

**Turóczy Antal**  
**ZMNE PhD hallgató**

### **JELFELDOLGOZÁS DIGITÁLIS MŰHOLDAS KOMMUNIKÁCIÓS RENDSZEREK BEN**

#### ***Absztrakt***

*A technika fejlődésével a távközlés egyre hatékonyabban képes kiszolgálni a sokasodó felhasználói igényeket. A hagyományos műsorszórás mellett sorra jelennek meg az interaktív tartalmat szolgáltató médiumok, a telefonálást lassan felváltja a videofonálás, és szinte már nem is létezik olyan áru, információ vagy szolgáltatás, amihez az interneten keresztül ne tudnánk hozzájutni. Az információ a civil és katonai közegben is egyre nagyobb értéket képvisel. Az e-business, e-commerce, e-government, B2B, B2C<sup>1</sup> stb. kifejezések ma már mindennaposnak mondható folyamatokat takarnak, de a védelmi szférában is teljesen természetesen a digitális hadszíntér, ACUS, ADDS, CNR vagy C4I<sup>2</sup> kifejezések. A modern hadseregek vezetési-irányítási rendszereinek hatékonysága nagyban függ az alkalmazott kommunikációs csatornák számától és sáv szélességétől, valamint a folyamatos és megbízható adatkapcsolat meglététől. A hadszíntéri közvetlen összeköttetések vezetékes és rádiós eszközökkel – a nagy távolságok és kedvezőtlen terepviszonyok miatt – sok esetben nem valósíthatók meg. Ugyanakkor a modern műholdas kommunikációs rendszerek – a mobilitás és sáv szélesség tekintetében – számos előnyös tulajdonsággal rendelkeznek, így fontos alappillérei lehetnek a harctéri információs rendszereknek.*

*Recent technological developments make it possible to serve the growing demands in the field of telecommunications. Besides the traditional broadcasting systems the Internet and the emerging interactive Media have become the main information sources. Our everyday civilian life is full of expressions such as e-business, e-commerce, e-government etc. but also in the defense sector one can encounter more and more frequently with the terms of digital warfare or ACUS, ADDS, CNR and C4ISR. These systems require adequate communication channels and infrastructure. Sometimes conventional wired and wireless devices cannot provide convenient solution in the battlefield due to long distance, immobility and disadvantageous terrain. At the same time modern satellite communication systems, in terms of bandwidth and mobility, do not suffer from*

<sup>1</sup> B2B: Business to Business; B2C: Business to Customer

<sup>2</sup> ACUS: Area Common User System, ADDS: Army Distribution Data System, CNR: Combat Net Radio; C4I: Command Control Communication Computer Intelligence

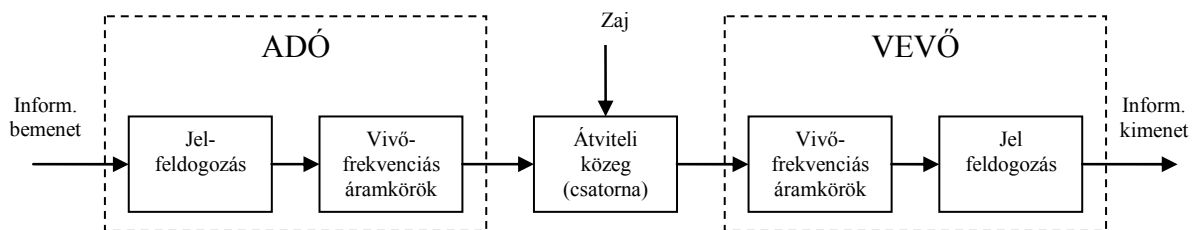
such defects, thereby they can form the backbone of battlefield communication networks.

**Kulcsszavak:** jelfeldolgozás, kommunikációs rendszer, műholdas kommunikáció ~ signal processing, communication system, satellite communication

## BEVEZETÉS

A kommunikációs rendszerek általános felépítését az 1. ábra szemlélteti, amely az alkalmazástól függetlenül három fő részre osztható: az adóra, az átviteli közegre és a vevőre. A bemeneti információ lehet analóg vagy digitális, reprezentálhat hang, kép, videó vagy egyéb jelet. Spektruma az  $f = 0$  frekvencia körül koncentrálódik, ezért alapsávi (baseband) jelnek nevezzük. A vevő által vett információ nem feltétlenül (általában nem) egyezik meg az adó által kibocsátottal, mivel a csatorna tökéletlensége valamint a külső és a rendszer belső zajai miatt a bemenetre adott jel az átvitel során, nemkívánatos módon torzul. Ezért digitális rendszerekben, az adóban lévő jelfeldolgozó blokk amellett hogy az átvitel hatékonyságának növelése érdekében jelkondicionálást végez (sávszélesség/teljesítmény-optimalizálás), általában tartalmaz valamilyen hibajavító kódolót (FEC<sup>3</sup>) is, amely detektálhatóvá illetve javíthatóvá teszi az átvitel során keletkezett hibákat. Ezt az alapsávi jelet a vivőfrekvenciás áramkörök az átviteli közegnek megfelelő frekvencia tartományba konvertálják, ami így már az  $f_c \gg 0$  vivőfrekvencia körül koncentrálódik.

Az átviteli közeg lehet fém-vezető (pl. telefon vagy koaxiális kábel), csőtápvonal vagy optikai kábel, de levegő, vákuum vagy víz is. Mivel a különböző közegek különböző tulajdonságokkal rendelkeznek, befolyásolják az adott alkalmazásban használható eljárásokat. Fontos jellemző, hogy az átviteli csatorna mekkora zajjal rendelkezik, mert ennek ismeretében biztosítható a megfelelő jel-zaj viszony (SNR<sup>4</sup>). Ezen felül a csatorna rendelkezhet egyéb állandó vagy időben változó, a jelterjedést kedvezőtlenül befolyásoló tulajdonsággal (többutas terjedés, nemlineáris átviteli jellemzők, időjárás-függő csillapítás stb.), amit a megfelelő működés érdekében a távközlő rendszer tervezésekor figyelembe kell venni.



1. ábra Kommunikációs rendszerek általános felépítése

A vevő a bemenetére érkező vivőfrekvenciás jelből alapsávi jelet állít elő. Az így kapott zajos és torzított információból a jelfeldolgozó egység előállítja az eredeti információ legjobb becslését. E becslés pontossága a távközlő rendszerek egyik legfontosabb jellemzője, amit digitális eszközöknél a bithiba valószínűségével (BER<sup>5</sup>) jellemezzük.

Műholdas kommunikációnál az átviteli közeg a föld légköre. Mivel a különböző frekvenciájú elektromágneses hullámok eltérő terjedési tulajdonságokkal rendelkeznek, az egyes frekvenciatartományok más-más alkalmazásoknak nyújtanak megfelelő megoldást. Az

<sup>3</sup> FEC: Forward Error Correction

<sup>4</sup> SNR: Signal to Noise Ratio

<sup>5</sup> BER: Bit Error Rate

1. táblázat összefoglalja a frekvenciatartományok gyakorlatban használt elnevezéseit, terjedési jellemzőit és a tipikus alkalmazási területeket [1][2].

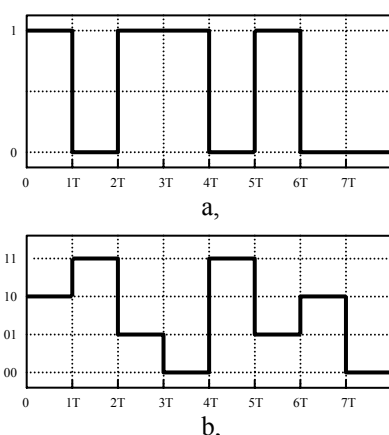
Frekvencia	Elnevezés	Terjedési jellemzők	Alkalmazások
3-30 kHz	VLF (Very Low Frequency)	Földfelszíni-terjedés, kis elnyelődés, magas létköri zajszint	Nagytávolságú navigáció; Tengeralattjáró kommunikáció
30-300 kHz	LF (Low Frequency)	Hasonló VLF-hez, kevésbé megbízható, nappali elnyelődés	Nagytávolságú navigáció, tengerészeti kommunikáció, rádió irányjelzés
300-3000 kHz	MF (Medium Frequency)	Hasonló LF-hez	Tengerészeti rádiózás, irányjelzés, AM műsorszórás
3-30 MHz	HF (High Frequency)	Napszakfüggő visszaverődés az ionoszféráról, alacsony létköri zajszint	Amatőr rádiózás, műsorszórás, katonai kommunikáció, telefon, fax
30-300 MHz	VHF (Very High Frequency)	Közel egyenesvonalú terjedés, szóródás, kozmikus zaj	VHF tv műsorszórás, FM rádió műsorszórás, AM légi kommunikáció, légi navigáció
300-3000 MHz 1-2 GHz 2-4 GHz	UHF (Ultra High Frequency) L S	Egyenesvonalú terjedés, kozmikus zaj	UHF tv műsorszórás, GSM telefónia, navigáció, radar, mikrohullámú kommunikáció
3-30 GHz 2-4 GHz 4-8 GHz 8-12 GHz 12-18 GHz 18-27 GHz 27-40 GHz 26.5-40 GHz	SHF (Super High Frequency) S C X Ku K Ka R	Egyenesvonalú terjedés, atmoszférikus csillapítás nagy (erős elnyelődés 22.2 GHz -nél a létköri pára miatt)	Műholdas kommunikáció, radar, mikrohullámú kommunikáció
30-300 GHz 27-40 GHz 26.5-40 GHz 33-50 GHz 40-75 GHz 75-110 GHz 110-300 GHz	EHF (Extremely High Freq.) Ka R Q V W mm(millimeter)	Egyenesvonalú terjedés, atmoszférikus csillapítás nagy (erős elnyelődés 183 GHz -nél a létköri pára miatt, 60 és 119 GHz-nél az oxigén miatt)	Radar, műholdas távközlés, kísérleti alkalmazások
$10^3$ - $10^7$ GHz	Infravörös, látható fény, ultraibolya	Egyenesvonalú terjedés	Optikai kommunikáció

1. táblázat. Elektromágneses hullámok terjedési tulajdonságai és tipikus felhasználási területek [1]

## ALAPSÁVI DIGITÁLIS JELEK

Az információ digitális kommunikációs rendszerekben bináris adat formájában adott. Attól függően, hogy egységnyi idő alatt mennyi bitet továbbítunk, jelfolyamunk  $2^N$  különböző értéket vehet fel, ahol N a bitszám. Az egyes jelszinteket az adott N-bités értékhez tartozó szimbólumoknak nevezzük. A gyakorlatban alkalmazható szimbólumok maximális számát az határozza meg, hogy a rendszer milyen pontossággal képes megkülönböztetni az adott jelszinteket. Ez függ az adó és a vevő berendezések képességétől is, de az igazi korlátot elsősorban az átviteli médium által keltett zaj- és torzítás jelenti. Míg egy egyszerű vezetékes modem esetén az 1024 különböző szimbólum sem ritka, a mai korszerű műholdas kommunikációs gyakorlatban, amely sokkal zajosabb átviteli csatornán dolgozik, 64 szimbólum körül van a határ.

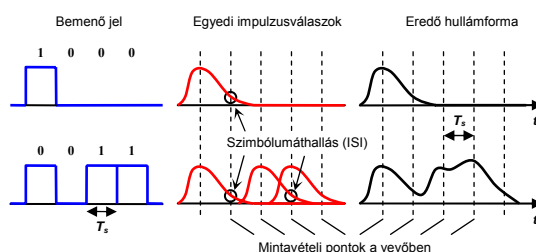
A 2. ábrán különböző bitszélességű digitális jelek időfüggvényeit láthatjuk. Digitális kommunikáció esetén meg kell különböztetnünk az adat- és szimbólum-sebességet, ugyanis míg a 2/a. ábra esetén az adatsebesség és a szimbólumsebesség megegyezik, a 2/b. ábrán az adatsebesség kétszerese a szimbólumsebességnek. Az egységnyi idő alatt átvitt információ ugyan a szimbólumok számának növelésével egyre nagyobb lesz, a létrejött alapsávi jel zajtűrő képessége azonos adóteljesítmény mellett egyre kisebb lesz [2].



2. ábra Különböző bitszélességű digitális jelek

Ha digitális jelekről esik szó, legtöbbszörnek valószínűleg tökéletes négyszögimpulzusok jutnak először az eszébe. A távközlési gyakorlatban, ahol a sávzélesség a legnagyobb kincs, azonban ritkán használnak négyszögjelet adatok továbbítására. Ennek oka a négyszögimpulzus amplitúdó-spektrumában keresendő, amely  $\sin(x)/x$  alakú, vagyis átviteléhez végtelen sávzélességű csatornára lenne szükségünk. Ehelyett inkább sávkorlátozott jeleket alkalmaznak, így egy átviteli csatornán akár több egymástól független résztvevő is kommunikálhat, anélkül hogy zavarná egymást.

A sávkorlátozást a bemenő digitális adatfolyam szűrésével valósítják meg. A szűrés következtében az információ átviteléhez szükséges sávzélesség ugyan lecsökken, az egymást követő adatszimbólumok azonban átlapolódnak, közöttük „áthallás”, ISI<sup>6</sup> jön létre. Ez azt jelenti, hogy az eredetileg éles határvonalakkal rendelkező szimbólumok a szűrés következtében kiszélesednek, így hatással vannak az utánuk következő szimbólumokra, lerontva ezzel egymás felismerhetőségét (3. ábra). Megfelelő átviteli tulajdonságú szűrő választásával azonban elérhető, hogy ez a jelformálás ne befolyásolja a felismerhetőségét (ISI = 0). Ha a szűrő impulzusválasza az aktuális szimbólum mintavételi időpontjának kivételével a szimbólum periódusidő,  $T_s$  egész számú többszöröseinél éppen nulla értékű, akkor a szűrés nincsen hatással a szomszédos szimbólum mintavételi időpontjában kialakuló értékére (4. ábra). A pontos mintavételi időzítés fontosságáról a későbbiekben bővebben is szó esik majd [3][4].

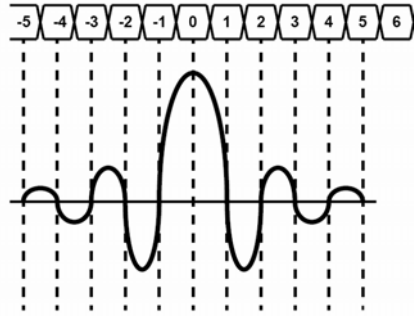


3. ábra Szimbólumáthallás kialakulása

Azokat a szűrőket, melyek nem okoznak szimbólumközi áthallást Nyquist szűrőknek nevezük. Bár elméletben végtelen számú ilyen szűrő található, a gyakorlatban a digitális

<sup>6</sup> ISI: InterSymbol Interference

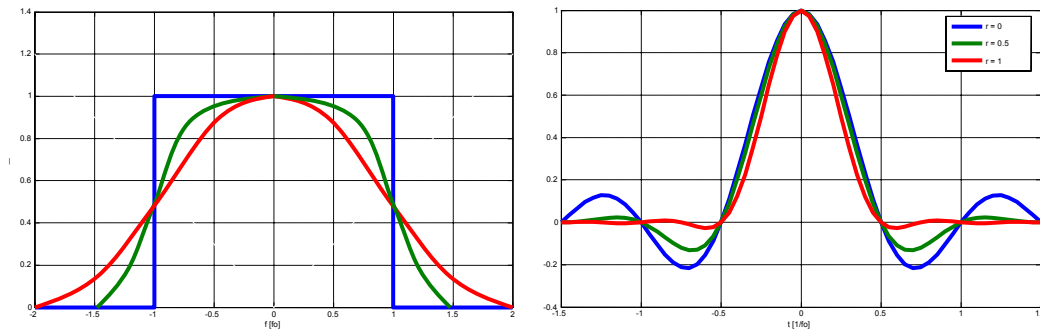
FIR<sup>7</sup> szűrőként megvalósított RC<sup>8</sup> Nyquist típusú jelformálás a legelterjedtebb. Az 5. ábrán különböző meredekségű frekvenciamenettel rendelkező RC szűrők átviteli jellemzőit láthatjuk, a 6. ábra pedig egy  $r = 0.3$  roll-off faktorú szűrővel szűrözött alapsávi bináris jelfolyam időfüggvényét szemlélteti. A minimális szimbólumáthallás tehát, alapsávi sávkorlátozott digitális jelek esetén a teljes átviteli csatorna (adó - közeg - vevő) Nyquist frekvenciamenetével biztosítható.



4. ábra. Szimbólum-felmerhetőséget nem befolyásoló szűrő impulzusválasza [3]

A vevőnek az ISI mellett a jelterjedést kedvezőtlenül befolyásoló, zajos átviteli médium hatásait is minimális értéken kell tartania. A jobb jel-zaj viszony és a közeg torzító hatásainak kiküszöbölése érdekében alkalmazott további jelformálás miatt, az ideális Nyquist frekvenciamenet így sok esetben nem teljesül. Gauss eloszlású zajok esetén azonban bebizonyítható, hogy mind a szimbólumáthallás mind a zaj hatása minimális, ha az adó  $H_T(f)$  és a vevő  $H_R(f)$  átviteli függvénye [Shanmugan, 1979; Sunde, 1969; Ziemer-Peterson 1985]:

$$|H_T(f)| = \frac{\sqrt{|H_e(f)|} [P_n(f)]^{1/4}}{\alpha |H(f)| \sqrt{|H_c(f)|}} \quad (1)$$



5. ábra. RC Nyquist szűrők a, frekvenciamenete b, impulzusválasza különböző  $r$  értékekre [1]

$$|H_R(f)| = \frac{\alpha \sqrt{|H_e(f)|}}{\sqrt{|H_c(f)|} [P_n(f)]^{1/4}} \quad (2)$$

ahol  $P_n(f)$  a vevő bemenetére érkező zaj teljesítményspektruma,  $\alpha$  egy tetszőleges pozitív konstans,

<sup>7</sup> FIR: Finite Impulse Response

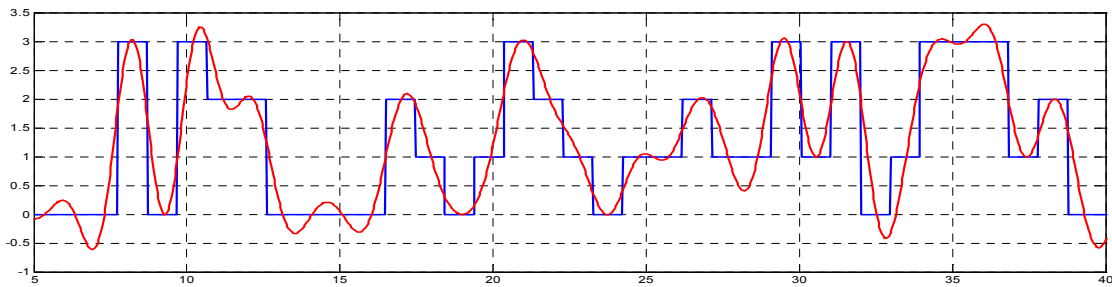
<sup>8</sup> RC: Raised Cosine

$$H_e(f) = H(f)H_T(f)H_C(f)H_R(f) \quad (3)$$

a Nyquist frekvenciamenetű teljes rendszer átviteli függvénye, és

$$H(f) = T_s \left( \frac{\sin \pi T_s f}{\pi T_s f} \right) \quad (4)$$

a  $T_s$  szélességű négyszögimpulzus spektruma ( $1/T_s =$  szimbólumsebesség).  $H_c(f)$ , a közeg átviteli függvénye, ami akár időben változó is lehet, ezért az (1-2) egyenlőség fenntartásához a vevőben adaptív jelformálásra is szükség lehet.



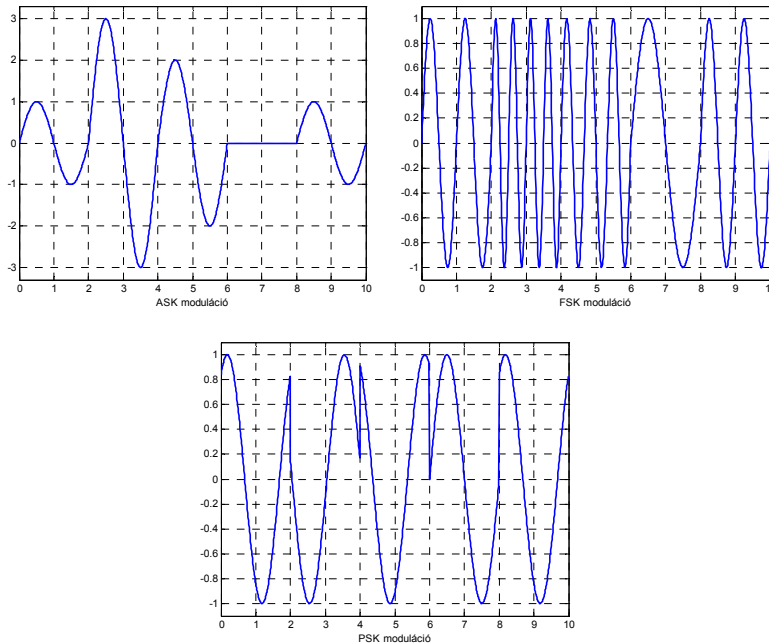
6. ábra. Szűrőzött alapsávi digitális jelfolyam időfüggvénye

## DIGITÁLIS MODULÁCIÓS ELJÁRÁSOK

Digitális távközlő rendszerekben az információt általában valamilyen, az átviteli közeg tulajdonságainak megfelelő  $f_c > 0$  frekvenciájú vivőfrekvenciás jel modulálásával továbbítják. A moduláció során az  $x(t) = A \cos(2\pi f_c t + \phi)$  alakú vivő  $A$  amplitúdóját,  $f_c$  frekvenciáját vagy  $\phi$  fázisát változtatják az alapsávi jel időfüggvénye szerint. Mivel a vivő modulált jellemzőjét a szűrőzetlen alapsávi jel diszkrét értékek között kapcsolgatja, a digitális modulációs eljárásokat amplitúdó-, frekvencia- valamint fázisbillentyűzésnek, vagy gyakrabban ASK, FSK, PSK<sup>9</sup> modulációnak nevezik. A különböző modulációs eljárások jellemző hullámalakjait a 7. ábra szemlélteti. Azonos kimenő teljesítmény esetén PSK modulációval érhető el a legkisebb bithiba-valószínűség, ezért a gyakorlatban egyre inkább fázismodulációt, vagy a fázis és amplitúdómoduláció kombinációját (QAM<sup>10</sup>) alkalmazzák [5].

<sup>9</sup> ASK: Amplitude Shift Keying, FSK: Frequency Shift Keying, PSK: Phase Shift Keying

<sup>10</sup> QAM: Quadrature Amplitude Modulation



7. ábra. Digitális modulációs eljárások jellemző jelalakjai

### Kvadratúra modulációk

Fázismodulációnál az információt a modulált vivő pillanatnyi fázishelyzete hordozza. Ez a fázishelyzet a vivővel megegyező frekvenciájú, ismert fázisú koszinuszos referencia jelhez képest változik. Kéthelyzetű, BPSK<sup>11</sup> modulációnál a fáziseltérés  $0^\circ$  vagy  $180^\circ$ , négyhelyzetű, QPSK<sup>12</sup> modulációnál  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  vagy  $315^\circ$  lehet. A QPSK jel négy szimbólumának időfüggvényeit a  $\cos(x+y) = \cos(x)\cos(y) - \sin(x)\sin(y)$  trigonometrikus azonosság felhasználásával a következő alakban elő lehet állítani:

$$s(t) = (\pm A)\cos(\omega_c t + \theta_c) - (\pm A)\sin(\omega_c t + \theta_c) \quad 0 < t < T \quad (5)$$

ahol a  $[0, T]$  időintervallum a szimbólum időtartama, a  $(\pm A)$  tényezők, pedig a két adatbitnek megfelelő előjelű tényezők. A négy, egymáshoz képest  $90^\circ$  fáziskülönbségű szimbólum a 2. táblázatban látható módon áll elő [6].

Az (5) kifejezésből látható, hogy az azonos frekvenciájú szinuszos és koszinuszos vivőösszetevő egymástól függetlenül modulálható, vagyis egy frekvencián két BPSK jel továbbítható egy időben. A BPSK és QPSK modulátor egyszerűsített elvi felépítését a 8. ábrán láthatjuk.

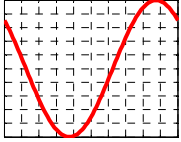
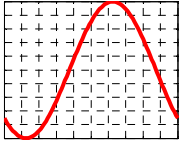
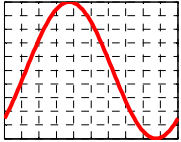
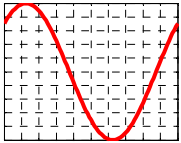
Kvadratúramodulációknál a modulált jel és a referencia jel egymáshoz viszonyított helyzetét konstellációs ábra segítségével szokták szemléltetni. A konstellációs ábrán a komplex

$$e^{-j\omega_c t + \theta_c} = \cos(\omega_c t + \theta_c) - j\sin(\omega_c t + \theta_c) \quad (6)$$

<sup>11</sup> BPSK: Binary Phase Shift Keying

<sup>12</sup> QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

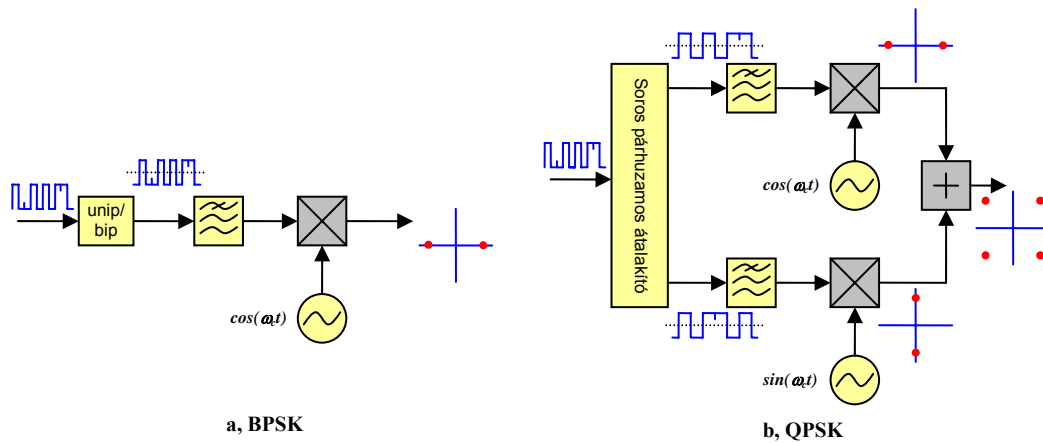
alakú időfüggvényeket, az óramutató járásával ellentétes irányban, állandó  $\omega_c$  szögsebességgel forgó I valós és Q<sup>13</sup> képzetes tengelyek által kifeszített síkon ábrázoljuk. A  $\cos(\omega_c t)$  referencia vivő ebben a derékszögű koordináta rendszerben az x tengely irányába mutató álló vektorként jelenik meg. A fázismodulált jel vektorának végpontja viszont, a referencia jelhez képest eltérő fázisa miatt, a különböző fázisállapotoknak megfelelő pontok között ugrál (9/a. ábra).

Szimbólum	Adatbitek	Időfüggvény	Fázis	Jelalak
S1	00	$s(t) = (+A)\cos(\omega_c t + \theta_c) - (+A)\sin(\omega_c t + \theta_c) = \cos(\omega_c t + \theta_c + 45^\circ)$	45°	
S2	01	$s(t) = (-A)\cos(\omega_c t + \theta_c) - (+A)\sin(\omega_c t + \theta_c) = \cos(\omega_c t + \theta_c + 135^\circ)$	135°	
S3	11	$s(t) = (-A)\cos(\omega_c t + \theta_c) - (-A)\sin(\omega_c t + \theta_c) = \cos(\omega_c t + \theta_c + 225^\circ)$	225°	
S4	10	$s(t) = (+A)\cos(\omega_c t + \theta_c) - (-A)\sin(\omega_c t + \theta_c) = \cos(\omega_c t + \theta_c + 310^\circ)$	310°	

**2. táblázat.** QPSK jel szimbólumainak előállítás a szinuszos és koszinuszos vivő modulálásával

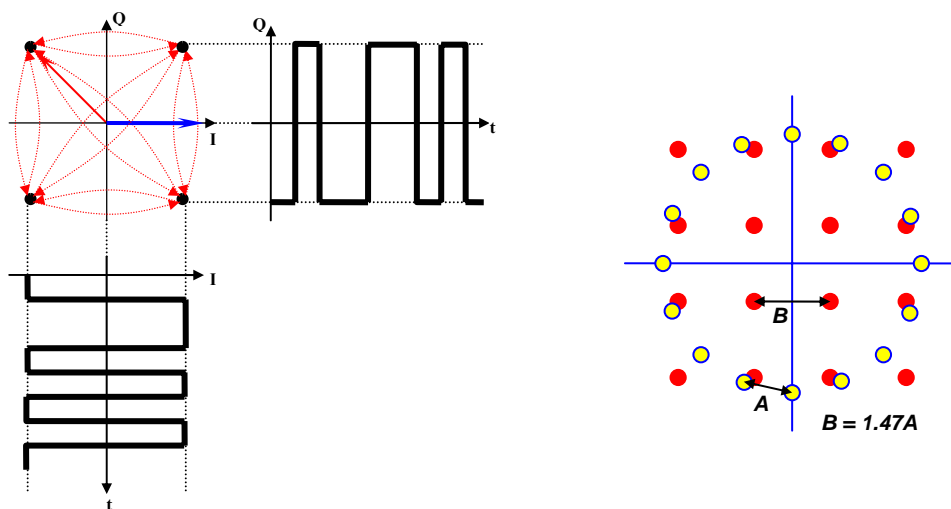
Természetesen a szimbólumok, vagyis a lehetséges  $M$  fázisállapotok száma 8, 16, 32 vagy ennél nagyobb is lehet. Bár a foksám növelésével azonos sávszélesség mellett több adat vihető át, az egyes szimbólumokat egyre nehezebb egymástól megkülönböztetni, vagyis a rendszer zajtűrő képessége  $M > 4$  esetén rohamosan csökken. Zaj szempontjából kedvezőbb megoldást kapunk, ha a szimbólumok számát a fázis- és amplitúdó-moduláció ötvözésével növeljük.

<sup>13</sup> I: In-Phase, Q: Quadrature



8. ábra. BPSK és QPSK modulátor elvi felépítése

QAM jelek időfüggvénye az (5) kifejezéshez hasonló alakban írható fel, de az ott szereplő kétértékű ( $\pm A$ ) tényezők helyett több amplitúdó szint is lehetséges. Például 16QAM esetén az I és Q összetevők a ( $\pm A$ ) mellett a ( $\pm 3A$ ) amplitúdó értéket is felvehetik. A 9/b. ábrán, azonos egy szimbólumra jutó átlagos teljesítményű 16QAM és 16PSK modulációk konstellációs diagramját láthatjuk. Mivel 16QAM-nél a szomszédos szimbólumok közötti távolság nagyobb, az egyes állapotok azonos zajszint mellett kisebb valószínűséggel lapolódnak át. A teljesítmény pillanatnyi maximális értéke azonban QAM jelek esetén nagyobb, amit a moduláció választásakor sok esetben figyelembe kell venni [2].



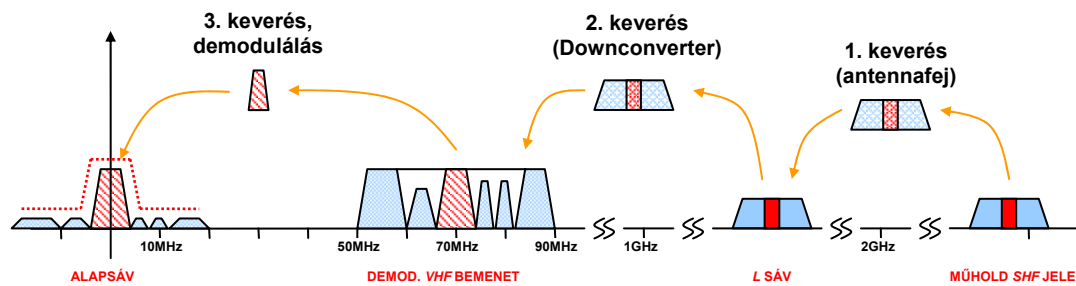
9. ábra. a, QPSK jel konstellációs ábrája, és a vetületek időfüggvényei; b., 16QAM és 16PSK modulációk összehasonlítása

## DEMODULÁCIÓ

A demoduláció célja, hogy a modulált vivőfrekvenciás jelből, az átvitel során fellépő zavarok hatásainak minimális értéken tartásával, visszakapjuk az eredeti alapsávi digitális információt.

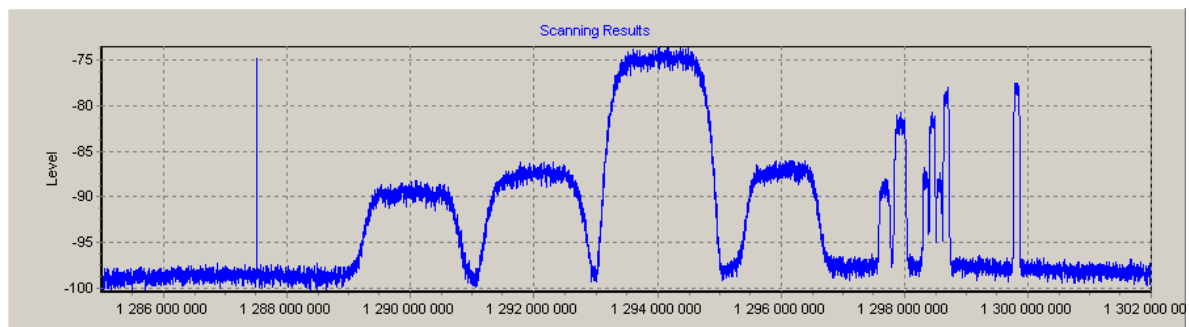
A műholdas távközlési gyakorlatban, az antennára érkező SHF jel többlépcsős lekeverés után az 50-90 MHz-es tartományba konvertálva kerül a demodulátor bemenetére. A folyamatot a 10. ábra alapján követhetjük. Az első keverés az antennafejben történik L sávra,

majd egy különálló hangolható keverő egység (Down-Converter) az L sávú jelet a demodulátor bemeneti frekvenciasávjába konvertálja.



10. ábra. Frekvenciakonverziók a vivőfrekvenciás jeltől az alapsávig

A 11. ábra egy műholdas transzponder L-sávú spektrumképét ábrázolja. Látható, hogy egymás mellett több különböző teljesítményű és sávszélességű adás is található. A különböző teljesítményű jelek, valamint az átviteli közeg időben változó csillapítása miatt változó jelszintek állandó értéken tartásáról, a demodulátorban  $AGC^{14}$  fokozatnak kell gondoskodnia. Erre a megfelelő jel-zaj viszony és linearitás érdekében van szükség, ugyanis a keverő áramkörök – akár analóg akár digitális – és A/D átalakítók csak meghatározott bemeneti jelszint tartományban működnek optimálisan.



11. ábra. Digitális adások spektrumképe egy műholdas transzponderen (L-sáv)

Ideális esetben a demodulátor lokális referencia jelének és a venni kívánt modulált jel vivőjének frekvenciája és fázisa megegyezik (koherens). Ekkor a 3. keverőfokozat kimenetén előáll az alapsávra konvertált I és Q összetevő, amely azonban még tartalmazza a szomszédos frekvenciasávokon lévő adások jeleit is. Ezeket, a nemkívánatos összetevőket az adatsebességnek megfelelő sávszélességű aluláteresztő szűrővel ki kell szűrni. A teljes átviteli csatorna Nyquist frekvenciamenetének biztosítása érdekében alkalmazott további jelformálás (általában  $RRC^{15}$  szűrő), aluláteresztő jellege miatt ugyancsak csökkenti a szomszédos adások zavaró hatását.

A demoduláció folyamatát a 12/a-b. ábrákon követhetjük. Digitális keverőfokozatnál (DDC<sup>16</sup>), a vivőfrekvenciás jelet digitalizáljuk, majd az alapsávra keverést és mindenfajta jelformálást digitális áramkörökkel valósítunk meg. Ebben az esetben a keverő egyszerű

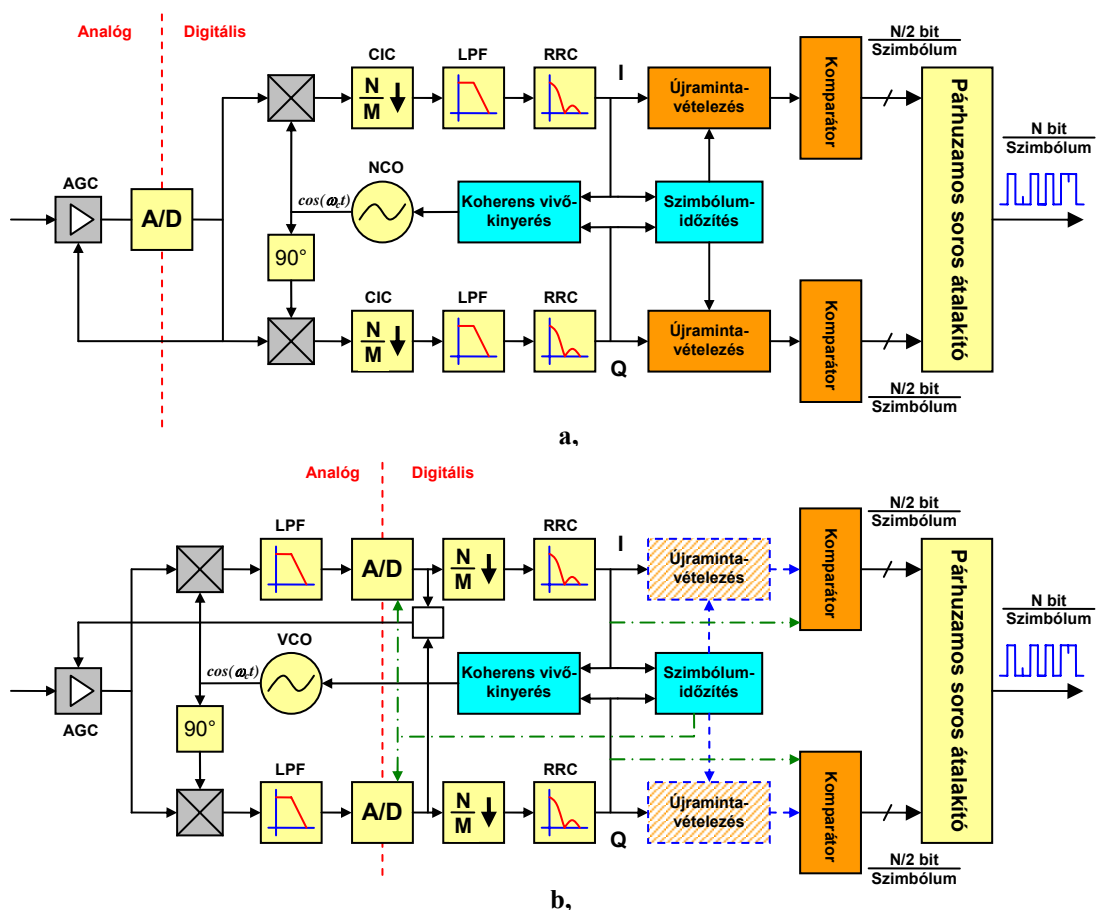
<sup>14</sup> AGC: Automatic Gain Control

<sup>15</sup> RRC: Root Raised Cosine

<sup>16</sup> DDC: Digital Down Converter

bináris szorzókból épül fel, a lokális referenciaforrás pedig egy numerikusan vezérelhető oszcillátor (NCO<sup>17</sup>), melynek frekvenciáját egy regiszteren keresztül lehet beállítani.

Analóg keverő fokozatnál a lekevert és analóg szűrővel sávkorlátozott alapsávi jelet digitalizáljuk. Ebben az esetben a hangolható referenciaforrás feszültségvezérelt oszcillátor (VCO<sup>18</sup>) vagy szintézer. A módszer egyik előnye, hogy az analóg előszűrés következtében az A/D átalakítóra csak a hasznos jel frekvenciatartománya kerül. Másrészt, megfelelő A/D átalakító esetén, újramintavételezés helyett, közvetlenül a mintavételi frekvenciát szabályozhatjuk úgy, hogy az megegyezzen a szimbólumsebesség egészszámú többszörösével. Mivel a mintavétel mindkét esetben a szimbólumsebesség N-szeresével történik, csak minden N/M-edik mintára van szükségünk. A felesleges minták elhagyásával – decimálással – egyrészt enyhíthetők a jelfeldolgozás sebességével szemben támasztott követelmények, másrészt különböző szimbólumsebességek mellett, azonos digitális-szűrőparamétereket használhatunk. Az  $M \geq 1$  egész szám elsősorban a szimbólumidőzítő eljárástól függ, a szimbólum felismeréséhez ugyanis egyetlen megfelelő helyen vett minta is elég lenne.



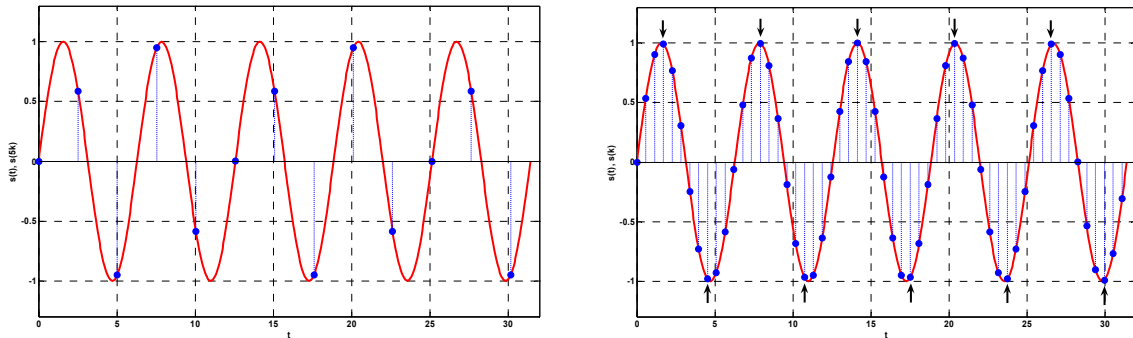
12. ábra. a, PSK/QAM demodulátor elvi felépítése digitális keveréssel; b, PSK/QAM demodulátor elvi felépítése analóg keveréssel

Az A/D átalakító mintavételi frekvenciáját közvetlenül szabályzó megoldással ellentétben, ahol az N/M tényező egész szám, állandó mintavételi frekvencia mellett az N/M tört számnak

<sup>17</sup> NCO: Numerically Controlled Oscillator

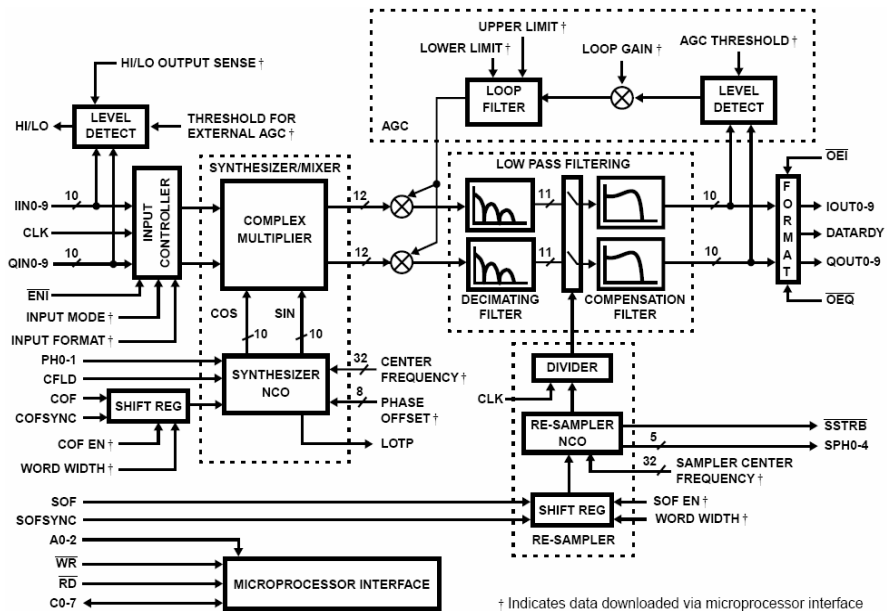
<sup>18</sup> VCO: Voltage Controlled Oscillator

adódik. A minták egyszerű elhagyása tehát nem elegendő a szimbólumsebességnek megfelelő mintavételi időzítést beállításához, ezért újramintavételezést kell alkalmazni.

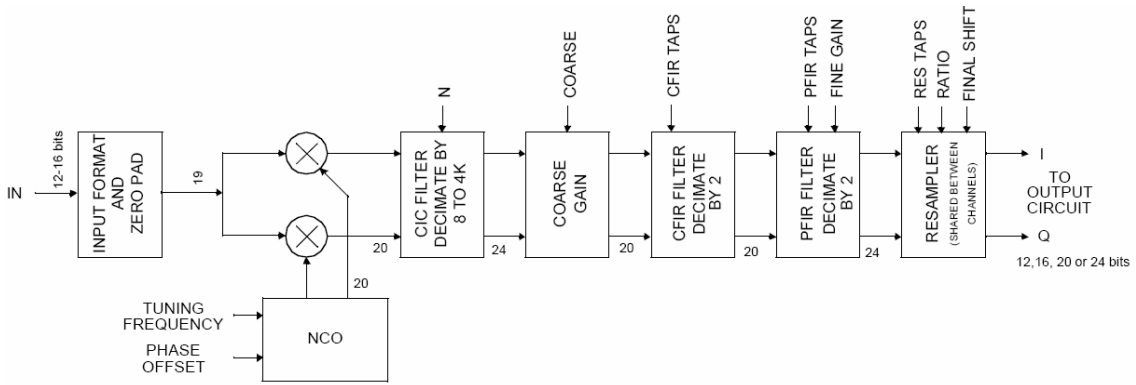


**13. ábra.** Újramintavételezés folyamata; a, mintavételezett BPSK jel; b, újramintavételezett BPSK jel; Az interpolált jeltől az a mintát választjuk ki, amely legközelebb van a szimbólum felismeréshez ideális mintavételi időponthoz

A mintavételi alaptételből tudjuk, hogy a sávzélesség legalább kétszeresével mintavételezett sávkorlátozott folytonos jel a mintáiból egyértelműen visszaállítható. Újramintavételezésnél interpoláló szűrő segítségével az eredeti folytonos jel mintavételi időpontok közötti értékeit tetszőleges felbontással meg tudjuk határozni [7]. A felbontás növelésének csak a jelfeldolgozás maximális sebessége szab határt. Az így kapott köztes mintákból a szimbólumidőzítő egység kiválasztja az ideális mintavételi ponthoz legközelebb esőt (13. ábra). Ebből a komparátorok eldöntik hogy milyen szimbólum érkezett, majd a soros párhuzamos átalakító előállítja a vett bitsorozatot.



**14. ábra.** HSP50110 belső felépítése [7]



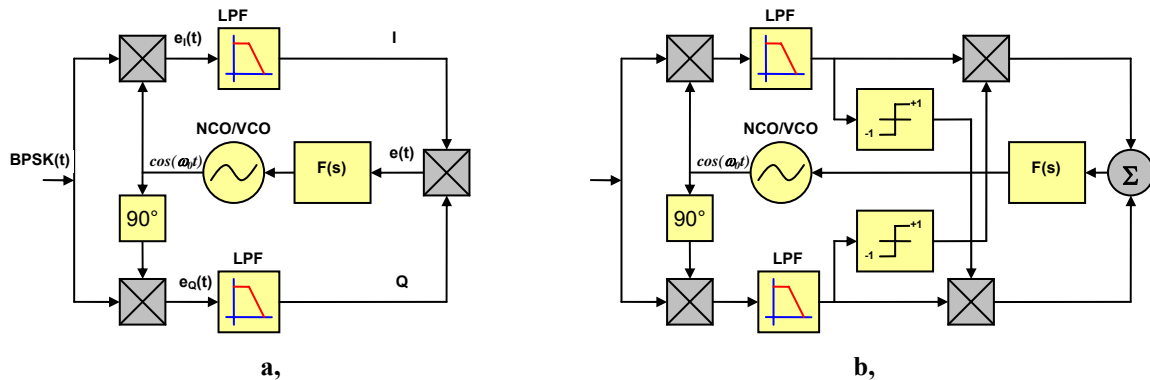
15. ábra GC4016 egy csatornájának belső felépítése [8]

Demodulátorokban a digitalizált jelek kezelésére jelfeldolgozó processzorokat (DSP<sup>19</sup>), programozható logikai áramköröket (CPLD, FPGA<sup>20</sup>), digitális célhardvereket vagy ezek kombinációját alkalmazzák. Két, demodulátorokban gyakran megtalálható DDC csip az Intersil HSP50110 és a Graychip GC4016 integrált áramkörei, melyek belső felépítését a 14-15. ábrákon láthatjuk.

A koherens vivő megtalálása és a megfelelő mintavételi időzítés elengedhetetlen a demodulációhoz. Bár általában ismerjük a venni kívánt adás jellemzőit (vivőfrekvencia, szimbólumsebesség), a pontos szinkronozáshoz szükséges szabályzójeleket megfelelő algoritmusok alkalmazásával magából a vett jelből kell kinyernünk.

*Koherens vivőkinyerés*

Az alapsávi jel visszanyeréséhez a demodulátorban lévő keverő referencia jelének frekvenciáját és fázisát a modulált jel vivőjéhez kell szinkronizálni. Digitális jelfeldolgozásnál, a koherens vivő meghatározására leggyakrabban alkalmazott módszer a Costas-loop, melynek blokkvázlatát BPSK és QPSK jelekre a 16. ábrán láthatjuk [10].



16. ábra. a, BPSK b, QPSK Costas-loop

A

$$\cos(a)\sin(b) = \frac{1}{2}[\sin(a-b) + \sin(a+b)] \quad (7)$$

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2}[\cos(a+b) + \cos(a-b)] \quad (8)$$

<sup>19</sup> DSP: Digital Signal Processor

<sup>20</sup> CPLD: Complex Programmable Logic Device, FPGA: Field Programmable Gate Array

trigonometrikus azonosságokat felhasználva, a  $BPSK(t) = D(t)\cos(\omega_c t)$  időfüggvényű BPSK jelből

$$e_I(t) = D(t)\cos(\omega_c t)\cos(\omega_0 t) = \frac{1}{2}D(t)[\cos(2\omega_c t) + \cos((\omega_c - \omega_0)t)] \quad (9)$$

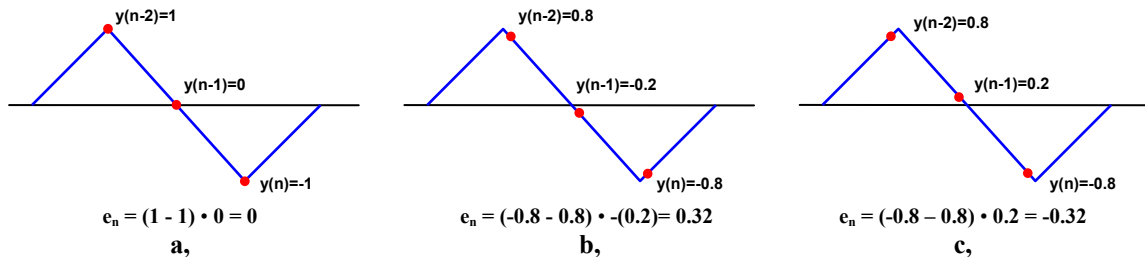
$$e_Q(t) = D(t)\cos(\omega_c t)\sin(\omega_0 t) = \frac{1}{2}D(t)[\sin((\omega_c - \omega_0)t) + \sin(2\omega_c t)] \quad (10)$$

jelek keletkeznek (16/a. ábra). Az aluláteresztő szűrők a  $2\omega_c$  frekvenciájú összetevőket kiszűrik, így a harmadik szorzóra, amely az NCO/VCO frekvenciáját vezérli, csak az  $I = D(t)\cos(\omega_c - \omega_0)$  és  $Q = D(t)\sin(\omega_c - \omega_0)$  összetevők jutnak. A szabályzó kör, a másodrendű fáziszárt-hurokhoz (PLL<sup>21</sup>) hasonlóan addig változtatja az oszcillátor frekvenciáját míg, az  $\omega_c = \omega_0$  egyenlőség elő nem áll, vagyis  $I = D(t)$ ,  $Q = 0$  nem lesz [11].

### Szimbólumidőztítés kinyerés

Az előzőekben szó esett arról, hogy a sávszélesség csökkentése érdekében alkalmazott szűrés, a teljes átviteli csatorna Nyquist frekvenciamenten esetén nem okoz szimbólumközi áthallást. Ehhez azonban az egyes alapsávi szimbólumokból a megfelelő időpillanatban kell mintát vennünk. A helyes mintavételi frekvenciát és fázist az újramintavételezés vagy az A/D átalakító mintavételi frekvenciájának szabályozásával állíthatjuk be.

A venni kívánt adás valós és általunk ismert szimbólumsebessége között néhány tized százalék eltérés adódhat. Az eltéréssel arányos hibajelet a különböző szimbólumidőztítés kinyerésre kidolgozott algoritmusokkal határozhatjuk meg. A legismertebbek ezek közül az Early-late gate, Mueller és Müller valamint a Gardner algoritmusok. Utóbbi BPSK és QPSK jelek esetén gyakran alkalmazzák, mivel az eljárás érzéketlen a vivő fázishibájára, vagyis a szimbólumidőztítés szabályzó körének nem kell megvárnia a vivőszinkronozást [12].



17. ábra. Gardner hibajel a, pontos b, késői c, korai időztítés esetén

A Gardner algoritmus az időztítési hiba meghatározásához két mintát használ szimbólumonként a következő függvény szerint:

$$e_n = y_I(n-1)[y_I(n) - y_I(n-2)] + y_Q(n-1)[y_Q(n) - y_Q(n-2)] \quad (11)$$

ahol  $y_I(n)$  az I,  $y_Q(n)$  a Q összetevő n-edik mintájának értéke, melyből a komparátor később felismeri az adott szimbólumot. Pontos időztítésnél az  $y(n)$  és  $y(n-2)$  minták vétele a szimbólumok maximális értékeinél, az  $y(n-1)$ -é pedig éppen a nullátmenetnél történik. Az  $e_n$  hibajel alakulása a 17. ábrán követhető helyes, késői és korai mintavétel esetén. Az ábrákból

<sup>21</sup> PLL: Phase Locked Loop

és a (11) egyenletből következik, hogy hatásos hibajel csak szimbólumátmenetnél keletkezik, ugyanis azonos polaritású szomszédos szimbólumoknál a szögletes zárójelben lévő kifejezések értéke zérus [13].

## ÖSSZEFOGLALÁS

Az információs társadalom folyamatosan növekvő sávszélesség igénye a kommunikációs rendszerek fejlődésének egyik mozgatórugója. Környezeti zavaroktól védtelen, zajos átviteli közege miatt a műholdas távközlési rendszerekben – a sávszélesség maximális kihasználása érdekében – egyre fejlettebb modulációs és hibajavító eljárásokra van szükség, melyek egyre nagyobb számítási teljesítményű digitális elektronikai áramköröket igényelnek. Az alapsávi jel az adóból a vevőbe érkezésig számtalan analóg és digitális jelformáláson esik át. E transzformációk optimális kialakítása, a távközlésben dolgozó mérnökök számára állandó kihívást jelent.

## FELHASZNÁLT IRODALOM

- [1] Couch II, Leon W.: Digital and analog communication systems, Prentice Hall, New Jersey 1997.
- [2] Bateman, Andy: Digital communications, Addison-Wesley 1999.
- [3] Intersil Corporation: Loading custom digital filters into the HSP50110/210EVAL, Application Note 1999.
- [4] Frerking, Marvin E.: Digital signal processing in communication systems, Kluwer Academic Publishers, Boston 1994.
- [5] Géher Károly, főszerkesztő: Híradástechnika, Műszaki könyvkiadó, Budapest 1993.
- [6] Langton, Charan: Intuitive guide to principles of communications, <http://www.complextoreal.com> 2002.
- [7] Smith, Steven W.: The scientist and engineer's guide to digital signal processing, California Technical Publishing, San Diego 1999.
- [8] Intersil Corporation: HSP50110, Data Sheet 2001.
- [9] Texas Instruments: GC4016 Multi-standard quad DDC chip, Data Sheet 2001.
- [10] Steber, J. Mark: PSK Demodulation; in The Communications Edge, WJ Communication Inc, San Jose 1984.
- [11] Feigin, Jeff: Practical Costas loop design, <http://www.rfdesign.com> 2002.
- [12] Litwin, Louis: Matched filtering and timing recovery in digital receivers, <http://www.rfdesign.com> 2001.
- [13] Gardner, Floyd M.: A BPSK/QPSK timing-error detector for sampled receivers, IEEE transactions on communications, Vol. Com-34 No 5. 1986.