állít elő, nagy pontossággal (20 bitnél több). Ettől a pontosságtól nagyban függ a megvalósítható szelektivitás mértéke. A frekvencia felbontást a frekvencia regiszter bitszáma és az órajel hányadosa határozza meg. [18]



16. ábra Numerikus oszcillátor belső felépítése

A keverést követően egy decimáló CIC szűrő következik. Ennek az egységnek a feladat, hogy egy nagy meredekségű aluláteresztő szűrést és minta-ritkítást valósítson meg.[19]



17. ábra 6-od rendű decimáló CIC szűrő

A CIC szűrő karakterisztikája a következő képletben található:

$$H(f) = \left[ \frac{\sin(\pi * \frac{f}{F_s})}{\sin(\pi * \frac{f}{F_s/R})} \right]^N * \left[ \frac{I}{R} \right]^N$$

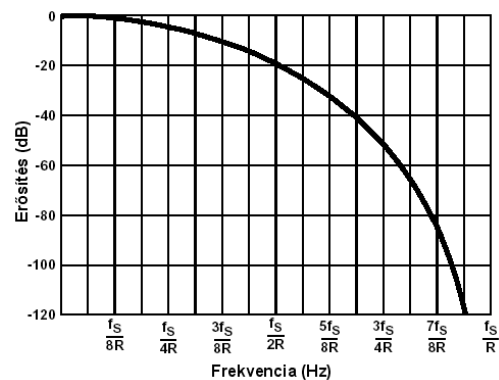
Ahol:

$F_s$ : a mintavételi frekvencia

$R$ : osztási arány (interpolálási faktor)

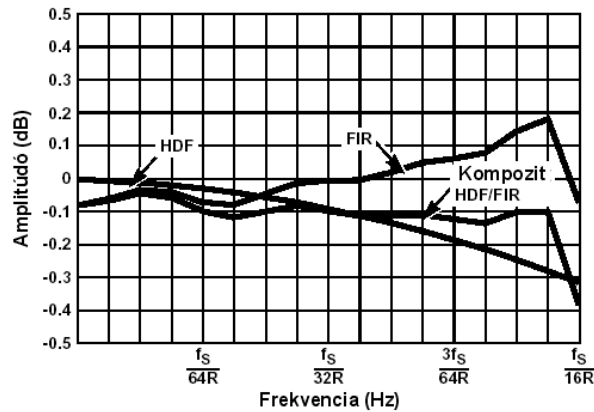
$N$ : a tagok száma (jelen esetben 6)

A CIC szűrő átviteli karakterisztikája az alábbi ábrán látható.

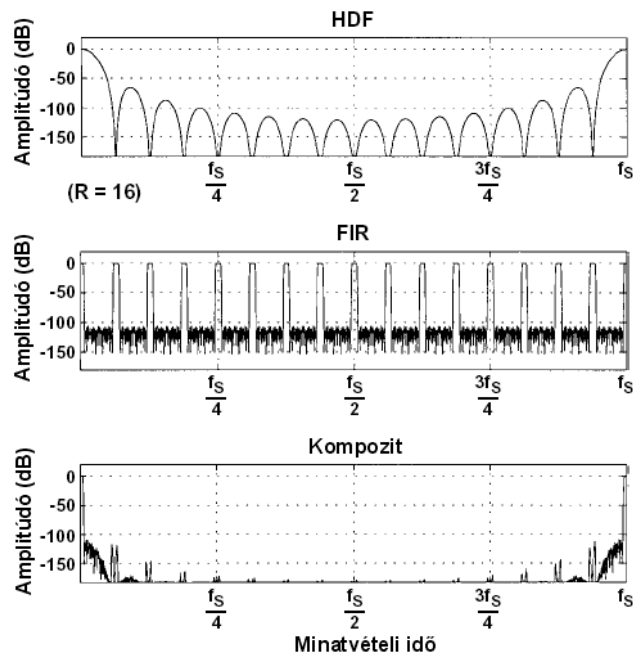


18. ábra CIC szűrő átviteli függvénye

A CIC szűrőt egy kompenzáló aluláteresztő FIR<sup>1</sup> szűrő követi, amelyet fixen programozott együtthatókkal kell megvalósítani. Ez akár decimálást (mintaritkítást) is végezhet. A FIR szűrő megfelelő működéséhez a CIC szűrő kimenete és a FIR szűrő bemenete közé egy kerekítő és limitáló (skála szorzó) egységet kell beiktatni, amely biztosítja, hogy a szűrő ne csorduljon túl. [20] A skála szorzó kimenete a FIR szűrő bemenetére továbbítódik, amely végrehajtja a megfelelő szűrést, a záró-sávi elnyomást, sáv kialakítást. A FIR szűrő részben két egyforma 32-128-ad fokú alul-áteresztő FIR szűrő található mind a I és mind a Q jelágban. Mindkét szűrő a megfelelő összeg előállításához szükséges együtthatókat fixen, akár ROM-ban tárolhatjuk. A szűrő záró-sávi előkompenzációját a CIC szűrő átviteli függvényének inverzével lehet megvalósítani. Az átviteli függvényeket a következő ábrán láthatjuk[21]:



19. ábra FIR szűrő és a CIC szűrő frekvencia karakterisztikája



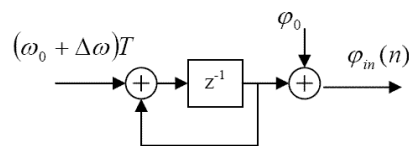
20. ábra A szűrők karakterisztikájának eredője[22]

<sup>1</sup> Finite Impulse Respons szűrő - Véges impulzus válaszu szűrő, amely egy ARMA típusu szűrő, mindig stabil (gerjedésre nem hajlamos) kimenettel.

A fixen programozott FIR szűrőt egy szabadon programozott szintén FIR szűrő követhet, amellyel további sávszűrés és decimálás valósítható meg. A szűrők kimenetét egy automatikus erősítés szabályzó<sup>I</sup> egységre (AGC) lehet vezetni, ahol csak a legfelső 16-24-bitet lehet további feldolgozásra továbbítani. Itt a szabályozás időállandóit körültekintően kell megválasztani a vételi üzemmód, sáv szélesség alapján.

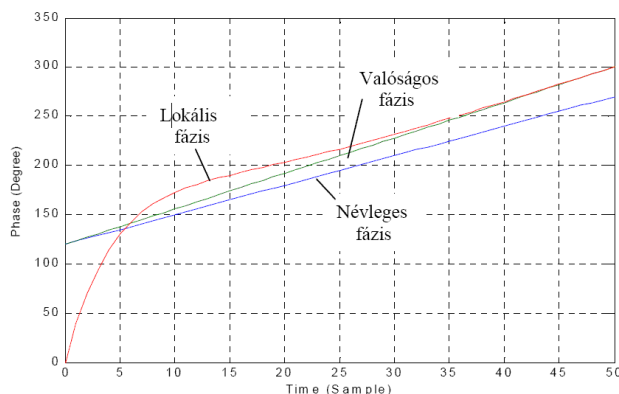
## Órajel visszaállító

A demoduláció során, mind a szimbólum sebesség, mind a vivő frekvencia pontos meghatározása érdekében visszaállító fáziszárt hurkot (PLL) alkalmazunk<sup>II</sup>. A fáziszárt hurok feladata az, hogy egy helyi (lokális) oszcillátor fázisát szinkronba hozza a bemenetére érkező periodikus jel fázisával. A bemeneti periodikus jel fázisát három paraméterével jellemezhetjük: a névleges frekvencia, a tényleges frekvencia és a kezdő fázis.[23]



21. ábra Egy PLL általános felépítése

A PLL működése során, a kimeneten megjelenő jel fázisát a bemenetére érkező jel fázisához közelíti.

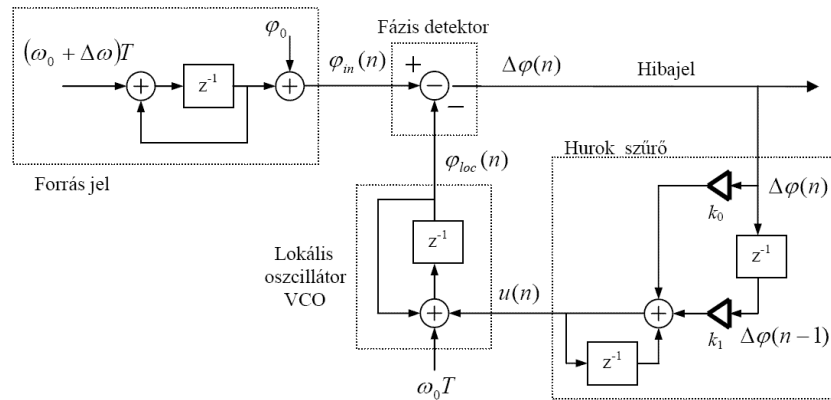


22. ábra A PLL befogás folyamata[24]

A PLL-ben található visszacsatoló hurok erősítése (a szűrő milyensége) határozza meg a behúzási folyamat gyorsaságát, a behúzási, illetve a benntartási tartomány szélességét. A PLL-ben lévő fázisdetektor a bejövő jel és a helyi oszcillátor fázisának különbségével arányos hibajelket szolgáltat, amelyet jelformálás után a helyi oszcillátor hangoló bemenetére vezetjük. A helyi oszcillátor hangolásával érjük el, hogy annak fázisa utolérje a bejövő jel fázisát. A megvalósítandó PLL-ben a fázisdetektor kialakítása a mindenkori jelalakoktól függ, de a PLL további részei, a hurokszűrő és a feszültség vezérelt oszcillátor (VCO) azonos maradhat.

<sup>I</sup> AGC : Automatic Gain Control

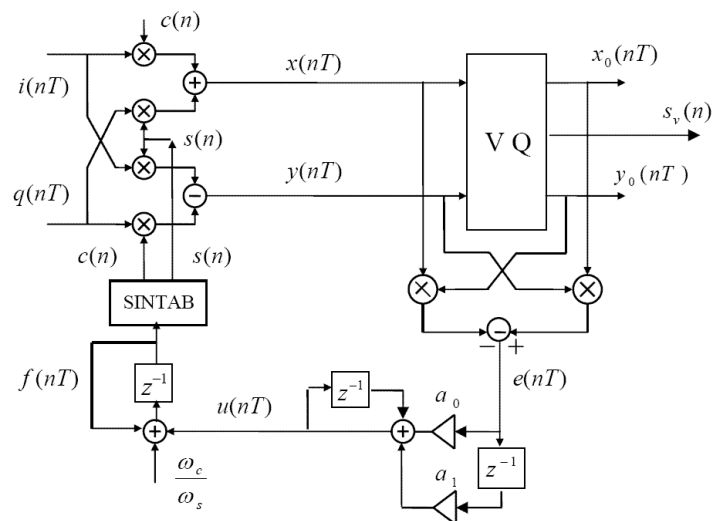
<sup>II</sup> PLL : Phase Locked Loop



23. ábra A fáziszárt hurok modellje[25]

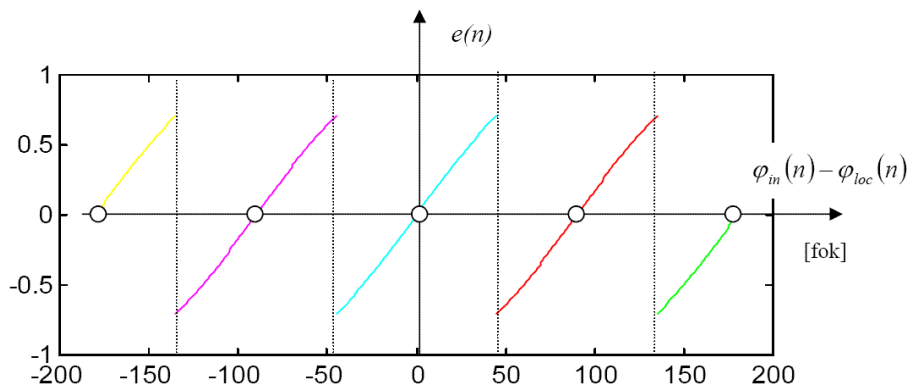
A PLL alkalmazására a vivő helyreállításának (carrier recovery) feladata a 4-QPSK modulációt használó modemekben.

A 4-QPSK moduláció esetében a vevőben a jelet egy Hilbert-transzformátort megvalósító sávszűrő párra vezetve, azok kimenetén a kvadratúra komponenseket kapjuk meg. A vivő visszaállítás azt jelenti, hogy a lokális VCO-t a PLL-ben úgy kell hangolnunk, hogy a komplexnek tekintett  $x(n)$ ,  $y(n)$  lekevert jel az álló konstellációs pontokba kerüljön. A jelhez illeszkedő fázisdetektor egy keverő, egy VQ vektor kvantáló fokozatból valamint további szorzó és különbségképző egységekből áll. Az  $x(nT)$  és  $y(nT)$  jelek a vektor kvantáló bemenetei, melynek feladata, hogy eldöntse, az  $x(nT)$  és  $y(nT)$  által reprezentált komplex szám melyik síknegyedbe mutat. A vektor kvantálónak három kimenete van:  $s_v(nT) = \{0,1,2,3\}$  reprezentálja a síknegyed számát; az  $x_0(nT)$ , és az  $y_0(nT)$  az adott síknegyedhez tartozó konstellációs pont névleges koordinátái.



24. ábra A vivő helyreállító fokozat (Costas hurok)[26]

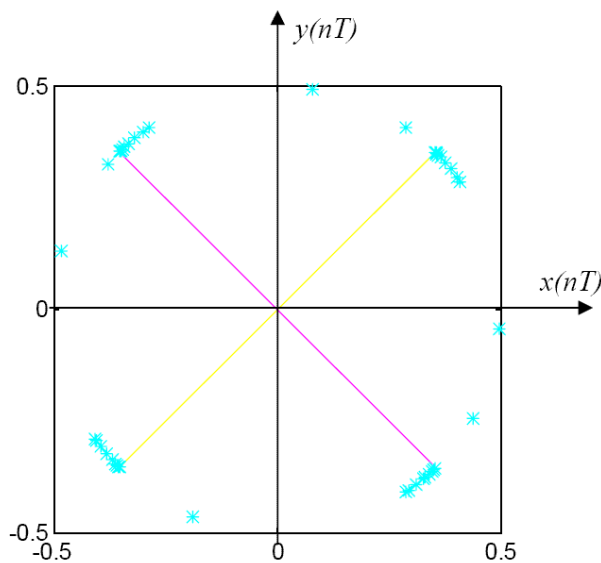
A kvantálás következtében a tartományban a karakterisztikának 4 zérushelye van a  $\{-180^\circ, -90^\circ, 0^\circ, +90^\circ\}$  pontokban. Ez azt jelenti, hogy ezek a behúzott állapotokhoz tartozó stabil pontok lehetnek. (A hibajel zérussá válik, nincs ami tovább hangolja a VCO-t.) A négy stabil pont azt jelenti, hogy az abszolút fázishelyes vivő visszaállítás ezzel a módszerrel nem lehetséges. (A konstellációs diagram  $90^\circ$ -os elforgatásra invariáns.)



25. ábra Fázisdetektor karakterisztikája (a fázisbizonytalanság értelmezéséhez)[27]

A digitális adatátvitelben ez a fázis bizonytalanság akkor nem okoz hibát, ha az átküldeni kívánt információt nem a konstellációs állapotokhoz, hanem az állapot átmenetekhez rendeljük hozzá. Ezt a módszert differenciális kódolásnak (DQPSK) nevezzük, mely módszer széles körben alkalmazást nyer nem csak a PSK, hanem a QAM rendszerekben is.

Amennyiben jól működik a visszaállító hurok, akkor a konstellációs diagramon a vett pontok az ideális mintavételi helyhez közelítenek a behúzás során.



26. ábra Behúzás folyamata a konstellációs diagramon[28]

### Alapsávi interface

Az alapsávi interface esetén a kimeneten megjelenő analóg információk (általában hang) visszaállításához használunk szűrőt. Itt a szűrő feladata az átalakító mintavételi frekvenciájának felén történő szűrés.



## Irodalomjegyzék

- [1] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése – Egyetem Jegyzet 2008 – p10/4.
- [2] Tony J. Roupael: RF and Digital Signal Processing for Software-Defined Radios – Elsevier – 2009 – p22.
- [3] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése – Egyetem Jegyzet 2008 – p10/5.
- [4] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése – Egyetem Jegyzet 2008 – p10/5.
- [5] Tony J. Roupael: RF and Digital Signal Processing for Software-Defined Radios – Elsevier – 2009- p23.
- [6] Tony J. Roupael: RF and Digital Signal Processing for Software-Defined Radios – Elsevier – 2009- p24.
- [7] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése – Egyetem Jegyzet 2008 – p9/6.
- [8] Texas Instruments: GC5016 Datasheet (04/2005)– p.33
- [9] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése – Egyetem Jegyzet 2008 – p9/7.
- [10] Texas Instruments: GC5018 Datasheet (11/2005)– p.17
- [11] Fürjes János: Valós idejű jel analízátor PC DDCDSP kártya felhasználásával, 2001 Egyetemi szakdolgozat, p16
- [12] Fürjes János: Nagy sávzélességű jelfeldolgozás kihívásai – Hadmérnök 2008/2 – p5.
- [13] Fürjes János: Nagy sávzélességű jelfeldolgozás kihívásai – Hadmérnök 2008/2 – p2.
- [14] Tony J. Roupael: RF and Digital Signal Processing for Software-Defined Radios – Elsevier – 2009- p2.
- [15] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése – Egyetem Jegyzet 2008 – p14/1.
- [16] Fürjes János - szerk: Corel Draw v.12
- [17] Texas Instruments: GC5018 Datasheet (11/2005)– p.16
- [18] Texas Instruments: GC5018 Datasheet (11/2005)– p.17
- [19] Texas Instruments: GC5018 Datasheet (11/2005)– p.22
- [20] Fürjes János: Valós idejű jel analízátor PC DDCDSP kártya felhasználásával, 2001 Egyetemi szakdolgozat, p25
- [21] Fürjes János: Valós idejű jel analízátor PC DDCDSP kártya felhasználásával, 2001 Egyetemi szakdolgozat, p27
- [22] Fürjes János: Valós idejű jel analízátor PC DDCDSP kártya felhasználásával, 2001 Egyetemi szakdolgozat, p30
- [23] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése – Egyetem Jegyzet 2008 – p12/3.
- [24] Matlab symulation v.2006 (Fürjes János - szerk: Corel Draw v.12)
- [25] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése – Egyetem Jegyzet 2008 – p12/6.
- [26] Elek Kálmán: Diszkrét idejű rendszerek tervezése – Egyetem Jegyzet 2008 – p12/1.
- [27] Matlab symulation v.2006 (Fürjes János - szerk: Corel Draw v.12)
- [28] Matlab symulation v.2006 (Fürjes János - szerk: Corel Draw v.12)