

7 Digitális tv-jelek átvitele műholdon, műsorelosztó kábelhálózaton és földfelszíni sugárzás útján

Ebben a fejezetben az Európában elfogadott DVB-S (DVB-Satellite), DVB-C (DVB-Cable), DVB-T (DVB-Terrestrial) szabványok alapján a három átviteli mód fő jellemzőivel és teljesítőképességével foglalkozunk.

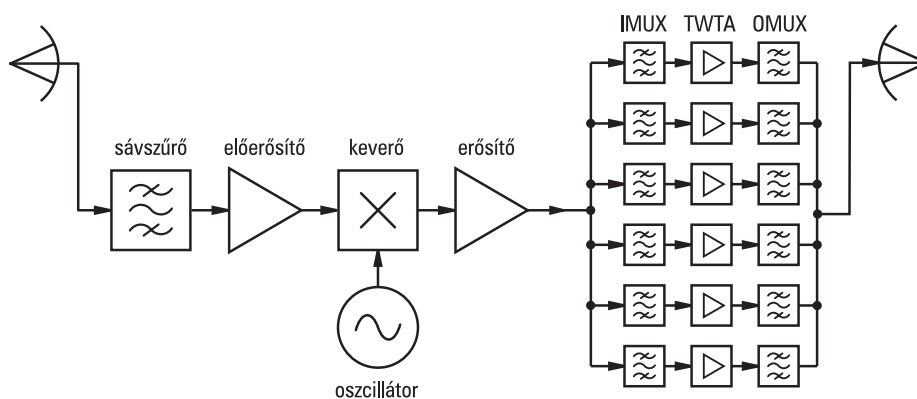
7.1 DVB-S, digitális tv-műsorszórás műholdon keresztül

A műsorszóró műholdak geostacionárius pályán keringenek, azaz kb. 36000 km magasságban az Egyenlítő felett. A keringési idő ebben a magasságban pontosan egy nap, így a Földről nézve állóknak látszanak. Ettől a pozíciótól való eltérések, pl. a napszél vagy a gravitációs tér egyenetlensége következtében, kis rakétahajtóművekkel egyenlíthetők ki. A műholdnak az üzemanyagkészlet a tulajdonképpeni élettartamot meghatározó eleme. A folyamatos üzemet biztosító energiát napelemek szolgáltatják. A nappali időszakban ugyan állandó az energiatermelés, de a teljesítmény viszonylag kicsi. Emiatt a Föld felé történő sugárzás (downlink) csak korlátozott teljesítményű lehet, ami meghatározó az átviteli csatorna kialakítását illetően is.

Ami viszonylag bőven rendelkezésre áll, az a sávszélesség. A műsorszóró műholdak a 10,7...12,75 GHz-es frekvenciatartományban sugároznak, és a jövőben valószínűleg a 21,4...22 GHz-esben is, ami lényegesen nagyobb sávszélesség, mint ami a földfelszíni műsorszórásban rendelkezésre áll. Ezenkívül ugyanazok a frekvenciák felhasználhatók különböző orbitális pozícióban lévő műholdakhoz, amit a vevőantennák erősen nyálábolt iránykarakterisztikái tesznek lehetővé.

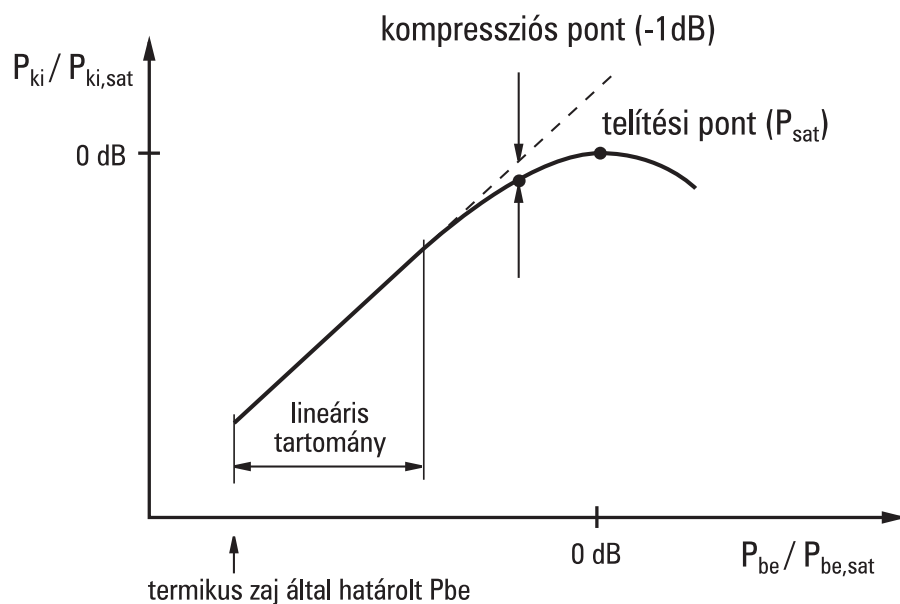
7.1.1 Adástechnika

A műholdon transzponderek fogadják a Földről felsugárzott jeleket (7.1. ábra). A transzponder a műhold vevő- és adóantennája közötti átviteli csatorna, amely több működési egységből épül fel. Minden transzponder meghatározott sávszélességű, tipikusan 26...36 MHz, de néhány műhold esetében a sávszélesség ennél jóval nagyobb is lehet.



7.1. ábra
Jelfeldolgozás egyszerűsített tömbvázlata a műholdon

A földi állomásról küldött un. felszálló ági (uplink-) jeleket először közösen egy sávszűrőre vezetjük, amelyik az adott műholdnak szánt jeleket átengedi, és a tükrörfrekvenciás jeleket, ill. zajspektrumot elnyomja. Előerősítés után a jeleket az un. downlink- (leszálló ági) frekvenciatartományba keverjük, majd tovább erősítjük. A két különböző frekvencián történő erősítés megszünteti a gerjedés veszélyét. Ezt követően a szélessávú jelet sávszűrőkkel („Input Multiplex Filter, IMUX”) frekvenciakomponenseire bontjuk, és mindegyik komponenst haladóhullámú erősítővel („Travelling Wave Tube Amplifier, TWT”) erősítjük. A haladóhullámú csöves erősítőket teljesítményerősítőkként alkalmazzuk. A cső jelleggörbéje (7.2. ábra) kezdetben lineáris, majd nagyobb bemenőteljesítményeknél nemlineárisává válik, és végül telítésbe megy.



7.2. ábra

Haladóhullámú cső tipikus bemenőteljesítmény-kimenőteljesítmény jelleggörbéje

Ha egészen ki akarjuk használni a cső teljesítőképességét, akkor a nemlinearitást számításba kell venni, ami az átvitel szempontjából azt jelenti, hogy

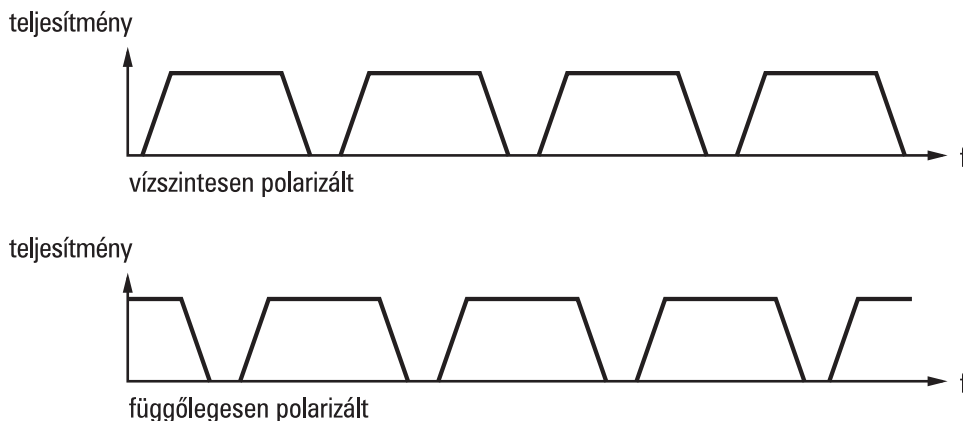
- amplitúdómoduláció alkalmazásánál jeltorzulást kapnánk, ezért csak frekvencia- vagy fázismoduláció jöhet szóba. Analóg tv-átvitelnél azért választották a frekvenciamodulációt, mert nagy zavarvédetség lehet vele elérni. DVB céljára digitális fázismodulációt (QPSK) alkalmazunk, amely szintén kevésbé érzékeny a zaj okozta jeltorzulásokra.
- Ha egy transzponderrel több jelet vinnénk át frekvenciamultiplex üzemmódban, akkor intermodulációs, azaz keverési termékek keletkeznének az erősítőjelleggörbe nemlineáris tartományának következtében. Ezért egy transzponderrel csak egy modulált vivőt viszünk át, azaz több jel esetén minden jelet külön erősítővel kell erősíteni.

A transzponderek teljesítményerősítőinek kimenőjelét is szűrjük („Output Multiplex Filter, OMUX”), hogy az erősítőben keletkező felharmonikusok ne kerüljenek kisugárzásra. Ezt követően a jeleket összegezzük, és a leszálló ági sugárzást megvalósító antennára vezetjük.

Az adóantenna erősen nyalábolt sugárzású, ezért a fő sugárzási irányában viszonylag nagy a teljesítménysűrűség. A teljesítményt, amelyet egy izotróp antennának minden

irányban egyenletesen szét kellene sugároznia, hogy ezt a maximális értéket létrehozza, „Equivalent Isotropically Radiated Power (EIRP)”-nek hívjuk. Az EIRP a műhold fontos paramétere.

A mégis csak véges frekvenciatartomány jobb kihasználása céljából az elektromágneses hullámok polarizációjuk szerinti szétválaszthatóságát is hasznosítjuk. Így egy frekvencián két adót is üzemeltethetünk, pl. ha az egyik vízszintes, a másik pedig függőleges polarizációjú hullámmal sugároz. A 7.3. ábrán egy gyakran alkalmazott megoldást látunk, ahol a horizontális és a vertikális polarizációjú hullámok frekvenciasávjai csak részben fedik le egymást, aminek előnye, hogy tökéletlen jelszétválasztás esetén kisebb lesz a kölcsönös zavartatás.



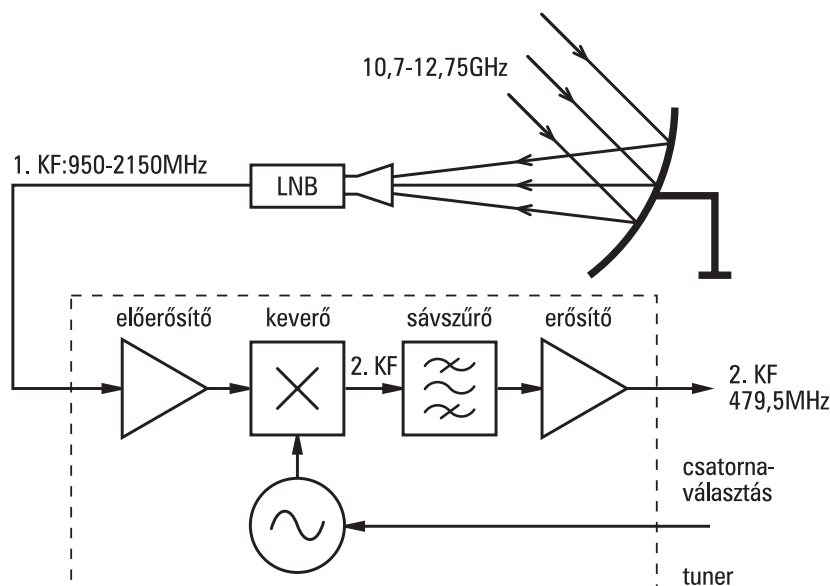
7.3. ábra
Példa a műhold transzpondersávjainak
polarizációs megkülönböztetésére

Digitális tv-jeleknél nem teljesül, hogy a transzponder sávján belül a teljesítmény mindig egyenletesen oszlik szét. Pl. több azonos struktúrájú jelesomag átvitelekor a QPSK-jel teljesítménye a vivő környezetében koncentrálódik, ami a szomszédos műholdak csatornáinak vételekor zavart okozhat, ha ugyanabban a frekvenciatartományban sugároznak, és a vevőantennák nem eléggé irányítottak. Ezért törekszünk arra, hogy a modulált jel teljesítménysűrűség-spektruma lehetőleg egyenletes legyen. Analóg tv-nél, ahol szintén jelentkezik ez a hatás, a vivőnek egy háromszögjellel megvalósított járulékos frekvenciamodulációjával érhető el a spektrum egyenletesebbé tétele. PAL-jeleknél a háromszögjel frekvenciája 25 Hz, amellyel a vivő két egymástól 1 MHz távolságra lévő frekvencia között „ingázik”, és így megvalósul a teljesítmény valamivel egyenletesebb szétosztása.

DVB-nél az energiaszétterítés már kódsíkon megvalósul az ún. bitkeverés (scrambling) révén, amely az adatfolyam felépítését látszólag véletlenszerűvé, és ezáltal a teljesítmény elosztását közelítőleg egyenletessé teszi.

7.1.2 Vételtechnika

A műholdról sugárzott GHz frekvenciatartományú elektromágneses hullámot a vételi oldalon parabolatükör segítségével fókuszáljuk a tulajdonképpeni antennára (7.4. ábra).



7.4. ábra
Műholdas vevő egyszerűsített tömbvázlata

A jelet ezután a Low Noise Block (LNB) kiszajú erősítőjével erősítjük, és az 1. KF-re keverjük, amelynek értéke 950 és 2150 MHz között van. Ezeken a frekvenciákon már megvalósítható a jelnek koaxiális kábelben történő eljuttatása a beltéri egységbe. Ennek egy eleme az ábrán szaggatott vonallal bekeretezett tuner. A beltéri egység a kültéri egységgel (LNB) egy kétszeres keverésű superheterodin vevőt képez. A venni kívánt csatorna jelének a szomszédos csatornák jelei közül történő kiszűrése, valamint erősítése a 2. KF-en valósul meg. A szelektált és felerősített jelet azután demoduláljuk.

7.1.3 Követelmények a műholdas átvittel szemben, a DVB-S szabvány alapvető jellemzői

A követelmények egy része a műholdas csatorna sajátosságaiból adódik. Ezek a következők:

- A műholdas csatorna kis teljesítményei miatt a haladóhullámú csöveket teljesen ki kell vezérelni. Ezért olyan modulációs módok, amelyeknél a vivő amplitúdója is változik, pl. QAM, nem jöhetnek számításba.
- Az egyenletes teljesítménysűrűségű csatorna biztosítása végett bitkeverés alkalmazása szükséges.
- A kis vételi teljesítmény miatt kicsi a vételi jel-zaj viszony, ami szükségessé teszi nagy hatékonyságú hibavédelem alkalmazását. Törekedni kell az ún. majdnem hiba nélküli (Quasi Error Free, QEF) átvitelre, ami alatt 10^{-11} bithibavalószínűséget értünk. Ez a gyakorlatban azt jelenti, hogy a hibajavítás után óránként egyetlen hamis bit lehet csupán az adatfolyamban.

A felhasználói igényekből származó követelmények a következők:

- A tv-átvitel és a további digitális szolgáltatások nagy átviteli sebességet kívánnak.
- A rendelkezésre álló átviteli kapacitást rugalmasan lehessen igénybe venni, azaz a különféle szolgáltatások különböző adatsebességű átvitele legyen megvalósítható.

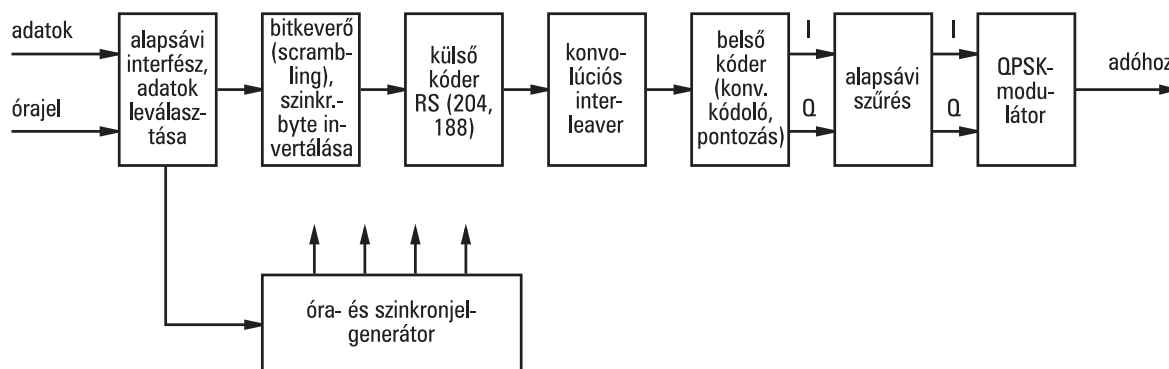
- A hibavédelem rugalmasan alkalmazkodjon a mindenkori követelményekhez. Így pl. egy nagyobb teljesítményű műholdnál a hibavédelem egyszerűbb lehessen, mint egy kisebb teljesítményűnél, hogy redundanciabitek helyett is információt továbbíthassunk.
- A vevőantenna parabolatükre lehetőleg kis átmérőjű, az antenna és maga a vevő is olcsó legyen.

Mindezek figyelembevételével történt a szabvány kifejlesztése, amelynek alapvető jellemzői az alábbiak:

- A forráskódolás az MPEG-2 szabvány szerinti. Jellemzője a hatékony adattömörítés és a rugalmas rendszerkonceptió.
- Az energiaszétterítés a kódoldali scrambling révén valósul meg.
- Összetett hibavédelem, amely megengedi a különböző kódarányok alkalmazását.
- QPSK-moduláció választása, amelynél a vivő amplitúdója konstans.
- Az intermoduláció elkerülése végett transzponderenként egy vivő alkalmazása.
- A különféle szolgáltatások szimultán átvitele a transzponderen időmultiplex-rendszerben az MPEG-2 szabvány szerint.

7.1.4 Adóoldali jelfeldolgozás a DVB-S átvitelnél

Az adóoldali jelfeldolgozás a 7.5. ábrán követhető nyomon.



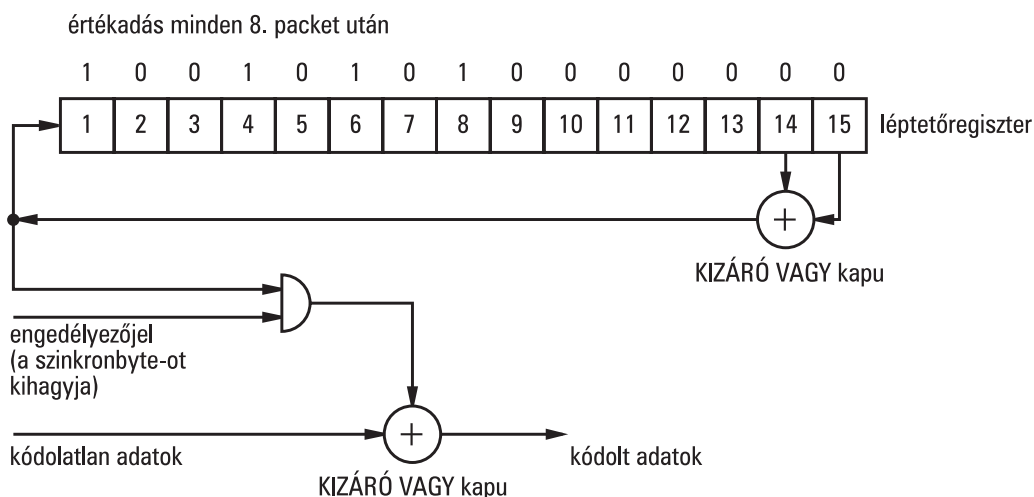
7.5. ábra

Adóoldali jelfeldolgozás tömbvázlata DVB-S átvitelnél

A transzportsztrímet a következő műveletekkel illesztjük a műholdas átvitelhez:

- energiaszétterítés bitkeveréssel,
- összetett hibajavító kódolás és interleaving,
- QPSK-moduláció.

Az alkalmazott hibajavító kódolás jellemzőivel a 6. fejezetben foglalkoztunk. Új elem a jelfeldolgozásban a bitkeverés, amelynek megvalósítása a 7.6. ábra kapcsolásával lehetséges.



7.6. ábra
Scramblerfokozat kapcsolása

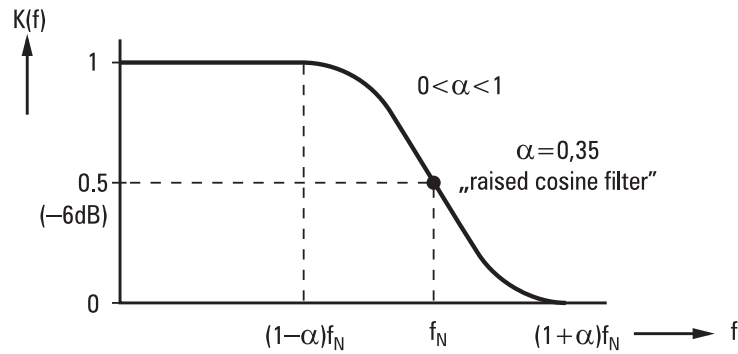
Annak érdekében, hogy a csatorna adatfolyamának teljesítménysűrűség-spektruma lehetőleg egyenletes legyen, a jelet bitenként KIZÁRÓ VAGY kapcsolatba hozzuk egy álvéletlen generátor kimeneti bitsorozatával. Az álvéletlen generátort visszacsatolt léptetőregiszterrel valósíthatjuk meg, amelyet minden 8. packet (188 byte) kezdetén meghatározott bitminta szerint újrainicializálunk, azaz meghatározott értékekre állítjuk be a léptetőregiszter tárolócelláit. A bitkeverés alól csak a szinkronbyte-ot vonjuk ki, hogy a vevőben lehetséges legyen a szinkronizáció. Az álvéletlen generátor újrainicializálásakor minden 8. packet elején az éppen esedékes szinkronbyte-ot invertáljuk, hogy ezzel jelezzük a vevő „descrambler”-egységének az energiaszétterítés visszalakításának kezdetét.

A hibajavító kódolás után, mielőtt a modulátorra vezetnénk, a digitális adatjelet előszűrjük.

Az előszűrésnek két funkciója is van:

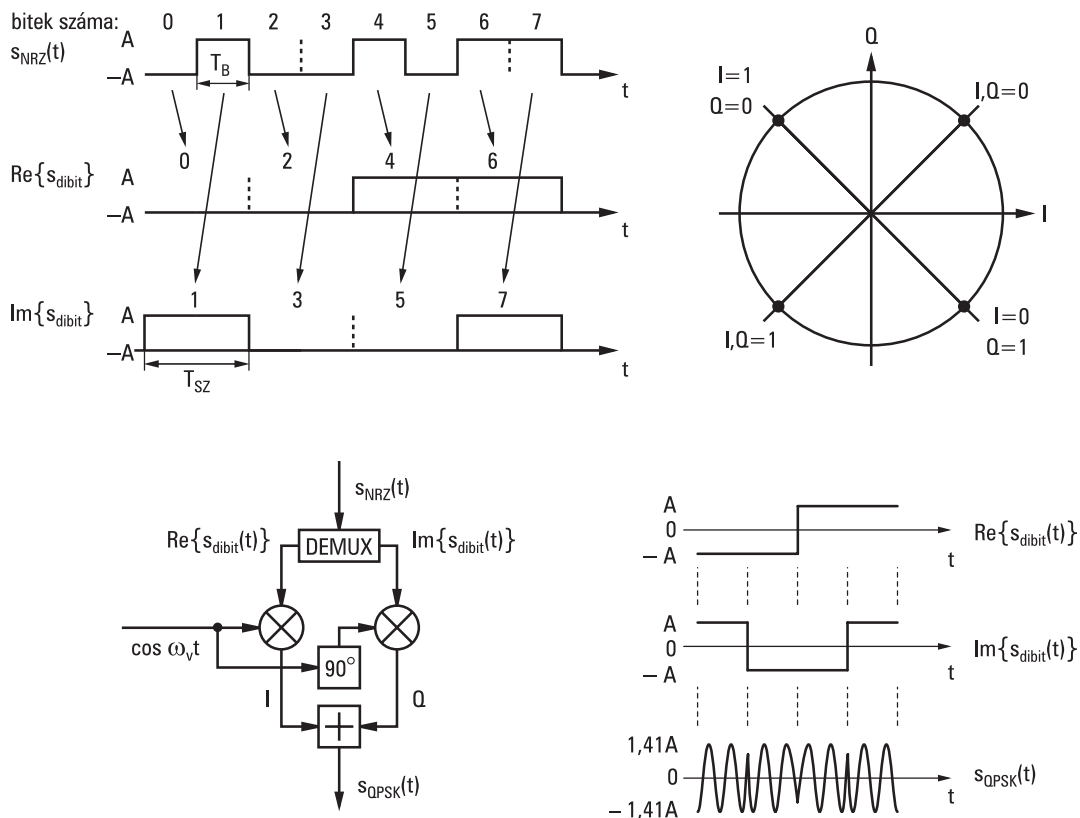
- egyrészt a sávhatárolással védjük a szomszédos csatornákat az áthallástól,
- másrészt a zajos csatornában a megfelelően kialakított szűréssel optimalizálható az adatátvitel bithiba-valószínűsége.

Adatátvitelnél nem az alakhű jelátvitel, hanem a hibamentes kódátvitel a cél. Tulajdonképpen teljesen közömbös az adatjelnek a hullámformája, ha a mintavételi időpillanatokban egyértelmű annak eldöntése, hogy milyen digitális érték került továbbításra. Az adatátvitel elméletéből jól ismert tétel kimondja, hogy bináris átvitelnél az egyes mintáknak a szomszédos mintákra való kihatása (szimbólumközi áthallás) elméletileg zérusra csökken akkor, ha az adatjel elemi impulzusának (egy bináris 1 végtelen sok 0 között) a spektruma 0 Hz-től vízszintes egyenessel indul, majd növekvő frekvenciával úgy csökken, hogy a bitsebesség felének megfelelő frekvencián (az un. Nyquist-frekvencián) pontosan 50 % értékű, és a levágási szakasz, lineáris léptékben értve, erre az 50 %-os pontra nézve pontszimmetrikus. Ilyen spektrumot alakítunk ki a műholdas átvitel QPSK-modulációjánál is az I- és Q-jelre (7.7. ábra). Ha az elemi impulzus $\delta(t)$, akkor ez a spektrum egyben a jelformáló szűrők eredő amplitúdó-karakterisztikájával megegyező alakú. A szűrés alatt a teljes átviteli lánc által megvalósított spektrumformálást kell érteni, azaz az egyes részsűrűsések amplitúdó-karakterisztikáinak szorzatát.



7.7. ábra
Műholdas átvitel eredő szűrőkarakterisztikája

Az eredmény a 7.7. ábra szerinti $\alpha = 0,35$ -ös lekerekítési tényezőjű, ún. emelt koszinuszos oldalélű aluláteresztő szűrő. A szabvány szerint az adóban és a vevőben azonos a szűrőkarakterisztika (ill. az átviteli függvény), ami így az eredő emelt koszinuszos karakterisztika négyzetgyöke lesz. Ilyen értelemben beszélünk az ún. „Square Root Raised Cosine” szűrőkről, amelyek a szimbólumközi interferenciától mentes jelátvitel mellett biztosítják a maximális jel-zaj viszonyt is a döntőáramkör bemenetén (illesztett szűrő!).



7.8. ábra
QPSK-moduláció

Mindkét ág szűrt jelét azután a QPSK-modulátorra vezetjük, amelynek felépítése, valamint a QPSK-jel állapot- (vagy konstellációs) diagramja a 7.8. ábrán látható. A fázistérben a fázisállapotokhoz a bitek hozzárendelése az ún. Gray-kódolás szerint valósul meg. Így ha a

csatornában lévő zavar miatt a jel nem a saját, hanem valamelyik szomszédos síknegyedhez tartozó értéket vesz fel, akkor mindig csak egy bit hibásodik meg. A QPSK-jel ezt az adóba juttatjuk. Egy szimbólummal tehát két bitet viszünk át, és így a sávkihasználás ideális esetben a bruttó adatsebességre 2 (bit/s)/Hz . A szűrőoldalelek véges meredeksége miatt azonban a valóságos érték ennél kisebb lesz. A rendszerre a sáv szélesség és a szimbólumsebesség viszonya, $B/v_{sz}=1,27 \text{ Hz/(szimbólum/s)}$, ami a kialakítástól függően kis mértékben változhat. Az 1,27-es értékkel számítható sávkihasználás:

$$\frac{v}{B} = \frac{v_{sz} n_{bit}}{B} = \frac{n_{bit}}{B/v_{sz}} = \frac{2}{1,27} = 1,57 \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}}. \quad (7.1)$$

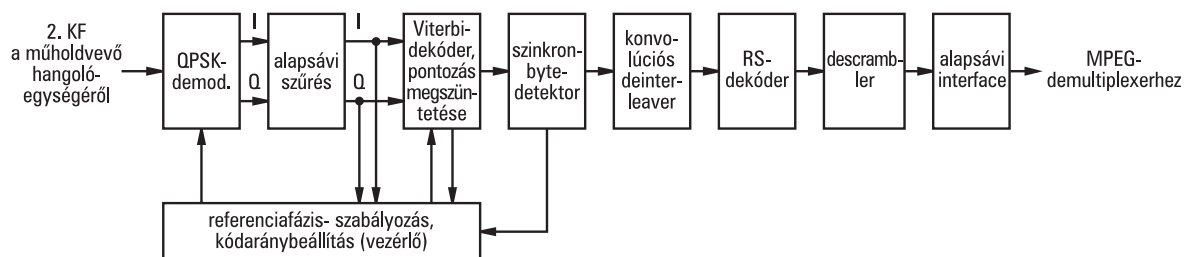
A sávkihasználást a hasznos vagy nettó adatsebességre is vonatkoztathatjuk, azaz csak az információs bitekre hibavédelem nélkül. Ebben az esetben az előbbi értéket a külső és a belső kódoló kódarányaival kell szorozni.

7.1.5 Vevőoldali jelfeldolgozás

A műhold jelének vétele után következik a kóderben megvalósított jelfeldolgozási folyamatok visszaalakítása. Emellett különösen fontos a csatornában keletkezett átviteli hibák kijavítása, a szinkroninformációk kinyerése, amelyek nélkül lehetetlen lenne a csatornadekódolás.

A dekóder a következő részegységekből áll (7.9. ábra):

- demodulátor,
- szűrő,
- az összetett hibajavítás dekóderei és deinterleaver,
- az energiaszétterítés megszüntetése (descrambler),
- alapsávi interface,
- vezérlőegység,
- órajelkinyerés.



7.9. ábra

Vételoldali jelfeldolgozás tömbvázlata

A QPSK-demodulátor feladata az I- és Q-jelek visszanyerése a 2. KF-jelből, amihez fázisszabályozottan elő kell állítani KF-tartományban a modulálatlan vivőt, majd ennek felhasználásával a modulátorhoz hasonlóan szorzóáramkörökkel el kell végezni a demodulációt. Ezt a két feladatot együtt az ún. Costas-hurokkal lehet megoldani. Mivel a visszanyert modulálatlan KF-jelben $\pm k90^\circ$ fáziseltérések lehetségesek a hurok működési

módjából következően, ezért a demodulátor kimenetén az I- és Q-értékek felcserélődhetnek, és előjelet válthatnak. A $\pm k90^\circ$ -os fáziseltérés korrekciójával ez a hiba megszüntethető. Egyszerűbb azonban a helyes jelkonstellációt később, a dekóderben megvalósítani, amelynek mechanizmusa a következő. Miután a dekóder felismerte a 90° -os fáziseltéréseket, felcseréli az I- és Q-komponenseket, majd a kettő közül az egyiket invertálja. A 180° -os fázishibát pedig az adatfolyam invertálásával korrigálja.

A demoduláció után valósul meg az alapsávi jel szűrése az adóoldallal megegyező „Square Root Raised Cosine”-amplitúdókarakterisztikájú szűrővel. Digitális szűrő-megvalósítás esetén az alapsávi jelet először mintavételezni kell. A szűrést egyébként a demoduláció előtt is elvégezhetjük egy megfelelő amplitúdókarakterisztikájú sávszűrővel.

A hibajavítás a Viterbi-dekóderrel kezdődik. Előtte a pontozási séma alapján visszaállítjuk az eredeti bitelrendezést (depuncturing), ahol a kipontozott bitek a dekóder számára meghatározatlan értékűek maradnak.

A dekóder soft decisionnel végzi a dekódolást, amelynél a minőséginformáció felbontása általában 3 bit, ami kb. 2 dB nyereséget eredményez jel-zaj viszonyban a hard decisionnel megvalósított dekódoláshoz képest.

A dekódolás során a Viterbi-dekóder meghatározza a felismert hibák gyakoriságát és továbbítja a vezérlőegység számára, amelynek feladata:

- a referencifázis szabályozása ($\pm k90^\circ$ -os hiba korrekciója)
- a pontozási séma kiválasztása,
- a depuncturing szinkronizálása.

A kódolás kezdetekor a vezérlőegység az összes lehetséges beállítási kombinációt végigvizsgálja, ami alatt azt kell érteni, hogy a dekóder a dekódolt adatjelet újra kódolja, és valamely pontozási séma szerint elvégzi a pontozást, majd az így kódolt és pontozott adatjelet összehasonlítja a megfelelően késleltetett bejövő adatfolyammal, és meghatározza a korrigált bithibák arányát. Ha pl. a pontozási séma hibásan lett kiválasztva, akkor ez az arány viszonylag nagy értékű lesz, mivel a kóderben meghatározott redundanciát a dekóder hibásan értelmezte. Csak ha minden beállítás helyes, akkor kezdődhet ténylegesen a dekódolás. Ilyenkor a mért bithibaarány lényegesen kisebb lesz, és kb. megfelel a csatorna bithibaarányának. A beállítás sikerének feltétele, hogy a jel-zaj viszony elegendően nagy legyen ahhoz, hogy a bithibaarány értékének megváltozása alapján biztosan dönteni lehessen a helyes, ill. a helytelen beállítások között. Ha a vezérlőegység minden lehetséges kombinációt végigvizsgált, és mégsem sikerült olyan beállítást találnia, amelynél a bithibaarány elfogadható értékre csökkent volna, akkor jeleznie kell, hogy a kis jel-zaj viszony miatt a vétel nem lehetséges.

A referencifázis 180° -os eltéréséből eredő jelinvertálást a Viterbi-dekóder nem korrigálja, a kimenetén a dekódolt, ill. hibajavított jel ugyancsak invertált lesz, amit majd a szinkronbyte-detektornál tudunk megszüntetni.

A további dekódoláshoz fel kell ismerni az MPEG-2 transzportsztrímjének packetjeit, valamint a deinterleaving megvalósításához a 8 packetes struktúrát. Ezért szükség van a minden packet kezdetén lévő szinkronbyte-ra, amit az adóoldali RS-kóder, az interleaver és a scrambler érintetlenül hagy, és így a Viterbi-dekóder kimenetén rendelkezésre áll. Nos a szinkronbyte-detektor feladata az adatfolyammal szabályos, 204 byte-os időközökben érkező szinkronbyte-ok, ill. azok invertáltjainak felismerése, és ebből az RS-dekóder, a deinterleaver, és a descrambler számára szükséges szinkroninformációk meghatározása. Emellett megszüntethető a referencifázis 180° -os eltéréséből származó jelinvertálódás is. A 7 invertált és az 1 invertálatlan szinkronbyte arra utal, hogy a referencifázisban 180° -os fázishiba van. A javítás abból áll, hogy a szinkronbyte-detektor bemenetére érkező adatfolyamot egyszerűen invertáljuk.

Ugyanitt történik a byte-órajel meghatározása is, amely a soros-párhuzamos átalakítás utáni byte-síkon történő jelfeldolgozáshoz szükséges.

A szinkronbytedetektort a konvolúciós deinterleaver követi, amelynek feladata a 6. fejezetben taglaltak szerint a hosszabb bursthibák szétidarabolása, ill. átrendezése, hogy a fokozatot követő RS-dekóder képes legyen azokat javítani. Egy 204 szimbólumból (1 szimbólum = 1 byte) álló blokkban maximálisan 8 szimbólum lehet hibás. Ez esetben az RS-dekóder elvégzi a javítást. A javítatlan hibák a képen általában hibás blokkok megjelenéséhez vezetnek. Az RS-dekóder követi a descrambler. Adási oldalon az energiaszétterítés (scramblerezés) egy álvéletlen adatfolyam és az átvendő adatfolyam 2-es modulusú (moduló-2) összegezése révén valósul meg. Ugyanezzel a művelettel lehet vételi oldalon a descramblerezést is megvalósítani. Az álvéletlen generátor inicializálásához szükség van egy, a 8 packet hosszúságú szekvencia kezdetét megjelölő jelre, amelyet a szinkronbyte-detektor szolgáltat.

Miután az eredeti MPEG-2 transzportsztrímet helyreállítottuk, szét kell választani az adatfolyam egyes komponenseit, és azokat a megfelelő forrásdekóderre kell juttatni. Ezt a feladatot látja el transzportsztrím-demultiplexer.

Ha az átviteli csatornában keletkezett hiba egy részét a hibajavító kódolás már javítani nem, hanem csak felismerni képes, akkor ezek megjelölésére az MPEG-2 rendszerben egy speciális jelzőbit, az ún. „Transport Error Indicator Bit” áll rendelkezésre, amely közvetlenül a szinkronbyte után kerül átvitelre, és így figyelmezteti a következő fokozatokat a hibás packetre.

7.1.6 DVB-S teljesítőképessége

A hasznos vagy nettó adatsebesség a v_{sz} szimbólumsebességből a következő összefüggéssel határozható meg:

$$v_h = 2 v_{sz} R_1 R_2, \quad (7.2)$$

ahol $R_1 = 188/204 = 0,92$, a Reed–Solomon-kód kódaránya, R_2 a konvolúciós kódé pontozással, ill. pontozás nélkül.

A B csatorna-sávszélesség viszont meghatározza v_{sz} értékét:

$$v_{sz} = \frac{B}{1 + \alpha} = \frac{B}{1 + 0,35}. \quad (7.3)$$

A gyakorlatban v_{sz} valamivel nagyobb is lehet, azaz

$$v_{sz} = \frac{B}{1,27}, \quad (7.4)$$

ahogy azt már a (7.1) összefüggésnél is láttuk. Néhány csatorna-sávszélességre kiszámított hasznos adatsebességet ad meg a 7.1. táblázat [3].

7.1. táblázat

Műholdas csatorna hasznos adatsebességei

Csatorna- sávszélesség [MHz]	Szimbólum- sebesség [Mbaud]	Maximális hasznos adatsebesség különböző R_2 -es kódarányoknál [Mbit/s]				
		1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
54	42,5	39,2	52,2	58,8	65,3	68,5
36	28,3	26,1	34,8	39,1	43,5	45,6
27	21,3	19,6	26,2	29,4	32,7	34,4
26	20,5	18,9	25,2	28,3	31,5	33,1

A 6. fejezetben a 6.10. ábrán a konvolúciós kódolással elérhető maradék-bithibavalószínűséget ábrázoltuk QPSK-modulációnál E_b/N_0 függvényében, ahol E_b az un. információs, azaz a kódolatlan bitekre vonatkoztatott bitenként átvitt energia, N_0 pedig a jelhez adódó Gauss-eloszlású fehér zaj kétoldalas spektrumon értelmezett teljesítménysűrűsége volt. Illesztett szűrős vétel esetén a szűrő kimenetén a maximális jel-zaj viszonyra felírható összefüggés:

$$\frac{C}{N} = \frac{E_{sz}}{N_0}, \quad (7.5)$$

ahol E_{sz} a szimbólumenergia, C a vivő, N pedig a zaj teljesítménye (Függelék, 124. oldal). Mivel a szimbólum most két bitből áll, ezért a bitekre vonatkoztatott összefüggés:

$$\frac{C}{N} = 2 \frac{E_b}{N_0} \quad (7.6)$$

Hibajavító kódolásnál a hasznos bitek száma $R_1 R_2$ -ször kisebb az összes bitek számánál, ezért ha szimbólumenergiát a hasznos bitekre vonatkoztatjuk, akkor $E_{sz} = 2 R_1 R_2 E_b$, és ezzel

$$\frac{C}{N} = 2 \frac{E_b}{N_0} R_1 R_2. \quad (7.7)$$

C/N értékét a következő tényezők határozzák meg:

- adóteljesítmény,
- a vevőantenna beállítása,
- a vevőantenna átmérője,
- meteorológiai viszonyok,
- a vevő zajszáma.

A 7.2. táblázat a Viterbi-dekóder kimenetén a hibamentes vételt biztosító $2 \cdot 10^{-4}$ bithibaarány eléréshez szükséges E_b/N_0 , valamint a (7.7) összefüggéssel számolt C/N értékeket tartalmazza R_2 függvényében.

7.2. táblázat

Szükséges E_b/N_o és C/N a belső kód-arány függvényében

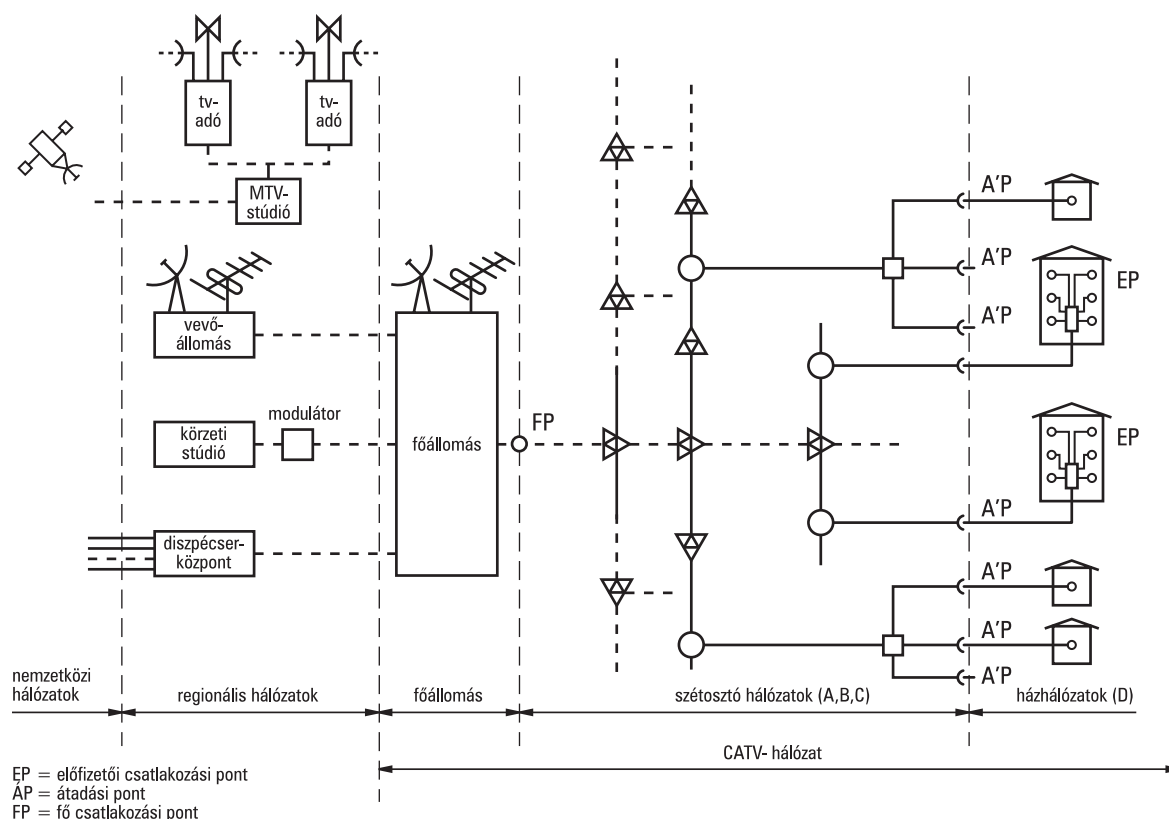
R_2	E_b/N_o [dB]	C/N [dB]
1/2	4,5	4,1
2/3	5,0	5,9
3/4	5,5	6,9
5/6	6,0	7,9
7/8	6,4	8,5

7.2 DVB-C, digitális tv-jelek továbbítása műsorelosztó kábelhálózaton

A műsorelosztó szélessávú kábelhálózaton nagyszámú tv- és rádió-műsorcsatorna (számuk a műholdas műsorszórással jelentősen megnőtt) átvitelén kívül helyi stúdiókban készült műsorok és egyéb jelek is átvihetők, mint pl. az internetszolgáltatás digitális jelei. A rendszer behálóz kisebb városokat vagy nagyobb városokban több kerületet, a visszirányú jelátvitel kialakításával interaktívvá tehető. Az interaktivitás azt jelenti, hogy a visszirányú információáramlás révén lehetséges az előfizető által kiadott parancsok vagy egyéb adatok továbbítása is.

A kábeles műsorszétosztó rendszerek háromféle nyalábolási eljárást alkalmaznak a tv- és rádióműsorok közös nyomvonalon való egyidejű átvitelére. Vannak frekvenciaosztású (frekvenciamultiplex), kábelosztású (kábelmultiplex) és időosztású (időmultiplex) rendszerek. Egy rendszeren belül a különböző nyalábolási eljárások együttesen is előfordulhatnak. A jelenleg működő kábeles műsorszétosztó rendszerek zöme frekvenciaosztású.

A szélessávú kábeles műsorelosztó hálózat helyét a referenciahálózatban a 7.10. ábra mutatja. A referenciahálózat részei a következők: nemzetközi hálózatrész, regionális hálózatrész, kábeltelevíziós hálózat (CATV-hálózat). Ez utóbbi főállomásból és szétosztóhálózatból áll. Nemzetközi és regionális hálózatrész csak egyes kitüntetett nagyrendszerekben van.



7.10. ábra
Műsorelosztó kábelhálózat (CATV-hálózat) a referenciahálózatban

A főállomás a következő feladatokat láthatja el:

- vevőközpont a földi és műholdas műsorokra,
- külön vevőállomást alkalmazó rendszerekben a vevőállomásról érkező jelek fogadópontja,
- kiegészítő szolgáltatások (adatvégberendezések és/vagy helyi stúdió) csatlakozási pontja,
- a rendszer üzemeltetésével kapcsolatos felügyeleti, ill. adatfeldolgozási központ.

A főállomás központi berendezései analóg jelfeldolgozó egységekből (csatornaerősítő, csatornaconverter, összegező- és elosztószűrő, amplitúdó- és futásiidő-korrektor stb.), digitális jelfeldolgozó egységekből (adatvégberendezés, vonalillesztő, hibakorrekter stb.) és tápegységekből állnak. A CATV-rendszer szétosztóhálózata a következő részekből épül fel: törzshálózat, vonalhálózat, bekötőhálózat.

A törzshálózat a szétosztóhálózatnak a főállomás és a vonalhálózat közötti része. Feladata a főállomás által nyújtott jelek átvitele nagy távolságra: az előfizetők nagyobb csoportjait összefogó vonalhálózati szakaszokhoz. Igen kis csillapítású réz- vagy optikai kábelekből, nagylinearitású erősítőkből épül fel. A jelek ki- és becsatolása a leágazóerősítőknél történik. A kábelcsillapítás frekvencia- és hőmérsékletfüggését szabályozott erősítők egyenlítik ki.

A vonalhálózat a szétosztóhálózatnak a törzshálózat és a bekötőhálózat közé eső része. A törzshálózatból kapott jeleket osztja szét az előfizetők kisebb csoportjai számára, ill. az onnan származó jeleket gyűjti össze a törzshálózat felé. Kis csillapítású kábelekből, főként szabályozatlan erősítőkből, elosztószűrőkből és leágazókból épül fel.

A bekötőhálózat a vonalhálózat leágazási pontjai és a házhálózat bemenetei közötti hálózatrész. Többnyire nem tartalmaz erősítőt csak elosztósűrőket és leágazókat.

A házhálózat a szétoztóhálózathoz kapcsolódó, egy épületen vagy épüle csoporton belüli hálózatrész, amely az előfizetői csatlakozási pontokban (EP) végződik. Feladata az odairányú jelek szétoztása, és a visszairányú jelek összegyűjtése.

A szétoztóhálózat felépítése lehet faág, csillag és vegyes topológiájú. Sok tv-műsort és kiegészítő szolgáltatásokat is nyújtó rendszerek túlnyomó része vegyes topológiájú. A fastruktúra a törzs-, a vonal- és a bekötő-, a csillagstruktúra pedig a házhálózatokban használatos.

A kábeles műsorelosztó rendszerek jelei a hasznos jelek, azaz az alapszolgáltatás és a kiegészítő szolgáltatások jelei, valamint az üzemvitelt segítő segédjelek, mint pl. a főállomás által előállított pilotjelek, amelyekkel szintszabályozást, hibajelzést és átkapcsolást vezérelnek és az erősítők azonosító pilotjelei, amelyekkel a főállomáson az erősítők üzemképességét ellenőrzik.

A szétoztóhálózaton átvitt frekvenciasáv felső határa rendszerint 300 MHz. Újabban a megnövekedett csatornaszám szükségessé tette a 300 MHz-tól 450 MHz-ig terjedő frekvenciasáv használatát is. A 300 MHz-es rendszerek 21 tv- és 24 FM-rádiócsatorna, a 450 MHz-es rendszerek 35...39 tv- és 30 FM-rádiócsatorna átvitelére alkalmasak. A felső frekvenciahatár korlátozását az indokolja, hogy a jelenlegi rendszerek zöme a szétoztóhálózatban koaxiális kábeleket használ, amelyek csillapítása a frekvencia növekedésével jelentősen növekszik.

Az információ a szétoztóhálózaton való áthaladás során torzul, azaz lineáris és nemlineáris torzítások érik a jelet, ezenkívül zajok és zavarok adódnak hozzá. Az előfizetői csatlakozási pontokon az információt hordozó jelek szintje, minősége és a mellettük megjelenő zajok és zavarok szintje meg kell, hogy feleljen az előírásoknak. Ezt az ún. referencia-vevőkészülék átalakítóin (hangszóró és képcső) megjelenő hang, ill. kép vizsgálatával ellenőrzik. A névleges impedancia a rendszer összes csatlakozási pontján 75 ohm (a hálózat koaxiális kábeleinek hullámellenállása). A zajok és a torzítási termékek szintjét a hasznos jelhez viszonyítva dB-ben szokás előírni a rendszer különböző csatlakozási pontjain. A főállomás kimenetétől (fő csatlakozási pont, FP) az előfizetői csatlakozási pont (EP) felé haladva a zajok és a zavarjelek szintje nő. A rendszer nagyságát (a kábelből és erősítőkből álló szakaszok számát) adott átvinni kívánt csatorna esetén az korlátozza, hogy az EP-n egy minimálisan szükséges jel-zaj viszonynak és jel-torzítási termék viszonynak meg kell lennie. Ez egyben azt is jelenti, hogy adott rendszernagyság esetén az átvihető csatornák számát a felhasználható frekvenciasávon kívül döntően a nemlinearitások határozzák meg.

7.2.1 Nemlinearitások és termikus zaj hatása a digitális jelátvitelre

A hagyományosan analóg jeleket alkalmazó CATV-hálózat erősítőinek nem kielégítő linearitása miatt a frekvenciamultiplex jel komponenseiből összeg- és különbségi frekvenciás jelek, ún. intermodulációs termékek jönnek létre. Ezek elsősorban a képvivőkből származnak, mert a képvivők a legnagyobb amplitúdójú spektrumösszetevők. Az intermodulációs produktumok nagyságától és frekvenciájától függően a képen rendkívül zavaró, szemcsézett struktúrájú, sok esetben mozgó mintázatok alakulnak ki. Ezért a végpontokon – az előfizetői csatlakozókon – 60 dB nagyságú intermodulációs zavartávolságot ír elő a szabvány a különböző típusú intermodulációs termékek mindegyikére.

A digitális jelek szerencsére az ilyen keskenysávú zavarjelekre kevésbé érzékenyen reagálnak, és csak akkor jön létre hibás döntés, ha a zavarjel az adott digitálisan modulált jel amplitúdóját és fázisát egy maximálisan megengedhető értéknél jobban megváltoztatja.

Hogy ez az érték mekkora, az a választott modulációs módtól függ. Ha például a moduláció a digitális tv-jeleinek átvitelére előírányzott 64-QAM, akkor a számítások szerint egyetlen zavaró harmonikus jelnek (amely egy adott típusú intermoduláció zavarjelét képviseli) legalább 20 dB-lel kisebbnek kell lennie a QAM-jel átlagteljesítményénél, hogy ne jöjjön létre hibás döntés. Tehát a QAM-jel szintjét mintegy 40 dB-lel csökkenthetjük az analóg csatornák szintjéhez képest (analóg szint – 60 dB = zavar szint = QAM-jel szint – 20 dB). Ha a csökkentés a tervek szerint csak 10...13 dB, akkor az intermoduláció gyakorlatilag nem befolyásolja a digitális modulációjú jelek átvitelét. A vizsgálatok tanúsága szerint az analóg jelszintnél 10...13 dB-lel kisebb szinten átvitt digitális tv-jelek az analóg csatornákra nem hatnak zavaróan.

A digitális jelek további romlását okozza a csatornában lévő termikus zaj. Az analóg átvitelnél az előfizetői csatlakozási pontokon minden csatornára 46 dB jel-zaj viszonyt ír elő a szabvány. A digitális csatorna jel-zaj viszonya az előbbiek szerinti 13 dB-es jelszintcsökkentés miatt 13 dB-lel lesz kisebb, az analóg csatorna jel-zaj viszonyánál, azaz:

$$10 \lg \frac{C_{be}}{N_{be}} = 46 - 13 = 33 \text{ dB}.$$

A DVB-C bevezetések legalább akkora jel-zaj viszonyal számolhatnak. Hogy mekkora átlagos jel-zaj viszonyra van szükség a kábelcsatornában a majdnem hibamentes (QEF) vételhez, azt akkor tudjuk megmondani, ha ismerjük – illesztett szűrős jelfeldolgozást feltételezve – a mintavételi időpillanat jel-zaj viszonya (E_{sz}/N_0) és a szűrő bemenetén lévő, azaz a kábelcsatorna jel-zaj viszonya közötti összefüggést. Ehhez írjuk fel utóbbit abban az esetben, amikor csak egyetlen szimbólumot továbbítunk:

$$\frac{C}{N_{be}} = \frac{\frac{1}{T_{sz}} \frac{1}{R} \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt}{2BN_0} = \frac{1/T_{sz}}{2B} \frac{E_{sz}}{N_0}, \quad (7.8)$$

ahol

- C a bejövő QAM-szimbólum T_{sz} szimbólumidőre számított átlagteljesítménye,
- E_{sz} a szimbólum energiája,
- R az illesztett szűrő bemeneti ellenállása,
- B a kábelcsatorna sávszélessége,
- N_0 a QAM-jelhez adódó Gauss-eloszlású fehérzaj kétoldalas spektrumának teljesítménysűrűsége (a kétoldalas ábrázolás miatt lesz $N_{be} = 2BN_0$),
- $u(t)$ az átlagos teljesítményű szimbólum időfüggvénye a szűrő bemenetén,
- T_{sz} a szimbólum időtartama.

Folyamatosan érkező szimbólumok esetén az egymásra következő szimbólumok interferenciája miatt a tényleges teljesítmény az előbbinek mintegy a kétszerese lesz. Figyelembe véve még, hogy $1/T_{sz} = v_{sz}$, a szimbólumsebesség, és (7.3) szerint $v_{sz} = B/(1+\alpha)$, ahol α az emelt koszinuszos lekerekítésű jelspektrum lekerekítési tényezője, a (7.8) összefüggés végül így írható:

$$\frac{C}{N} \approx \frac{2B}{2B(1+\alpha)} \frac{E_{sz}}{N_0} = \frac{1}{1+\alpha} \frac{E_{sz}}{N_0}. \quad (7.9)$$

Ha a szimbólum m bitből áll, és a bitekre vonatkoztatott jelenergiát E_b -vel jelöljük, akkor a jel-zaj viszony kifejezése:

$$\frac{C_{be}}{N_{be}} \approx \frac{1}{1+\alpha} m \frac{E_b}{N_0}, \quad (7.10)$$

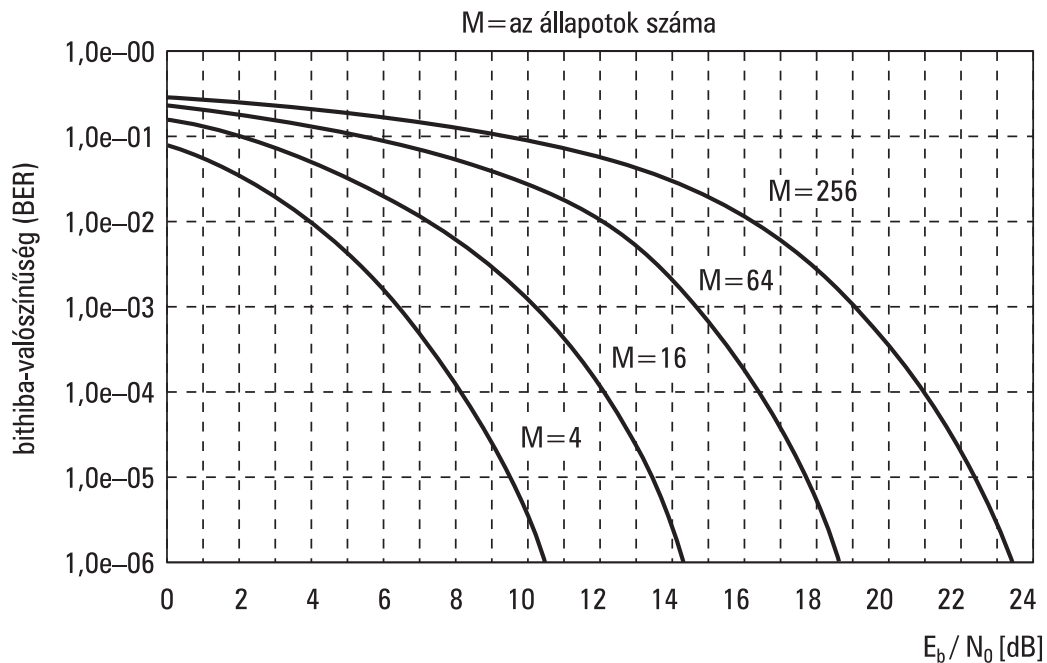
A 7.11. ábra diagramjáról a QEF-átvitel $2 \cdot 10^{-4}$ bithibavalószínűségéhez szükséges E_b/N_0 -t leolvasva, és (7.10)-be helyettesítve, megkapjuk a kábelcsatorna jel-zaj viszonyát. Szokás a jelenergiát csak az információs bitekre vonatkoztatni [3], ilyenkor (7.10) jobb oldalát még szorozzuk a hibajavítás R kódarányával:

$$\frac{C_{be}}{N_{be}} \approx \frac{1}{1+\alpha} m R \frac{E_b}{N_0} \quad (7.11)$$

64-QAM esetén $m = 6$, és mert csak RS(204,188)-kódolást alkalmazunk, ezért a kódarány $R=188/204$, a kábeles átvitelre definiált lekerekítési tényező pedig $\alpha=0,15$. Ezeket az értékeket (7.11)-be helyettesítve, azt kapjuk, hogy

$$\frac{C_{be}}{N_{be}} \approx \frac{E_b}{N_0} + 7 [dB]. \quad (7.12)$$

A $2 \cdot 10^{-4}$ -es bithibavalószínűséghez tartozó E_b/N_0 a 7.11. ábra szerint 16 dB. Ezzel a szükséges $C/N=16+7=23$ dB, aminél a kábelcsatornában kb. 10 dB-lel nagyobb érték biztosítható.



7.11. ábra
Különböző állapotú QAM-átvitel bithibavalószínűsége

7.2.2 Modulációs hibaarány

Láttuk, hogy a műsorelosztó kábelhálózaton átvitt digitális jel minőségét önmagában sem a termikus zaj, sem pedig az intermoduláció nem rontja jelentősen. Kérdés persze, hogy mi

történik akkor, ha mindkét jelrontó hatás egyszerre lép fel, vagy ha ezeken kívül még egyéb jelenségek is jelromlást okoznak. Ilyenkor már egyáltalán nem biztos, hogy a jelben nem jön létre jelentős jeltorzulás. Ezért fontos, hogy valamennyi ilyen hatás külön-külön a lehető legkisebb legyen. Foglalkozunk össze ezeket:

- termikus zaj,
- idegen jelek okozta interferencia, (ide sorolható az intermoduláció is),
- reflexiók,
- differenciális fázishiba,
- differenciális amplitúdóhiba,
- fázisjitter (fázisbizonytalanság),
- fáziszaj,
- I- és Q-jelek fázisortogonalitásának hiánya.

Valamennyi jelrontó hatás együttes figyelembevételére alkalmas az ún. modulációs hibaarány (Modulation Error Rate, MER), amelyet a következő hányadossal definiálunk:

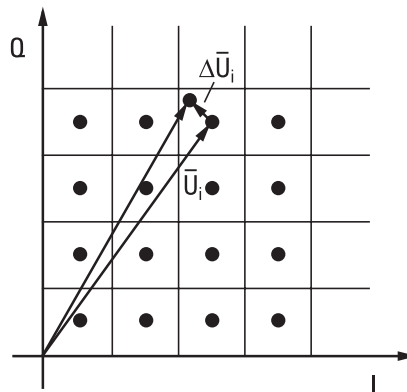
$$MER_{dB} = 20 \lg \frac{\sqrt{a \text{ jel négyzetes középértéke}}}{\sqrt{a \text{ hibajel négyzetes középértéke}}} . \quad (7.13)$$

A 7.12. ábra alapján számított négyzetes átlagokat (7.13)-ba helyettesítve kapjuk, hogy

$$MER_{dB} = 20 \lg \frac{\sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M U_i^2}}{\sqrt{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \Delta U_i^2}} = 10 \lg \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^M U_i^2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^M \Delta U_i^2}} , \quad (7.14)$$

ahol

- U_i az i -edik állapot hibamentes jelvektorának hossza,
- ΔU_i az ideális jelvektortól való eltérés az i -edik állapotban,
- M a szimbólumok (jelállapotok) száma.



7.12. ábra
Jel- és hibajelvektor az állapotdiagramon

A vizsgálatok azt az eredményt adták, hogy a megbízható DVB-C átvitelhez a házhálózatok bemenetein, az ún. átdadási pontokon a modulációs hibaarányának 26 dB-nek vagy annál nagyobbának kell lennie 16-QAM esetén, ill. $\geq 32,4$ dB 64-QAM-nél és $\geq 36,6$ dB 256-QAM esetén.

7.2.3 Követelmények a műsorelosztó kábelhálózaton történő átvitelrel szemben, a DVB-C szabvány alapvető jellemzői

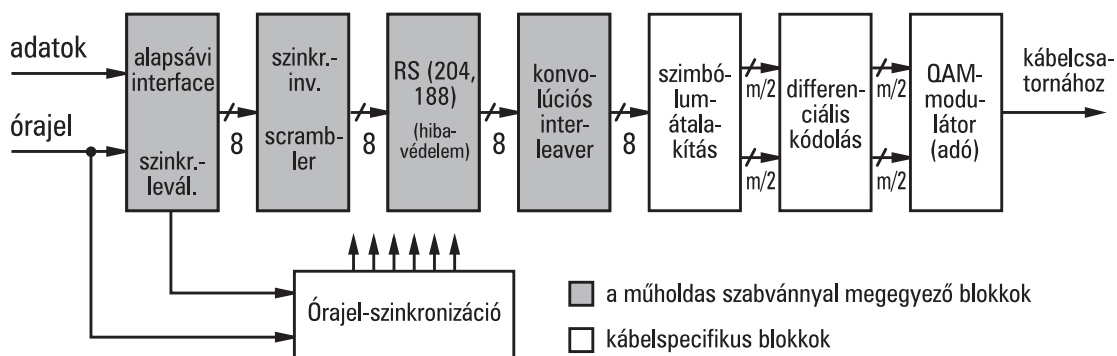
A kábeles átvitel specifikációjának megalkotásánál a következő szempontokat kell még figyelembe venni:

- A kábeltelevíziós műsorelosztó hálózatok a jelenlegi felépítésükben továbbra is üzemelni fognak.
- A digitális tv-jeleknek a hálózatba történő betáplálása a jelenlegi szolgáltatások minőségi jellemzőit észrevehetően nem ronthatja.
- Annak érdekében, hogy az átvitel a műholdas csatornával egyenértékű legyen, a lehető legnagyobb adatsebességű megvalósításra kell törekedni.
- A költségeket alacsony szinten kell tartani, különösen a dekóderegységet (Integrated Receiver Decoder, IRD) illetően. Ezért a kábeles IRD-nek (ugyanúgy, mint a földfelszíni sugárzás vételére szolgáló IRD-nek) a lehető legnagyobb hasonlóságot kell mutatnia a műholdas IRD-vel.
- A kábeles IRD-nek a műholdas IRD-vel egy időben kell a piacon megjelenniük.

A kábelhálózatok tulajdonságai és a 7.2.3 pont alatt felsorolt követelmények figyelembevételével alkották meg a DVB-C szabványt, amely a műholdas átvitel szabványában megismert megoldásokat tartalmazza néhány kivétellel. A műsorelosztó kábelhálózatok, szemben a műholdas átvittel, viszonylag állandó és jó átviteli jellemzőkkel rendelkeznek. Ebből következően a DVB-C szabványban nagyobb állapotszámú digitális moduláció is alkalmazható. Az előírányzat a 64-QAM. A hibavédelem is egyszerűsíthető, és a belső hibavédelmi kódolás elhagyható.

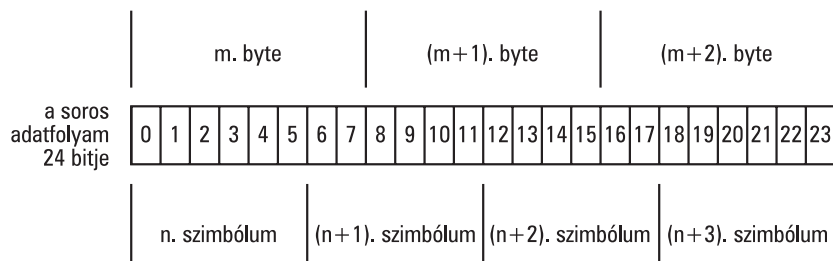
7.2.4 Adó- és vételoldali jelfeldolgozás DVB-C átvitelnél

A kóderoldali jelfeldolgozás tömbvázlata a 7.13. ábrán látható, ahol a műholdas átvittel megegyező egységek szürke árnyalatúak.



7.13. ábra
DVB-kábelkóder tömbvázlata

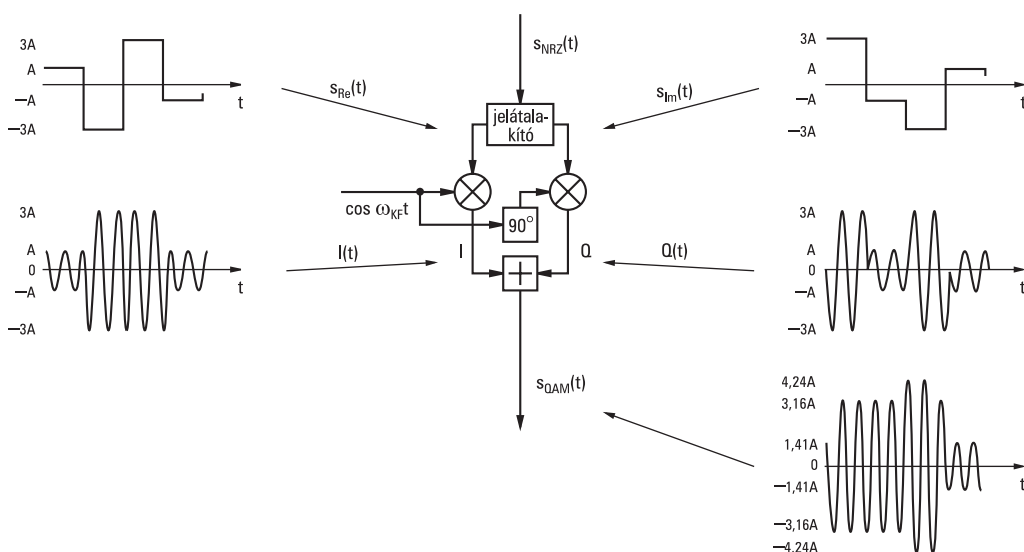
A 8 bit hosszúságú bejövő szimbólumokon elvégzett csatornakódolás után történik meg a csatornakódoló kimenetén megjelenő ugyancsak 8 bitből álló adatszavaknak m hosszúságú szimbólumszavakká való átalakítása a kvadratúramoduláció megvalósíthatósága érdekében. Az eljárást 64-QAM esetében a 7.14. ábra érzékelteti, ahol egy 24 bit hosszúságú keretből (3 byte) négy 6 bit hosszúságú új szimbólumot hozunk létre.



7.14. ábra
Byte-ok leképzése 6 bites szimbólumokká
64-QAM számára

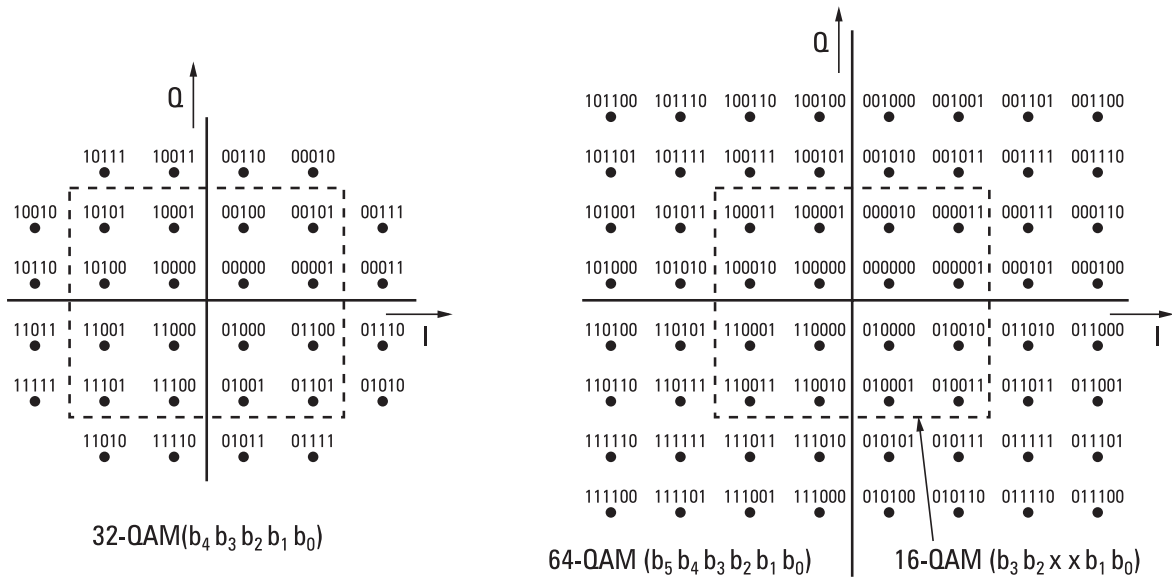
A 8 bites adatszavaknak szimbólumszavakká történő átalakítását követi a differenciális kódolás. Erre azért van szükség, mert a QAM-során elvesz a vivő abszolút fázisinformációja (7.15. ábra), hiszen az I-és Q-ágban is egy-egy elnyomott vivőjű AM-jel jön létre. A vevőben ugyan regenerálni lehet a vivőt, de csak $n \cdot 90^\circ$ -os fázisbizonytalansággal, azaz a vett szimbólum nagyságát pontosan ismerni fogjuk, de hogy melyik síknegyedhez tartozik azt nem. A síknegyedek sorszámát két bittel adhatjuk meg, ezért először a szimbólumszó két első bitjét (esetünkben ezek a Most Significant Bit-ek, MSB) a kódszó többi bitjétől elvászttjuk, és utána differenciálisan kódoljuk.

A vevőben így csak azt kell vizsgálni, hogy van-e változás az MSB-kben, ill. a síknegyedben, amelyben az átvitt szimbólum található. A vevő elvégzi a különbségképzést, azaz megvizsgálja van-e változás az előző MSB-khez képest. A különbségképzésnél az abszolút fázisinformáció kiesik, tehát nincs szükség az ismeretére. Így az $n \cdot 90^\circ$ -os fázisbizonytalanság ellenére az MSB-k, és ezzel a síknegyed, amelyben a szimbólum (vektor) elhelyezkedik, meghatározható.



7.15. ábra
QAM-modulátor tömbvázlata és jelalakjai

A szimbólumszó további bitjei (Least Significant Bit) adják meg az adott síknegyedben a szimbólum állapotát (7.16. ábra).



7.16. ábra
16-, 32- és 64-QAM állapotdiagramja

Az ábráról látjuk azt is, hogy egy síknegyedben az első kettő bit mindig azonos értékű.

Jelöljük az MSB-eket A_k -val és B_k -val. Differenciális kódolásuk az alábbi művelettel valósítható meg:

$$I_k = \left(\overline{(A_k \oplus B_k)} \cdot (A_k \oplus I_{k-1}) \right) + \left((A_k \oplus B_k) \cdot (A_k \oplus Q_{k-1}) \right),$$

$$Q_k = \left(\overline{(A_k \oplus B_k)} \cdot (B_k \oplus Q_{k-1}) \right) + \left((A_k \oplus B_k) \cdot (B_k \oplus I_{k-1}) \right). \quad (7.15)$$

I_k és Q_k a differenciálisan kódolt MSB-k. Miután a számításhoz az előző kódolt értékeket (I_{k-1} , ill. Q_{k-1}) is felhasználjuk, ezért az algoritmus rekurzív.

A 7.3. igazságtáblázat megadja a bemeneti és kimeneti változók közötti kapcsolatot.

7.3. táblázat

Differenciális kódolás igazságtáblázata

bemenetek		kimenetek		forgatás
A_k	B_k	I_k	Q_k	
0	0	I_{k-1}	Q_{k-1}	0°
0	1	$\overline{Q_{k-1}}$	I_{k-1}	$+90^\circ$
1	0	Q_{k-1}	$\overline{I_{k-1}}$	-90°
1	1	$\overline{I_{k-1}}$	$\overline{Q_{k-1}}$	180°

Ha a differenciális kódoló bemenetein pl. $A_k=0$ és $B_k=0$ van, akkor a kimenetein ugyanaz az I_k és Q_k érték jelenik meg, mint a megelőző szimbólum esetében. Mivel egyik érték sem változott meg, az aktuális szimbólum ugyanabban a síknegyedben lesz, mint amiben a megelőző volt. $A_k=0, B_k=1$ bemeneti kombinációknál a 7.3. táblázat szerint I_k -hoz az előbbi szimbólum invertált Q_k komponense, Q_k -hez pedig az előző szimbólum I_k komponense

rendelődik. Az eredmény $+90^\circ$ -os fázisforgatás, azaz 90° -os fázisforgatás az óramutató járásával ellentétes irányban. A műholdas átvitel konstellációs diagramján (7.8. ábra) látható, hogy a bitek és síknegyedek egymáshoz rendelése megegyezik a kábeles átvitelével.

A vevőkben a szimbólumok differenciálisan kódolt bitjeit vissza kell alakítani, azaz el kell végezni a differenciális dekódolást. Ehhez először most is leválasztjuk a szimbólumszó legnagyobb értékű bitjeit I_k -t és Q_k -t. A dekódolás az alábbi műveletek elvégzését jelenti:

$$\begin{aligned} A_k &= ((\overline{Q_k \oplus I_{k-1}}) \cdot (I_k \oplus Q_{k-1})) + ((I_k \oplus I_{k-1}) \cdot (Q_k \oplus Q_{k-1})), \\ B_k &= ((\overline{I_k \oplus Q_{k-1}}) \cdot (Q_k \oplus I_{k-1})) + ((I_k \oplus I_{k-1}) \cdot (Q_k \oplus Q_{k-1})). \end{aligned} \quad (7.16)$$

A kóderben a differenciálisan kódolt MSB-jű szimbólumszavakkal már csak a kvadratúra-amplitúdómodulációt kell megvalósítani. A modulációt középfrekvencián hozzuk létre, az áramkör tömbvázlata a jellemző jelalakokkal a 7.15. ábrán látható. Ha a modulált jelet vektoriálisan ábrázoljuk, akkor a vektor csúcsa mindig az állapotdiagram (7.16. ábra) egy meghatározott pontjára mutat. Ezért fontos az amplitúdó- és fázishelyes átvitel biztosítása.

A szimbólumszavak bitkombinációját úgy választották meg, hogy ha egy síknegyeden belül a QAM-jel vektora az átviteli hiba miatt egy szomszédos szimbólumnak megfelelő értéket venne fel, akkor a két szimbólumszó között csak egy bitben legyen eltérés, azaz egy síknegyeden belül a szimbólumszavak Gray-kódolásúak. Az MSB-k differenciális kódolása miatt a síknegyedeket elválasztó határvonal két oldalán lévő szimbólumokra nem lehet Gray-kódolást alkalmazni, ezért ha itt lép fel átviteli hiba, akkor az a DVB-jelben szimbólumonként 5 bithibát is okozhat.

Az adó- és vevőoldali szűrő is „Square Root Raised Cosine” amplitúdókarakterisztikájú. Az együttes amplitúdókarakterisztika lekerekítési tényezője $\alpha=0,15$. A teljes szűrő áteresztő tartományi ($f < f_N$) amplitúdókarakterisztika-ingadozása nem lehet 0,4 dB-nél nagyobb, a zárótartományú ($f > 1,15f_N$) csillapítása pedig 43 dB-nél kisebb. A csoportfutási idő ingadozása az áteresztő tartományban maximálisan a T_{sz} szimbólumidő 10 %, azaz 14,4 ns lehet csak.

A kétoldalsávós moduláció miatt $f_N(1+\alpha)=B/2$, azaz

$$f_N = \frac{B/2}{1+\alpha} = \frac{8/2}{1+0,15} = 3,48 \text{ MHz} . \quad (7.17)$$

A szimbólumsebesség:

$$v_{sz} = 2f_N = \frac{B}{1+\alpha} = \frac{8}{1+0,15} = 6,96 \text{ Mbaud} , \quad (7.18)$$

amelynek a reciproka a szimbólumidő:

$$T_{sz} = \frac{1}{v_{sz}} = \frac{1}{6,96 \cdot 10^6} = 143,75 \text{ ns} , \quad (7.19)$$

és ennek 10 %-a valóban $14,375 \approx 14,4$ ns.

A dekóderben elvégzendő jelfeldolgozásnál analóg és digitális módszereket alkalmazunk. Legelőször a bejövő VHF-, ill. UHF-frekvenciatartományú jeleket KF-re keverjük, ahol meredek oldalélű KF-szűrővel megvalósítjuk a csatornaszétválasztást. A továbbiakban a kvadratúrademodulációhoz visszaállítjuk az elnyomott vivőt, a dekódoláshoz pedig az órajelet.

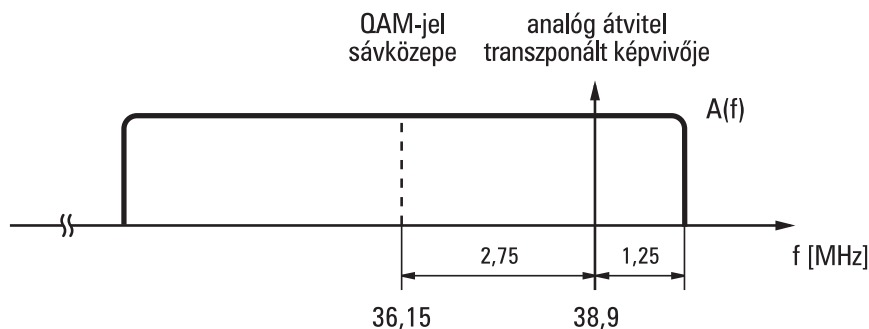
A digitális vételre szolgáló kábeltuner rendszertechnikailag azonos felépítésű az analóg vételre szolgáló vevőkészülékek tunerjeinek felépítésével. A keverésnél azonban

figyelembe kell venni, hogy a DVB-C jel sávszélessége a szokásos 7, ill. 8 MHz-es analógcsatorna-sávszélességektől eltérően 2, 4 és 8 MHz. Ezért a helyioszcillátor-jelet előállító szintézernek ilyen lépésekben is tudnia kell változtatni a keverőjel frekvenciáját.

Analóg tv-jelek átvitelekor a képvivőt 38,9 MHz-re keverjük le, ami a csonkaoldalsávós átvitel miatt a KF-szűrőkarakterisztika közepétől 2,75 MHz-nyire van (7.17. ábra). Digitális tv-jelek esetében a QAM-jel spektruma az elnyomott vivőre szimmetrikus, ezért a spektrumközepet az

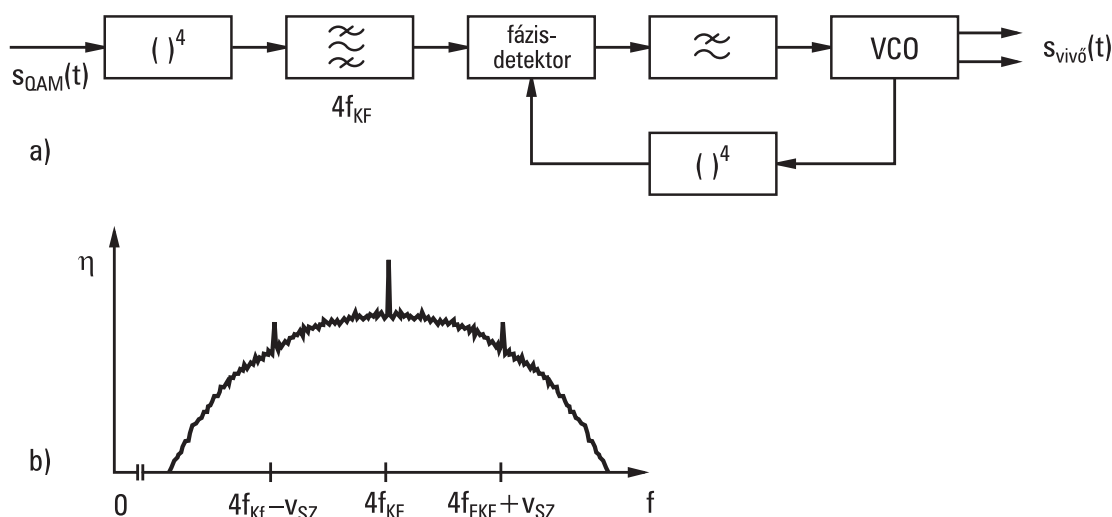
$$f_{KF} = 38,9 - 2,75 = 36,15 \text{ MHz} \quad (7.20)$$

értékű középfrekvenciára transzponáljuk.



7.17. ábra
Digitális tv-jel transzponálása középfrekvenciára

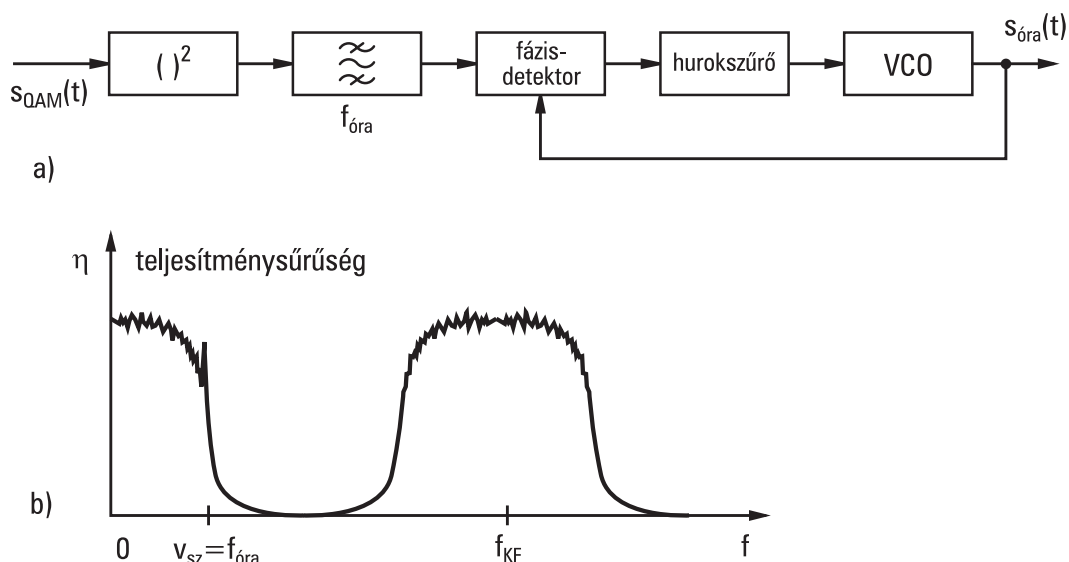
A 7.17. ábrán felvázolt KF-karakterisztika esetén a „Square Root Raised Cosine” alakú vevőszűrőkarakterisztika kialakítása az alapsávban történik. Alapsávi megvalósításnál a különböző szimbólumsebességekhez könnyen illeszthető digitális szűrőt alkalmazhatunk. A KF-szűrő ez esetben csak a csatornaszelekciót valósítja meg. A QAM-jel demodulálásához szükség van a fázishelyes (koherens) vivőre. Ezt a vevőben egy szinkronizált oszcillátor állítja elő, természetesen középfrekvencián, mert a demoduláció is a középfrekvencián valósul meg.



7.18. ábra
Vivőviszaállítás a középfrekvencia négyszerezésével:
a) tömbvázlat, b) teljesítménysűrűség-spektrum
a középfrekvencia négyszerezésének környezetében

A 7.18. ábra egy módszert mutat a vivő helyreállítására. Először nemlineáris jelfeldolgozással biztosítjuk, hogy a vivőfrekvencia helyén vagy annak egész számú többszörösénél diszkrét spektrumvonal jöjjön létre. Ez egy negyedfokú jelleggörbét igényel, ami két négyzetre emelő áramkör sorba kapcsolásával megoldható. A kvadratúrademoduláció ezek után megvalósítható analóg vagy digitális jelfeldolgozással. A dekódernek szüksége van a kóderben alkalmazott órajelre is, ezért ezt is elő kell állítani.

Az órajelinformációt a QAM-jel burkolója tartalmazza, tehát a vett jelből szintén kinyerhető.



7.19. ábra

Példa az órajel visszanyerésére:

a) tömbvázlat, b) teljesítménysűrűség-spektrum
a négyzetre emelő kimentén

Erre látunk tisztán analóg megoldást a 7.19. ábrán. Most elegendő a QAM-jelet négyzetre emelni. Ennek hatására megjelenik az órajelfrekvencián egy diszkrét spektrumvonal, amelyre rászinkronizálódhat a kapcsolás PLL-áramköre. A VCO kimenetén rendelkezésre áll a további jelfeldolgozáshoz szükséges órajel. Ez a jelfeldolgozás magába foglalja a már ismertetett differenciális dekódolást, a modulációs szimbólumoknak byte-okká történő visszalakítását, ügyelve arra, hogy a helyreállított adatsomag struktúrája megegyezzen az adóoldalival.

A további jelfeldolgozás egységei csak felsorolva: konvolúciós deinterleaver, hibajavító RS-dekódoló, descrambler és alapsávi interface.

7.2.5 DVB-C átvitel főbb jellemzői

Műsorelosztó hálózaton történő átvitelnél is az érdekel minket elsősorban, hogy az adott sávszélességű csatornán mennyi hasznos információ vihető át időegység alatt, továbbá hogy mekkora az ehhez szükséges zavartávolság.

A szimbólumsebesség (7.18) szerint 8 MHz sávszélességű csatorna és $\alpha=0,15$ lekerekítési tényező esetén 6,96 Mbaud. A teljes (bruttó) adatsebességet megkapjuk, ha ezt megszorozzuk a szimbólumonként átvitt bitek számával. A 7.4. táblázat tartalmazza a

különböző állapotú QAM-átvitelhez tartozó értékeket. A bruttó adatsebességet megszorozva az RS-kód $R=188/204$ kódarányával, megkapjuk a hasznos vagy nettó adatsebességet, amit v_h -vel jelölhetünk. A hasznos adatsebesség és a csatorna sávszélességének a hányadosa, v_h/B az úgynevezett sávszélesség-kihasználás, amelynek mértékegysége (bit/s)/Hz. Az elméleti sávszélesség kihasználás megegyezik a szimbólumonként átvitt bitek számával. Ha ezt szorozzuk a hibajavítás kódarányával és a spektrumformálás miatt még $1/(1+\alpha)$ -val, akkor szintén a v_h/B sávszélesség-kihasználást kapjuk.

7.4. táblázat

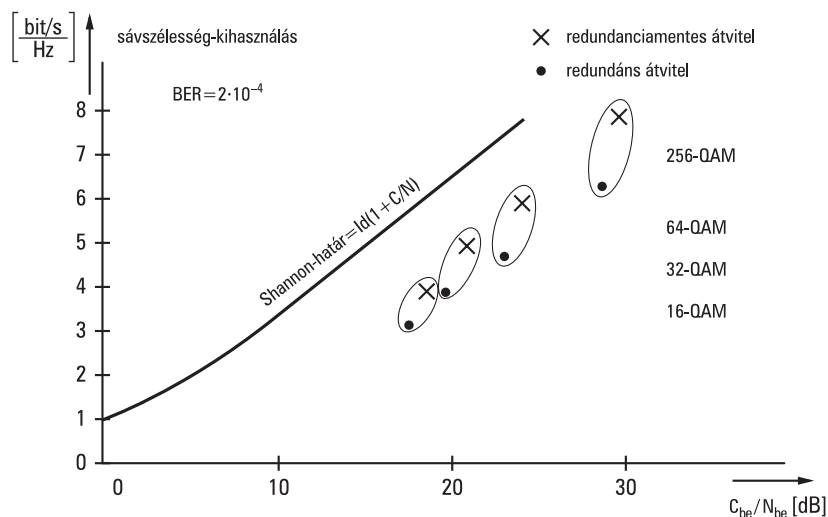
DVB-C átvitel adatsebességei és sávszélesség-kihasználása ($B = 8$ MHz)

Moduláció	Szimbólumonkénti bitszám (m)	Teljes (bruttó) adatsebesség ($v_{sz} \cdot m$) [Mbit/s]	Hasznos (nettó) adatsebesség (v_h) [Mbit/s]	Sávszélesség kihasználás (v_h/B) [(bit/s)/Hz]
256-QAM	8	55,65	51,28	6,4
64-QAM	6	41,73	38,45	4,8
32-QAM	5	34,78	32,05	4
16-QAM	4	27,82	25,63	3,2

A hasznos adatsebességeket összehasonlítva a műholdas átvitel 7.1. táblázatban található hasznos adatsebességeivel, megállapíthatjuk, hogy 64-QAM esetén a 38,45 Mbit/s-os érték majdnem megegyezik a 36 MHz sávszélességű, $R_2=3/4$ kódarányú műholdas átvitel 39,1 Mbit/s-os értékével.

A szabvány megengedi 4 és 2 MHz sávszélességű kábelcsatornák kialakítását is, amelyek a különböző fokszámú QAM-ekkel kombinálva, további adatsebességek alkalmazását teszik lehetővé. Pl. 2 MHz-es sávszélesség és 64-QAM választásával $v_h=9,6$ Mbit/s-ra adódik.

A hibamentes átvitelhez szükséges jel-zaj viszony a (7.11) összefüggéssel határozható meg. Ha az RS-dekóder bemenetén a bithibaarány $2 \cdot 10^{-4}$, akkor az átvitel gyakorlatilag hibamentes. A 7.11. ábráról leolvasható az ehhez szükséges E_b/N_0 , (7.11)-gyel pedig meghatározható C_{be}/N_{be} . Ezt visszük fel a 7.20. ábra vízszintes tengelyére, a függőlegesre pedig a sávszélesség-kihasználást. A két érték a koordináta-rendszerben kijelöl egy pontot, amely jellemző az adott állapotszámú QAM-átvitelre. Hasonlóan számítható ki (7.8) felhasználásával a redundanciamentes átvitelhez szükséges C_{be}/N_{be} is. A 7.20. ábrán ezekhez tartoznak a kereszttel jelölt pontok. A két C_{be}/N_{be} érték között $10 \lg R/(1+\alpha) \approx 1$ dB a különbség a redundáns átvitel javára, amely a vevőszűrő zajcsökkentő hatása és a jelenergiának az információ bitszámra vonatkoztatása miatt lép fel. Mindenesetre a sávszélesség-kihasználás kisebb a redundanciamentes átvitelénél.



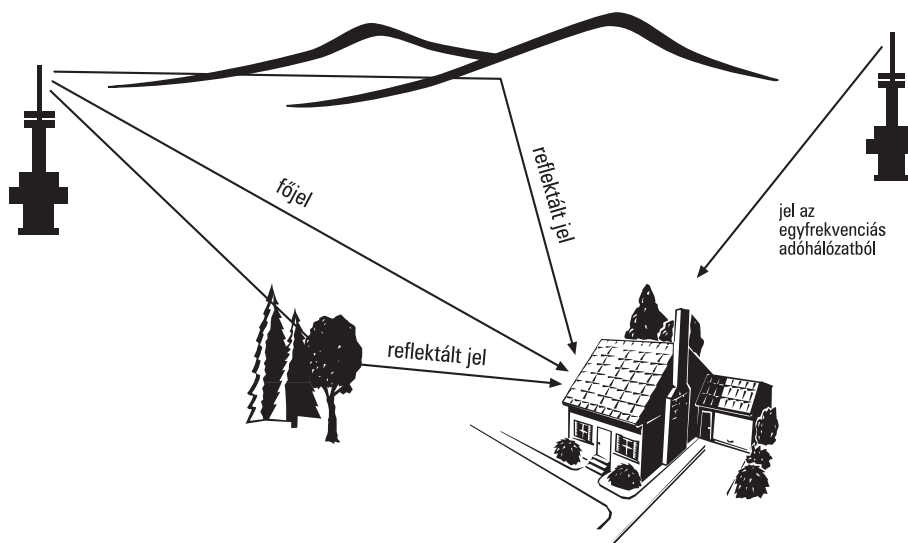
7.20. ábra
DVB-C átvitelhez szükséges C/N értékek

A modulációs hibaarányának 64-QAM esetében 32,4 dB-nél nagyobbak kell lennie, ahogy erről korábban már szó volt.

7.3 DVB-T, digitális földfelszíni tv-műsorszórás a VHF- és UHF-sávban

A földfelszíni tv-műsorszórás rádiócsatornája alapvetően a többutas terjedésben különbözik a műholdas, ill. a kábeles átviteli csatornától. Az adó által kisugárzott jel az épületekről, hegyekről visszaverődik, és késleltetve hozzáadódik a közvetlen jelhez. A reflexiók az eredő átviteli karakterisztikát nagymértékben torzítják, aminek káros hatása a jelre a sávszélesség növekedésével egyre erőteljesebben érvényesül.

A többutas terjedés kialakulását szemlélteti a 7.21. ábra, kiegészítve még az un. egyfrekvenciás hálózatban sugárzó adó zavarjelével.



7.21. ábra
Többutas hullámterjedés egyfrekvenciás hálózatban

Analóg műsorsugárzásnál a reflektált jelek bizonyos szint és késleltetési idő meghaladása után a jól ismert szellemképet hozzák létre, ami megfelelő irányítottságú tetőantennával korlátok között tartható. Digitális átvitelnél a többutas terjedés jeltorzító hatása miatt megnő a szimbólumok közötti interferencia, az ún. „Intersymbol Interference” (ISI), és ennek következményeként a bithibaarány. Az analóg jelátvitelű televízió további jellegzetessége, hogy csökkenő térerőnél fokozatosan romlik a képminőség. Digitális átvitelnél a térerősségcsökkenés és a szimbólumközi interferencia hatására létrejövő hibák egy bizonyos értékig hibajavító kódolással megszüntethetők, aminek következtében a képen semmiféle minőségromlást nem érzékelünk. Ha azonban túl sok a hibásan vett szimbólum, akkor a dekóder képtelen megbirkózni ezek javításával, ami akár a vétel hirtelen megszakadásához is vezethet. Az ún. hierarchikus moduláció alkalmazásakor előbb egy gyengébb minőségű képet kapunk, és az átvitel csak ez után szűnik majd meg.

7.3.1 Követelmények a digitális földfelszíni tv-műsorszórással szemben

A tv-műsorszórás történetében egyedülálló, hogy földfelszíni sugárzás bevezetését megelőzte a műholdas és a kábeles átvitelé. Ez tükröződik a felhasználói igények meghatározásában is, amelyek közül a következő felsorolás csak a legfontosabbakat tartalmazza:

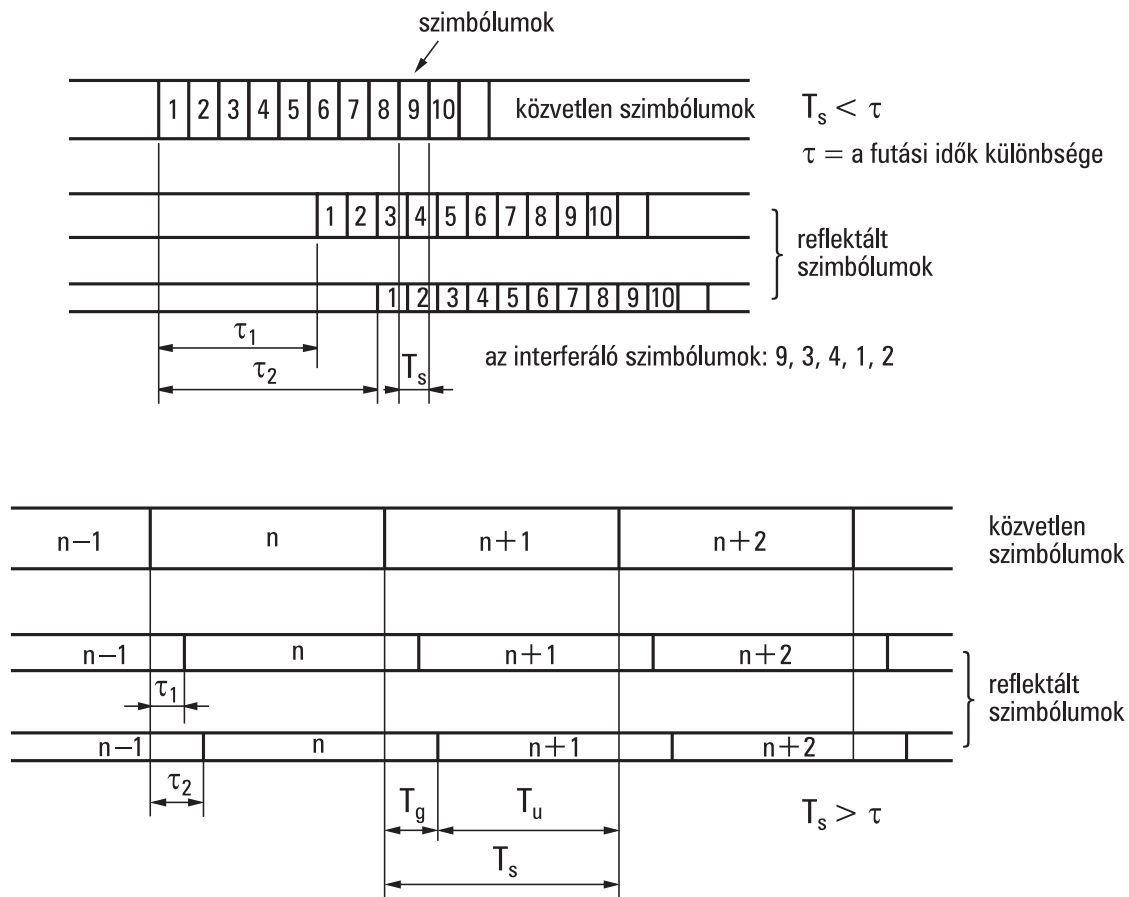
1. A földfelszíni sugárzás rendszere a lehető legjobban hasonlítson a műholdas és a kábeles átvitelre.
2. DVB-T esetében is nagy csatornkapacitásra kell törekedni akár 7, akár 8 MHz-es csatornában történjen a sugárzás.
3. A rendszer tetőantennával a lehető legnagyobb lefedettséget érje el. Kívánatos a szobaantennás vételi lehetőség biztosítása, ellenben a mobil vétel nem célkitűzés.
4. Legyenek megvalósíthatók egyfrekvenciás hálózatok („Single Frequency Network”, SFN). Ez alatt olyan hálózatokat értünk, amelyek azonos vivőfrekvenciájú adói azonos adatfolyamot sugároznak ki. Így a szomszédos adók támogatni tudják egymást a mindkét adó által besugárzott terület ellátásában. Az adótávolságoknak olyanoknak kell lenni, hogy nemzeti egyfrekvenciás hálózatok megvalósíthatók legyenek.
5. A vevőkészülékek legyenek olcsók.
6. A hierarchikus modulációt a rendszer opcionálisan tartalmazza.

A földfelszíni sugárzás műszaki kialakításában különösen az 1...4 követelményeknek van nagy jelentősége. Annak érdekében, hogy a műholdas sugárzással a hasonlóság a lehető legnagyobb legyen, pontosan ugyanazt a hibajavító kódolást alkalmazzuk ez esetben is. Az egyfrekvenciás hálózat megvalósításának igénye automatikusan vezet az ún. „Orthogonal Frequency Division Multiplex” (OFDM) modulációs eljárás választásához, amely a következő szakasz témája. A moduláció a hibajavító kódolással összekapcsoltan a „Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex” (COFDM), magyarul kódolt ortogonális frekvencia-osztásos átvitel.

7.3.2 Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)

Ahogy már szó volt róla, a többutas terjedés következtében az átviteli csatorna amplitúdó- és futásiidő-karakterisztikája egyenetlenné válik, ún. szelektív fading jön létre. Egyes frekvenciákon a jelben akár 20...40 dB-es csillapítások is felléphetnek. Megfelelő kiegyenlítőkkal ugyan elvileg a karakterisztikák torzulásai kikompenzálhatók, de mivel

rövid idejű, vagy ami ugyanaz, szélessávú impulzusok esetén a reflektált szimbólumok késleltetése azok időtartamánál jóval nagyobb, ezért sok szomszédos szimbólum kölcsönösen zavarhatja egymást, ahogyan ez a 7.22. ábra felső részén látható. Így a szimbólumközi interferenciát megszüntető kiegyenlítőszűrőnek nagyon nagy fokszámúnak kell lennie, ami a megvalósítást nehezíti.



7.22. ábra
Különböző idejű szimbólumok szimbólumközi interferenciája

Egy lehetőség az egymást kölcsönösen befolyásoló szimbólumok számának minimalizálására, időtartamuk megnövelése. Ez a megoldás látható a 7.22. ábra alsó részén, ahol bármelyik szimbólumhoz csak az előtte lévő vége adódik hozzá. Az ISI teljesen ilyenkor is csak az un . védőintervallum (guard interval) alkalmazásával küszöbölhető ki, és csakis akkor, ha annak időtartama (T_g) hosszabb, mint a közvetlen, ill. a reflektált terjedésű szimbólumok közötti legnagyobb futásiidő-különbség. A beérkező szimbólum kiértékelése csak a tranziensek lezajlása, azaz a védőintervallum után kezdődik el.

A szimbólumok időtartamának megnövelése lehetséges, ha párhuzamos átvitelrel egyidejűleg több szimbólumot továbbítunk. Ez esetben nem csökken az információátviteli sebesség. Ha pl. 1000 vivővel egyidejűleg 1000 szimbólumot viszünk át (amelyeket a továbbiakban alszimbólumnak fogunk hívni), akkor egy alszimbólum időtartama megegyezik a soros-párhuzamos átalakítás előtti egymást követő 1000 szimbólum együttes idejével. Ezáltal az alszimbólumok átviteléhez szükséges sáv szélesség 1000-ed részére

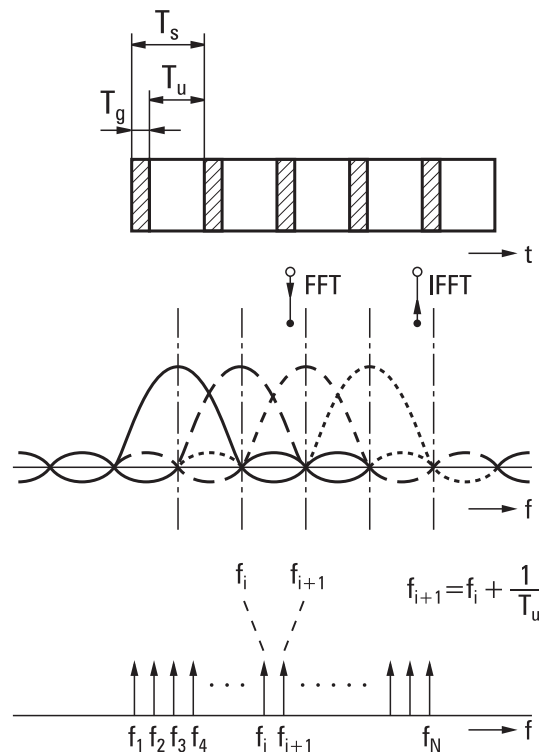
csökken. Valamennyi alszimbólum együttes átviteléhez szükséges sávszélesség közelítőleg megegyezik a szélessávú átviteli eljárás sávszélességével, ahol egyetlen vivőt modulálunk a soros-párhuzamos átalakítás előtti szimbólumokkal.

A kapcsolat az aktív szimbólumidő (T_u) és az f_s vivőtávolság között: $f_s = 1/T_u$ (7.23. ábra). Ez a feltétel biztosítja a vivők ortogonalitását, ami azt jelenti, hogy a vivőket bármilyen kombinációban összeszorozva, és a legnagyobb periódusidőre átlagolva, 0-tól eltérő eredményt csak az azonos frekvenciájú tényezők szorzata ad. Ez az elvi alapja annak, hogy még a modulációs oldalsávok átlapolódása esetén is lehetséges a demoduláció, azaz visszanyerhetők az alszimbólumok. (Mivel a szimbólumok spektruma $(\sin x)/x$ alakú, ahol $x = \pi T_u f$, ezért a spektrum nullhelyei szintén $f_s = 1/T_u$ egész számú többszöröseinél vannak, így a vivőkre az átnyúló spektrumrészek nincsenek hatással, ahogyan az a 7.23. ábrán is látható.)

Az információátvitel a védőintervallum alatt szünetel, ezért az eljárás hatásfoka

$$\eta = \frac{T_u}{T_u + T_g} \quad (7.21)$$

A rádiócsatorna kiegyenlítése a védőintervallum alatt valósulhat meg. A beérkező eredő jel minden egyes alszimbólumának amplitúdója és fázisa a tranziensek lezajlása után ugyan már nem változik, azonban a reflexiók miatt mindkét jellemzőben lehet eltérés az adási oldal értékéhez képest.



7.23. ábra
DVB-T jelátvitel elve az idő- és a
frekvenciatartományban

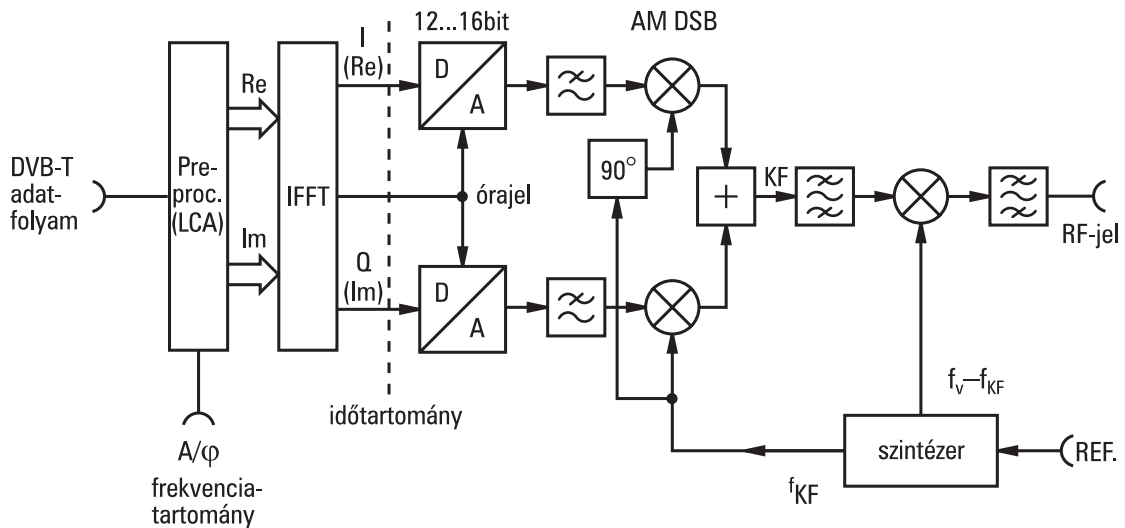
Ezért a vevőkben a rádiócsatorna átviteli függvényét ki kell egyenlíteni, amit az un. referencia-pilotjelek segítségével valósíthatunk meg. Ezeket a specifikációnak megfelelően szintén kisugározza az adó.

A vivők ortogonális frekvenciaelrendezésének következtében a moduláció meredek fel- és lefutási jelekkel valósulhat meg (un. keménybillenyűzés). Ahogy láttuk, a modulációs tartalmak, azaz az alszimbólumok, a spektrumátlapolódások ellenére is visszanyerhetők a vevőben. Az eljárás tehát hatékony sávkihasználást is eredményez.

A modulált alvivők összege eredményezi az eredő OFDM-szimbólumot:

$$\bar{x}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \bar{X}_k e^{jk2\pi f_s t}, \quad (7.22)$$

ahol az alvivőket komplex alakban írtuk fel. (7.22)-ben \bar{X}_k az alvivők modulációja, megadja azok amplitúdóját és fázisát, N az alvivők száma. Az összefüggés nem más, mint az inverz Fourier-transzformáció kifejezése diszkrét frekvenciájú spektrumra, és így \bar{X}_k egyben frekvenciatartománybeli jellemző. $\bar{x}(t)$ -nek mindig csak a $0 \dots T_u$ szakaszát kell figyelembe venni, amely egyébként periodikusan ismétlődik. Tehát az OFDM-szimbólumok inverz Fourier-transzformációs algoritmussal („Inverse Fast Fourier Transform”, IFFT), ill. jelfeldolgozó processzoros (signal processor) technológiával meghatározhatók. Magának az OFDM-modulátornak a tömbvázlata a 7.24. ábrán látható.



7.24. ábra
OFDM-modulátor tömbvázlata

Az előfeldolgozó processzor („Logic Cell Array” LCA) az alkalmazott modulációnak megfelelő amplitúdó (A) és fázis (φ) értékek ismeretében a bejövő adatfolyamból meghatározza \bar{X}_k -t, amit felírhatunk egy valós és egy képzetes rész összegeként:

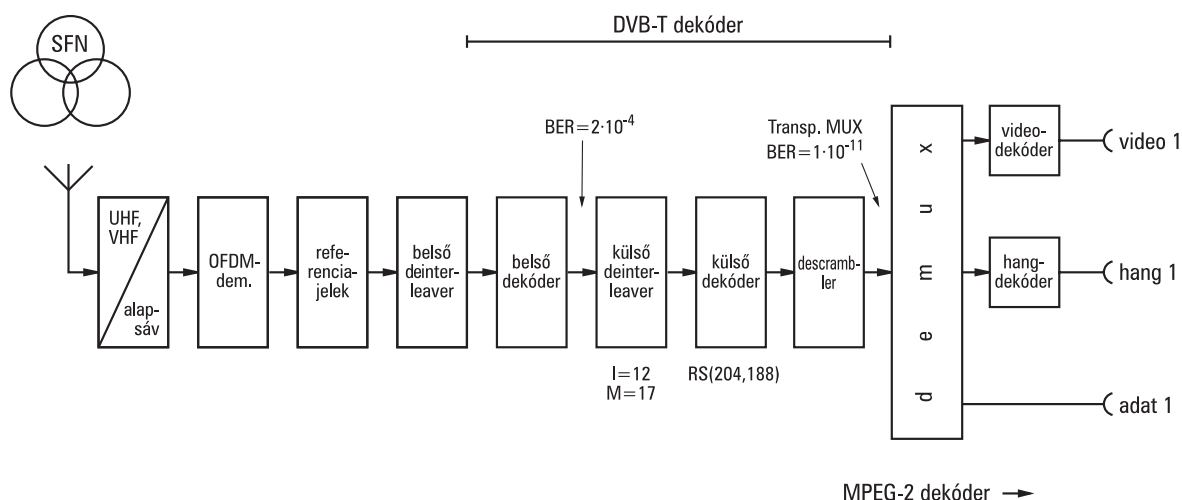
$$\bar{X}_k = A_k + j B_k. \quad (7.23)$$

Alkalmazva (7.22)-re az Euler-relációt, azt kapjuk, hogy

$$\begin{aligned} \bar{x}(t) &= \sum_{k=1}^N (A_k + j B_k) (\cos k\omega_s t + j \sin k\omega_s t) = \\ &= \sum_{k=1}^N (A_k \cos k\omega_s t - B_k \sin k\omega_s t) + j (B_k \cos k\omega_s t + A_k \sin k\omega_s t), \end{aligned} \quad (7.24)$$

azaz $\bar{x}(t)$ valóban komplex. Tehát az OFDM-szimbólumnak is van valós és képzetes része, amelyeket jelöljünk I -vel és Q -val. D/A átalakítás után ezekkel moduláljuk amplitúdóban a két egymásra merőleges vivőt, amelyeket azután összegezzünk. A moduláció KF-szinten valósul meg, ezért még a kisugárzandó jelet frekvenciatranszponálással a középfrekvenciáról az RF-tartományba helyezzük. A transzponálójel frekvenciája $f_v - f_{KF}$. A vivőfrekvenciára transzponált jelet megfelelő szintre felerősítve az adóantennába vezetjük, és kisugározzuk. DVB-T átvitelhez a korábbi analóg tv-adók is felhasználhatók. Ilyenkor a frekvenciatranszponálást az adó keverőfokozata is elvégezheti.

A DVB-T jelek vételére szolgáló vevő tömbvázlata a 7.25. ábrán látható.



7.25. ábra
DVB-T vevő tömbvázlata

Az antennáról érkező jelet alapsávba keverjük és elvégezzük az OFDM-demodulációt. A referenciajelek a koherens demoduláció, az adatszinkronizáció és a paraméterbeállítás célját szolgálják. A DVB-T átvitelnél alkalmazott újabb, ún. belső interleaver célja, hogy a hosszabb ideig tartó egy vagy több szomszédos vivőre kiterjedő zavar a belső hibajavítást ne gátolja. A dekóder a továbbiakban megegyezik a DVB-S dekóderrel. A venni kívánt tv-programot az átvitt programok közül a demultiplexer választja ki.

7.3.3 OFDM paramétereinek kapcsolata, a paraméterek megválasztása

Az előző szakaszban láttuk, hogy az alvivők frekvenciátávolsága és az aktív szimbólumidő közötti kapcsolat:

$$f_s = \frac{1}{T_u}, \quad (7.25)$$

amely alapján T_u ismeretében a vivőtávolságokat meghatározhatjuk. Egy további összefüggés vizsgálatához írjuk fel az IFFT- algoritmust:

$$\bar{x}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \bar{X}(k) e^{j 2\pi n k / N}, \quad (7.26)$$

ahol

$\bar{x}(n)$ a komplex időfüggvény mintái,
 $\bar{X}(k)$ a komplex Fourier-együtthatók,
 N a minták száma egy IFFT-periódus alatt.

(7.26) alapján megállapíthatjuk, hogy a minták száma (N) megegyezik a vivők ($e^{j2\pi k/N}$) számával, hiszen $k=0 \dots (N-1)$.

Az IFFT-jelfeldolgozás megvalósíthatósága végett a minták számának 2 egész számú hatványának kell lennie, azaz:

$$N = 2^i. \quad (7.27)$$

A DVB-T átvitelnél i -re két értéket is meghatároztak: $i_1 = 11$, ill. $i_2 = 13$. Az előbbivel a minták, ill. a vivők száma 2048, az utóbbival 8192. Ennek értelmében beszélünk az un. 2k- és 8k-rendszeréről.

Ha egy IFFT-periódus mintáinak a számát megszorozzuk a T_{mv} mintavételi idővel, akkor megkapjuk a T_u aktív szimbólumidőt:

$$T_u = N \cdot T_{mv} = N \frac{1}{f_{mv}}. \quad (7.28)$$

A mintavételi frekvenciára is két értéket határoztak meg, hogy egy egyszerű frekvencia-átkapcsolással lehetővé tegyék a VHF-sáv 7 MHz-es csatornájában történő sugárzást is. Ez a két érték: $f_{mv1} = 64/7$ MHz az UHF-csatornasáv szélesség (8 MHz) számára, és $f_{mv2} = 64/8$ MHz a VHF-sávú sugárzáshoz.

Ugyanis a sáv szélesség:

$$B = N_{\text{tényl.}} \cdot f_s = \frac{N_{\text{tényl.}}}{T_u} = \frac{N_{\text{tényl.}}}{N} f_{mv}, \quad (7.29)$$

ahol figyelembe vettük, hogy (7.28) szerint $T_u = N/f_{mv}$.

A tényleges vevőszám 8 k-rendszerben 6785, és ezzel a két sáv szélesség:

$$B_1 = \frac{6785}{8192} \cdot \frac{64}{7} = 7,57 \text{ MHz}, \quad \text{ill.} \quad B_2 = \frac{6785}{8192} \cdot \frac{64}{8} = 6,63 \text{ MHz}$$

valóban illeszkedik az UHF-, ill. VHF-csatorna sáv szélességéhez. A vivőtávolságok: $f_{s1} = 7570 \text{ kHz}/6785 = 1,1157 \text{ kHz}$, ill. $f_{s2} = 6630 \text{ kHz}/6785 = 0,9772 \text{ kHz}$.

Az eddigiekből is kitűnik, hogy az OFDM különböző paraméterei egymástól függetlenül választhatók meg. A rendszer hatékonysága szempontjából a legfontosabbak közé tartozik a védőintervallum. Ha egyfrekvenciás adóhálózatban gondolkodunk maximálisan 60 km-es adótávolságokkal, akkor ezzel a védőintervallum értéke már meghatározott, azaz legalább 200 μs -nak kell lennie ($200 \mu\text{s} \times 300\,000 \text{ km/s} = 60 \text{ km}$). A szabvány 4 különböző védőintervallumot rögzít úgy a 2k-, mind pedig a 8k-üzemmódra. Ezeket a 7.5. táblázat tartalmazza.

7.5. táblázat
DVB-T átvitel OFDM-paraméterei

Mód	2 k			
Δ	1/4	1/8	1/16	1/32
T_u [μ s]	2048 $T_{mv} = 224$			
$T_g = \Delta \cdot T_u$ [μ s]	56	28	14	7
$T_s = T_u + T_g$	280	252	238	231
Mód	8 k			
Δ	1/4	1/8	1/16	1/32
T_u [μ s]	8192 $T_{mv} = 896$			
$T_g = \Delta \cdot T_u$ [μ s]	224	112	56	28
$T_s = T_u + T_g$	1120	1008	952	924

Látjuk, hogy a védőintervallum akár a teljes szimbólumidő negyedét is kiteheti ($\Delta=1/4$). 8k-üzem módban a legnagyobb védőintervallum 224 μ s, amelyhez 67 km-es adótávolság tartozik, lehetővé téve ezáltal a nemzeti egyfrekvenciás adóhálózat kialakítását. A 112 μ s-os érték a regionális, míg a 28 μ s-os a helyi hálózatok (anyaadó + átjátszók) kialakítására optimális.

A sok választható paraméter miatt nem könnyű az OFDM-eljárás jellemzőinek meghatározása. Jól érzékeltetik ezt a következő szembeállítások:

- A mozgó vétel főként a 2k-rendszerrel valósítható meg, viszont a 8k-rendszer sokkal kisebb számú adóval realizálható.
- A védelmi idő növelésével az egyfrekvenciás hálózatban az adók száma csökkenthető, az adók közötti távolság nagyobb lehet, viszont a védelmi idő növelése csökkenti a hasznos adatsebességet, és ezzel csökken a műsorszórásért elkérhető díj is.
- A modulációs mód egyszerűsítésével növekszik a besugározható terület nagysága, viszont csökken az adatátviteli sebesség.

Ez utóbbi, azaz az alvivők modulációja is háromféle lehet: QPSK, 16-QAM és 64-QAM. Ma már (2003-ban) eldöntött tény, hogy Magyarországon a 8k-rendszerű OFDM-et fogják alkalmazni a DVB-T műsorszórásban.

Az átvitel hatékonyságát illetően most is azt vizsgáljuk, hogy mekkora a sáv szélesség kihasználás, ill. mekkora jel-zaj viszony szükséges a hibamentes (QEF) vételhez. Ha az alvivők számát megszorozzuk az egy alvivő által átvitt bitek számával, m-mel, akkor megkapjuk a szimbólumidő (T_s) alatt átvitt teljes vagy bruttó információ értékét, amiből a bruttó adatsebesség:

$$v_{br} = \frac{N_{tényl.} \cdot m}{T_s} = \frac{N_{tényl.} \cdot m}{T_u (1 + \Delta)} \quad (7.30)$$

(7.29) szerint $N_{tényl.}/T_u = B$, amivel

$$v_{br} = \frac{m}{1 + \Delta} B \quad (7.31)$$

Hasonló összefüggést írhatunk fel műholdas és kábeles összeköttetésekre. Pl. kábeles átvitelnél (7.18) szerint $v_{sz}=B/(1+\alpha)$, amit ha megszorozunk a szimbólumonként átvitt bitek számával, m-mel, megkapjuk a bruttó adatsebességet:

$$v_{br} = \frac{m}{1+\alpha} B. \quad (7.32)$$

(7.31) és (7.32) hasonlósága szembeűnő: míg a kábeles összeköttetéseknél az α lekerekítési tényező korlátozza az átviteli sebességet, földfelszíni sugárzásnál a Δ relatív védőintervallum. 8 MHz-es csatornasávszélesség, 64-QAM és $\Delta = 1/4$ esetén

$$v_{br} = \frac{6}{1+0,25} 8 = 38,4 \text{ Mbit/s}.$$

A hasznos adatsebesség (v_h) ennél jóval kisebb, mert a hibajavító kódolás mellett a referenciajelek és a TPS- (Transmission Parameter Signalling) adatok csökkentik az információtovábbításra fordítható kapacitást. Ha pl. a konvolúciós kódolás kódaránya 1/2, akkor $v_h = 14,1$ Mbit/s. A sávszélességkihasználás hatékonysága ez esetben:

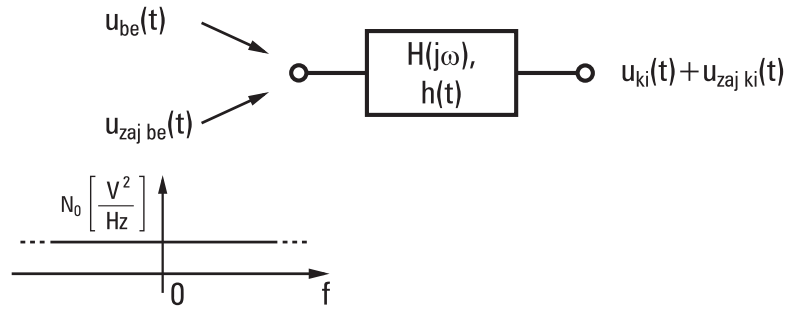
$$\frac{v_h}{B} = \frac{14,1}{8} = 1,76 \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}},$$

amikor az elméleti maximum 6 (bit/s)/Hz.

A hatékonyság másik fontos jellemzője a majdnem hibamentes vételhez (QEF) szükséges rádiófrekvenciás jel-zaj viszony. A vizsgálatok tanúsága szerint ehhez 64-QAM, 7/8-os kódarányú konvolúciós kódolás és tetőantennás vétel esetén legalább 20,1 dB-re, botantennás vételnél pedig legalább 27,9 dB-re van szükség [3]. Ha a moduláció 16-QAM, akkor az előbbieknél mintegy 6 dB-lel kisebb értékek is elegendőek, sőt QPSK-nál még további 6 dB-lel csökkenhet a szükséges jel-zaj viszony. De pl. a konvolúciós kódolás kódarányának 1/2-re történő beállításával is az előbbi 27,9 dB helyett már a 16 dB-nél nagyobb értékek is QEF-vételt biztosítanak. Igaz viszont, hogy ez esetben szintén jelentősen csökken az átvihető információ. Ezért a paraméterválasztásnál a jellemzők egymásra hatását gondosan mérlegelve, körültekintően kell eljárunk.

FÜGGELÉK

Digitális jelátvitelnél az a célunk, hogy a döntőáramkörön a jel-zaj viszony a mintavételi időpillanatokban a lehető legnagyobb legyen. A zajos jelet ezért egy megfelelően méretezett szűrőn (1. ábra) engedjük át, a döntőáramkört pedig a szűrő kimenetére csatlakoztatjuk. A szűrő bemenetén a zaj az ábrán látható N_0 teljesítménysűrűségű Gauss-eloszlású fehérzaj.



1. ábra
Jelátvitel illesztett szűrővel

A jel- és zajteljesítményeket szokásosan a feszültségek négyzetével jellemezzük, így pl.

$$N_0 = \Delta U_{zeff}^2 / \Delta f \quad [V^2 / Hz],$$

ahol ΔU_{zeff}^2 a Δf sávban lévő zajfeszültség négyzetes átlaga. Írjuk fel S/N -et, azaz a jel-zaj viszonyt a szűrő kimenetén a $t = t_0$ pillanatban az inverz Fourier-transzformáció felhasználásával:

$$\frac{S}{N} = \frac{\left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U_{be}(j\omega) H(j\omega) e^{j\omega t_0} d\omega \right]^2}{N_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega}. \quad (1)$$

A számláló szögletes zárójelében lévő kifejezés úgy értelmezhető, hogy a kimenőjel szinuszos feszültségek szuperpozíciója, ahol valamely ω frekvencia környezetéhez tartozó összetevő a t_0 pillanatban:

$$du_{ki}(t_0) = \frac{1}{2\pi} U_{be}(j\omega) H(j\omega) e^{j\omega t_0} d\omega. \quad (2)$$

A nevezőben a zajteljesítményt a diszkrét spektrumokra érvényes $P_{\text{átlag}} = \frac{1}{R} \sum_{-\infty}^{\infty} |C_n|^2$

összefüggés analógiaként a folytonos spektrum miatt most integrálkifejezéssel kell megadnunk. A továbbiakban azt a komplex $H(j\omega)$ átviteli karakterisztikát keressük,

amely a szűrő kimenetén a $t = t_0$ pillanatban maximális jel-zaj viszonyt biztosít. Ehhez először írjuk fel S/N -et az alábbi formában:

$$\frac{S}{N} = \frac{\left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |U_{be}(j\omega)| |H(j\omega)| e^{j(\varphi_{be} + \varphi_H + \omega t_0)} d\omega \right]^2}{N_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega} . \quad (3)$$

Jelmaximum akkor jön létre, ha a frekvenciakomponensek azonos fázisban összegeződnek, azaz teljesül, hogy $\varphi_{be}(\omega) + \varphi_H(\omega) + \omega t_0 = \text{állandó}$ minden frekvencián. Ha az *állandó* értéke 0, akkor az összegezendő szinuszkomponensek tisztán valós értéket eredményeznek, és ezzel

$$\frac{S}{N} = \frac{\left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |U_{be}(j\omega)| |H(j\omega)| d\omega \right]^2}{N_0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega} . \quad (4)$$

Alkalmazzuk (4) számlálójára a

$$\left[\int_{-\infty}^{\infty} f(x)g(x)dx \right]^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} f^2(x)dx \int_{-\infty}^{\infty} g^2(x)dx \quad (5)$$

Schwarz-féle egyenlőtlenséget (melynek bizonyítására a függelék végén kerül sor):

$$\frac{S}{N} \leq \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |U_{be}(j\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega}{N_0 2\pi \int_{-\infty}^{\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |U_{be}(j\omega)|^2 d\omega}{N_0} . \quad (6)$$

Mivel az egyenlet jobb oldala a kimeneti jel-zaj viszony lehetséges maximumát adja, ezért az optimális szűrő átviteli karakterisztikáját azon $H(j\omega)$ írja le, amit (1)-be, ill. (3)-ba helyettesítve ez utóbbi kifejezést kapjuk. A keresett átviteli karakterisztika, amely teljesíti a fázisra felírt korlátozást is:

$$H(j\omega) = c |U_{be}(j\omega)| e^{-j\varphi_{be}} e^{-j\omega t_0} = c U_{be}^*(j\omega) e^{-j\omega t_0}, \quad (7)$$

azaz a bemenőjel spektrumának konjugáltja szorozva tetszőleges c konstanssal és $e^{-j\omega t_0}$ - lal. Ez utóbbi az időtartományban t_0 idejű késleltetésnek felel meg. (7)-et (1)-be, ill. (3)-ba helyettesítve valóban (6) jobb oldalát kapjuk eredményül. A maximális jel-zaj viszony a t_0 pillanatban tehát

$$\left. \frac{S}{N} \right|_{\max} = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |U_{be}(j\omega)|^2 d\omega}{N_0} = \frac{E_{jel}}{N_0}, \quad (8)$$

ahol figyelembe vettük, hogy a számlálóban lévő integrálkifejezés a Parseval-tétel értelmében a jel energiájával egyenlő: így a kimeneten elérhető maximális jel-zaj viszony csak a jel energiájától és a bemeneti zaj teljesítménysűrűségétől függ. Az ilyen tulajdonságú szűrőket illesztett szűrőnek hívjuk.

Az illesztett szűrő mint korrelációs vevő

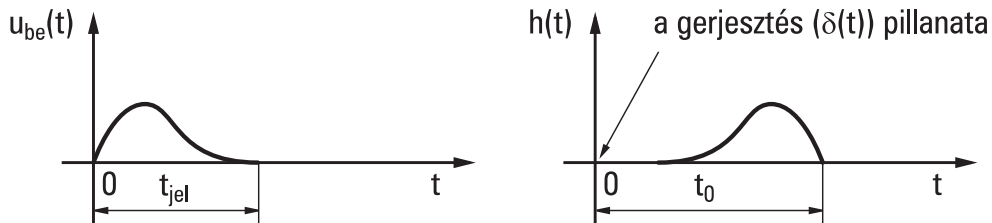
Vizsgáljuk először az illesztett szűrő impulzusválaszát vagy súlyfüggvényét. A súlyfüggvényt az átviteli karakterisztikából az inverz Fourier-transzformációval kapjuk:

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{c}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U_{be}^*(j\omega) e^{j\omega(t-t_0)} d\omega = c u_{be}[-(t-t_0)], \quad (9)$$

mert

$$\mathcal{F} f(-t) = F^*(j\omega). \quad (10)$$

A (9)-es összefüggés önmagában is érdekes: azt mutatja, hogy az illesztett szűrő súlyfüggvénye a vett jel tükörképe, azaz mintha a jelet a t_0 időponttól visszafelé rajzolnánk fel (2. ábra).



2. ábra
Az illesztett szűrő súlyfüggvénye

Kauzális szűrő esetén a t_0 késleltetésnek legalább t_{jel} -nek kell lennie, nehogy $h(t)$ a gerjesztés előtt, azaz már a 0 időpontnál korábban is létezzen.

A szűrő kimenetén megjelenő jel és zaj a bemenőjel és a bemenőzaj, valamint a szűrő súlyfüggvényének a konvolúciója:

$$u_{ki}(t) + u_{zajki}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} [u_{be}(\tau) + u_{zajbe}(\tau)] h(t-\tau) d\tau. \quad (11)$$

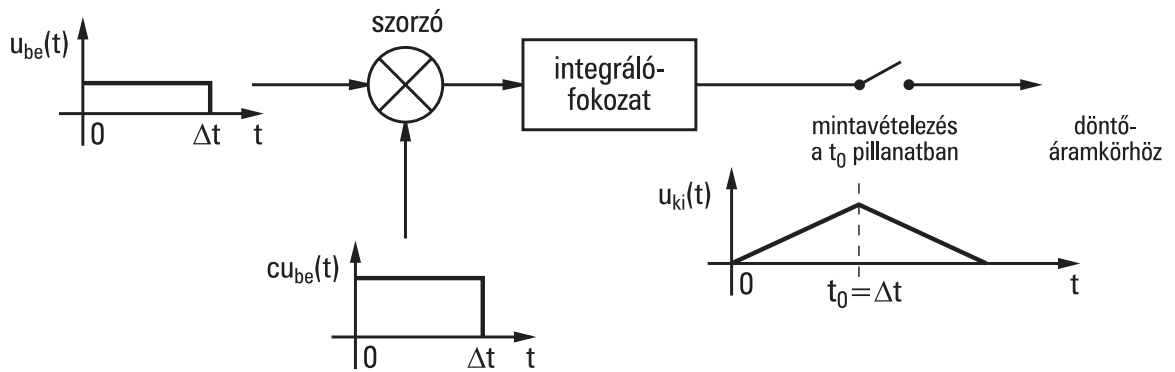
A $h(t)$ -re kapott (9)-es összefüggést (11)-be helyettesítve azt kapjuk, hogy

$$u_{ki}(t) + u_{zajki}(t) = c \int_{-\infty}^{\infty} [u_{be}(\tau) + u_{zajbe}(\tau)] u_{be}[t + (\tau - t_0)] d\tau . \quad (12)$$

A t_0 pillanatban pedig:

$$u_{ki}(t_0) + u_{zajki}(t_0) = c \int_{-\infty}^{\infty} [u_{be}(\tau) + u_{zajbe}(\tau)] u_{be}(\tau) d\tau , \quad (13)$$

miszerint a kimenőjel előállítható egy szorzóáramkör és egy, azt követő integráló-áramkör segítségével is (3. ábra). A szorzóáramkör egyik bemenetére a bemenőjelet, a másikra pedig ennek a vevőben előállított mását vezetjük, ami digitális jelátvitelnél megvalósítható. Az ezen az elven működő vevőt a bemenőjel és a szorzójel egymásnak való megfelelése miatt korrelációs vevőnek hívjuk. (13) jobb oldala szerint a kimeneti zajfeszültség is a helyileg előállított bemenőjelminta és a bemeneti zajfeszültség szorzatának integráljaként adódik. Tehát a korrelációs vevő ugyanazt a kimeneti jel- és zajfeszültséget szolgáltatja, mint az illesztett szűrő, így azonos a két áramkör kimenetén a jel-zaj viszony is.



3. ábra
Korrelációs vevő és jelalakjai, ha a vett jel négyszögimpulzus

Végezetül igazoljuk a $\left[\int_{-\infty}^{\infty} f(x)g(x)dx \right]^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} f^2(x)dx \int_{-\infty}^{\infty} g^2(x)dx$ un. Schwarz-féle egyenlőtlenséget.

Ehhez képezzük először az $l(x) = f(x) + \lambda g(x)$ függvényt, ahol λ tetszőleges valós szám. Mivel $l^2(x) \geq 0$, ezért írható, hogy

$$0 \leq \int_a^b l^2(x)dx .$$

Az egyenlőség akkor áll fenn, ha $l(x) = 0$, azaz $0 = f(x) + \lambda g(x)$, ill. $f(x) = -\lambda g(x)$. Az integrálkifejezésbe $l^2(x)$ helyére $[f(x) + \lambda g(x)]^2$ -et írva, és a négyzetre emelést elvégezve azt kapjuk, hogy

$$0 \leq \int_a^b l^2(x) dx = \int_a^b [f(x) + \lambda g(x)]^2 dx = \int_a^b f^2(x) dx + 2\lambda \int_a^b f(x)g(x) dx + \lambda^2 \int_a^b g^2(x) dx .$$

Ha a λ -ra kapott másodfokú kifejezés minden λ -nál nagyobb, mint nulla, akkor a neki megfelelő másodfokú egyenletnek nincs valós megoldása, azaz a diszkriminánsa negatív:

$$4 \left[\int_{-\infty}^{\infty} f(x)g(x) dx \right]^2 - 4 \int_{-\infty}^{\infty} f^2(x) dx \int_{-\infty}^{\infty} g^2(x) dx \leq 0 .$$

4-gyel való egyszerűsítés és átrendezés után a Schwarz-féle egyenlőtlenséghez jutunk.

Irodalom

- [1] Dr. Ferenczy Pál: Video- és hangrendszerek, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1986.
- [2] Lüke, H.D.: Signalübertragung, Springer-Verlag, 1991.
- [3] Reimers, U.: Digitale Fernsehtechnik, Springer-Verlag, 1995.
- [4] Johann, J.: Modulationsverfahren, Springer-Verlag, 1992.
- [5] Dr. Fodor György: Hálózatok és rendszerek analízise 1-2, Műegyetemi kiadó, 1994.
- [6] Géher Károly: Híradástechnika, Műszaki Könyvkiadó, 1993.
- [7] Robin, M., Poulin, M.: Digital Television Fundamentals, McGraw-Hill, 1997.
- [8] Watkinson, J.: Compression in Video and Audio, Focal Press, 1995.
- [9] Dambacher, P.: Digital Broadcasting, The Institution of Electrical Engineers, London, 1994.
- [10] Dambacher, P.: Digital Terrestrial Television Broadcasting, Springer-Verlag, 1998.

Tartalom

Bevezetés.....	2
2 Hang- és képlelek digitalizálása	5
2.1 Mintavételezés és kvantálás	5
2.2 Elsőrendű és négyzetes átlag számítása a sűrűségfüggvényből	5
2.3 Videojelek digitalizálása	9
2.3.1 A/D és D/A átalakítók videojelekhez	12
2.3.2 A digitalizált videojelek időosztásos multiplexálása	16
2.4 Hangjelek digitalizálása	17
2.4.1 Digitális hangjelek soros bitátvittele	18
2.4.2 Hangjelek A/D és D/A átalakítói	19
3 Hangjelek forráskódolása az MPEG-rendszerben.....	24
3.1 Az adatcsökkentés alapjai	24
3.2 Pszichoakusztikai alapok.....	25
3.2.1 Nyugalmi hallásküszüb és hangfelület.....	25
3.2.2 Elfedés	26
3.2.2.1 Folytonos hangok okozta elfedés	26
3.2.2.2 Időfüggő elfedési jelenségek.....	28
3.3 Hangjelek forráskódolása az elfedési jelenségek hasznosításával	29
3.3.1 Az MPEG-rendszerű kódolási eljárás alapfelépítése	29
3.3.2 1-es rétegű kódolás.....	37
3.3.3 2-es rétegű kódolás.....	39
3.3.4 3-as rétegű kódolás.....	40
3.3.5 Dekódolás.....	41
3.3.6 MPEG-hangkódolás paraméterei	41
3.3.7 MPEG-2 szerinti hangkódolás	42
3.4 Összefoglalás.....	43
4 Videojelek JPEG- és MPEG-rendszerű forráskódolása	44
4.1 JPEG - kódolás	45
4.1.1 Kóder és dekóder tömbvázlata	45
4.1.2 Diszkrét koszinusztranszformáció.....	46
4.1.3 Kvantálás	48
4.1.4 Redundanciaredukció	50
4.1.5 Veszteségmentes kódolás.....	51
4.2 MPEG-szabványú kódolás	53
4.2.1 A kódolás-dekódolás folyamata	55
4.2.2 Mozcásbecslés.....	57
4.2.3 Képatrendezés	58
4.2.4 Adatsebesség-szabályozás.....	60
4.2.5 Hierarchikus képarcitektúra	61
4.2.6 MPEG-1 sajátosságok	62
4.2.7 MPEG-2 sajátosságok	63
4.3 Összefoglalás.....	69

5 MPEG-2 szabványú rendszersík és multiplexálás.....	71
5.1 Programmultiplex és transzportmultiplex közötti különbség.....	71
5.2 Szinkronizáció	72
5.3 Szervízinformáció	76
6 Digitális tv-műsorszórásban alkalmazott hibajavítási módok.....	78
6.1 Általános alapfogalmak.....	78
6.2 Reed–Solomon-kódok.....	81
6.3 Konvolúciós kódok.....	82
6.4 Hard és soft decision	85
6.5 Kódok összekapcsolása	86
6.5.1 Blokk-kódok egymásba illesztése	87
6.6 Interleaving.....	87
6.7 Hibajavítás a műholdas, a földfelszíni és a kábeles átvitelnél	89
7 Digitális tv-jelek átvitele műholdon, műsorelosztó kábelhálózaton és földfelszíni sugárzás útján.....	91
7.1 DVB-S, digitális tv-műsorszórás műholdon keresztül	91
7.1.1 Adástechnika	91
7.1.2 Vételtechnika.....	93
7.1.3 Követelmények a műholdas átvittel szemben, a DVB-S szabvány alapvető jellemzői.....	94
7.1.4 Adóoldali jelfeldolgozás a DVB-S átvitelnél.....	95
7.1.5 Vevőoldali jelfeldolgozás.....	98
7.1.6 DVB-S teljesítőképessége	100
7.2 DVB-C, digitális tv-jelek továbbítása műsorelosztó kábelhálózaton....	102
7.2.1 Nemlinearitások és termikus zaj hatása a digitális jelátvitelre.....	104
7.2.2 Modulációs hibaarány	106
7.2.3 Követelmények a műsorelosztó kábelhálózaton történő átvittel szemben, a DVB-C szabvány alapvető jellemzői	108
7.2.4 Adó- és vételoldali jelfeldolgozás DVB-C átvitelnél.....	108
7.2.5 DVB-C átvitel főbb jellemzői	113
7.3 DVB-T, digitális földfelszíni tv-műsorszórás a VHF- és UHF-sávban.....	115
7.3.1 Követelmények a digitális földfelszíni tv-műsorszórással szemben..	116
7.3.2 Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM)	116
7.3.3 OFDM paramétereinek kapcsolata, a paraméterek megválasztása	
Függelék	124
Irodalom	129
Tartalom	130