

2. Átvitel

Jelen fejezet az átvitel témakörét öleli fel kettős csoportosításban. Egyfelől az átviteli utak különböző megvalósítási lehetőségeit tárgyalja, másrészt átfogó képet ad a napjaink távközlésében alkalmazott az átviteli eszközökről és módszerekről.

A fejezetet a fenti elveknek megfelelően két részre bontottuk. Külön választottuk azokat az átviteli utaknak nevezett részeket, melyek a távolságok áthidalásának fizikai megoldásait tárgyalják. Ide tartozik mind a vezetékes, mind a fénytechnikai, mind a földfelszíni vagy műholdas mikrohullámú ödszeköttetés.

Ezek az összeköttetések, azok fizikai jellegétől függetlenül, különböző multiplex berendezések, modulációs módszerek alkalmazhatók. Tehát ugyancsak függetlenek az átviteli úttól a bit hibajavító eljárások is. Magukat az elveket már az 1.3. és 1.5. fejezetekben is tárgyaltuk, így ezen berendezéseknek főként technikai oldalával foglalkozunk.

Mégis úgy döntöttünk, hogy egy fő fejezetbe foglaljuk össze a teljes átvitel technikát, hiszen a két terület egymás nélkül használhatatlan. Ez a kettősség vezetett oda, hogy szinte külön önálló életet él a 2.1. és a 2.2. fejezet. Talán lehettek volna ezek külön egymástól független fejezetek is, azonban szükségesnek látszott a közös szerkesztés, mert a berendezések fogalmai egyértelműen az átviteli utak jellemzőire épülnek.

2.1. Az átviteli utak

Az alfejezet első fele a vezetékes átviteli utakat tekinti át. A 2.1.1. alfejezetben az átvitel minőségére jellemző mennyiségekről: szint, torzítások, zajok, stabilitás, visszhang, bithibaarány, jitter, stb. olvashatunk, valamint a modulációs módszerek vonali minőségromlásra gyakorolt hatásairól.

Ezt követi a különböző vezetékes átviteli közegek: rézerű kábelek, koaxiális kábelek, fényvezetők szerkezetének és fontosabb jellemzőinek ismertetése a 2.1.2-4. alfejezetekben.

Az alfejezet második felében a vezeték nélküli rendszerek átviteli közegéről, a rádiócsatornáról szerezhetünk bővebb ismereteket. A 2.1.6. alfejezetben a rádiócsatorna jellemzőit (antennák, hullámterjedési csillapítás, hullámterjedési modellek, időben változó csatorna, fading hatások, zajok, zavarok, interferenciák) ismertetjük.

Ezt követi a rádiós modulációs módszerek (lineáris és nemlineáris modulációs eljárások, szórt spektrumú technikák, CDMA) tárgyalása a 2.1.7. alfejezetben, mely kitér a különböző modulációs eljárások tulajdonságainak ismertetésére is (hibaarány fading nélküli és fadinges csatornában, szinkronizálási igények, érzékenység a nemlineáris torzításokra).

Végezetül a 2.1.8. alfejezet egy speciális jellemzőkkel bíró rádiócsatorna-típust a szélessávú nagy távolságú, mikrohullámú összeköttetéseket (2-18 GHz), valamint a helyi és körzeti ellátást biztosító 20-58 GHz-es műholdas szélessávú csatornát mutatja be.

Dr. Pap László, fejezet szerkesztő

2.1.1. Vezetékes átviteli utak - légvezetéktől a fényvezetőig

Az első vezetékes átviteli út a *légvezeték* volt, amelyet a nyomvonal mentén a helyszínen építettek össze az oda szállított elemekből. Ezek a következők voltak : oszlopok, tartók, szigetelők és bronzhuzal. Az ezekből megépített áramkörök korlátozott száma, azok érzékenysége a külső elektromos és mechanikai hatásokra, szükségessé tette a *szimmetrikus kábelek* megjelenését, amelyek gyárban célgépekkel készültek. A kábelnek fém köpenye van, benne több száz érpár vagy érnégyes és mindez a járda vagy az útpadka alá helyezik. A terepen elvégzendő munkáknak a kábelfektetés és a gyártási hosszak összekötése majd később az áthallás kiegyenlítés maradt. A *koaxiális kábelek* feleslegessé tették az áthallás kiegyenlítést. Végül a *fényvezető* kábelek rendkívül kis fajlagos csillapítása a közbűlső erősítőket tette szükséglettelenné, amihez társult a nagyfeszültségű befolyásra való teljes érzéketlenség és az áthallás zavaró hatásának elmaradása. A fényvezetők esetében is megmaradt a gyártási hosszak összekötése, de ha a

terepviszonyok lehetővé teszik, a kötésponatok száma jelentősen csökkenthető. Összegezve : a fejlődés során a terepen felmerült problémák nagy részét sikerült gyáron belül megoldani.

A fent vázolt fejlődés természetesen feltételezi a vezetékes távközlés többi ágában történt haladást : az erősítés, az FD és a TD multiplex rendszerek, majd a fényvezető technika elemeinek a megjelenését.

Bármilyen távközlési hálózat hatékony működéséhez kezdettől fogva ismert kell legyen az igények időbeni és térbeni alakulása. Milyen elosztó hálózat kell? A megvalósításhoz szükséges összes technológiai elemén kívül megfelelő becsléssel kell rendelkezni arról, hogy milyen gyakorisággal kell a hálózatba beavatkozni akár bővítés akár hibaelhárítás céljából. A hibahelyeket milyen módszerrel akarják lokalizálni. Szükséges-e gyorsan és megbízhatóan tájékozódni a kábelek belsejében.

2.1.2. Vezetékes áramkörök működésének elvi alapjai

A vezetékes távközlés fémes vezetékeinek két alaptípusát különböztetjük meg : a szimmetrikust és az aszimmetrikust. A szimmetria a földhöz képest értendő. Előbbiekhez tartoznak a légvezetékek és a szimmetrikus kábelek, az utóbbiakhoz a koaxiális kábelek. Az előbbieknél a szimmetriát igyekszünk minél magasabb szintre emelni és megőrizni. A koaxiális párok eleve aszimmetrikusak.

a) szimmetrikus vezetékek átviteli jellemzői

A vezetékeket felhasználási tartományukban a hullámimpedanciával, a $Z = [(R + j\omega L) / (G + j\omega C)]^{1/2}$ -vel és a hullámátviteli mértékkel a $\omega = [(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)]^{1/2}$ -vel lehet jellemezni, ahol R , L , G és C az egységnyi hosszra eső hurokellenállás [ohm/km], induktivitás [mH/km], átvezetés [1/ohm.km] és üzemi kapacitás [nF/km], míg ω a körfrekvencia [rad/sec]. A primer paraméterek frekvenciamenetének meghatározása bonyolult és kevés gyakorlati haszonnal jár. Kvalitatív viselkedésük egyszerűen megbecsülhető : a kapacitás gyakorlatilag frekvenciafüggetlen, az átvezetés papír-levegő dielektrikum esetén jelentős, Pe-levegő esetén a kapacitás és a hurokellenállás a frekvencia függvényében lassú növekedést mutat. Az induktivitás

állandó majd lassú csökkenés után ismét állandó a frekvencia függvényében. A gyakorlat számára a *szekunder paraméterek*, illetve ezek közül is a *hullámimpedancia* és a *hullámcsillapítás* mérésel történő meghatározásainak van jelentősége. Ezek négy szabad paraméter megválasztásával történik : a vezető anyaga és átmérője, a szigetelés anyaga és az üzemi kapacitás. Az üzemi kapacitás beállítása a szigetelőanyag és a levegő elrendezés (kordell, hab, stb.) megfelelő kialakításával lehet befolyásolni ügyelve arra, hogy ehhez mechanikailag stabil szerkezet társuljon. A fentiekből következik, hogy a szimmetrikus kábelek paramétereinek minden szempontból megfelelő beállítása tapasztalati úton lehetséges.

Hangfrekvenciás tartományban a $Z = [(R/j\omega C)]^{1/2}$ -re és a

$\omega = [j\omega CR]^{1/2}$ -re egyszerűsödik. A hullámimpedancia és a hullámátviteli mérték azonos valós és képzetes részből áll. A hullámátviteli mérték valós részének van elsődleges szerepe, amelynek értéke $\omega = [\omega CR/2]^{1/2}$. *Koncentrált induktivitás beépítésével (pupinozással)* a csillapítás csökkenthető. A fenti képletekben akkor az induktivitás meghatározó szerephez jut és a hullámimpedancia a $Z = [(L/C)]^{1/2}$ és a hullámcsillapítás $\omega = [R/2Z]$ képletekből számítható. Az így létrejött vezeték aluláteresztő szűrőként működik és kizárja a határfrekvencia feletti sáv átvitelét.

Vivőfrekvenciás tartományban a hullámimpedancia közelítőleg a frekvencia $(-1/2)$ hatványa szerint változik. Ez a változás 12 kHz fölött már nem jelentős, a méretektől és a szigetelés anyagától függően 150-170 ohm között egy állandó értékhez tart. A fázisszög folyamatosan csökken vagyis a hullámimpedancia gyakorlatilag ohmosnak tekinthető. A hullámcsillapítás frekvenciamenete $1/2$ hatvány szerint változik. E frekvenciatartományban már jelentős szerepet játszik a szigetelőanyag. Ezt mutatja - a műanyagok felhasználásának kezdeti szakaszából származó - összehasonlítás: egy 1,2 mm rézvezetőjű, papírkordel és szalag szigetelésű együttes 252 kHz-en közelítőleg akkora csillapítást mutat, mint egy 1,3 mm rézvezetőjű, stiroflex kordel és szalag szigetelésű érpár 552 kHz - en. Az előbbi 26nF/km, az utóbbi 23 nF/km üzemi kapacitással készült, ami a beépített anyagmennyiséget tekintve nem jelentős. Jelentős viszont a két anyag nagyfrekvenciás veszteségei közötti különbség. Később a kedvezőbb gyártásbeli és ugyanolyan kedvező villamos tulajdonságokkal bíró polietilén lett a kábelipar egyik alapanyaga.

b) szimmetrikus vezetékek áthallásjellemzői

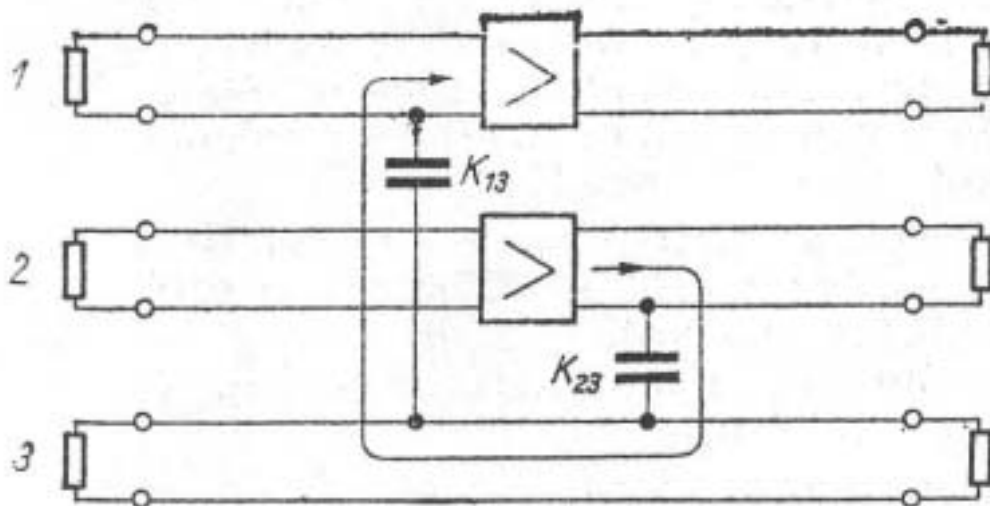
Szimmetrikus kábelek érpárjaira, mint egy érnégyes elemeire, közvetlen hatással vannak a szomszéd érnégyes érpárjai. A lehetséges relációk száma még akkor is nagy, ha csak a közvetlen szomszédok hatását kell figyelembe venni. Áthalláskiegyenlítéshez csatolást, egyéb célra elegendő áthallási csillapítást mérni. Az áthallási csillapítás a hasznos és az áthallott jel teljesítményeinek hányadosából képzett logaritmus. A számlálóba a zavaró áramkörön mért teljesítményt $P_1 = U^2/z_1$ -t, míg a nevezőbe a zavart áramkörön mért teljesítményt $P_2 = V^2/z_2$ -t írjuk. (A két impedancia általában különbözhet, legtöbbször azonban megegyezik.) Ha a betáplálás oldalán mérjük a zavart áramkörön a teljesítményt az áthallást *közelvéGINEK*, ha a vételi oldalon akkor *távolvéGINEK* nevezzük. Az áthallást a zavaró és a zavart áramkör között csatoló impedancia vagy admittancia közvetíti, amelynek nagysága és iránya *véletlenszerűen* változik. Ezen elemi csatolások eredőjét észleljük a zavaró áramkör elején vagy a végén. Minden elemi csatolás egy hosszanti zérus belső impedanciájú feszültségforrás, amelyet a bemenet és a kimenet felé az áramkör hullámimpedanciája zár le. Vagyis a teljesítmény fele a bemenet, fele a kimenet felé halad. A közelvégen észlelhető zavaró jel nagysága az alábbi hatásokból tevődik össze: csillapodik a zavaró áramkör hullámcsillapításával az elemi csatolás helyéig, csökken értéke a csatolásnak megfelelően, végül csillapodik a zavart áramkör hullámcsillapításával a csatolás helyétől az áramkör bemenetéig. A bemenettől x távolságra lévő elemi csatolás által létrehozott áthallási csillapítás a bemeneten érzékelhető nagysága $2\alpha x$ csillapítással növekszik. A fentiekből két dolog következik:

1) a közelvégi áthallási csatolás *csak a keletkezés helyén*, egy vele egyenlő nagyságú elem ellentétes relációba történő beépítésével kompenzálható 2) az erősítőszakasz két végén célszerű a legjobb közelvégi áthallással bíró gyártási hosszakat beépíteni. A fenti gondolatmenetet kell alkalmazni a távolvégi áthalláshoz: ez is a csatolás helyein keletkezik. A távolvégi zavaró jel azonban a zavart áramkörnek a csatolás helye és a végpont közötti csillapításával csökken. Az elemi csatolások hatása előjelhelyesen (vektoriálisan) összeadódik. A közelvégi és a távolvégi áthallás egyszerre jelenik meg. Arra a kérdésre, hogy melyik áthallástípus szerepe meghatározó és mekkora a zavarás mértéke, a felhasználás módja adhat

választ. A kielégítő minőség egyik feltétele, hogy a hasznos és a zavaró jel teljesítményének hányadosa a *jel/zaj viszony [dB]* a modulációs rendszertől függő, előre meghatározott értéknél nagyobb legyen. Ebben az értelemben szokás áthallási védettség kifejezést is használni. A hasznos jel (a zavart áramkörön) a túlsó végről a szakaszcsillapítással csökkentett szinten érkezik : $(P - a)$ dB, ahol a a szakaszcsillapítás. A zavaró áramkör szintje szintén P . A zavaró és a zavart jel haladási iránya ellentétes. A jel/zaj viszony teljesüléséhez az áthallási csillapításnak meg kell haladnia a szakaszcsillapítással megnövelt jel/zaj viszonyt. Ez a *közelvégi áthalláskövetelmény*.

Ha a zavaró és a zavart jel terjedési iránya megegyezik, a jel/zaj viszony kérdését a távolvégen kell megvizsgálni. A távolvégi áthallási csillapítás definíció szerint : a zavaró jel bemeneti szintjének és a zavart jel távolvégen mért szintjének a különbsége. Ebből a jel/zaj viszonyt illetve a távolvégi védettséget úgy kapjuk ,hogy a távolvégi áthallási csillapítást a szakaszcsillapítással csökkentjük.

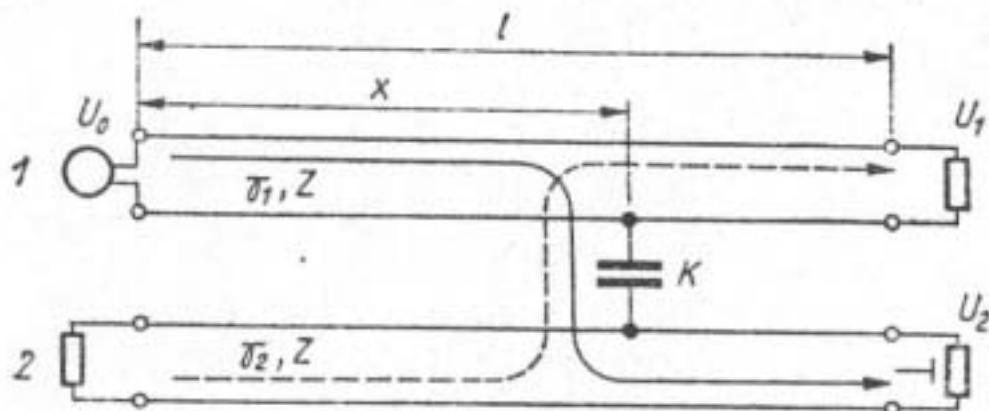
A fentiek alapján célszerű az áthallást mint jelenséget általánosabb formában is megfogalmazni : a nagyszintű áramkör zavar(hat)ja a kisszintűt. Az erősítő állomások bemeneti pontjai mindig kisszintűek, a kimeneti pontok nagyszintűek. Ha a kábelben olyan elemek is vannak, amelyeket erősítés céljából nem szakítunk meg, kettős csatolás révén az erősítetlen oldalra juthat az erősített jel. Ezt a fajta áthallást *kettős közelvégi áthallásnak nevezzük*. Ezzel a problémával találkozunk vivőfrekvenciás üzemre kiegyenlített egykábeles rendszernél, (2.1.2.1 ábra) valamint minden kétkábeles rendszernél, ahol legalább az egyik kábelben a vivőfrekvenciás érnégyeseken kívül hangfrekvenciás érnégyesek is vannak.



2.1.2.1 ábra

Kettős közelvégi áthallás szemléltetése

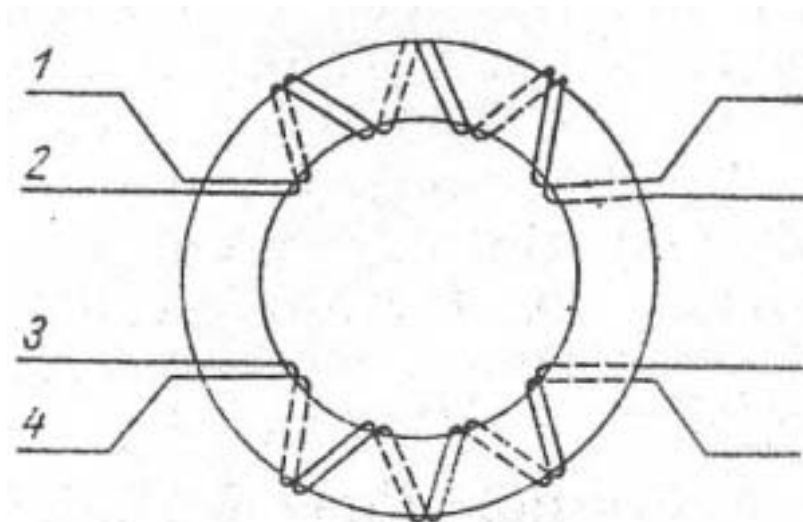
Lévén közelvégi jellegű áthallásról szó : bármely kimeneti és bemeneti pont között legalább a szakaszcsillapítással megnövelt jel/zaj viszonyának kell teljesülnie. Kétkábeles rendszernél elegendő az A és a B kábel szerepét felcserélni (2.1.2.2 ábra).



2.1.2.2 ábra.

Kettős közelvégi áthallás szemléltetése

Ezáltal az egyik kábelbe a kisszintű a másikba a nagyszintű pontok kerülnek. Egykábeles rendszernél a nem erősített érnégységekbe hosszanti bifilárisan tekercselt indukciós csévéket kell beiktatni, amelyek növelik az áthallási csillapítást, de az eredeti áramköri működést nem befolyásolják (2.1.2.3 ábra).



2.1.2.3 ábra. Longitudinális cséve bekötési vázlata

Az áthallási csillapítás a részcsatolások komplexvektoriális eredőjeként jelenik meg. E csatolások a gyártási egyenetlenségek elektromos leképezései és így statisztikus jellegűek. *Tendenciáját tekintve az áthallási csillapítás frekvencia függvényében csökken.* Az áthallási csillapítás kábeljellemző, amelynek értékét kiegyenlítőelemek beépítésével bizonyos mértékig növelni lehet, de mind a kábeltípusnak mind a gyártás mind a kiegyenlítés technológiának korlátai vannak :papír-levegő szigeteléssel 60 csatorna (252kHz) 7 érnégyesen 14 alapáramkörön, stiroflex vagy polietilén-levegő szigeteléssel 120 csatorna (552 kHz) 7 érnégyesen 14 alapáramkörön. A két irány között teljesítendő közelvégi áthallási csillapításkövetelményt csak kétkábeles rendszerben lehetett megvalósítani.

c) koaxiális párok átviteli jellemzői

A koaxiális párok átviteli jellemzőinek meghatározó elemei a gyakorlat számára érdekes frekvenciatartományban függetlenek a külvilágtól. A 60 kHz alatti tartomány az áthallások miatt nem használható. A koaxiális pár primer paraméterei olyan képletekbe foglalhatók, amelyek a magasabbrendű Bessel-függvények egyszerűsített alakját tartalmazzák és a helyességüket az ellenőrző mérések igazolják a szimmetrikus kábeleknél. A hullámimpedanciára és hullámátviteli mértékre használt és bemutatott képletek a koaxiális kábelekre is érvényesek. A soros tag a külső és belső vezető soros impedanciájának és az általuk képzett induktív hurok reaktanciájának az összege. Tehát az

$(R + j\omega L) = (1 + j) \cdot [1/2a + 1/2b] \cdot (\omega f / \omega_0)^{1/2} + j\omega \cdot \ln(b/a)$ ahol a a belső vezető sugara, b a külső vezető (cső) belső sugara, $\omega_0 = 1,26 \cdot 10^{-6}$ [Vs/Am] a permeabilitás ($\omega_r = 1$), ω [1/ohm.m] a külső és belső vezető vezetőképessége. A helyettesítő négyfázis párhuzamos tagjában a G elhanyagolható. Az admittanciát csak a két vezető által képzett hengeres kondenzátor határozza meg.

Értéke frekvenciafüggetlen : $C = 2\omega \omega_0 / \ln(b/a)$, ahol $\omega = \omega_0 \omega_r$ és $\omega_0 = 10^{-12}$ [Vs/Am] és ω_r a két vezeték közé beépített anyag relatív dielektromos állandója. Relatív értéke 1 és 2 között változik a leggyakrabban alkalmazott polietilén és a levegő arányától függően. A fenti összefüggések birtokában meghatározható a hullámimpedancia és a hullámátviteli mérték :

$$Z_0 = (1/2\omega) \cdot (\omega / \omega_0)^{1/2} \ln(b/a) + (1 - j) \cdot (1/4\omega) [1/2a + 1/2b] \cdot 1/(\omega f \omega_0)^{1/2}$$

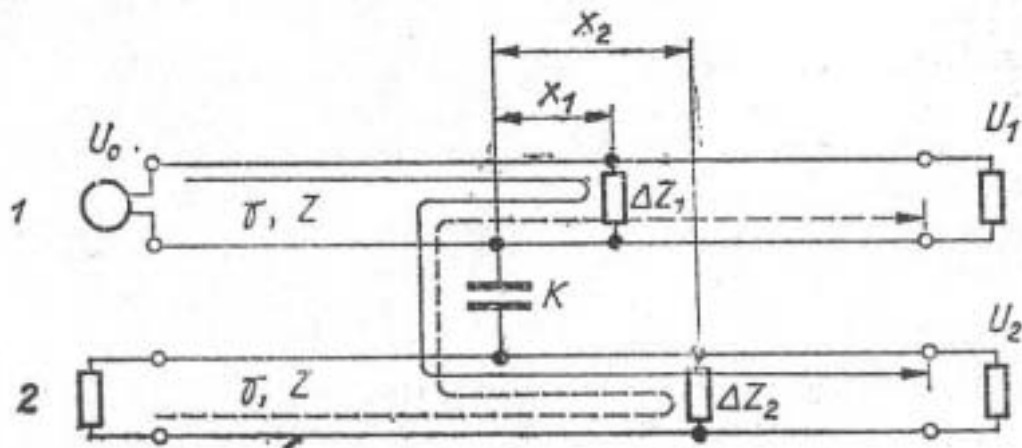
és

$$\omega = j\omega \cdot (\omega / \omega_0)^{1/2} + (1 + j) \cdot [(1/2a + 1/2b) / \ln(b/a)] (\omega f \omega_0)^{1/2}$$

Figyelemre méltó, hogy a hullámimpedancia egy frekvenciafüggetlen Z_ω és egy frekvenciafüggő részből áll. Ez utóbbi a frekvencia $(-1/2)$ hatványával változik. A távközlésben használt a 2,6/9,5 és az 1,2/4,4 névleges méretű koaxiális pároknál a hullámimpedancia valós részének értéke 2,5MHz-en illetve 1MHz-en 75 ohmot ad. A hullámcsillapítás a frekvencia $(1/2)$ hatványa szerint növekszik. Csillapításminimum van azonos anyagból készült külső és belső vezető esetén a $b/a = 3,6$ értéknél. Ez nem olyan éles minimum, ami megkötné a tervező kezét.

A koaxiális párok üzemében vizsgálni kell a *reflexió* értékét, amelynek nagysága a reflektált és a beadott jel hányadosa a csillapítás hatásának korrekciójával vagy anélkül. A reflexió rontja az átvitel minőségét, különösen képátvitel esetén. A reflexió a koaxiális pár hossza mentén jelentkező impedanciaváltozások következménye, amelyeket gyártási egyenetlenségek okoznak. Szintén reflexiót okoz két gyártási hossz találkozásánál mutatkozó impedanciaeltérés. A folyamat egyik része az, hogy a jel egy része visszaverődik a bemenetre, majd innen az eredeti jel után megy. Mivel időben eloszlik, hatása nem jelentős. Sokkal veszélyesebb lehet az átvitel minőségére az alábbi helyzet kialakulása : a jel az n . kötéspontra a t időpillanatban reflektálódik a bemenet irányába, majd az $(n - 1)$. kötéspontra a $(t + \omega)$ időpontban ismét reflektálódik, de már

a jel után megy és $(t+2\omega)$ időpontban ér az n . és a $(t+3\omega)$ időpontban ér az $(n+1)$. kötéspontra. Az $(n+1)$. kötésponton a $(t+\omega)$ időpontban reflektálódik és a $(t+2\omega)$ időpontban ér az n . kötéspontra, ahol ismét reflektálódik és a $(t+3\omega)$ időpontban ér az $(n+1)$. kötéspontra. Látható, hogy a kettős reflexióból származó jelek nyilván komplexvektoriálisan összeadódnak, (2.1.2.4 ábra), ezek zajt, torzítást vagy képátvitelnél fantom képet okoznak.



2.1.2.4 ábra.

Reflektált közeli végi áthallás szemléltetése

Ezek elkerülése érdekében törekedni kell arra, hogy minél kisebbek legyenek az egymást követő kábelszakaszok között a hullámimpedanciaeltérések. Ennek eléréséhez az alábbi módszer bizonyult a leghatékonyabbnak : a legyártott csövek hullámimpedanciájából célszerű hisztogramot készíteni, a hisztogram területét annyi egyenlő nagyságú csoportra osztani, ahány koaxiális párt kell egy kábelnek tartalmaznia. Az egyes kábelekre az egyes csoportokból egy-egy koaxiális párt kell beépíteni. Ezáltal a lehetséges impedanciaeltérések nagyságát közel annyiadrészre csökkentettük, ahány csoportot képeztünk. Majd a kábelek láncbakapcsolásánál közel azonos impedanciájúakat kell összekötni.

d) áthallás koaxiális párok között

A külső vezető fölé kétrétegű acélszalag árnyékolás kerül, amely az árnyékoláson kívül biztosítja, hogy a külső vezető éltől élig záródjék. A nagyobb hatékonyság érdekében az acélszalagok rézbevonatot kapnak. Ezzel a felépítéssel két koaxiális pár között mérhető áthallási csillapítás elegendően nagy ahhoz, hogy

egykábeles rendszerben az ellentétes irányok között a közelvégi áthalláskövetelmény biztonsággal teljesüljön.

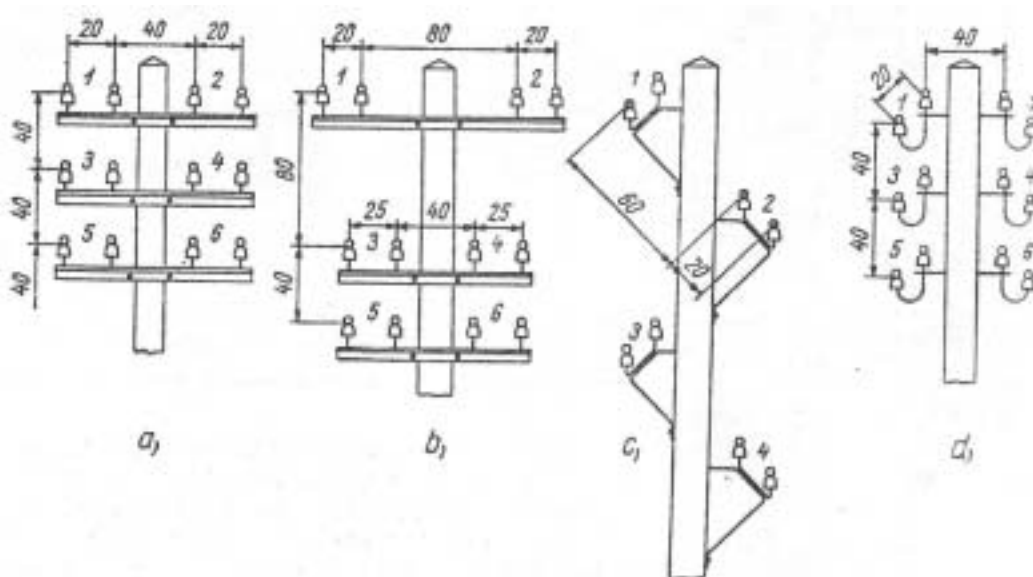
Nagyvárosi hálózatba központok közötti összeköttetések céljára fejlesztettek ki 0,8/2,2 méretű minikoaxiális párokat tartalmazó kábeleket, amelyekre szekunder vagy tercier PCM rendszereket terveztek telepíteni. A PCM rendszerek üzeméhez kisebb áthalláscsillapítás teljesítése is elegendő, amit egyszeres acélszalag árnyékolással is sikerült elérni.

Két koaxiális pár szolgál ki egy sokcsatornás multiplex analóg vagy digitális rendszert.

A koaxiális kábelek a fémvezetőjű szélessávú alapáramkörök között a csúcsot képviselik, de új helyközi összeköttetésekre már nem vehetők számításba.

2.1.3. Vezetékes átviteli utak szerkezeti elemei és technológiái

A *légvezetékes áramkörök* áramvezetés céljára 2 - 5 mm átmérőjű *bronzhuzalt* alkalmaztak. A bronz kompromisszum a kis ellenállás és a lehető legnagyobb szakítószilárdság követelmény egyidejű teljesítésére. A bronzhuzalt *szigetelőkhöz* rögzítették, a szigetelőket *acéltartókra*, az acéltartókat *faoszlopokra* szerelték. Az oszlopok közötti névleges távolság 50 m, a huzalokat 400 m-es *feszítési szakaszonként* a hőmérséklethez tartozó szükséges *belógás* beállítása mellett rögzítették (2.1.3.1 ábra).



2.1.3.1 ábra.

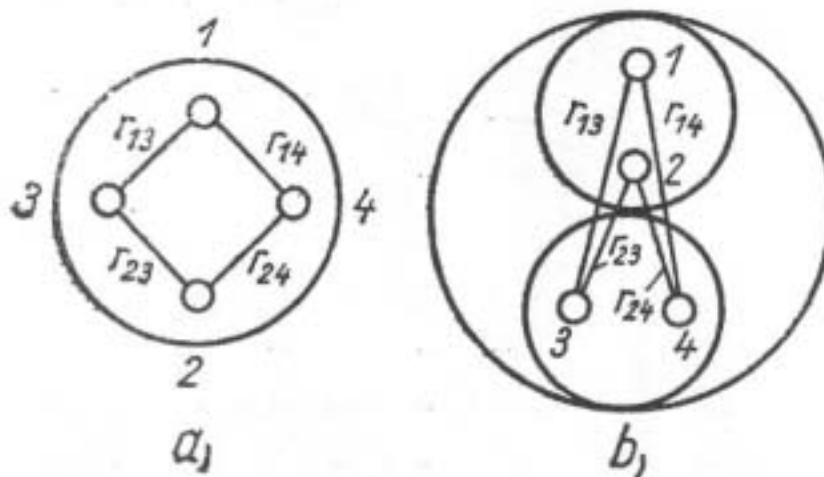
Helyközi hang- és vivőfrekvenciás oszlopképek.

A felmerült áthallásproblémákat keresztezéssel csökkentették. Az ellentétes irányok közötti közelségi áthallás kérdését azok különböző sávban való elhelyezésével u.n. *különfrekvenciás $n + n$ rendszerek* alkalmazásával oldották meg. A légvezetékes oszlopsor mind mechanikai mind elektromos szempontból rendkívül sebezhető. A két vezeték közötti nagy kb. 20 cm - es távolság és a nagy hosszanti kiterjedés nagy csatolást okoz. A nagyfeszültségű távvezetékek befolyásából és légköri kisülésekből származó túlfeszültségek és túláramok ellen védeni kell a kapcsolás és az átviteltechnikai berendezéseket. Egy nagyobb zivatar tömegzavart okozhatott. Az egy légvezetékes oszlopsoron létesíthető áramkörök száma nagyon korlátozott és a maga a hálózat külső hatásokra nagyon érzékeny.

Az első kábelek réz vezetővel és ólom köpennyel készültek. A réz vezetőt papírszalaggal szigetelték és az így keletkezett kábelereket érpárrá vagy érnégysé sodorták. Ezt tekinthetjük a kábel alaptípusának, amelyhez képest az idők folyamán különböző változatokat fejlesztettek ki. A sodrás, ha szomszéd érpárok vagy érnégysé különböző *sodrásmagassággal* készülnek, részben vagy egészben megoldja az áthallás problémáját. A sodrás biztosítja továbbá a megfelelő mechanikai stabilitást.

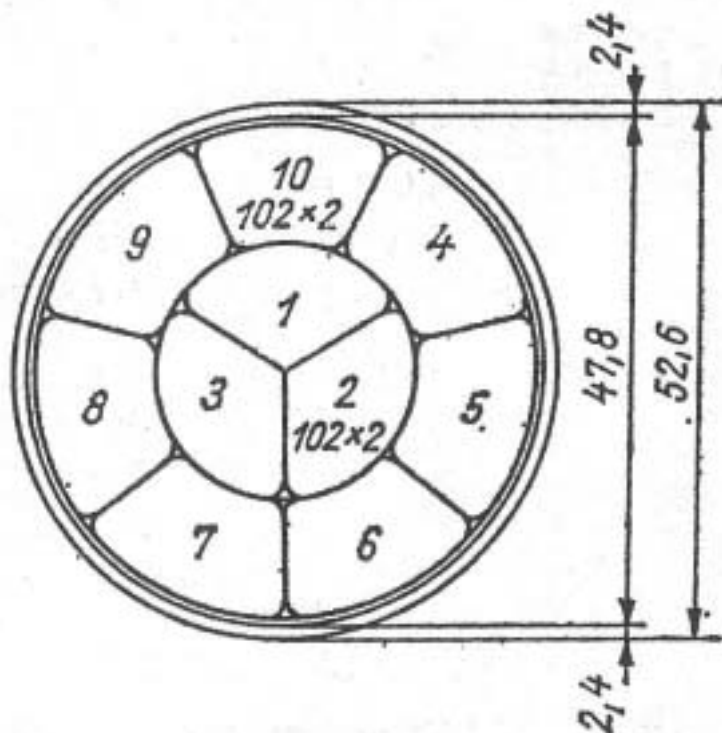
A vezető anyaga réz vagy *alumínium*. Az alumínium kedvező villamos tulajdonságai és ára ellenére csak szükségmegoldásként jött számításba. Így a továbbiakban csak rézvezetővel foglalkozunk. A vezető átmérője helyikábeleknél 0,4 ; 0,6 és 08 mm, hangfrekvenciás távkábeleknél 0,9 és 1,3 vivőfrekvenciás

távkábeleknél 1,2 és 1,3 mm. A helyi és vivőfrekvenciás távkábel céljára *csillag*, a hangfrekvenciás távkábelek céljára *DM érnégyesek* készültek (2.1.3.2 ábra).



2.1.3.2 ábra. Négyesek, a csillagnégyes, b DM-négyes keresztmetszete

A *csillagnégyesben* az erek egy képzeletbeli négyzet csúcspontján helyezkednek el és az átlósan elhelyezkedő erek tartoznak össze : képeznek áramkört. A DM érnégyesben két különböző sodrásmagassággal készült érpárt sodornak érnégyessé. Az érpárnak, mint áramkörnek jellemző tulajdonsága az *üzemi kapacitása*, amelynek névleges értéke helykábeleknél 38 nF/km, hangfrekvenciás távkábeleknél 38,5 nF/km és vivőfrekvenciás távkábeleknél 26,5 vagy 28 nF/km. A kábellel egyesítés két változata alakult ki : a *koszorús* és a *pásmás* (2.1.3.3 ábra).



2.1.3.3 ábra. Pázmás kábel.

A koszorút első lépésben egy vagy több érnégyes sodrásával alakítják ki, ez a kábel *magja*, majd erre szükség szerint egy vagy több *réteget* azaz *koszorút* visz fel szintén sodrással. A pázmás szerkezethez két ok vezet : vagy a *sodrógép* kapacitás korlátja vagy a kábel érnégyeseinek megfelelő egységekre történő felosztása vagyis a pászmák könnyebben bonthatók szét önálló leágazó kábeleké. Az így elkészült sodratra több réteg papírszalag *övszigetelés* került. Az eddig elkészült együttest *kábelléleknek* nevezzük. Erre préselték rá az *ólmköpenyt*. Ezzel létrejött a *behúzókábel*. Csúasz ólmköpenyt - ritka kivételtől eltekintve - probléma nélkül lehetett és lehet behúzókábelként alkalmazni.

Az első felhasználások a közvetlen földbe azaz *munkaárokba* történő *fektetés* lehetőségét kívánták meg, amihez mind korrózió elleni mind mechanikai védelem miatt további rétegek felvitele vált szükségessé. Ezek : többrétegű bitumenes papírszalagból *párnaréteg*, majd a *kettős acélszalag* és kátránnyal itatott jutaréteg, vagyis a *páncélzat*, és ezzel létrejött a *páncélos kábel*. Az acélszalag utóbb az erősáramú befolyás elleni védelemben is hasznosnak bizonyult.

Azonos nyomvonalon, eltérő időpontokban több kábel lefektetésének gyakorlata, majd a felhasználható járdakeresztmetszen több *közművel* való

megosztás szükségszerűsége, felvetette az igényt a tér racionálisabb felhasználására és a hatékony együttműködésre. E felismerés eredménye lett a távközlési *alépítményhálózat* létrehozása és az egyes szereplők tevékenységének koordinálása.

Az első alépítményhálózatok előregyártott több *csőnyílású egybeöntött (monolit) betonelemekből* készültek, amelyeket jelenleg *műanyagcsövekből* álló, a helyszínen összerakott kötegek helyettesítenek. A *kábelbehúzásra* és az egyes kábelszakaszok összekötésére a csőszámtól függően *szekrények* illetve *aknák* szolgálnak. Sem a beton sem a műanyagelemekből készült alépítményhálózat racionális ráfordítással *nem tehető vízzáróvá*.

Az alépítményhálózat jelentős értéket képvisel és számos helyen a kiépíthető kapacitással a több felhasználó által támasztott igények csak nehezen kielégíthetők. Vagyis a rendelkezésre álló keresztmetszettel gazdálkodni kell. A *nagyteljesítményű munkagépekkel* végzett mélyépítő munkák az alépítmények és a bennük lévő kábelek épségét veszélyeztethetik. Csak a megfelelő koordináció képes a szükséges védelmet biztosítani. A fenti sokrétű feladatot csak egy vállalat tudja hatékonyan elvégezni, tehát az üzemeltetést és a fenntartást egy vállalatra kell bízni.

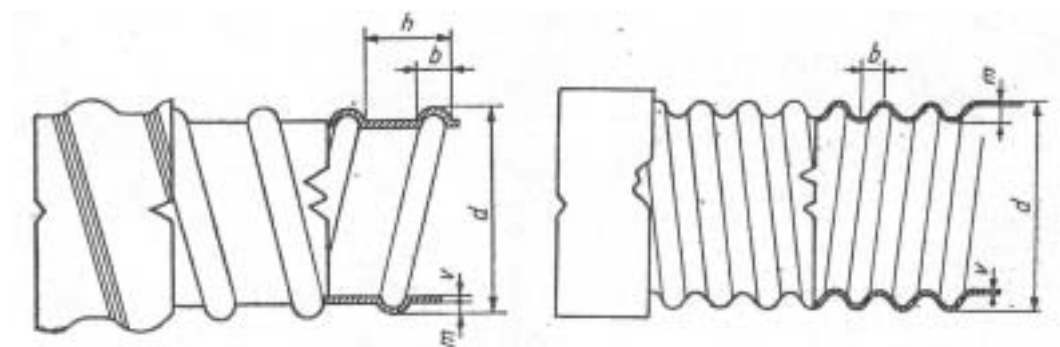
Sem a közvetlen földbe fektetés sem a behúzás nem tud minden helyzetre optimális megoldást adni. A szükség létrehozta a *légkábelt*, amely behúzókábel és acél *tartókötéll* folytonos (simított szerelés) vagy szakaszos összekötésével jött létre. E három megoldáson kívül említést érdemel még a *kábelcsatorna* és a *közműalagút*. Az előbbi egyszerre teszi lehetővé a *folytonos hozzáférést* (pl. gyár területén) és a mechanikai hatások elleni védelmet. Az utóbbi több közmű részére készül. A különleges kábelek körébe tartozik a *folypáncélos* és a *tengeralatti* kábel. A különlegesség a páncélzat tulajdonságában van. Növekvő húzó igénybevételre a páncélzat elemei növekvő mértékben feszülnek egymáshoz megakadályozva éles tárgy áthatolását is, a kábellelek megsérülését.

Új korszakot jelentett a kábelgyártásban a *műanyagok*, elsősorban a *polietilén* használata. Hosszú évek fejlesztésének eredményeképpen megjelent a *vazelintöltésű, habosított-polietilén-szigetelésű, bőrös* kábel. A *habosítás* a dielektromos állandó és ezáltal a méretek csökkentését szolgálja. A *bőrözés* (skined) a felületet simává és zárttá teszi és ezáltal a vazelinnek a habosított polietilén zárányaiba történő behatolását és a dielektromos állandó növekedését

megakadályozza. A vazelintöltés feladata a maradék tér teljes kitöltése. A kábelsodratra több réteg polietilén szalag majd alumíniumfólia árnyékolás kerül. Erre extrudálják a polietilén köpenyt. *Ezzel megvalósult egy a maga nemében tökéletes kábel.* Jelentőségét legalább két vonatkozásban kell értékelni : a) Egy esetleges köpenysérülés, amely ólomköpenyű papírszigetelésű kábelek esetében a teljes keresztmetszet *meghibásodásához (teljes beázáshoz)* vezethetett, vazelintöltésű kábelek esetén akár észrevétlen maradhat.

b) Az ólomköpenynek polietilénnel történő helyettesítésével előálló súlycsökkenés szállításnál és behúzásnál kedvező.

A légkábelek területén a *8 -as alakú önhordó légkábel* nyújt megfelelő megoldást. Némely típusában a kábellelket enyhén *hullámosítják*, vagyis hossza enyhén megnövekszik. Ezáltal a kábelköpenyt oszlopközön belül felvágva *előfizetői leágazás* készíthető. Fő alkalmazási területe falusi és kertvárosi *elosztó vagy előfizetői hálózatokban* lehet. Alkalmazása sziklás területen fényvezetős *helyközi áramkörök* létesítésére is figyelembe vehető feltéve, hogy a fényvezetők a *hajlítási igénybevételt* megfelelően tűrik (2.1.3.4 ábra).



2.1.3.4 ábra.

Hullámos alumínium és acélköpeny.

A védőréteg nélküli *alumíniumköpeny* behúzás céljára *korrozio* miatt alkalmatlan. Ehhez járulnak merevsége miatt a *hajlítási* nehézségek. E problémán a köpeny hullámosításával enyhíteni lehetett, de ehhez elfogadhatatlan méretnövekedés társult. Az alumínium köpenyű kábelekből viszont speciális feladatokra jól használható páncélos kábel készíthető. Az erősáramú befolyás elleni védelemben alkalmazzák kis *védőtényezője* azaz nagy *védőhatása* miatt.

A fémfelületek *forrasztás nélküli összesodrása* útján kapott érintés bizonytalan nagyságú és stabilitású *átmeneti ellenállást* képvisel. Ezért ez - főleg adatátvitel esetén - nem elfogadható megoldás. Új létesítmények, de főleg vazelintöltésű kábelek esetén érintés céljára *kötőhüvelyeket* vagy ezzel egyenértékű átmeneti ellenállást biztosító *kötőszablont* kell alkalmazni.

A koaxiális párok külső és belső vezetője közötti szimmetriát az egyes gyártók különbözőképpen érték el : azonos távolságokra elhelyezett *tárcsákkal*, a *bambuszra*, a *hurkára* emlékeztető formákkal és *egyes vagy kettes spirállal*. A különböző szerkezeti megoldások elektromosan egymással felcserélhetők. A koaxiális párok (össze)kötése két szemléletmód alapján történhet : a külső és a belső vezető hegesztéséhez használnak külön erre a célra készített elemeket vagy sem. Az előbbinél a belső vezetőket *hasított hüvely* segítségével, külső vezetőket erre a célra készített *két félhüvellyel* forrasztják össze. A kötés helyén a dielektrikumot pótolni kell. Az eredeti aránynak megfelelően megnő a külső vezetőhöz csatlakozó elem átmérője. Az acélszalagok folytonosságát acélhüvelypár biztosítja. A második esetben csak a hegesztéshez használt ezüstszalag tekinthető idegen anyagnak. A két belső vezető közé kell beilleszteni az ezüstszalagból egy darabot. Hegesztés után a felesleget lecsiszolják. A két csőformájú külső vezetőt előbb kiegyenesítik, majd méretrevágják úgy, hogy érintkezzenek. Az érintkező felületek fölé kb. 2 mm széles ezüstszalagot visznek fel, amelyet a végeken visszahajtanak. Elvégzik a hegesztést. A szigetelést visszahelyezik eredeti formájában. A külső vezetőt sablonnal ismét csőformájúvá alakítják. Végül visszaállítják és lekötik az acélszalagokat.

2.1.4. Fényvezetők, típusok, jellemzők

Szerző: dr. Veszely Gyula

Lektor: dr. Lajtha György

Ebben a pontban gyakran használjuk az alábbi jelöléseket:

A síkhullám vákuumbeli fázistényezője: $k_o = \omega \sqrt{\epsilon_o \mu_o} = 2\pi / \lambda$.

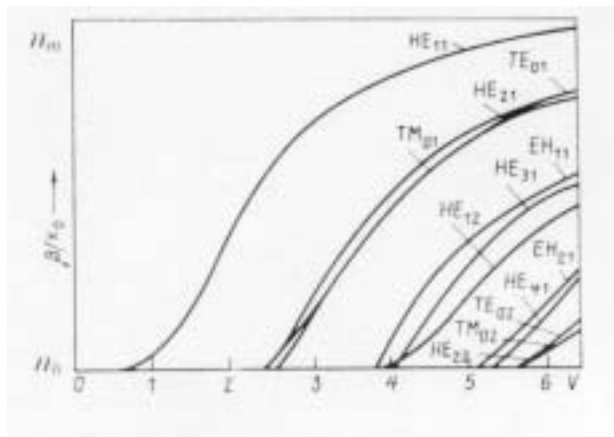
A fényvezető tengelyirányú fázistényezője: β .

A mag törésmutatója: n_m , a héj törésmutatója: n_h .

2.1.4.1. Fényvezető típusok

Az elemi fényvezető, vagy fényvezetőszál hengeres dielektrikum, amelyet egy kissé kisebb törésmutatójú hengergyűrű dielektrikum vesz körül. A belső dielektrikum a *mag*, a külső a *héj*. Ha a mag törésmutatója a sugártól független, akkor a fényvezető lépcsős törésmutatójú (SI: Step Index), ha a mag törésmutatója sugárfüggő, akkor a fényvezető folyamatosan változó törésmutatójú (GI: Graded Index).

SI szálak esetén a Maxwell egyenletek analitikusan megoldhatók. *Terjedő módusok* esetén a sugár függvényében a tér a magban oszcilláló, míg a héjban exponenciálisan csökkenő. (A tér eme héjba nyúló farokrésze miatt közeli fényvezetők között áthallás lép fel). A frekvencia csökkentésével az exponenciális függvény egyre laposabb lesz, míg egy bizonyos frekvenciánál konstanssá válik, vagyis a tér a héjban minden sugárnál ugyanakkora. Ilyenkor a kábel radiális irányban sugározni kezd. Azt a frekvenciát, ahol ez bekövetkezik az



illető módus *határfrekvenciájának* nevezzük. Nyilvánvaló, hogy a szál már a határfrekvencia közelében is alkalmatlan az energiaátvitelre, mert terének zavartalanságához végtelen nagy helyre lenne szüksége. Határfrekvencián a módus fázistényezője $\beta = k_0 n_h$, vagyis megegyezik a héj anyagában terjedő síkhullám fázistényezőjével.

2.1.4.1. ábra. SI szál diszperziós görbéi

Ha a frekvenciát növeljük, akkor az exponenciális függvény egyre meredekebb lesz, míg végtelen frekvencián a tér teljesen behúzódik a magba, a héjban zérus lesz. Ekkor a módus fázistényezője $\beta = k_o n_m$, ami érthető, hiszen a tér csak n_m törésmutatót érzékel. Az elmondottak alapján a normált diszperziós görbék a 2.1.4.1. ábrán láthatók.

Fényvezető szálak legfontosabb jellemzője a V paraméter (nevezik normalizált frekvenciának, normalizált sugárnak, módustérfogatnak is). SI szádra a V paraméter

$$V = k_o r_m \sqrt{n_m^2 - n_h^2} \quad , \quad (2.1.4.1)$$

ahol r_m a mag sugara. A 2.1.4.1. ábrából is láthatóan az egymódusú (SM: Single Mode) terjedés feltétele

$$V < 2,4 \quad (2.1.4.2)$$

Mivel az optikai fényadók hullámhossza valamint a törésmutatók egyéb szempontok miatt rögzítettek (2.1.4.2) megfelelő kis magsugár választásával teljesíthető. Az egymódusú szálak tipikus magsugara 5-8 μm .

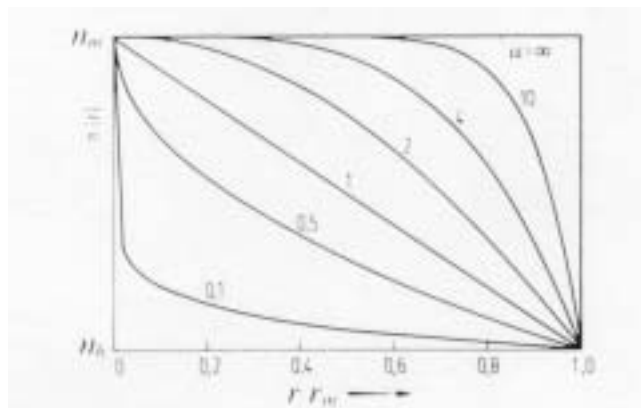
A gyártási toleranciákra kevésbé érzékeny sokmódusú (MM: Multi Mode) szálak jellegzetes magsugara 50-100 μm . MM szálakat folyamatosan változó törésmutatóval gyártanak, aminek az oka az alábbi.

Tekintsünk ω_v körfrekvenciájú fény-vivőt moduláló jelet, amelynek sávszélessége akkora, hogy a $\beta(\omega)$ diszperziós görbe ω_v környezetében egyenessel helyettesíthető. Ekkor a moduláló jel a

$$v_{cs} = \left. \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \right|_{\omega_v} \quad (2.1.4.3)$$

csoportsebességgel halad. Amint az a 2.1.4.1. ábrából látható, ez a csoportsebesség mindegyik módusra más és más. Vagyis, ha a jel szállítását sok módusra bízunk, akkor az egyes módusok által szállított jel más és más időpontban érkezik a kábel végére, a jel kiszélesedik. Ezt a jelenséget *intermodális* diszperziónak nevezzük.

Amint a 2.1.4.1. ábrából látható a magasabb módusok csoportsebessége kisebb. Ugyanakkor a magasabb módusok tere a mag széle felé koncentrálódik. A csoportsebesség csökkenését kompenzálni lehet úgy, hogy a mag törésmutatóját a mag széle felé csökkentjük. Így a tér lényeges része kisebb törésmutatót érzékel,



vagyis a csoportsebesség megnő. Ez az oka annak, hogy információ átvitelre szolgáló sokmódusú szálakat a mag közepétől kifelé monoton csökkenő törésmutatóval készítik. A 2.1.4.2. ábrán hatványfüggvény profilok láthatók.

2.1.4.2. ábra. Hatványfüggvény profilok

Ezen profilok matematikai alakja

$$n(r) = n_m \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{r_m} \right)^\alpha \right]^{1/2} \quad \text{ha } r < r_m$$

$$n(r) = n_h \quad \text{ha } r > r_m \quad (2.1.4.4)$$

ahol $\Delta = (n_m^2 - n_h^2)/(2n_m^2) \approx (n_m - n_h)/n_m$.

Igazolható, hogy az összes terjedő módusok száma

$$M = \frac{\alpha}{\alpha + 2} \frac{1}{2} k_o^2 r_m^2 (n_m^2 - n_h^2) = \frac{\alpha}{\alpha + 2} \frac{1}{2} V^2, \quad (2.1.4.5)$$

ahol a V paraméterben a korábbi konstans mag törésmutató helyett annak maximumát kell beírni.

A vizsgálatok azt mutatták, hogy $\alpha \approx 2(1 - \Delta)$ esetén extrém kis hullámvezető diszperzió érhető el.

2.1.4.2. Diszperzió

A már tárgyalt intermodális diszperziót a

$$D_{im} = \frac{\Delta\tau}{L} \quad [\text{ns/km}] \quad (2.1.4.6)$$

intermodális diszperziós együtthatóval jellemezzük, ahol $\Delta\tau$ a leglassúbb és leggyorsabb módus futási idő különbsége, L a kábel hossza. Míg SI fényvezető esetén

$$D_{im} \approx \frac{n_m}{c} \Delta, \quad (2.1.4.7)$$

(ahol $c=3 \cdot 10^8$ m/s) addig az optimális ($\alpha \approx 2$) parabolikus profilra

$$D_{im} \approx \frac{1}{2} \frac{n_m}{c} \Delta^2, \quad (2.1.4.8)$$

ami mintegy három nagyságrenddel kisebb az SI szál diszperziós együtthatójánál.

Az intermodális diszperzió szigorúan monokromatikus fényadónál is fellép. A fényadó véges spektrális szélessége (sávshélessége) miatt fellépő diszperziót *kromatikus* diszperziónak nevezzük.

Véges spektrális szélességű fényadónál úgy tekinthetjük, hogy a különböző hullámhosszúságú komponensek önállóan szállítják a moduláló jelet és pedig más és más csoportsebességgel. Ennek megfelelően a moduláló jel kiszélesedik. A maximális és minimális futási idők különbsége

$$\Delta\tau \approx \left. \frac{\partial\tau}{\partial\lambda} \right|_{\lambda_{vn}} \Delta\lambda, \quad (2.1.4.9)$$

ahol $\Delta\lambda$ a fényadó spektrális szélessége és a deriváltat a λ_{vn} névleges vivő hullámhosszon kell számítani. Az egységnyi befutott hosszra és a jelforrás egységnyi spektrális szélességére vonatkoztatott futási időkülönbséget *kromatikus* diszperziós együtthatónak nevezzük.

$$D_{kr} = \frac{\Delta\tau}{L\Delta\lambda} = \frac{1}{L} \left. \frac{\partial\tau}{\partial\lambda} \right|_{\lambda_{vn}} = \left(\frac{\partial}{\partial\lambda} \frac{\partial\beta}{\partial\omega} \right)_{\lambda_{vn}} \quad \frac{\text{ps}}{\text{km.nm}} \text{ vagy } \frac{\text{ns}}{\text{km.nm}} \quad (2.1.4.9)$$

A kromatikus diszperzióknak két fajtája van az *anyagi* diszperzió és a *hullámvezető* diszperzió.

A törésmutató hullámhossz függése miatt a futási idő még végtelen kiterjedésű homogén közegben terjedő síkhullám esetén is hullámhossz függő. (2.1.4.10)-be helyettesítve a síkhullám $\beta = k_0 n$ diszperziós összefüggését és áttérve a hullámhossz szerinti deriválásra az anyagi diszperziós együttható

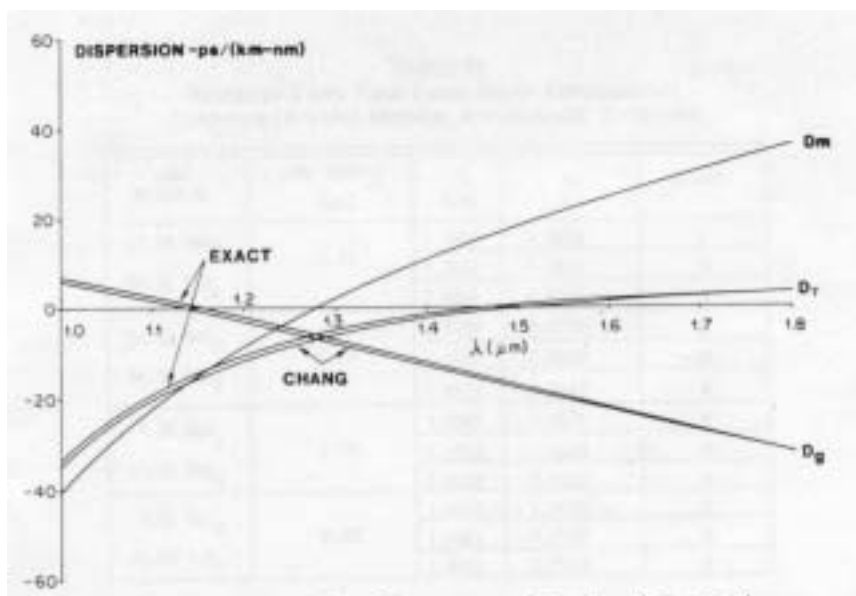
$$D_m = \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial \lambda} \left[n - \lambda \frac{\partial n}{\partial \lambda} \right] \quad (2.1.4.11)$$

A hullám vezetettsége miatt a fázistényező még hullámhosszfüggetlen törésmutató esetén is nemlineáris függvénye a frekvenciának. A D_g hullámvezető diszperziós együttható számítása a (2.1.4.9) formula alapján csak numerikusan végezhető, mert az alapl módus $\beta(\omega)$ diszperziós összefüggése nem adható meg analitikus alakban.

A hullámhosszfüggő törésmutatót tartalmazó diszperziós összefüggésben a törésmutató és a vezetettségből származó $\beta(\omega)$ kapcsolat alapvető összefonódottságban jelenik meg. Elvileg tehát semmi nem indokolja, mégis a gyakorlatban jól használható a teljes D_T diszperzióra a

$$D_T \approx D_m + D_g \quad (2.1.4.12)$$

összefüggés (2.1.4.3. ábra). Mivel D_m a hullámhossz monoton növekvő, míg D_g monoton csökkenő függvénye, megfelelő geometriával beállítható (diszperziószabászat), hogy az eredő diszperziós együttható valamelyik átviteli ablakban legyen zérus.

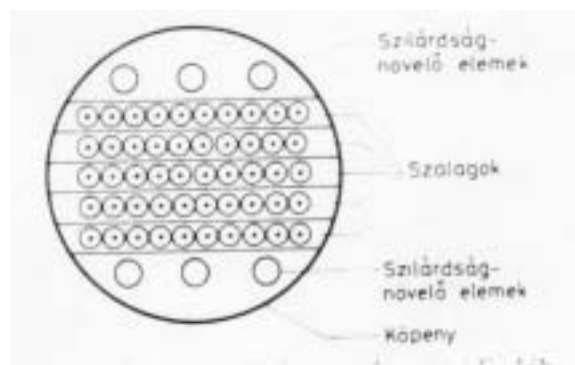


2.1.4.3. ábra. Az anyagi diszperziós együttható, a hullámvezető diszperziós együttható és a teljes diszperziós együttható szilikátüvegre. A CHANG jelű görbék köze-lítő számítás eredményei

Kimutatható, hogy a hullámvezető diszperziós együttható ugyanúgy tartalmaz egy Δ szorzótényezőt, mint az intermodális diszperziós együttható (l. (2.1.4.7-8)). A kis diszperzió elérése céljából kis indexdifferenciát választanak, ekkor viszont adott hullámhossznál és magsugárnál (2.1.4.1) szerint kis V értéket kapunk, így a tér kevésbé koncentrálódik a magba. Ezért az ilyen szálakat *gyengén vezető* szálaknak nevezzük.

2.1.4.3. Kábeltípusok.

A fényvezető szálakat mechanikai védelmük érdekében műanyag bevonattal látják el. Az *elsődleges védőréteg* a szálát folyamatosan körülveszi, felvitele a szál gyártási folyamatának része. A *másodlagos védőréteg* biztosítja a szál rugalmas elhelyezkedését a kábelben. Az elsődleges és másodlagos védőréteg között sok esetben *párnázat* helyezkedik el.



A 2.1.4.4. ábra szalagos elrendezése jobb helykihasználást eredményez.

2.1.4.4. ábra. Szalagokból felépített nagy kapacitású fénykábel

2.1.4.4. Fényvezető kötések.

A fényvezetők kötéstechnikáinak alapvető célja a beiktatási csillapítás minimalizálása. A fényvezetők kötése során az alábbi műveleteket kell elvégezni:

a.) a fényvezetők megtisztítása a védőrétegektől,

- b.) a fényvezetők vágása,
- c.) a fényvezetők pontos geometriai illesztése,
- d.) a fényvezetők egymáshoz viszonyított rögzítése,
- e.) a kötési pont mechanikai védelmének helyreállítása.

A *hegesztés*es kötések a fényvezetők megolvasztását és előtolás közbeni összeolvasztását jelentik. A megolvasztás leggyakrabban elektromos ívvel, mikrolánggal vagy lézersugárral megy végbe. A csöves kötések esetén a félvezetők pozicionálása kapillárisokkal történik. A szálakat bevezetjük a kapilláris két végén. A rögzítést vagy a kapilláris oldalán levő lyukon bevezetett ragasztó és egyben immerziós anyag segítségével vagy a kapilláris felmelegítésével és a szálakra zsugorításával végezzük. A *hornyos* kötések esetében a szálak pozicionálása plexiüvegbe vagy fémbe mart V alakú horonnyal történik. A hornyos kötések előnye a hegesztéses és csöves kötési módszerekkel szemben, hogy csoportos kötési módszerként is felhasználhatók.

2.1.4.5. Fektetés, szerelés

Kábelbehúzás szempontjából a fényvezető kábel legfontosabb adatai a tömege, a megengedhető legnagyobb tengelyirányú húzóerő, a legkisebb hajlítási sugár, valamint a húzóerő és a hajlítási sugár hányadosa. A *kézi erővel történő kábelbehúzás* hátrányai, hogy a kábelt nagy mechanikai igénybevételnek teszi ki, a húzóerők nem mérhetők és a kétféle surlódási együttható miatt nagy az indító húzóerő. Ilyen módszerre csak kézi behúzásra kialakított kábel alkalmas. A *gépi csörlős kábelbehúzás* olyan csörlővel végezhető, amely fel van szerelve húzóerő mérő műszerrel, húzóerőhatárolóval és húzási sebesség határolóval. A kábel rugalmassága miatt fellépő rángás elkerülésére a kábeldobot fékezni kell. Nagy átmérőjű behúzócsövekbe több fényvezetőkábel közvetlen behúzása nem ajánlott a kábelek károsodása miatt. Helyesebb előzetesen 3-4 kisátmérőjű béléscső elhelyezése.

Közvetlenül a talajba fektetett kábel esetén a fémmentes kábel utólagos felkutatása szinte lehetetlen, ezért szokás a kábel fölé egy fémvezetőt is lefektetni.

Irodalom

2.1.4.1. Lajtha Gy., Szép I.: Fénytávközlő rendszerek és elemeik. Akadémiai Kiadó, Budapest, 1987.

2.1.4.2. D. Marcuse: Light Transmission Optics. Van Nostrand, New York, 1972.

2.1.4.3. S. Ungar: Fibre Optics. John Wiley, Chichester, 1990.

2.1.5. Vonali rendszerek

Szerző: Paksy Géza

Lektor: Frigyes István

A távközlési hálózatok csomópontjait vezetékes, vagy vezeték nélküli átviteli rendszerek kötik össze. A hálózati alkalmazástól függően ezek a rendszerek néhány kilométertől több ezer kilométer távolságot hidalhatnak át. Feladatuk, hogy a különféle szolgáltatásokat hordozó elektromos, vagy fényjeleket torzítás és bithibamentesen juttassák el a rendeltetési helyükre.

A műszaki fejlődés az első egy-csatornás fizikai összeköttetésektől a maximum néhány ezer csatornás koaxiális kábeles frekvenciaosztásos (FDM) analóg rendszereken át, a jelenleg általánosan alkalmazott több tízezer távbeszélő csatorna ekvivalens kapacitású fényvezetős digitális rendszerekig tart, sőt a fotonika jelenlegi kutatási eredményei még ennél is több nagyságrenddel nagyobb átviteli kapacitások felé mutatnak.

A vonali rendszerek legfontosabb szerepe a szolgáltatástól független transzport szolgáltatás a felettes rétegek számára. Ez azt jelenti, hogy a vonali rendszerek a távközlési hálózatok fizikai rétegét kezelik, és nem foglalkoznak a szolgáltatást hordozó jel keretszervezésével vagy csomagstruktúrájával, ezen belül a belső tartalmával, jelzésekkel, vagy címezésekkel, és nem vizsgálják a szolgáltatást megvalósító áramkörök, csomagok integritását és minőségét sem.

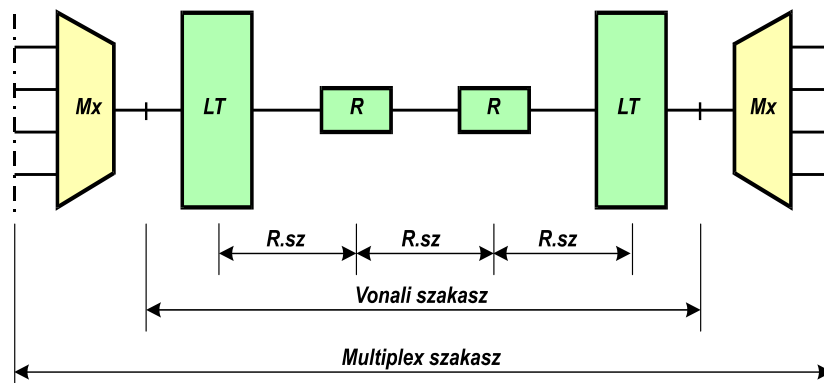
A vonali rendszerek alkalmazási helyüktől függően eltérő kiképzésűek és illesztve vannak az átvivő közeg tulajdonságaihoz, és az alkalmazás körülményeihez. Legfontosabb jellemzőjük az átviteli kapacitás és az áthidalható maximális távolság. Ezeknek függvényében az alábbi alkalmazások a legfontosabbak:

- igen nagy távolságú, több ezer km-es, elsősorban tengeralatti kábeles és műholdas átviteli rendszerek,
- nemzeti és nemzetközi gerinchálózati nagy távolságú rendszerek,
- települések közötti körzethálózati rendszerek,
- nagyvárosi hálózatok rendszerei.

A következőkben csak a vezetékes (kábeles) vonali rendszerek legfontosabb jellemzőivel foglalkozunk, a vezeték nélküli rendszerek leírása 2.2 pontban található.

A vonali rendszerek általános felépítése:

Egy pont-pont közötti összeköttetést megvalósító rendszer általános felépítése az 2.1.5.1 ábrán látható:



2.1.5.1 ábra A vonali rendszerek általános felépítése

A vonali rendszerek végződését ellátó *LT* funkcionális blokkok fizikailag részét képezhetik a multiplex berendezésnek, de különösen régebbi technológiájú berendezéseknél önálló egységet képeztek, és szabványos interfészekkel csatlakoztak a multiplex berendezéshez. Az SDH rendszereknél ez a szétválasztás már megszűnt, a vonalvégződő funkció az interfész portokban található.[1]

A vonali rendszerek funkcionális felépítése:

- Multiplex szakasz: nyálábolási funkciót ellátó berendezéseket magába foglaló szakasz.
- Vonali szakasz: A vonali jelek végződető *LT* berendezések és az átvivő utat (vonalat) tartalmazó szakasz, mely a vonali védelmi mechanizmusok működtetését is tartalmazza.
- Regenerátor szakasz (az ábrán: R.sz): két ismétlő állomás közötti szakasz.
- Kiegészítő funkciók, berendezések: hálózat menedzselésére és az üzemeltetési információk átvitelére szolgáló adatátviteli csatornák. Az üzemvitelhez szükséges feladatok (távtáplálás, hibabehatárolás, átviteli minőség figyelése, esetleg a bithibák javítása) ellátása.

A transzport funkciók megvalósításának legfontosabb műveletei:

- Multiplexálás

Az információt hordozó jelek nyálábolhatók az idő, a frekvencia, vagy más fizikai jellemző megosztásával. Ezeket a multiplexálási módszereket a 2.1.6 pontban részletesen tárgyaljuk.

- Impulzus-regenerálás

Az impulzus-regenerálás, vagy más kifejezéssel a regeneratív ismétlés a digitális átviteltechnika olyan alapszáere, ami lehetővé teszi, hogy digitális információkat vezetékess rendszereken nagytávolságra, közel bithibamentesen lehessen el juttatni.

A regeneratív ismétlés elve

A regeneratív ismétlés módszerének alkalmazásával lehetőség van digitális jelsorozatok elvileg tetszőleges távolságra való eljuttatására. A módszert a legelső PCM rendszerekhez, szimmetrikus réz erű kábelekre dolgozták ki, de az elvet közegtől és sebességtől függetlenül a más átviteli rendszerekben jelenleg is általánosan alkalmazzák.[2]

A következőkben részletesen ismertetjük a regeneratív ismétlés elvét.

Az adójel kialakítása

Az átvinni kívánt $\{b_i\}$, $-\infty < i < \infty$ bináris információ elektromos vagy optikai reprezentációját az alábbi alakban írhatjuk le:

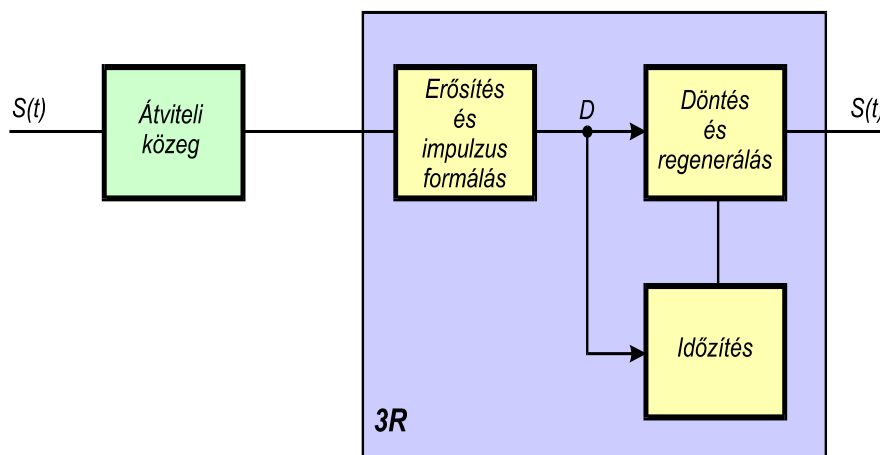
$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i s(t-iT),$$

ahol T az impulzusismétlődési idő.

Az $s(t)$ adójel rendszerint NRZ (non-return-to-zero) vagy RZ (return-to-zero) négyszög impulzus

A $S(t)$ véletlen változó adójelsorozat teljesítménysűrűség spektrumát az $\{b_i\}$ bináris információ további $\{b_i\} \rightarrow \{a_i\}$ kódolásával úgy szokás kialakítani, hogy az $S(t)$ jel spektrumának egyenáramú komponense zérus legyen. Ezt az egyenárammentes vonali kódok valamely osztályához tartozó kódolással lehet elérni. Az a_i értéke kétszintű esetben 0, 1 vagy +1, -1 értéket, többszintű kódolás esetén N egyenlő távolságban lévő diszkrét értéket vehet fel (pl. +1, 0, -1). Ilyen kódok például a HDB-3, a 4B3T, a 8B10B, a 2B1Q kódok.

A regeneratív ismétlés elvét az 2.1.5.2 ábra alapján követjük végig.



2.1.5.2 ábra A regeneratív ismétlő elvi felépítése

1. Jelformálás: Reshaping

Az $S(t)$ impulzussorozat diszperzív és zajos átviteli közegen (réz-, vagy fénykábel) halad át, a jel torzul és a közegre jellemző zaj adódik hozzá. A regenerátor bemenetén elhelyezkedő a vevőszűrő és erősítő a torzított jelet a döntéshez optimális alakra hozza (lásd: Nyquist feltételek) és erősíti. Az

optimális jelalak esetén a jelközi átlapolódás értéke és a zaj minimális. A formált jel minőségéről a „szemábra” ad információt.

2. Újraidőzítés: Retiming

A vett jelsorozatból, rendszerint nemlineáris jelkezeléssel az eredeti T impulzusismétlődési idő órajelet elő kell állítani. Az előállított órajele szerepe kettős, egyrészt meghatározza a pontos döntési időpillanatokot, másrészt pontosan helyreállítja a regenerált $s(t)$ adóimpulzus szélességét is. A gyakorlatban LC vagy SAW szűrőket, vagy PLL áramköröket alkalmaznak órajele előállításra. Az órajele előállítás tökéletlenségéből ered az előállított órajele járulékos, zajszerű fázismodulációja, amit dzitter-nek nevezünk. Ennek hatása a döntési időpillanatok eltolódásában, esetleg téves döntésben jelentkezik. Hosszú regenerátorláncban ezek az időzítési hibák felhalmozódhatnak és ez a vételi oldalon az átvitt információ minőségromlásához is vezethet, pl. képjelátvitel esetén.

3. Döntés és impulzusalak visszaállítás: Regeneration.

A 2.1.5.2 ábra D döntési pontjában $\{a_i\}$ értékeit meg kell határozni, majd hozzá kell rendelni az eredeti $s(t)$ adó jelalakot, azaz eredeti formájába vissza kell állítani, regenerálni kell az $S(t)$ adó jelsorozatot. az időzítőjel által meghatározott T időpillanatonként. A döntést az órajele vezérli, és az átviteli szintek számától függő döntési szinthez kell hasonlítani a vett jel pillanatnyi értékét. A döntés lehet helyes vagy helytelen. A regenerálás minőségi mutatója a bit-, helyesebben a vonali $\{a_i\}$ szimbólumok tévesztési aránya. Helyesen működő fémkábeles regenerátorok kisebb, mint 10^{-6} hibaarányal működnek. Optikai rendszereknél ez a hibaarány kisebb, mint 10^{-12} . Hosszú vonalszakaszoknál fenntartási, hibabehatárolási célokból szükséges a hibaarány üzemközbeni, folytonos figyelése a lánc mentén. Ez megoldható vagy a vonali kódolás belső szabályosságainak ellenőrzésével, vagy a jelsorozatba folyamatos paritásellenőrzésével. Nagykapacitású, nagytávolságú rendszerekben gyakran hibajavító (FEC) kódolást is alkalmaznak. Az STM-64 és STM-256 szintű rendszerekben az ITU G.709 ajánlása hibajavítás céljára a BCH kódok egy típusát javasolja alkalmazni.

Az angol kifejezések alapján a fentebb ismertetett jelkezelési módszert 3R regenerálásnak (Reshaping, Retiming, Regeneration) szokás nevezni. 3R regenerálást alkalmaznak a különféle fémes és fényvezetős rendszerekben. Nagytávolságú átvitelnél több közbülső regenerálási pontokra is szükség lehet. A rézvezetős szimmetrikus és koaxiális kábeles rendszerekben a nagy csillapítás miatt 2-4 kilométerenként szükséges regenerálás, ezért ezeket az ismétlő berendezéseket felügyeletlen, távtáplált állomásokon, földalatti tartályokban helyezik el. Egyhullámhosszas fényvezetős PDH vagy SDH rendszerekben 40-80 kilométerenként szükséges a regenerálás.

A Gbit/s-sebességű rendszerekben a 3R regenerálás igen költséges, ezért gyakran az újraidőztési (retiming) művelet elhagyásával csak részleges regenerálást hajtanak végre. Ezt a fenti definíciók alapján 2R regenerálásnak szokás nevezni.

A mai (2001.) technológiákkal a 3R és 2R regenerálás csak elektronikus úton lehetséges, az optikai 3R regenerátorok megvalósítása még kutatási fázisban van.

Optikai erősítők

A fényvezető szálak csillapítása következtében a jelenleg általános 2.5 Gbit/s-os átvitel esetén egy optikai adó és vevő közötti távolság nem lehet nagyobb 100-150 km-nél. A hagyományos, egy hullámhosszat alkalmazó rendszerekben 3R regenerációt hajtanak végre, azaz vonali ismételőket alkalmaznak.

A WDM rendszerekben, ahol 40-80 hullámhossz is üzemel párhuzamosan, rendkívül költséges lenne hullámhosszanként egy-egy 3R regenerátort elhelyezni minden ismétlési pontban. Az optikai erősítők az optikai tartományban az összes hullámhosszat egyszerre erősítik, így egyetlen berendezéssel lehet a fényvezető szál csillapításának hatását erősítő szakaszonként kompenzálni. Az optikai erősítés gondolata a fénytávközlési korai szakaszában megfogalmazódott, de konkrét alkalmazásra először a tengeralatti rendszerekben a kilencvenes évek közepén került. [3]

Az optikai erősítés megvalósításának több lehetősége is van, mint pl.

- Ritka földfémekkel adalékot fényvezető szálak erősítők, pl. EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier)
- Félvezetős optikai erősítők
- Lézer-erősítők
- Gerjesztett Raman szórás alapján működő erősítők
- Gerjesztett Brillouin szórás alapján működő erősítők

Jelenleg a távközlési rendszerekben csak az 1520-1560 nm-es tartományban működő az EDFA erősítőket alkalmazzák, ezért a következőkben csak azt ismertetjük.

Erbiummal adalékolt fényvezető szálak erősítők (EDFA)

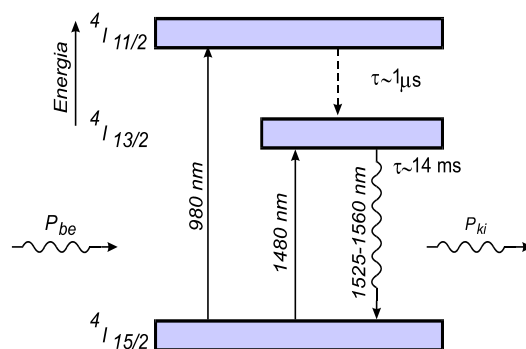
Fizikai alapok

Ha egy optikai szál magjába ritka földfémeket adalékolnak szennyezőanyagként, akkor egy megfelelő λ_p hullámhosszú gerjesztő fény hatására a földfém atomok ionizálódnak és szabad elektronjaik magasabb energia állapotba kerülnek. Ha ezek az elektronok visszatérnek alapállapotba, akkor λ_s hullámhosszú fényt sugároznak ki. Az energiaszintek és a hozzá tartozó hullámhosszak közötti kapcsolatot a jólismert

$$\lambda = hc/\Delta E$$

összefüggés adja, ahol λ kisugárzott fény hullámhossza, h a Planck állandó, és ΔE az energiaszintek távolsága.

A fenti összefüggés miatt az 1520-1550 nm hullámhossz tartományban az Erbium ritkaföldfém szennyezést kell alkalmazni és a gerjesztő fény hullámhosszának 980 vagy 1480 nm-nek kell lennie.



2.1.5.3. ábra

Ezt részletesebben mutatja a 2.1.5.3. ábra, ahol az Er atomok nyugalmi és gerjesztett elektron energia szintjeit ábrázoltuk. 1480 nm hullámhosszú fény hatására az elektronok a $4I_{13/2}$ energiaszintre kerülnek majd kb. 14 ms időállandóval visszatérnek az eredeti energia szintjükre, miközben 1550 nm-es fényt bocsátanak ki. A szál bemenetére érkező P_{be} teljesítményű fény fotonjai a gerjesztett energia szinteken lévő elektronokkal kölcsönhatásba lépnek, és a 1550 nm hullámhosszú beeső fény teljesítménye P_{ki} teljesítményre növekszik, azaz $G = P_{ki}/P_{be}$ erősítés jött létre. A 980 nm-es gerjesztés esetén kétlépcsős energiaszint változás jön létre, de a folyamat eredménye teljesen azonos az előbbieken leírtakkal. A gerjesztett állapotú elektronok spontán is visszatérnek az alapállapotba, és közben fényt bocsátanak ki, ez a spontán emisszió zajként jelenik meg az erősítő kimenetén. A spontán emisszió határa megjelenő fotonokat az EDFA tovább erősítheti gerjesztett emissziós úton, ez a jelenség az erősített spontán emisszió, aminek angol rövidítése: ASE (Amplified Spontaneous Emission)

Egy G erősítésű erősítő kimenetén az ASE zaj értéke:

$$S_{sp} = n_{sp} (G-1) h\nu$$

ahol n_{sp} a spontán emissziós tényező, minimális értéke 1, ν pedig a fény frekvenciája.

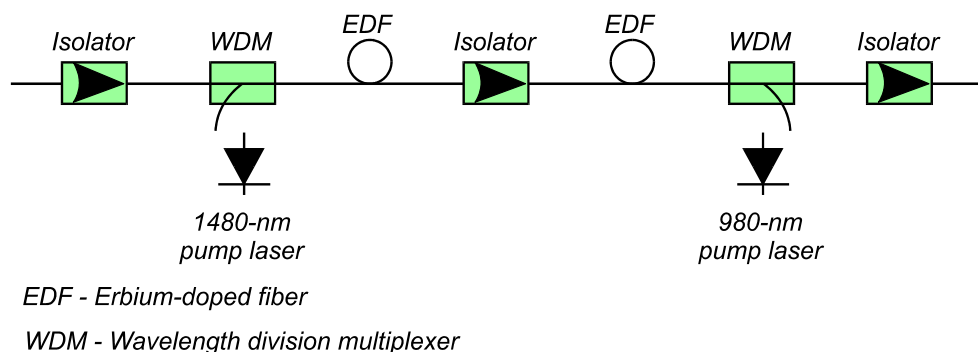
Az erősítő zajtényezőjét az $F = (j_{el}/z_{aj})_{be} / (j_{el}/z_{aj})_{ki}$ definíció alapján az

$$F = 2 n_{sp} (G-1) / G$$

összefüggésből számolhatjuk.

Gyakorlati megvalósítás

Az optikai erősítő gyakorlati megvalósítása a 2.1.5.4 ábrán látható. Az ábra egy kétfokozatú optikai erősítő bloksémáját mutatja be, ahol *EDF* az erbiummal adalékolt szál, az izolátorok a jelek egyirányú terjedését biztosítják. A WDM jelű passzív optikai becsatolókon keresztül kerül a gerjesztő fénytelijsítmény az erbiumos szálra. Az erősítést létrehozó néhányszor tíz méter hosszú optikai szál feltekercselve van elhelyezve a berendezésbe.



2.1.5.4 ábra Az EDFA típusú optikai erősítők gyakorlati megvalósítása

Az EDFA erősítők jellemzői:

Kimenő teljesítmény: max. 15 –23 dBm.

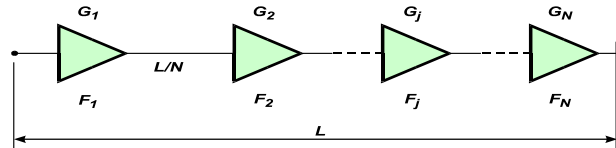
Kisjelű erősítés: 20-30 dB, +20...+30dBm gerjesztő teljesítmény esetén.

Sávszélesség: kb. 20-30 nm a 3 dB-s pontok között az 1525-1560 nm-es hullámsávban. Az erősítés egyenletessége a jelterjedés útjába beiktatott külső optikai szűrő-korrektorkal javítható.

Zaj: Fő forrása az ASE zaj, tipikus zajtényező $F=4-5$ dB.

Optikai erősítők láncba kapcsolása

Hosszú fényvezető összeköttetésekben a fényvezető szálak csillapításának kompenzálására szakaszonként optikai erősítőket kell elhelyezni. Az optikai erősítők megfelelő láncba kapcsolásához figyelembe kell venni az optikai erősítők által keltett zajok felhalmozódását és a különféle diszperziós torzítások korlátozó hatásait.



2.1.5.5 ábra Optikai erősítők láncba kapcsolása

Az láncba kapcsolt optikai erősítőkben keletkező spontán emissziós zajok (ASE) végig haladnak a láncon, és a zajforrást követő erősítők erősítik azt. A felhalmozódott erősített spontán emissziós zaj hatása kettős. Egyrészt csökkenti a jel/zaj viszonyt a vételi erősítő bemenetén, másrészt telítésbe viheti a lánc végén lévő erősítőket, és ezzel csökkenti azok kiszelű erősítését.

Egy L km hosszúságú N erősítőből álló erősítő láncban erősítőtávolság $s=L/N$ km, feltételezzük, hogy minden erősítő erősítése G és ez kompenzálja az előző szakasz csillapítását, azaz $G = e^{\alpha s}$, és az optikai szál csillapítása α dB/km:

Az eredő zaj a lánc végén

$$S_N = 2NS_{SP} = 2n_{sp}(G-1)N = 2n_{sp}(e^{\alpha s}-1)N$$

A fenti összefüggés azt mutatja, hogy a zaj a sorba kapcsolt erősítők számával lineárisan növekszik, és csökken, ha szakaszok távolsága csökken. Így egy lehetséges stratégia lenne az, hogy nagyszámú erősítőt alkalmaznánk, kis szakaszcsillapításokkal. A költség oldalról viszont az erősítő száma növeli a költségeket.

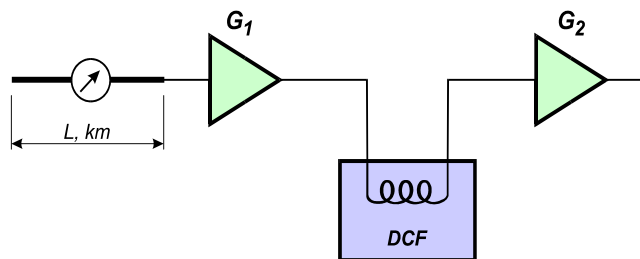
A gyakorlatban kompromisszumként 50-100 km-es erősítő távolságokat alkalmaznak.

Az optikai erősítőket nemcsak közbülső (in-line) erősítőként lehet elhelyezni, hanem adóoldalon az adó lézer fényteljesítmények emelésére (booster) és a vételi szintemelésére az előerősítőként (pre-amplifier) is.

Diszperzió kompenzálás

A kromatikus diszperzió arányos a fényvezető szál hosszával, és az optikai adójel spektrális szélességével.

A jelenleg alkalmazott, az ITU G.652 ajánlásnak megfelelő- monomódusú fényvezető szál kromatikus diszperziója az 1520-1600 nm-es tartományban pozitív értéket vesz fel. Ezt kompenzálhatjuk egy ellentétes diszperziójú optikai szál szakaszonkénti közbeiktatásával. A 2.5.1.4 ábrának megfelelően a gyakorlatban ezeket a kompenzáló szálakat egy kétfokozatú optikai erősítő közepébe iktatják be. Olyan speciális szálakat alkalmaznak, amelyeknek fajlagos diszperziója lényegesen nagyobb, mint a kompenzálendő szálé, ezért kb. 1 km feltekercselt kompenzáló szállal egy teljes átviteli szakasz diszperziója korrigálható.



2.1.5.6 ábra Diszperzió kompenzálás optikai erősítőkben

Ezzel a módszerrel a max. 10 Gbit/s sebességű rendszerekben lehet eredményt elérni. Magasabb sebességű rendszerekben a kromatikus diszperzióon kívül a polarizációs módusú diszperziót (PMD) is kompenzálni kell. Ez nem más mint a fényvezető szálon terjedő fényhullámok módusai közötti időeltérés. Akkor válik kritikussá a PMD, ha az fényvezető szálon terjedő két módus közötti időeltérés, ΔT_{PMD} , nagyobb, mint az átvitt jel bitidejének egytizede. Egy L hosszúságú, D_{PMD} fajlagos diszperziójú optikai szakaszon a PMD

$$\Delta T_{PMD} = D_{PMD} \sqrt{L}$$

időértékkel tolja el egymáshoz képest a terjedési módusokat.

A standard optikai szálaknál $D_{PMD} = 0,4 \text{ ps}/\sqrt{L} \text{ km}$ az átlagos érték. 10 Gbit/s sebességű átvitel esetén, a bitidő egy tizede 10 ps, ebből a fenti megkötés alkalmazásával a maximálisan áthidalható távolságra 625 km adódik. A példában

szereplő optikai szál esetén, 40 Gbit/s sebességnél azonban már csak $625/16 = 39$ km ez a távolság, ezért ekkor már a PMD kompenzálására van szükség.

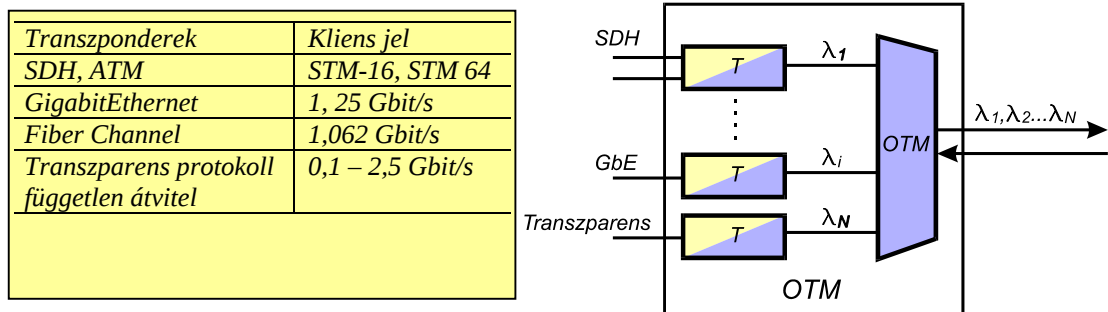
WDM berendezések alaptípusai és jellemzői

A WDM rendszerek első generációja csupán nagytávolságú pont-pont összeköttetések (pl. tengeralatti, transzkontinentális kapcsolatok) megvalósítására volt alkalmas.

A WDM rendszerek újabb generációi azonban már – mintegy az SDH hálózatok funkcióinak leutánzásával - képesekké váltak komplex hálózatok megvalósítására. Ehhez az optikai tartományban kellett megvalósítani azokat a funkciókat, amiket eddig az SDH digitális nyálábokon hajtottak végre. Ennek az elvnek megfelelően az alábbi optikai berendezéstípusokat valósítottak meg [4]:

Optikai végződő multiplexer (OTM)

Az OTM alkalmas N számú független, digitális jelsorozat fogadására, átvitelére N számú független hullámhosszon.



2.1.5.7 ábra Optikai végződő multiplexer (OTM) funkcionális sémája

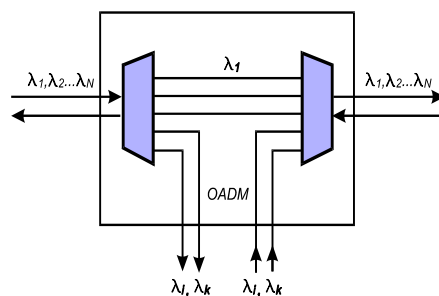
Az OTM protokoll-specifikus transzpondereken keresztül kapcsolódik a kliens rétegekhez. Szokásos kliens jelek a táblázat szerinti. Protokoll-független átvitel esetén a hibaarány monitorozása nem lehetséges.

Optikai add-drop multiplexerek (OADM)

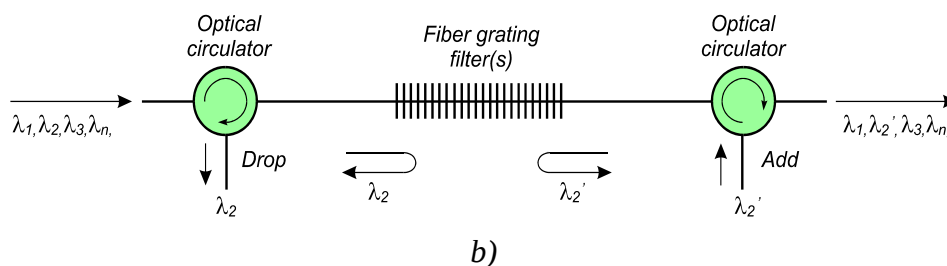
Az OADM alkalmas N hullámhosszból $n \leq N$ hullámhosszat leágasztatni, és annak helyére beiktatni, a maradék $(N-n)$ hullámhosszat pedig változatlanul átvinni. A műveleteket az optikai tartományban hajtják végre, ezért az OADM transzparens az

OTM leírásában felsorolt kliens jelekre. Az OADM funkcionális felépítését és fizikai megvalósítását a 2.1.5.8 ábra mutatja:

A 2.1.5.9 ábrán az OADM gyakorlati megvalósítását mutatjuk be. A Bragg rács-szűrő egy hullámhosszat (a példában λ_2 -t) nem enged át, az reflektálódik, és a cirkulátoron keresztül kicsatolódik. Az összes többi hullámhossz kis csillapítással áthalad a szűrőn.



2.1.5.8 ábra Optikai add-drop multiplexer (OADM) funkcionális_sémája



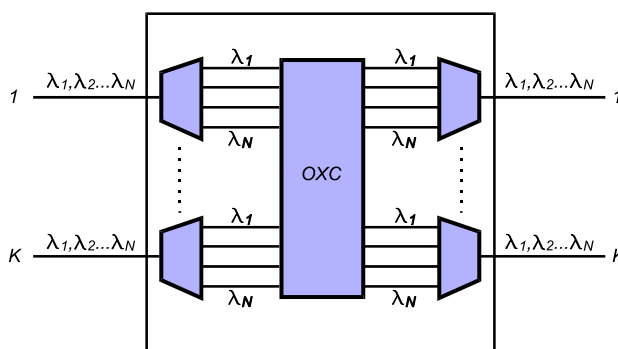
2.1.5.8 ábra Optikai add-drop multiplexer (OADM) gyakorlati megvalósítása

Ugyanennek a hullámhossznak kihasználása a becsatolt csatornával és beillesztése a továbbhaladó optikai jeléhez a második, jobboldali cirkulátoron keresztül lehetséges. Több hullámhossz kicsatolása esetén több szűrőt kell sorba kapcsolni. Ezek eredő beiktatási csillapítása már igen nagy lehet, ezért optikai erősítőre is szükség. Előnye az egyszerű felépítés, hátrány viszont a merevsége, a kicsatolt hullámhossz fixen beépítendő a berendezésbe. A jövőben várhatóan megjelennek a teljes hullámhosszra dinamikusan konfigurálható OADM berendezés típusok is.

Az OADM-ek kulcsszerepet játszanak a WDM öngyógyító gyűrűk kialakításában.

Optikai cross-connect (OXC)

Az OXC vezérelt optikai rendező alkalmas arra, hogy a K számú optikai szálon átvitt egyenként N hullámhosszú fénynyalábot átrendezze a K optikai szál bármelyikébe.



2.1.5.9 ábra Optikai cross-connect (OXC) funkcionális séma

Az OXC elvileg képes lehet arra, hogy egy tetszőleges k_j -edik szál λ_n hullámhosszát a k_j -edik szál λ_m hullámhosszává alakítsa, azaz $\lambda_n \rightarrow \lambda_m$ hullámhossz konverziót hajtson végre. Ez a konverzió a jelenlegi technológiai szinten még csak O/E átalakítás után az elektromos tartományban hajtható végre, ezért az OXC-k jelenleg nem transzparenssek az optikai jelekre.

A hálózati analízisek azt mutatják, hogy még nagy hálózatokban is csak korlátozott számú csomópontban, korlátozott számú hullámhossz konverzióra van szükség. Különböző hullámhossz allokációs algoritmusok léteznek arra, hogy az

útvonalak hossza minimális legyen, miközben limitált a hullámhossz konverziók helye és száma is.

Az optikailag átlátszó (transzparens) OXC berendezések gyártása 2001-ben még nem teljesen megoldott. Problémát jelent optikai csatornák kapcsolása. Jelenleg az optikai mikro-elektromechanikus eszközök (MEMS: Micro electromechanical Systems) alkalmazása látszik az egyik legbiztatóbb kísérletnek. [5]

Irodalomjegyzék

[2.1.5.1] ITU-T Rec.G.901. General Consideration on Digital Sections and Digital Line Systems

[2.1.5.2] Paksy Géza: Digitális jelek átvitele In: Lajkó-Lajtha főszerk. PCM a távközlésben, Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1978

[2.1.5.3] Stern-Bala: Multiwavelength Optical Networks. Addison-Wesley, 2000.

[2.1.5.4] Arató Dávid-Horváth A. Róbert-Paksy Géza: WDM optikai hálózatok. PKI közlemények Vol.44. pp.73-111. Távközlési Kiadó 2000.

[2.1.5.5] Neukermans-Ramaswami: MEMS Technology for Optical Networking Applications, IEEE Communications Magazine, January 2001. Pp. 62-69.

2.1.6. A rádiócsatorna jellemzői

Szerző: Frigyes István

Lektor: Pap László

2.1.6.1. Bevezetés

Az elektromágneses hullámok terjedési tulajdonságaival, azok fizikai alapjaival az 1.6 szakaszban megismerkedtünk. E szakaszban a hullámterjedési jelenségeknek azokkal a hatásaival ismerkedünk meg, amelyek befolyásolják az átvitt jelek minőségét. Elsősorban a *mikrohullámú frekvenciasávval*, ott pedig azokkal a jelenségekkel fogunk foglalkozni, amelyek a *digitális átvitel* szempontjából jelentősek. E hatások, természetesen, kedvezőtlenek; a rendelkezésre álló terjedelem keretein belül azokra az eljárásokra is kitérünk, melyekkel e káros hatásokat ellensúlyozni lehet.

Láttuk, hogy amennyiben egy adóantenna és egy vevőantenna egymástól D távolságra van elhelyezve, a szakaszcsillapítás az

$$a_0 = \frac{4\pi D^2}{G_a A_{eff,v}} = \frac{(D\lambda)^2}{A_{eff,a} A_{eff,v}} = \frac{(4\pi D)^2}{\lambda^2 G_a G_v} \quad (2.5.1)$$

ahol az a, v index az adó-, illetve a vevőantennára utal,

G az antenna nyeresége,

A_{eff} annak hatásos felülete,

az a illetve v index az adót illetve a vevőt jelöli és

λ a vivőfrekvenciához tartozó hullámhossz.

A szakaszcsillapítás valóban így alakul, ha a két antenna a világűrben egymaga áll. Továbbá ettől nem tér el lényegesen egy műholdas összeköttetésben fellépő szakaszcsillapítás, ha a vivőfrekvencia 10 GHz-nél nem lényegesen nagyobb. A rádiós átviteli közegnek egy tulajdonsága, hogy a földi környezet minden más esetben jelentősen befolyásolja a szakaszcsillapítást, ezzel módosítja – legtöbbször csökkenti – a jel/zaj viszonyt, lineáris torzítást okoz. Az ezekkel kapcsolatos jelenségeket angol kifejezéssel *fading*-nek nevezik, nem lefordítva magyarra.

A rádiós átviteli közegnek egy másik tulajdonsága, hogy – ellentétben a vezetékes közeggel – *nyílt*. Ez azt jelenti, hogy *eleve nem titkos*, bárki “belehallgathat”, továbbá, hogy – akarjuk vagy nem – vesszük a környezetünkben működő rádióadásokat, melyek bizonyára zavarnak bennünket. Ez utóbbi jelenséget *rádió-interferenciának* nevezik.

Egy harmadik tulajdonság akkor lép fel, ha a közeg az időben – bármilyen okból – változik; ekkor a frekvencia – vivő és annak oldalsávjai – megváltozik és ki is terjed. E jelenséget *Doppler-hatásnak* nevezik.

2.1.6.2. A fading-jelenségek

Elsősorban a következő fizikai hatások okoznak fadinget:

A többutas terjedés. Hullámok azáltal juthatnak több úton az adóból a vevőbe, hogy azok a környezet tárgyain reflektálódnak, elhajolnak illetve szóródnak. E

hullámok persze egymással interferálnak, egymást erősítik vagy gyengítik. Többutas terjedés gyakorlatilag tetszőleges hullámhossz esetén felléphet.

Csapadék. A víz-molekulák abszorbeálják az elektromágneses energiát. E jelenség kb. 10 GHz-nél nagyobb frekvencián lép fel.

Gázok. A levegőben lévő molekulák abszorbeálják az elektromágneses energiát. E jelenség kb. 20 GHz-nél nagyobb frekvencián lép fel.

Szcintilláció. A légkör bizonyos rétegeiben - egyes felhőkben, felszíni határrétegekben - turbulens áramlás lép fel. Ennek következtében véletlenszerűen ingadozik a levegő törésmutatója, ami a hullámok amplitúdójának, fázisának és beesési irányának ingadozását okozza, mely jelenséget a szcintilláció névvel szokták illetni.

A gázok okozta abszorpció az időben, térben többé-kevésbé állandó. A többi változik és e változás véletlenszerű. Ezért statisztikai módszerekkel írható le.

2.1.6.3. A többutas terjedés

A többutas terjedés hatása különböző rendszerekben más és más. A legfontosabbak: a mobil rendszerek; fix telepítésű keskenysávú földi rendszerek; és ugyanezek, ha szélessávú jeleket visznek át. Ezeket röviden soravesszük, miután áttekintettük az időben változó lineáris rendszerek tulajdonságait.

2.1.6.4. Időben változó lineáris rendszerek

A többutas-fading-jelenségek precíz leírásához e rendszerek leírása szükséges

A vett térerősség sok sugár fázishelyes vektoriális eredőjeként jön létre; mindegyik ugyanazt a jelet tartalmazza, különböző késleltetéssel; így a közeg *lineáris*. A késleltetések, a sugarak száma, azok intenzitása az *időben változik*. Méghozzá e változás *véletlenszerű*.

Legyen az adóantenna által kisugárzott jelhez tartozó analitikus jel

$$s(t) = u(t)e^{j\omega_c t} \quad (2.5.2)$$

Mivel ez több úton jut a vevőbe a vett (analitikus) jel alakja

$$x(t) = \sum_n C_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (2.5.3)$$

ahol, értelemszerűen, C_n illetve τ_n az egyes utak időben változó csillapítása illetve késleltetése. Az ennek megfelelő komplex burkoló

$$z(t) = \sum_n C_n(t) u[t - \tau_n(t)] \exp[-j\omega_c \tau_n(t)] \quad (2.5.4)$$

A matematikai tárgyalás egyszerűsítése érdekében tegyük fel, hogy a kisugárzott hullámot szóró "részecskék" a térben folytonosan helyezkednek el. Akkor (2.5.4) integrál alakban írható fel:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \tau) h(\tau, t) d\tau \quad (2.5.5)$$

ami nem más, mint egy konvolúciós integrál, azonban a $h(\)$ súlyfüggvény most *időfüggő*.

Az időfüggő súlyfüggvény alkalmas az időben változó hálózat vagy rendszer leírására. Leírhatjuk azonban a τ , t és az f frekvencia, ν Doppler-eltolás tetszőleges kombinációjával is, más-más *rendszerfüggvények* segítségével:

$$z(t) = F^{-1}[U(f)T(f, t)] = \int_{-\infty}^{\infty} U(f)T(f, t)e^{2\pi jft} df \quad (2.5.6)$$

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f - \nu)H(f - \nu, \nu) d\nu \quad (2.5.7)$$

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(t - \tau)[S(\tau, \nu)]e^{2\pi j\nu t} d\nu d\tau \quad (2.5.8)$$

A rendszer-függvények között Fourier-transzformációs kapcsolat van; a változó-párok f - τ , ν - t

$$h(\tau, t) = F^{-1}_{(f)}[T(f, t)]; H(f, \nu) = F_{(t)}[T(f, t)]; S(\tau, \nu) = F^{-1}_{(f)}F_{(\tau)}[T(f, t)] \quad (2.5.9)$$

A kapcsolatot a talán legplauzibilisebb *időfüggő átviteli függvény*, T függvényében adtuk meg; F , F^{-1} : a Fourier-transzformáció ill. annak inverze; indexbe a transzformációs változót tettük.

Mint mondtuk: a többutas csatorna az időben *véletlenszerűen* változik. Így a rendszerfüggvényeket két paramétertől függő sztochasztikus folyamatként modellezhetjük. Gyakran e folyamatok korrelációs függvényeinél mélyebb jellemzés

nem áll rendelkezésünkre. Kimutatható, hogy ezek között a (2.5.9)-hez hasonló, de most *kettős-Fourier-transzformáció*s kapcsolat áll fenn.

A legtöbb esetben feltehetjük, hogy az időfüggő átviteli függvény gyengén stacionárius mind a frekvencia mind az idő változóban; így annak korrelációs függvénye csak az idő- és frekvencia-különbségtől függ és nem függ a kezdő időponttól, frekvenciától. Így annak korrelációs függvénye $R_T(\Delta f, \Delta t)$ alakban írható. Az ilyen rendszert “gyengén stacionárius – korrelálatlan szórók”-nak hívják (angol rövidítéssel WSSUS, Wide Band Stationary, Ucorrelated Scatterers).

A WSSUS csatorna B_C koherencia sávja az a frekvenciasáv, amelyben

$$R_T(\Delta f = 0, \Delta t = 0) \approx R_T(\Delta f = B_C, \Delta t = 0) \quad (2.5.10)$$

anélkül, hogy a közelítő egyenlőség fokára általánosan alkalmazott érték létezne. Hasonlóan annak t_C koherencia ideje az az időtartam, melyben

$$R_T(\Delta f = 0, \Delta t = 0) \approx R_T(\Delta f = 0, \Delta t = t_C) \quad (2.5.11)$$

A csatorna szélessávú (vagy: a fading *lapos*) ha az átvitt jel sáv szélessége $W < B_C$ vagy az ellenkező esetben *szelektív*; *lassú*, ha az elemi jel időtartama $T < t_C$ vagy az ellenkező esetben *gyors*.

A WSSUS csatorna időfüggő súlyfüggvényének korrelációs függvénye

$$R_h(\tau, \tau'; \Delta t) = P_h(\tau; \Delta t) \delta(\tau' - \tau); P_h(\tau; \Delta t) = \mathbf{F}^{-1}_{(f)}[R_T(\Delta f; \Delta t)] \quad (2.5.12)$$

alakban írható. P_h , mint egy korrelációs függvény (inverz) Fourier-transzformáltja nem más mint a h súlyfüggvény *teljesítmény-sűrűsége*; megadja, hogy egy keskeny impulzusra (vagy más szélessávú jelre) adott válaszfüggvény milyen időtartamra terjed ki. $P_h(\tau)$ neve *késleltetés profil*. Effektív értéke a *késleltetés-kiterjedés*.

Szélessávú csatornában az átvitt jel minden összetevője lényegében azonos csillapítást szenved; ekkor a rendszer csak csillapítást okoz, de lineáris torzítást nem. Ezzel szemben szelektív csatornában a különböző frekvenciájú összetevők különbözőképpen csillapodnak: a fading *lineáris torzítást* okoz, mint tudjuk, ez a digitális átvitelben *jelátlapolódással* jár. Utóbbi esetben nagy a késleltetés-kiterjedés. (U.i.: ha R_T tartója kicsi, P_h -é nagy és fordítva.)

Hasonlóan, ha kicsi a *koherencia-idő*, a csillapítás T idő alatt is változik, a jel eltorzul. Az előbbihez hasonló megfontolás alapján láthatjuk, hogy a koherencia-idő akkor lesz kicsi, ha a v Doppler-eltolás széles frekvenciasávra terjed ki.

2.1.6.5. Mobil rendszerek hullámterjedési sajátosságai

A többutas-fading-jelenségek másként mutatkoznak különböző környezetekben. A mai híradástechnikában a mozgó közegek közül legnagyobb jelentősége a *városi környezetnek* van. Itt egy az utcán közlekedő jármű és egy fixen telepített bázisállomás között jön létre kapcsolat. A házak legtöbbször magasak és a bázisállomás – noha magasan van telepítve – a járműből nem látható közvetlenül. A járművek sebessége *elég nagy* (noha ezúttal sem specifikáljuk, hogy mit értünk nagynak, kicsinek). Az *elővárosi* környezet annyiban különbözik a nagyvárositól, hogy kevésbé sűrűn van beépítve, így jó esély van arra, hogy az adó és a vevő között közvetlen átlátás van. Egy harmadik környezet a mind nagyobb jelentőségű *épületek belseje*. Valószínűleg ez a legkevésbé jóindulatú környezet: a falak jelenléte valamint az épületben tartózkodók mozgása miatt ez is időben változó többutas terjedést eredményez; a falak igen nagy csillapítást okozhatnak; továbbá az időbeli változás lehet *igen lassú*, aminek az lehet a következménye, hogy viszonylag hosszú ideig lehet igen nagy a csillapítás.

i. Doppler-hatás itt az adó és a vevő relatív elmozdulásából származik. Ha a sebesség v és a vevőbe érkező sugár ezzel γ szöget zár be, a Doppler-frekvencia

$$\nu = f \frac{v}{c} \cos \gamma \quad (2.5.13)$$

A sugarak – mindhárom felsorolt környezetben – különböző irányból érkeznek, így tényleg fellép a *Doppler-kiterjedés* jelensége. Ennek spektrális sűrűségfüggvénye

$$S(\nu) = \begin{cases} \frac{1}{2\nu_m} \frac{1}{\sqrt{1 - (\nu/\nu_m)^2}}; & |\nu| \leq \nu_m; \nu_m = f_c v / c \\ 0; & |\nu| > \nu_m \end{cases} \quad (2.5.14)$$

(2.5.14)-ben feltételeztük, hogy a sugarak a *vízszintes* síkban érkeznek és beérkezési szögük eloszlása itt *egyenletes*. Látjuk, hogy $S(\nu)$ szigorúan sávkorlátozott (a sávhatárok megegyeznek a maximális Doppler-frekvenciával), továbbá a sáv határán végtelenné válik.

ii. A vett jel statisztikája – rövid idejű fading. Rövid ideig tekintve a vett jel WSSUS. Ha a sugarak száma nagy - amit bízást feltehetünk - $z(t)$ a központi határeloszlás tétel értelmében komplex Gauss-folyamatnak tekinthető. Ha nincs közvetlen átlátás az adó és a vevő között, ennek várható értéke 0 és σ^2 szórásnégyzete a vett átlagos teljesítmény. Ekkor $z(t)$ abszolút értéke, b , Rayleigh eloszlású, valószínűségi sűrűsége

$$p(b) = \frac{b}{\sigma^2} \exp[-b^2 / 2\sigma^2] \quad (2.5.14)$$

A vett jel *fázisa*, mint kimutatható, 0 és 2π között egyenletes eloszlású.

Ha van egy domináns sugár, mely a többinél nagyobb – elővárosi környezet – a komplex burkoló összetevői továbbra is Gauss-folyamatok, de a várható érték nem 0. Ekkor az abszolút érték nem Rayleigh eloszlású lesz, hanem az úgynevezett Rice-eloszlást követi. Ha a *domináns* összetevő nagysága b_s , a Rice-féle valószínűségi sűrűség

$$p(b) = \frac{b}{\sigma^2} \exp[-(b^2 + b_s^2) / 2\sigma^2] I_0(b \cdot b_s / \sigma^2) \quad (2.5.15)$$

ahol $I_0(\)$ az első fajú nulla-rendű módosított Bessel-függvény. Most σ^2 a *véletlenszerű* jelek együttes teljesítményét jelenti, tehát nem tartalmazza a domináns összetevő teljesítményét.

A vett jel további változásai. A *hosszú idejű fading* elsősorban a domborzati viszonyok, a váltakozó árnyékolás, az árnyékolás megszűnésének következménye. Ennek statisztikáját elég jól leírja a *lognormál* eloszlás.

A harmadik féle változás a térerősség átlagára vonatkozik, a távolság függvényében. Tudjuk, hogy szabad térben a térerősség fordítva arányos a az antennák távolságával; sík Föld jelenlétében a távolság négyzetével. Beépített területen - ami e fejezet szempontjából a legfontosabb - a változás ugyancsak hatvány-függvény szerinti, a kitevő a frekvenciától is és az épületek jellegétől is függ. Durva becslésként a térerősség mediánját tekinthetjük a távolság negyedik hatványával fordítva arányosnak.

2.1.6.6. Fix telepítésű földi rádió – keskenysávú átvitel

Fix telepítésű rádióösszeköttetésben lehetőség van a tiszta átlátás biztosítására. Így ez a csatorna sokkal "nyugodtabb" mint a mobil csatorna. Többutas terjedés azonban itt is felléphet: kis valószínűséggel a légkör tulajdonságai az átlagostól lényegesen eltérhetnek; ez járhat azzal, hogy a levegő törésmutatója a helynek anomálikusan változó függvénye; ennek viszont az lehet a következménye, hogy refraktáló légköri réteg alakul ki, melyről érkező hullám interferál az adóból közvetlenül a vevőbe jutó hullámmal. Az interferenciának igen nagy járulékos csillapítás lehet a következménye. E csillapítás az időben lassan változik, így Doppler-jelenséget nem okoz; keskenysávú jelről lévén szó, nem okoz lineáris torzítást sem; valószínűségi eloszlására empirikus formulák léteznek.

A tapasztalat szerint a többutas terjedés okozta csillapítás komplementer eloszlási függvénye jól adható meg az

$$F(A) = \frac{6 \cdot 10^{-7} x f D^3}{A}; A \geq 10 \quad (2.5.16)$$

formulával, ahol A a fading-csillapítás, teljesítményviszonyban kifejezve;

- f a frekvencia GHz-ben;
- D a távolság km-ben;
- x empirikus állandó, mely az éghajlattól és a talajtól függ; nagysága mérsékelt égövön, átlagos talaj fölötti terjedésnél 0,25; trópusi klímán nedves talaj esetén nagyobb, hideg klíma és sziklás talaj esetén kisebb.

2.1.6.7. Fix telepítésű földi rádió – szélessávú átvitel

Sugarak interferenciája nyilván gyorsan változó függvénye a frekvenciának. Így szélessávú jelek átvitelénél könnyen áll elő olyan helyzet, hogy a csillapítás a jel sávjában sem állandó – vagyis a fading szelektív lesz. Elméletileg most is sztochasztikus folyamatokkal állunk szemben, ezek azonban az a . pontnál egyszerűbben jellemezhetők: *formulákkal*, melyek véletlenszerűen változó paramétereket tartalmaznak.

A szóbanforgó csatorna leírására itt is az átviteli függvény bizonyul megfelelőnek. 40 MHz-nél nem szélesebb sávú jel átvitelekor elégséges az úgynevezett *egyszerű háromsugaras modell* alkalmazása. Ennek átviteli függvénye

$$T(f) = a \left(1 - b e^{2\pi j(f-f_0)\tau} \right) \quad (2.5.17)$$

E formula a frekvenciában periódikusan változó átviteli függvényt reprezentál; a csillapítás koszinuszosan változik. 4 paramétert tartalmaz: a az átlagos átviteli tényező, ennek $1-b$ -szerese a minimális átviteli tényező, f_0 a minimum helye és $1/\tau$ két szomszédos minimum távolsága.

Az irodalom különböző statisztikákat tart megfelelőnek T paramétereire. A Rummlertől származó:

- a lognormál
- $1-b$ dB értéke (azaz: $-20\lg(1-b)$) exponenciális
- τ : állandó (nagyságát Rummler 6,3 nsec-nek adta meg)
- f_0 : két-szintű egyenletes.

2.1.6.8. Csapadékok hatása

Csapadék minden fajtája produkál kölcsönhatást a milliméteres hullámokkal, melyek közül túlnyomó jelentősége az esőnek van. Az eső egyik hatása az, hogy csillapít, másik hatása pedig, hogy megváltoztatja a polarizációs tulajdonságokat, növeli az áthallást ortogonális polarizációk között.

Az eső okozta csillapítás döntően az eső *intenzitásától* (mm/h) függ. Statisztikai megközelítésében a problémát kétfelé bontják: meghatározzák az eső-intenzitás eloszlását egy pontban; majd meghatározzák egy szakaszon a csillapítás eloszlását, adott, egy-pontbeli esőintenzitás feltételezésével. Mindkét lépésre számos modell ismeretes. Az elsőre vonatkozóan az ITU-R világtérképeket publikál, néhány klímaterületre osztva a Földet, melyekre megadja az esőintenzitás eloszlását. Ezek persze nem nagyon pontos eloszlások - pontosabb adatok érdekében a vonatkozó területen méréseket célszerű végezni; megjegyzendő persze, hogy e mérések igen hosszadalmasak, így költségesek. Érdekes megjegyezni, hogy Magyarország, illetve pontosabban a Kárpát-medence klímája egészen speciális, és pedig eső szempontjából is. Így az ország nagy részén adott nagy esőintenzitás sokkal nagyobb valószínűséggel fordul elő, mint a környező területeken és ennek megfelelően mint ami az ITU adataiból következtethető.

Az eső okozta *csillapítás* meghatározására az ITU-R 530-6 számú ajánlásában leírt módszert, alább ismertetjük.

A modell egy szakaszon adott valószínűséggel előforduló fading-csillapítás meghatározására szolgál. Alkalmazásához ismerni kell a szakasz L hosszát, a szóbanforgó területen az egy perc alatt átlagban $0,01\%$ valószínűséggel fellépő esőintenzitást $-R_{0,01}(1)$, valamint a frekvenciára, a területre és bizonyos fokig a szakaszra is jellemző k tényezőt és α kitevőt. Akkor p valószínűséggel A_p csillapítás lép fel, mely a következőkből számítható ki:

$$d_0 = 35 \exp(-0,015 R_{0,01}(1)) \quad (2.5.18)$$

$$r = \frac{1}{1 + L/d_0}$$

$$A_{0,01} = k R_{0,01}(1)^\alpha L r$$

$$A_p = A_{0,01} \cdot 0,12 P^{-(0,546+0,0431 \lg P)}$$

Más csapadékok által okozott csillapításról szólva *jégeső* igen nagy csillapítást okoz, esetleg az esőnél is nagyobb. Azonban az igen heves eső és a jégeső hasonló jelenségek, mindkettő nyári záporok alkalmával fordul elő. Így szétválasztásuk nem tűnik feltétlenül szükségesnek, és ezzel kapcsolatos publikáció nem is sok van.

Előkelő helyet foglal el a havas eső. Néhány publikáció ennek domináns szerepéről számol be. Azonban hasonló részletességgel kidolgozott elmélet vagy akár megfigyelések, mint az eső hatásáról, nincsenek.

A csapadék közvetett hatásai közül megemlítenéd, hogy többhelyütt tapasztaltak nagy csillapítást a téli hónapokban, olyankor, amikor csapadék nem is hullott. Kiderült, hogy hóval borított területek, különösen, ha a hó tetején jégréteg is van, reflektálja a milliméteres hullámokat, és így, hasonlóan a víz fölötti terjedéshez, többutas terjedés léphet fel.

A csapadék, konkrétan az eső másik hatása az, hogy megváltoztat(hat)ja az erőtér polarizációs állapotát. Ennek olyan rendszerekben van jelentősége, melyekben - az elfoglalt frekvenciával való takarékoság érdekében - két ortogonális polarizációt használnak azonos nyomvonalon. Számszerűen e hatás abban jelentkezik, hogy esőzés közben lecsökken a nyomvonalon a *kereszt-polarizációs elválasztás* (XPD), melyet, csapadékmentes időszakokban többé-kevésbé az antennák határoznak meg. E jelenség két különböző fizikai mechanizmusnak a következménye. Az egyik az, hogy - az esőcseppek nem tökéletes gömb alakja miatt - az eső nem azonosan csillapítja a függőlegesen és a vízszintesen polarizált

hullámokat. A mások ok pedig az, hogy a ferdén elhelyezkedő ovális esőcseppek a polarizációt el is forgatják. Az irodalomban több empirikus formulát publikáltak, az XPD statisztikájáról; ismereteink szerint azonban ezek egyike sem állítja, hogy 35 GHz fölött is érvényes eredményt szolgáltat, ezért a jelen pontban nincs különös jelentőségük; így részletes ismertetésüktől eltekintünk. Megemlíjtük azonban, hogy jelentős intenzitású esővel egyidejűleg az XPD átlagértékben 15 dB-ig, minimumban 9 dB-ig csökkenhet (!).

2.1.6.9. A szcintilláció

A légkör bizonyos rétegeiben - egyes felhőkben, felszíni határrétegekben - turbulens áramlás lép fel. Ennek következtében véletlenszerűen ingadozik a levegő törésmutatója, ami a hullámok amplitúdójának, fázisának és beesési irányának ingadozását okozza, mely jelenséget a szcintilláció névvel szokták illetni.

Szcintilláció a mikrohullámú frekvenciasáv felső részében és a milliméteres sávban lép fel. Nem térve ki a dolog fizikájának tárgyalására a rendszerek szempontjából számottevő jelenségeket alább foglaljuk össze: szcintilláció-okozta térerősség-ingadozás sokkal nagyobb valószínűséggel lép fel, mint heves eső, de az ingadozás mértéke sokkal kisebb - maximális értékének 10 dB-t tekinthetünk. Továbbá: igen nagy sebességű jelek átvitele esetén e csillapítás-ingadozás szelektív; ez azonban csak GHz nagyságrendű sávszélességek esetén érzékelhető, vagyis a mai rendszerekben nincs jelentősége.

2.1.6.10. A légköri abszorpció és diszperzió

Ha elektromágneses hullámok kis-csillapítású közegen haladnak át, a közeg hatása komplex dielektromos állandóval jellemezhető, méghozzá olyannal, melynek képzetes része lényegesen kisebb a valósnál. Így jellemezhető a levegő semleges molekuláinak csillapítása, mely általában elhanyagolható. Az elektromosan aszimmetrikus felépítésű molekulák nagyobb csillapítást okoznak, amely a csillapítás döntő része, így ezeket precízebben célszerű leírni.

Ilyen elektromosan aszimmetrikus molekula elsősorban a vízgőz és számos kisebb sűrűségben előforduló gáz molekulája. Ezek közül csak a vízgőznek van jelentős hatása. A milliméteres (vagyis mintegy 350 GHz alatti) frekvenciasávban

három rezonancia-vonala van, 22,3 GHz-en, 183,3 GHz-en valamint 323,8 GHz-en - mely értékek kissé függenek a hőmérséklettől. Az oxigén molekulája paramágneses és mágneses momentuma okoz hasonló rezonancia-jelenséget. Izolált rezonancia-vonala van 118,74 GHz-en valamint egy számos rezonancia-vonalból kialakuló széles abszorpció sávja az 50-70 GHz tartományban.

A gázok csillapító hatásának modellezésére és így a várható csillapítás meghatározására alkalmas módszer az ITU-R 676-2 Ajánlásában van leírva.

Néhány számérték: 20 GHz fölött a csillapítás - a nedvességtartalomtól függően - sehol sem kisebb 0,05-0,1 dB/km-nél. 60 GHz frekvencián egyéb körülményektől függetlenül nagyobb 10 dB/km-nél.

A molekuláris kölcsönhatás másik potenciális következménye a diszperzió. A közeg csillapítása és futásideje frekvenciafüggő, ami az átvitel során lineáris torzítást okoz. A diszperzió a 60 GHz-es abszorpció sávja közelében jelentős; azonban ott is csak igen nagy - Gbit/sec - sebességű jelek átvitelénél volna jelentősége. Ma ilyen nagy sebességű jelek átvitele rádiócsatornán még nem jön szóba, bár nincs kizárva, hogy a jövőben szükségessé válik.

2.1.6.11. A fading hatása

i. Az időben és frekvenciában egyaránt *lapos* fading megnöveli a szakaszcsillapítást, lecsökkenti a jel/zaj viszonyt. E hatást kétféleképpen reprezentálhatjuk. Tekinthejtük úgy, hogy a jel/zaj viszony valószínűségi változó; a hibavalószínűségre Gauss-csatornában érvényes összefüggést *feltételes valószínűségnek* tekintjük és meghatározzuk a hibás döntés *teljes valószínűségét*. Példaképpen PSK átvitelt vizsgálva ismeretes hogy gaussi csatornában a hibaarány

$$P_E = 1/2 \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{E}{N_0}} \quad (2.5.19)$$

Fadinges csatornában ez *feltételes* hibavalószínűség. Példaképpen Rayleigh-fadingnél (ekkor a vett teljesítmény *exponenciális* eloszlású) a hiba *teljes valószínűsége*:

$$P_E = \frac{1}{2} \int_0^\infty \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E}{N_0}} \right] p_{E/N_0}(E/N_0) d\left(\frac{E}{N_0}\right) = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{E}/N_0}{1 + \bar{E}/N_0}} \right) \approx \frac{1}{4 \bar{E}/N_0} \quad (2.5.20)$$

Hasonló – az átlagos jel/zaj viszonytal csak fordítva arányos – összefüggést kapunk más modulációknál is.

Egy másik felfogásban egy maximális elfogadható hibaarányt definiálunk, azt mondva, hogy ha az ennél nagyobb, az összeköttetés meg van szakadva (a gyakorlatban az üzemeltető ténylegesen meg is szakítja). Ilyen felfogásban két paraméterünk van: P_E és a megszakadás valószínűsége, P_S . egy bizonyos E_S/N_0 -nál lép fel, így most az átlagos hibaarány és a megszakadás valószínűsége:

$$P_E = \frac{1}{2} \int_{E_S/N_0}^{\infty} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E}{N_0}} \right] p_{E/N_0}(E/N_0) d(E/N_0); P_S = \int_0^{E_S/N_0} p_{E/N_0}(E/N_0) d(E/N_0) \quad (2.5.21)$$

ii. A *frekvenciában szelektív* fading lineáris torzítást és ezáltal jelátlapolódást okoz. Szemléletesen felfogható úgy, hogy ha a késleltetés kiterjedése egy szimbólum idejénél nagyobb, az egyik szimbólum átnyúlik a következőnek az időrésebe.

iii. Az *időben szelektív, frekvenciában lapos* vagy *gyors* fadinget az jellemzi, hogy az átviteli függvény egy szimbólum ideje alatt sem állandó – így ugyancsak eltorzítja a jelet:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) T(f, t) e^{2\pi j f t} df = T(0, t) \int_{-\infty}^{\infty} U(f) e^{2\pi j f t} df = T(0, t) u(t) \quad (2.5.22)$$

Ugyan, mint látjuk, ez a hatás is lényegében *lineáris* torzítás (lineárisnak hívunk egy $y = \mathbf{O}x$ műveletet, ha $x = c_1 \cdot x_1 + c_2 \cdot x_2$ esetén $y = c_1 \cdot \mathbf{O}x_1 + c_2 \cdot \mathbf{O}x_2$), de a megszokottól eltér. Szemléletesebb *multiplikatív zaj*nak tekinteni

Ha az átviteli függvény mindkét paraméterében *gyorsan változik*, a szokásos lineáris torzítás és multiplikatív zaj egyaránt fellép.

2.1.6.12. Hírközlés fadinges csatornákon

i. Lapos fading ellen a plauzibilis védekezés a teljesítmény növelése, úgynevezett fading-tartalék alkalmazása. Azonban akár a (...20) formulát alkalmazzuk, akár a (...16) vagy (...18)-at nézzük, láthatjuk, hogy ennek nagysága 40-60 dB-t is elérhet. Így a fading-tartalék a "nyers erő" módszerének tekinthető.

Ettől eltérő filozófia a magyarra le nem fordított *diverzití*. Azt veszi figyelembe, hogy ha egy jelet egyidejűleg két, (vagy több) egymással kevésbé korrelált úton viszünk át, kisebb a valószínűsége annak, hogy éppen mind a kettő rossz, mint

annak, hogy csak az egyik. Ilyen diverziti hatás érhető el, ha több, egymástól eléggé távol levő antennával vesszük a jeleket (térdiverziti), ha több, különböző frekvenciájú csatornát alkalmazunk (frekvenciadiverziti) vagy ha két ortogonális polarizációjú jelet alkalmazunk (polarizáció-diverziti). Ha az L db úton vett teljesítmény egymással kevéssé van korrelálva és a jeleket megfelelően kombináljuk egymással, a hibavalószínűség

$$P_E < \frac{1}{4(\bar{E}/N_0)} \quad (2.5.23)$$

ahol L a diverziti utak száma. *Optimális* kombináció: a vevőben mindegyik jelet megszorozzuk a (becsléssel megállapított) átviteli függvényének konjugáltjával, majd e szorzatokat összeadjuk. (Egyszerűbben megvalósítható, de rosszabb minőséget ad, ha a jelek közül, kombinálás helyett egyszerűen kiválasztjuk a legnagyobbat; az utóbbi eljárást kapcsolós diverzitinak, az előzőt maximális arányú diverziti-kombinálásnak nevezik).

Két kiegészítés a diverzitihez: a fenti, elsősorban a vevőben végzett diverziti ténykedés helyett legújabban előnyösen alkalmazzák az *adó-diverzitit*; ekkor ugyanazt a jelet különbözőképpen kódolják és viszik át több csatornán. Továbbá: a (frekvencia)-diverzitinak egy speciális megvalósítása a Rake (gereblye) rendszer: ebben az átvendő jelek spektrumát oly szélesre terjesztik ki, hogy az egyes utak egymástól megkülönböztethetővé válnak – és nyújtják a diverziti hatást.

A lapos fading hatásának csökkentésére előnyösen alkalmazható hibajavító kódolás is (pl: megfelelő 1/2 arányú kódolással 8-szoros diverziti hatás érhető el).

ii. Szelektív fading ellen a fading tartalék nyilván nem hatékony. Hatékony eljárások ez ellen: adaptív kiegyenlítés – amellyel a torzító átviteli függvény torzítását kompenzálják; diverziti – ennek elvi működése ugyanolyan, mint a lapos fading előbb tárgyalt esetében, (egy csatorna helyett több) bár működési mechanizmusa lényegesen eltér; és többvivős átvitel – melyben a több párhuzamos folyamra bontott jelet különböző vivőfrekvenciákon viszik át, elérve így, hogy egy-egy csatorna sávzsélessége a koherencia-sávnál keskenyebb legyen. Megjegyzendő: egynél több módszer egyidejű alkalmazása jelentős *szinergisztikus* hatást eredményez.

2.1.7. Földfelszíni és műholdas mikrohullámú összeköttetések

Szerző: Gödör Éva, Sárkány Tamás

Lektor: Frigyes István

Bevezetés

Az átviteli utak és rendszerek – az átvivő közeget tekintve – két alapvető csoportra oszthatók: vezetett hullámúakra és sugárzott hullámúakra.

A sugárzott mikrohullámú rendszerek további csoportokra bonthatók:

- rádióhorizonton belüli (LOS) földfelszíni rendszerek;
- horizonton túli (OH) rendszerek.

Az OH rendszerek típusai pedig:

- troposzférikus szóráson alapuló rendszer;
- sztratoszféra platform (HAP);
- meteorit-csóva segítségével működő rendszer;
- műholdas rendszer.

A fenti rendszerek túlnyomó részben a mikrohullámú tartományban működnek, ezért – emlékeztetőül – a használt frekvenciasávokat és elnevezésüket az 1. Táblázat foglalja össze (az adatok tájékoztató jellegűek).

2.1.7.1. táblázat

sáv elnevezése	L	S	C	X	K _u	K
f [GHz]	1-2	2-4	4-8	8-12	12-18	18-27

sáv elnevezése	K _a	Q	V	U (USA)	W
f [GHz]	27-40	33-50	50-75	40-60	75-110

Az 1. Táblázatban szereplő számok nemcsak egyszerű klasszifikációt jelentenek, hanem Pandora szelencéjeként a vizsályok forrását is. Ugyanis a különböző feladatokat ellátó összeköttetések és hálózatok mindegyike a fizikai

paraméterek alapján kiválasztott optimális spektrumtartományra tart igényt. A probléma megoldását a nemzetközi megállapodások – ITU ill. WRC – jelentik, melyek meghatározzák az összeköttetésre vonatkozó referenciahálózat felépítését és működési paramétereit, pl. frekvenciasáv, műhold pályapozíció stb.

Mivel mind a LOS, mind az OH összeköttetéseknél az átvivő közeg tartalmazza a földi atmoszférát, ezért ennek hatásait figyelembe kell venni: rádióablak elhelyezkedése, vízgőz és oxigén abszorpciók vonalai, csapadék hatása.

Földfelszíni összeköttetések

Az 1947-ben üzembe helyezett New York – Boston közötti első nagytávolságú, nagykapacitású (300 telefoncsatorna és egy videojel átvitel), C-sávú FDM-FM mikrohullámú lánc üzembe helyezése óta számos LOS rendszer született [1], [2]. Tekintsük át a rendszer típusait és a minőségi előírásokat.

A jelenlegi távközlési feladatokhoz illeszkedő LOS digitális rádió-relé rendszerek főbb típusai:

- az áthidalt távolság szerint:
 - nagy távolságú rendszer (gerinchálózat);
 - közepes távolságú rendszer (körzeti);
 - kis távolságú rendszer (helyi);
- az átvitt kapacitás szerint:
 - kis kapacitású rendszer (10Mb/s-ig);
 - közepes kapacitású rendszer (10 Mb/s – 100 Mb/s között);
 - nagy kapacitású rendszer (100 Mb/s felett);
- hálózati topológia szerint:
 - pont-pont összeköttetések (P-P);
 - pont-több pont összeköttetések (P-MP);
 - gyűrűs összeköttetések;
 - szövevényes összeköttetések.

Megjegyzés: a mikrohullámú rendszereknél a gyűrűs és a szövevényes összeköttetések nem túl gyakoriak.

A rendszerek megnevezésére gyakran használják a szélessávú/keskenysávú rendszer kifejezést is, de ez nem egyértelmű, mert csak utal az átviteli kapacitásra. Ugyanis egy modulált jel sáv szélessége nemcsak a moduláló jel tulajdonságaitól függ, hanem a moduláció típusától is.

A nyolcvanas évek végéig a digitális átvitelre vonatkozó előírások alapja – mind a fémvezetős, mind a mikrohullámú összeköttetések esetére – az ITU-T G.821 szerinti, 27 500 km hosszú Hipotetikus Referencia Digitális Összeköttetés (HRDX) volt. Ez a referencia hálózat felosztható volt egy-egy helyi minőségű (10 km), egy-egy közepes minőségű (1 250 km) és egyetlen jó minőségű (25 000 km) szakaszokra. Ez utóbbi tovább volt osztható tíz HRDP (2 500 km) szakaszra, melyek mindegyike kilenc HRDS (280 km) szakaszból állt. Az átvitel minőségét a 64 kb/s sebességű átviteli út különböző típusú hibaarányai jellemezték, de ezeket a jellemzőket nem lehetett közvetlenül alkalmazni a nyalábolt átvitel magasabb szintjeire. A nagyobb bitsebességű digitális átviteli utak minőségi jellemzésére az EB hibás blokkok számából származtatott adatok szolgálnak, ez az elve az 1993-ban elfogadott G.826 ajánlásnak, ill. a 2000-ben elfogadott G.828 ajánlásnak [3].

Ezek az újabb ajánlások is egy 27 500 km hosszú hipotetikus referencia összeköttetésre (HRP) határozzák meg a követelményeket, de ebben a rendszerben van távolságtól független és távolságtól függő követelmény.

Legyen feladatunk például egy STM-1 jelet átvinni mikrohullámú SDH rendszeren, 2 500 km távolságra, mérsékelt égövön, sík és dombos terepen. A hálózattervezésnél először kiválasztjuk a feladathoz szükséges mikrohullámú összeköttetés típusát (nagykapacitású gerinchálózat, P-P), majd meghatározzuk az adott földrajzi területen érvényes rádiócsatorna statisztikus tulajdonságait.

A példában adott feladatra egyik lehetséges megoldás egy 6 GHz sávban működő 128 állapotú QAM mikrohullámú berendezés.

Horizonton túli összeköttetések

A rádióhorizonton belüli összeköttetéseknel az antennákat úgy kell elhelyezni, hogy közvetlen átlátás legyen közöttük, azaz a gyakorlatban ez azt jelenti, hogy a berendezéseket 30-50 m magas tornyokra vagy épületekre telepítik.

A horizonton túli rendszerek közös tulajdonsága az, hogy egy virtuális toronymagasságot jelent vagy maga a terjedési mechanizmus (a troposzféra szórása, a meteorit csóva visszaverő képessége), vagy a berendezés fizikai elhelyezkedése (sztratoszféra platform, műhold fedélzet).

Troposzférikus szóráson alapuló rendszer

Az atmoszféra alsó 10 km-es része a troposzféra. A troposzférára irányított adó- és vevőantenna nyalábok közös nyalábtérfogatában lévő inhomogenitások – mint szórócentrumok – az elektromágneses hullámokat a tér minden irányába szórják, így lesznek olyan komponensek, melyek csatolást létesítenek az adó és vevő között. Ez a gyenge csatolt mechanizmus a troposcatter összeköttetés alapja [4]. Az első ilyen összeköttetést 1953-ban helyezték üzembe. Az összeköttetés geometriájából következik, hogy egyetlen szakasszal 400-500 km távolság is áthidalható, ezért a troposcatter összeköttetéseket – az olcsó műholdas összeköttetések tömegessé válása előtti időkben – a nehezen megközelíthető helyeken alkalmazták, pl. tengeri olajfúró szigetek és a szárazföld közötti kapcsolat kiépítésére, sivatagban, dzsungelben vagy katonai hírközlésre. A berendezések a spektrum 350 MHz ÷ 6 GHz tartományában, az ITU által kijelölt sávokban működnek és a rádiócsatorna tulajdonságai miatt igen nagy nyereségű antennákkal és adóteljesítménnyel, valamint többszörös diverziti alkalmazásával (pl. frekvencia- és térdiverziti, szög- és frekvencia diverziti). Az átvitt információkapacitást a szórótérfogat mentén kialakult terjedési időkülönbség korlátozza, így tipikus érték 120 ÷ 240 hangcsatorna átvitele (FDM-FM rendszerben) ill. 8 Mb/s ÷ 12 Mb/s (FSK vagy PSK rendszerben).

Sztratoszféra platform (HAP)

A sztratoszférában, azaz a felszín felett 18 ÷ 21 km magasan lebegő léghajóra, repülőgépre, helikopterre vagy ezek kombinációjára – összefoglaló néven sztratoszféra platformra (HAP = High Altitude Platform) – telepített berendezésekkel létesített összeköttetés része lesz a globális hírközlési infrastruktúrának, együttműködve akár a szélessávú műholdas rendszerekkel, vagy a földi WDMA optikai hálózatokkal vagy az UMTS rendszerekkel [5]. A HAP működéséhez szükséges frekvenciatartományokat a WRC-97, majd a WRC-2000 már kijelölte: 48

GHz környéke, $18 \div 32$ GHz; $1\,885 \div 2\,170$ MHz; és a HAP-ok közötti összeköttetésre a közeli IR tartomány ($800 \text{ nm} \div 1\,600 \text{ nm}$) szolgál. Jelenleg a szükséges eszközök, áramkörök, alrendszerek (nem stabil végpontok közötti sugárzott lézeres összeköttetés technológiája, fázisvezérelt antenna rendszerek, jó hatásfokú napelem cellák és akkumulátorok) fejlesztése, valamint terjedési mérések folynak, különös tekintettel az épületen belüli terjedés és a nagy elevációs szög miatt létrejövő tereptárgy-árnyékhatasok vizsgálatára.

A platformok készen vannak, mert a meglévő készletekből kellett csak kiválasztani az alkalmas hordozókat és pl. 1999-ben a Paris Air Show kiállításon már bemutattak egy HAP-hoz készült repülőgépet, a PROTEUS-t. A sztratoszféra platformok alkalmasak mind a nagyforgalmú, mind az igen kis forgalmú helyek hírközlési feladatainak ellátására. Előbbire példa a pont-többpont elrendezésű HAP rendszer: műsorszórás ill. cellás rendszerek bázisállomásainak ellátása; utóbbira példa a pont-pont elrendezésű rendszer: a tengeri hajózási útvonalak felett elhelyezett platformok használata gerinchálózati összeköttetésként. A tervezett cellás rendszereknél fedélzetenként legalább ötven, elektronikusan mozgatható spotnyaláb van és a cella-elrendezés vagy a megszokott földfelszíni cellastruktúra, vagy – egy másik elképzelés szerint – koncentrikus körgyűrűkből áll majd. A platformok egymás között is kommunikálnak, valamint összeköttetésbe léphetnek a LEO, MEO és GEO pályás műholdas rendszerekkel is. Ez utóbbi lépés azonban jelentősen megnöveli az útvonalcsillapítást és a terjedési időt, pedig a HAP rendszer legfőbb előnye a rövid távolságból (kb. 20 km) adódó kis terjedési idő, azaz a rendszernél változatlanul alkalmazhatók a földfelszíni összeköttetésnél használt protokollok. Az első HAP rendszert 2002-ben helyezik üzembe: a Sky Station rendszer majd 250 darab héliummal töltött léghajóra helyezett berendezésből áll, a 48 GHz sávban működik, 2 Mb/s kapacitással.

Meteorit-csóva segítségével működő rendszer

A Föld légkörébe belépő meteoritok felizzanak, ionizált csík jön létre néhány tizedmásodperctől pár másodpercig, a felszíntől $80 \div 120$ km magasságban és a töltött részecskék sűrűségétől függően ez a csóva vagy szórja vagy visszaveri az elektromágneses hullámokat a $40 \div 100$ MHz-es tartományban, így összeköttetés létesíthető $400 \div 2\,000$ km távolságra [4]. A jelenséget 1935-ben fedezték fel, majd

1950-75 között intenzív kutatások folytak a rádiócsatorna tulajdonságainak meghatározására. Az első meteor-burst rendszer 1953-ban kezdett működni Kanadában, 1967-ben helyezték üzembe Alaszkában a meteorológiai adatokat (hőmérséklet, nedvességtartalom, szélsébség) továbbító SNOTEL (Snowpack Telemetry) rendszert, melyben a lakatlan területen lévő 500 távmérő állomás adatait továbbították egy központi állomásra. Az összeköttetés idejét az ionizált csík élettartama határozza meg, ezért a tárolt adatokat burst-ök formájában küldik a központba, innen ered az elnevezés: meteor-burst összeköttetés. Ez a rendszer olcsó, szokták „szegény ember műholdjára”-nak is nevezni, és a pár kb/s-os adatok átvitelére megfelelő. Az alaszkai rendszert bővítették és további polgári és katonai rendszerek felállításáról is hírt ad a szakirodalom, pl. az 1986-ban üzembe helyezett BLOSSOM (Beyond Line-of-Sight Signaling over Meteors) rendszerről, mely a 37-72 MHz sávban működik, FSK modulációval, 2,4 kb/s kapacitással; az 1995-től Egyiptomban működő rendszerről, mely az öntözéshez szükséges adatokat továbbítja a Nílus vízállásáról; a Mount St. Helens vulkán tetején felállított hóvastagság jelző állomások adatait összegyűjtő rendszerről.

Műholdas összeköttetés

Műholdra telepített eszközökkel sokféle feladat végezhető el: kutatás (rádiócsillagászat, radarcsillagászat, meteorológia, távérzékelés), navigáció, hírközlés. A hírközlő műholdas rendszerek három csoportra oszthatók: FSS (Fixed Satellite Service), MSS (Mobile Satellite Service), DBS (Direct Broadcast Service).

A műholdas hírközlés főbb kulcsszavai: pályatípus, szabadtéri csillapítás, terjedési idő, frekvencia, polarizáció, nyalábtípusok, globális lefedettség, többszörös hozzáférés, költségek.

A műhold pályák lehetnek kör alakúak vagy ellipszis alakúak. A kör alakú pályák is többfélék: földközeli (LEO = Low Earth Orbit, 400 – 1 000 km), középmagasságú (MEO = Medium Earth Orbit, 5 000 – 13 000 km) és GEO = Geostationary Orbit, azaz Egyenlítő síkjában, 35 785 km.

A pályamagasságtól függő paraméterek, ill. előnyök és hátrányok:

- Műhold-Föld úthoz szükséges idő: GEO esetén 238 ms, MEO-nál 66 ms, LEO-nál 6 ms

- A globális lefedettséghez szükséges műholdak száma: GEO-hoz három elegendő (klasszikus Clarke-pálya), MEO-nál 10-15, LEO-nál 40-60 darab kell
- A szabadtéri csillapítás: $(\text{távolság/hullámhossz})^2$ törvényt követ, GEO-nál C-sávban 200 dB
- A Doppler-féle frekvencia eltolódás arányos a műhold és a földi állomás közötti radiális sebességgel, pl. GEO-nál 0,001 km/s távolságetolódás és 6 GHz esetén $f_d = 20$ Hz, de LEO-nál több száz kHz is lehet.
- A pályára juttatás költségei: GEO esetén a legnagyobb, de LEO-holdakból sokat kell fellőni.

A hírközlő műholdak tipikus frekvenciasávjai a 6 GHz-en felfelé irányú és 4 GHz-en lefelé irányú összeköttetés, röviden 6/4 GHz (C-sáv), 14/2 GHz (K_u sáv), 30/20 GHz (Ka sáv), 50/40 GHz (V sáv).

A már meglévő és tervezett műholdas rendszerek sokfélesége részben abból adódik, hogy egy-egy rendszert különböző feladatokra akarnak használni, de még egyetlen feladatot is – pl. a személyi távközlést – többféle rendszerfilozófiával lehet megvalósítani pl. az Iridium rendszer fedélzeti jelfeldolgozást alkalmaz, de a Globalstar rendszer a földi állomásokon végzi azt.

A rendszerek elnevezésében szereplő „little, big, mega, giga” jelzők az adatátviteli sebességre utalnak. A „little” rendszerek hangátvitelre nem használhatók, de tipikus feladatok: hitelkártya azonosítás, konténer követés, járművek pozíciójának jelzése, gázóra, villanyóra, vízóra állások adatainak gyűjtése, távérzékelési adatok gyűjtése, katasztrófa helyzetben hírközlés. A „big” rendszerekkel hang-, és kisebb sebességű adatátvitel, valamint személyhívás (paging) valósítható meg. A „mega” rendszerek az „Internet via satellite” és „Internet in the sky” célt akarják megvalósítani [6], [7]. Erre a feladatra terveznek mind LEO-pályás megoldásokat (pl. TELEDESIC; SKYBRIDGE), mind GEO-pályás alkalmazásokat (pl. ASTROLINK; ORION F-2, F-8, F-9; CYBERSTAR; WILDBLUE-1, 2). Ezekre a fejlesztés alatt álló szélessávú műholdas rendszerekre jellemző, hogy van fedélzeti jelfeldolgozás, elektronikusan mozgatható antenna nyáláb-rendszer, műholdak közötti összeköttetés és a rendszerek a K_u , sőt a K_a sávban működnek majd. A megfelelően megválasztott modulációval és hibajavító kódolással elérhető, hogy a műholdas csatorna „fiber-like” szolgáltatási minőséget biztosít.

Ha figyelembe vesszük, hogy pl. az INTELSAT-901 műholdon (az új sorozat ezen első tagját 2001. június 9-én bocsátották fel) 22 darab K_u sávú

nagyteljesítményű transzponder van (az ekvivalens 36 MHz-es egységben mérve), akkor látható, hogy a műholdas szélessávú hozzáférés a közeljövő valósága lesz.

Irodalomjegyzék

[2.1.7.1] FRIGYES István: Hírközlő rendszerek

Műegyetemi Kiadó, 1998

[2.1.7.2] M.DREIS: Results of WRC-200 in relation to the Fixed Service

Proceedings of Seventh European Conference on Fixed Radio Systems and Networks (ECRR 2000), Sept. 12-15. 2000 Dresden, Germany
pp. 9-14

[2.1.7.3] V.M. MINKIN: Impact of new Recommendation ITU-T G.828 on Design of Digital Radio-Relay Links

Proceedings of ECRR 2000, Sept. 12-15. 2000 Dresden, Germany pp. 287-291

[2.1.7.4] Roger L. FREEMAN: Reference Manual for Telecommunications Engineering Second Edition

J. Wiley, 1994

[2.1.7.5] Y.C. FOO, W.L. LIM, B.G. EVANS: Performance of High Altitude Platform Station (HAPS) CDMA System

Proceedings of 19th International Communications Satellite Systems Conference and Exhibition
17-20 April 2001 Toulouse, France Vol. 3 pp. 905-915

[2.1.7.6] Peter J. BROWN: K_a-Band Services

Via Satellite Febr. 2001 pp. 18-28

[2.1.7.7] SHINGO OHMORI: Mobile Satellite Communications

Artech House, 1998

Rövidítések jegyzéke a 2.1.8. alfejezethez

ATM = Asynchronous Transfer Mode

BLOSSOM = Beyond Line-of-Sight Signaling over Meteors

DBS = Direct Broadcast Service

EB = Errored Block

FDM = Frequency Division Multiplexing

FEC = Forward Error Correction

FM = Frequency Modulation

FSK = Frequency Shift Keying

FSS = Fixed Satellite Service

GEO = Geostationary Orbit

HAP = High Altitude Platform

HRDP = Hypothetical Reference Digital Path

HRDS = Hypothetical Reference Digital Section

HRDX = Hypothetical Reference Digital Connection

IR = Infra Red

ITU = International Telecommunications Union

LEO = Low Earth Orbit

LOS = Line-of-Sight

MEO = Medium Earth Orbit

MSS = Mobile Satellite Service

OH = Over-the-Horizon

P – MP = Point-to-Multipoint

P - P = Point-to-Point

PSK = Phase Shift Keying

QAM = Quadrature Amplitude Modulation

QAM = Quadrature Amplitude Modulation

QPSK = Quarternary PSK

SDH = Synchronous Digital Hierarchy

SNOTEL = Snowpack Telemetry

STM-1 = Synchronous Transmission Module

UMTS = Universal Mobile Telecommunications Systems

WDMA = Wavelength Division Multiple Access

WRC = World Radiocommunication Conference

2.1. Átviteli eszközök és módszerek

Ebben az alfejezetben az előzőekhez hasonlóan szintén vezetékes és vezeték nélküli bontásban tárgyaljuk a távközlő rendszerekben alkalmazott átviteli eszközöket és módszereket.

A 2.2.1. alfejezet a modulációs és multiplex rendszerekről (PDH, SDH, WDM) vázoló átfogó képet. Ezt követi a 2.2.2. alfejezetben az előfizetői, hozzáférési hálózatok kihasználásának javítását célzó megoldásokat tekintjük át: ISDN, (alap, primer) digitális multiplexelés, xDSL (ADSL, HDSL, ADSL lite), PON. A rövidítések kifejtése ezen pontok bevezető részében olvasható.

A 2.2.3. alfejezet külön tárgyalja a Kábeltv hálózatok építőelmeit a 2.2.4 pedig a szélessávú (34-2000 Mb/s) átviteli módszereket és a fényvezetős elosztóhálózatokat (FTTH).

A vezeték nélküli megoldásokat cellás rendszerek alaptulajdonságainak ismertetésével (klaszterek, frekvencia újrafelhasználás, interferenciák, hatékonysági mutatók, kapacitás) és a rendszerparamétereket befolyásoló egyéb tényezők (cellaszektorizálás, adaptív antennák, teljesítményszabályozás stb.) elemzésével kezdjük a 2.2.5. alfejezetben.

Ezt követően a 2.2.6. alfejezetben a földi és műholdas mobilrendszerek rádiós interfészeinek és specifikus elemeit tárgyaljuk. Ennek során szólnunk a zsinórnélküli telefonokról (CT1, CT2, DECT), személyhívókról (ERMES), trónkölt mobil rádiórendszerekről (TETRA, TETRAPOL), a cellás mobil telefonrendszerek első generációs (NMT), második generációs (GSM, IS-95), valamint harmadik generációs (UMTS, WCDMA) megoldásairól is.

Külön alfejezetben (2.2.7.) szólnunk a rádiós irodai rendszerek specifikus elemeiről, melyek lefedik a rádiós alközpontok, WLAN (IEEE 802.11, HIPERLAN 1,2), Bluetooth rendszerek elemeit is.

A 2.2.8. alfejezetben az informatika és a távközlés határterületeit érintjük a mobil számítástechnika alapelemeinek (Mobil Internet, Mobil IP, mobil szoftver koncepciók mobil ügynökök, szoftver rádió) bemutatásával.

Alfejezetünket a földi és műholdas műsorszóró rendszerek átviteli eljárásainak ismertetésével zárjuk a 2.2.9. alfejezetben.

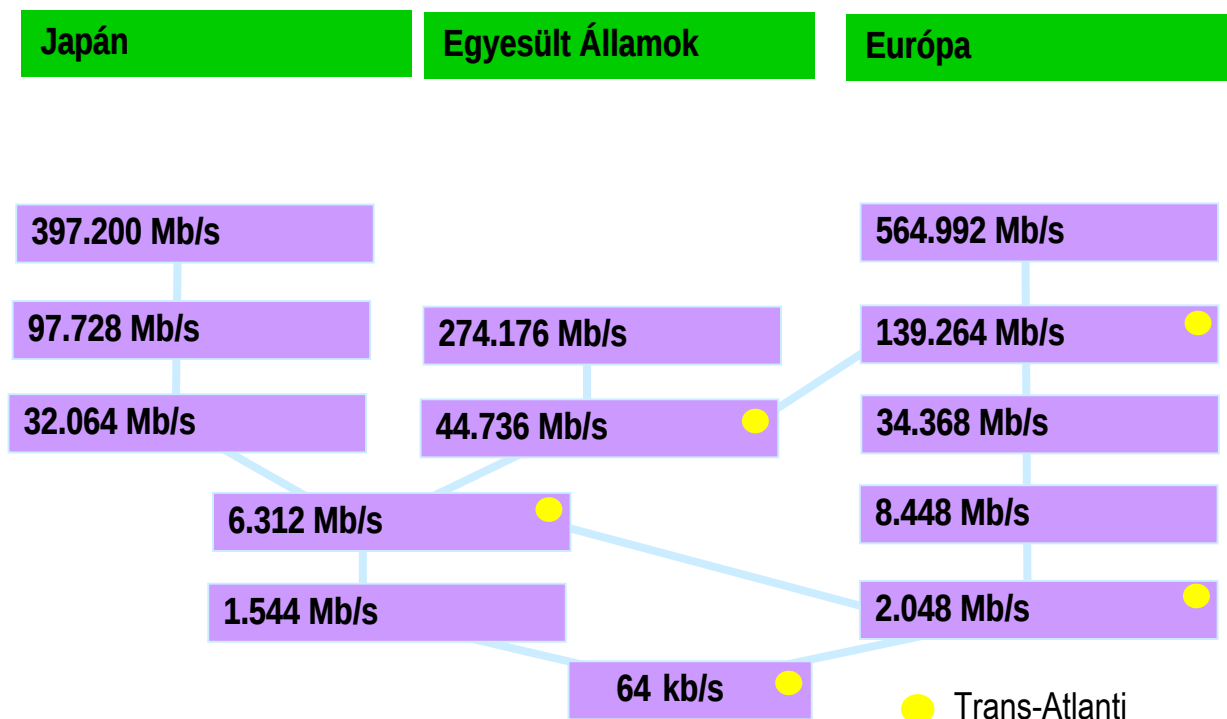
Fejezet szerkesztő: dr. Imre Sándor

2.1.1. Digitális PDH és SDH hierarchia

Szerző: Cinkler Tibor

Lektor: Paksy Géza, Jeszenői Péter

A PDH hálózatokat sok azonos irányba haladó távbeszélő összköttetés nyalábolására és szállítására dolgozták ki. E megoldások sajnos közel sem voltak egységesek. Az alábbi ábra szemlélteti az eltérő nyálábolási hierarchiákat. Mikor a kontinensek összeköttetése megvalósíthatóvá vált, felmerült az igénye egy olyan megoldásnak, mely e különböző rendszereket összeköti, majd később, egy olyan rendszernek mely nagyobb megbízhatóságot és rugalmasságot, és kitűnő adatátviteli lehetőséget is biztosít. Így jött létre a SONET illetve az SDH. Tekintsük át e megoldások alapjait!



2.1.1.1. PCM – Impulzus-kódolt moduláció (Pulse Coded Modulation)

A 300–3400 Hz-es frekvenciasávba eső analóg beszédjelet a Nyquist-Shannon tételnek megfelelően (és a szűrők tökéletlensége miatt egy kis ráhagyással) 8 kHz-cel mintavételezik, és kompanderes kvantálást alkalmaznak. A használt kompresszorfüggvény Európában különbözik a tengerentúlitól.

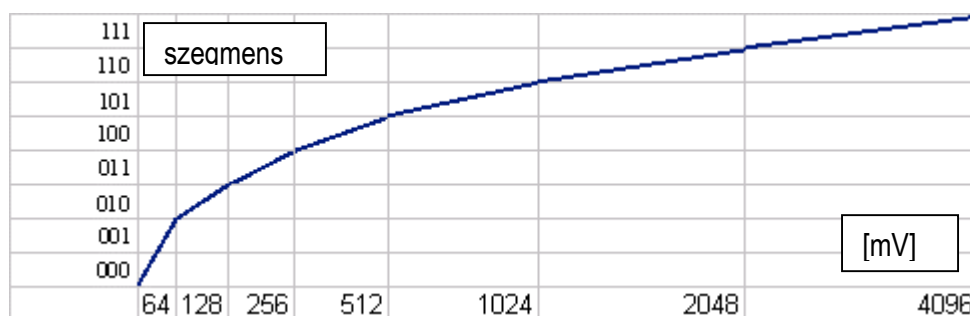
Európában az *A-törvényt* (*A-law*) használják a kompresszorfüggvény:

$$y = \begin{cases} \frac{Ax}{1 + \ln A}, & \text{ha } |x| < 1 \\ \frac{1 + \ln Ax}{1 + \ln A}, & \text{ha } |x| \geq 1 \end{cases} \quad A=87,6$$

Az Egyesült Államokban és Japánban a *μ-törvényt* (*μ-law*) használják:

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad \text{ahol } \mu=256.$$

E közel logaritmikus kvantálási karakterisztika törtvonalas közelítését alkalmazzuk a gyakorlatban, így a kompresszálas és expandálás (kompandálás) valamint a kódolás illetve dekódolás közvetlenül végezhető. A kompandálás előnye, hogy így 8 bites kóddal valósítható meg közel ugyanaz a jel/zaj viszony mint 12 bites kóddal kompandálás nélkül ugyanazon a dinamika tartományon. Az alábbi ábrán az A-karakterisztika törtvonalas közelítése látható.



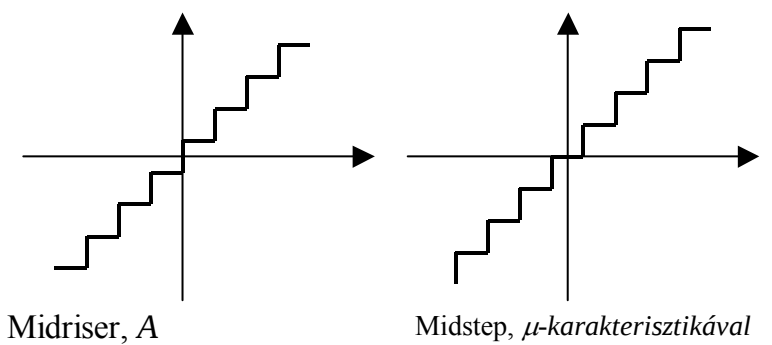
A 8 bites kódolás szerkezete a következő: az 1. bit a polaritás (pozitív '0' és negatív '1' a jel), a következő 3 bit mutatja meg a szegmenst, 4 bit pedig azon belül lineárisan jellemzi a jel értékét (lásd az ábrát).

A jel abszolútértéke 0 és 4096 mV közé eshet, a 8 szegmens határa a 32 mV, 64 mV, 128 mV, 256 mV, 512 mV, 1024 mV, 2048 mV és 4096 mV-nál van. Egy-egy

szegmensen belül lineáris kvantálást alkalmaznak, de az első két szegmens (0-32 és 32-64 mV) azonos iránytangensű. Ez azt jelenti, hogy e kód "felbontása" a 0-32 illetve a 32-64 tartományban egyaránt 2mV, míg a további szegmensekben romlik (mindig megkétszereződik a "lépcső"): 4mV, 8mV, míg az utolsó szegmensben 128 mV.

Példa: 1970 kódolása: Ez egy pozitív előjelű minta, mely az 1028-2048 szegmensbe esik. Az $(1970-1028)/64=14.72$, ami a 15. lineáris szakasznak felel meg, azaz 1110 lesz a megfelelő kód (Mivel az első szakasznak 0000 a kódja, a 16.-nak pedig 1111).

	Polaritás	Szegmens			Lineáris kódolás a szegmensen belül			
1970=	0	1	1	0	1	1	1	0



A karakterisztika 0 közeli viselkedése különböző a két karakterisztika (A és μ) között.

Az A-karakterisztikához tartozó midriser 0-nál vált, míg a μ -karakterisztikához tartozó midstepnek a 0-nál vízszintes szakasza van, így ez utóbbiban nem okoz ugrásokat a 0 körüli kis zaj.

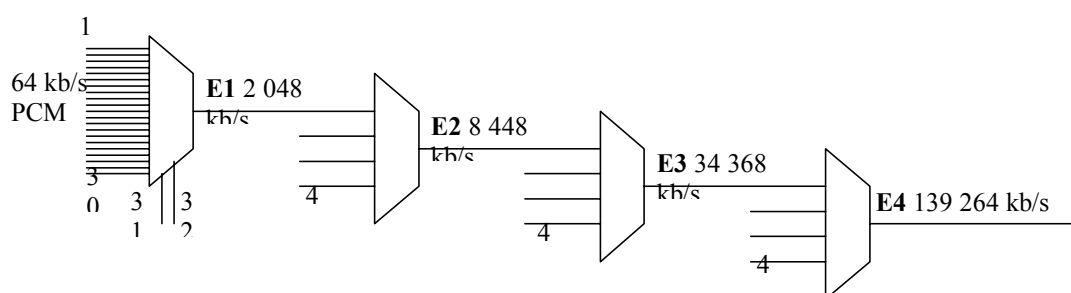
Így a kódolás eredménye egy $8 \text{ kHz} \times 8 \text{ bit}=64 \text{ kb/s}$ sebességű PCM (Pulse Coded Modulation) jel.

2.1.1.2. PDH - Plesyochronous Digital Hierarchy (Pleziokron Digitális Hierarchia)

A PDH távbeszélő hálózatokban használt nyálábolási technika, melynek jelentése:

- **Pleziokron** (közel szinkron): Az egyes hálózati eszközök (nyalábolók) órajelei csak bizonyos tűréshatáron belül (lásd: 1. táblázat) azonosak, fázisviszonyuk nem kötött, mivel nincsenek összehangolva, mert nincs szinkronizáló hálózat. Itt fontos megjegyezni, hogy ez csak a magasabb hierarchiaszintekre vonatkozik, ugyanis a 64 kb/s nyalábok és a 2 Mb/s-os keretek egymással szinkron kapcsolatban vannak, mivel jellemzően ugyanaz a berendezés végzi valamennyi beérkező analóg jel PCM kódolását.
- **Digitális**: A folytonosan változó jel mintáit diszkrét értékekkel reprezentáljuk PCM segítségével.

Hierarchia: többszintű, hierarchikus rendszerről van szó, melyben a magasabb szint jele magába foglalja az alatta lévő szint jeleit. E hierarchiaszintek jelölése: E1, E2, E3 és E4 (lásd: 1. táblázat). A hierarchiának 5. szintjét is létezik 564.992 Mb/s, de ez a gyakorlatban nem terjedt el.



	Névleges bitsebesség [kb/s]	Tűrés [ppm ¹]	Vonali kódolás	félcsúcs feszültség (V)	a (dB/km)	keretméret [bit]	be bit / kimenő keret / csatorna
E1	2 048	±50	HDB3 - High Density Bipolar Coding, 3 nullára korlátozva	2,37 vagy ¹ 3	6	32×8=256	8
E2	8 448	±30	HDB3	2,37	6	848	205(+1)
E3	34 368	±20	HDB3	1	12	1536	377(+1)
E4	139 264	±15	CMI - Coded Mark Inversion. Kódolt előjelváltás	1	12	2928	722(+1)

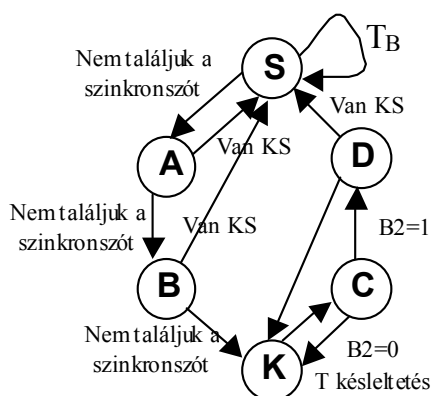
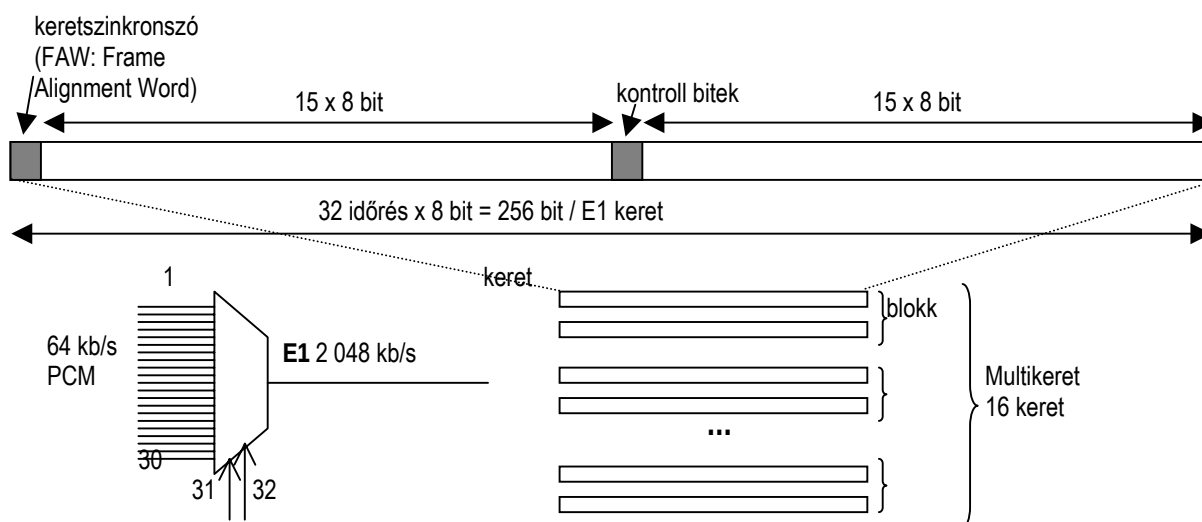
E1: Elsőrendű digitális szakasz (primér hierarchia)

A nyalábolás első szintjén 30 beszédcsatornát és 2 egyéb csatornát (keretszervezési és kontroll funkciók) fogunk össze. Minden csatorna 64 kb/s-os. Egy keret 32 bájtól (oktetből) áll, és 125 µs ideig tart. Egy ilyen keretben minden beszédcsatornának egy-egy 8 bitre kódolt mintáját visszük át. Mivel 125 µs-onként viszünk át egy-egy mintát az adott csatornából, ez megfelel a 8000 Hz-es mintavételi frekvenciának. Egy blokk két keretből áll. Ennek megfelelően egy blokk 250 µs ideig

tart, és bemenő csatornánként összesen két PCM-el kódolt mintát hordoz. Az ábrán látható a keret, blokk és multikeret felépítése.

A multikeret 16 keretből azaz 8 blokból áll, tehát időtartama 2 ms. A multikereten belül a 16 darab 16. oktettből az első 4 bit a multikeretszinkronszó, a 6. hibajelzést biztosít, illetve többi a 30 csatorna 16-16 mintájához rendel 4-4 bitet ami jelzésinformáció továbbításra ad lehetőséget, azaz 16 oktett beszédre jut fél oktett jelzés multikeretenként, mind a 30 csatornára. Ez összeségében 2 kb/s jelzéssebesség beszédcsatornánként.

Minden keret keretszinkronszóval kezdődik, mely segítségével a vételi oldal megtalálja a kerethatárokat.



Keretszinkron

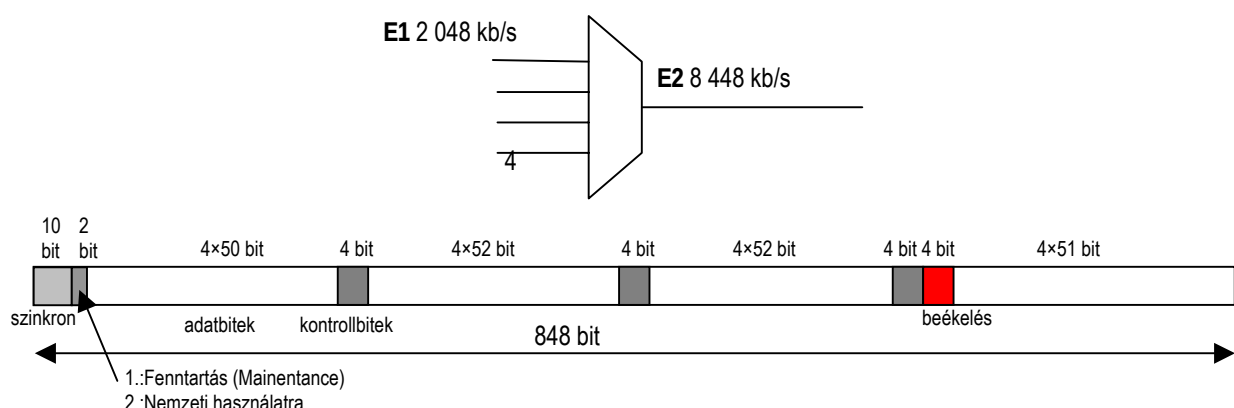
- Minden blokk 0. bájta szinkronszó, melynek alakja:

0.	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.
X	0	0	1	1	0	1	1

- A blokk második kerete az invertált keretszinkronszóval kezdődik, de a vételi oldal csak az ábrán megjelölt, 2. bitet figyeli, mely 1 kell legyen.
- A szinkronizálás úgy történik, hogy minden keret elején megvizsgálják a szinkronszót. Ha megfelel, akkor szinkronban maradunk, ezt fejezi ki az alábbi ábra **S** állapota.
- Ha egy alkalommal nem találjuk meg a szinkronszót, akkor lehet, hogy csak 1 bit hibás, de az is lehet, hogy tényleg elvesztettük a szinkront. Ezért az állapotdiagram **A** állapotába kerül a rendszer. Ha a következő szinkronszó helyes, akkor visszatér **S**-be, ha nem, akkor a **B** állapot következik, majd ha továbbra sem érkezik helyes keretszinkronszó átkerülünk a keresés állapotába.
- **K** állapotban a csatornát bitenként figyeljük, és megpróbáljuk ráilleszteni a szinkronszót. Amikor sikerül, átmegyünk **C**-be. Természetesen, a szinkronszóval azonos bitsorozat a bitfolyam belsejében is előfordulhat, tehát lehet, hogy nem a szinkronszót találtuk meg, hanem egy "utánzást".
- **C**-ben megvárjuk a következő keretet, és megvizsgáljuk a 2. bitjét. Ha 1, akkor **D** következik, egyébként egy T késleltetés után (ez a T nem egyezik meg a keretidővel) visszajutunk **K**-ba. Szinkronba csak akkor jutunk, ha **D** állapotban még egy helyes keretszinkronszó érkezik a megfelelő helyen.
- Az algoritmusban *utánzás elleni védelem* van ($\delta=2$). Ez azt jelenti, hogy egymás után kétszer kell megtalálni a szinkronszót a megfelelő helyen ahhoz, hogy visszakerüljünk szinkron állapotba.
- Van *kiesés elleni védelem* is ($\alpha=3$), háromszor is megvizsgáljuk a szinkronszót, mielőtt a szinkront elveszettnek tekintjük, ugyanis a bithibák is elronthatják a szinkronszót.

E2: Másodrendű digitális szakasz (szekundér hierarchia)

Mint az alábbi ábrán is látni, egy másodrendű E2 szakasz 4 darab elsőrendű E1 szakaszt fog össze. mivel az E1 nyálábolók egymástól független órára szinkronizáltak, jellemzően ezek frekvenciája eltér egymástól, illetve a névlegestől. Továbbá az E2 nyáláboló órája is az adott tűréshatáron belül eltérhet a névleges órától. Ezért szükség van külön-külön a 4 bemenő csatorna mindegyikének sebességkiegyenlítésére.



A nyalábolás második szintjének keretszerkezete a fenti ábrán látható. A szinkronszó és a két fenntartási bit után a bitfolyamba bekerül minden csatorna első bitje, utána minden csatorna második bitje, és így tovább. A négy teljes E1 bitfolyam bekerül a szinkronszóval együtt, anélkül, hogy az E1 szintű keretszervezést figyelembe vennénk. Tehát az E1 jeleket, mint folytonos bitfolyamokat bitenként nyaláboljuk össze E2 jellé.

Sebességkiigazítások

Az adatbiteket 4-bites kontrollbitcsoportok szakítják meg. E három csoport mindegyikében minden bemenő E1 csatornához egy-egy bit tartozik, mely azt mutatja, hogy az adott kimenő E2 keretben beékelte-e a nyaláboló 1 bitet a kiválasztott E1 bemenő folyamra vagy sem. A harmadik csoport után csatornánként többségi szavazással dől el, hogy melyik csatorna bitfolyamába kell beékelni egy-egy többletbitet. Erre a következő 4 bites csoport megfelelő bitjét használják. A beékelés lehetőséget biztosít arra hogy kiegyenlíthessünk kis mértékű különbségeket a csatornák sebességében (azaz az egyes nyalábolók órajelében). Nincsen lehetőség arra, hogy egy csatornába 2 bitet ékeljünk be, még akkor sem, ha a többi csatornára e bitek nincsenek kihasználva.

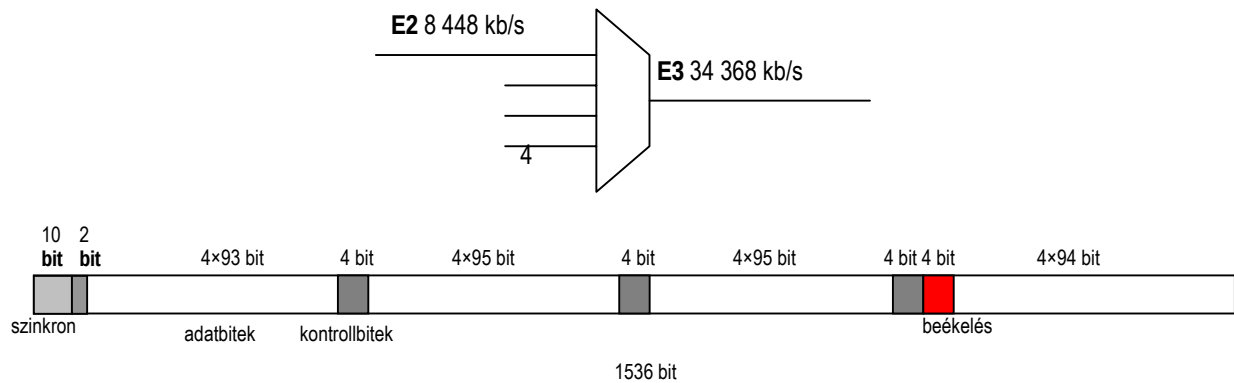
A teljes keret hossza 848 bit, ebből csatornánként $50+52+52+51(+1)=205(+1)$ bit kerül átvitelre. E többletbit használatának gyakoriságával állítjuk a kívánt sebességet. A keretenként és csatornánként átvitt 205-206 bit egy intervallumot ad meg az egyes csatornák sebességére, melynek alsó és felső küszöbét az lábbi módon számolhatjuk ki.

$$f_{\min}^{E2} = 205 \cdot f_k^{E2} = 205 \cdot \frac{8448 \cdot 10^3 \text{ bit/s}}{848 \text{ bit/s}} = 2042,26 \text{ kb/s}$$

$$f_{\max}^{E2} = 206 \cdot f_k^{E2} = 206 \cdot \frac{8448 \cdot 10^3 \text{ bit/s}}{848 \text{ bit/s}} = 2052,22 \text{ kb/s}$$

A névleges E1 és E2 sebességek mellett a beékelési tényező $\eta=0,42$. Ez azt fejezi ki, hogy átlagosan 0,42 bitet ékelünk be egy keretbe, vagyis a keretek 42%-ában van az adott E1 bemenőcsatornára 1 bit beékelés az adott kimenő E2 keretben.

E3: Harmadrendű digitális szakasz (tercier hierarchia)

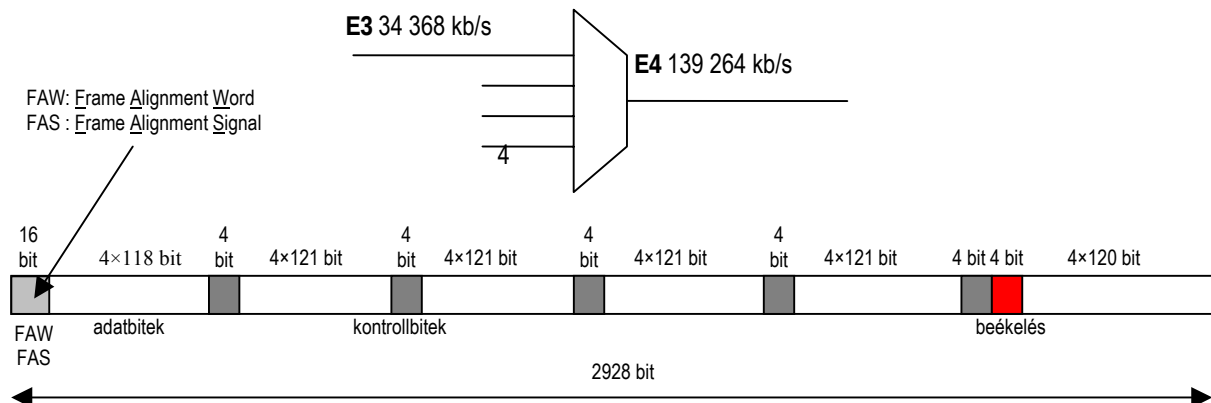


Ez a szint a paraméterektől eltekintve megegyezik az előző szinttel, itt csatornánként 377(+1) bitet visznek át, a frekvenciahatárok pedig a következőképpen alakulnak.

$$f_{\min}^{E3} = 377 \text{ bit} \cdot f_k^{E3} = 377 \text{ bit} \cdot \frac{34378 \cdot 10^3 \text{ bit/s}}{1536 \text{ bit}} = 8435,375 \text{ kb/s}$$

$$f_{\max}^{E3} = 378 \text{ bit} \cdot f_k^{E3} = 378 \text{ bit} \cdot \frac{34378 \cdot 10^3 \text{ bit/s}}{1536 \text{ bit}} = 8457,75 \text{ kb/s}$$

E4: Negyedrendű digitális szakasz (quartier hierarchia)



Több a beékelés-vezérlés és a keret is hosszabb, mint az előző szinteken.

A keret 2928 bitből áll, ebből egy bemenő E3 csatornára 722(+1) bit jut.

PDH előnyei, hátrányai

- A nyalábolás bitenként történik.
- Az európai, a japán és az amerikai változat különböző.
- Pleziokron:

- Az egyes eszközök bitsebességei eltérhetnek a névlegestől a rendszer mégis zavartalanul működik.
- Nem kell terjeszteni a szinkronjelet a hálózatban (erre nem is volt lehetőség az eljárás megalkotásakor).
- Szintenként újra kell keretezni. Vegyünk egy példát: Egy kis falu E1-es ellátását kell megoldani a közelben haladó E4-es vonal segítségével. A hierarchia minden szintjét végig kell járni.
- Nincs elég hely az üzemeltetési/fenntartási és esetleg egyéb információk átvitelére.
- A védelem nehézkesen oldható meg.
- A modem átvitelben korlátozza a használható sávszélességet.

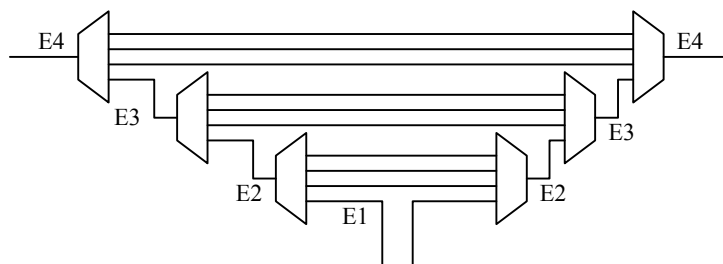
2.1.1.3. SDH

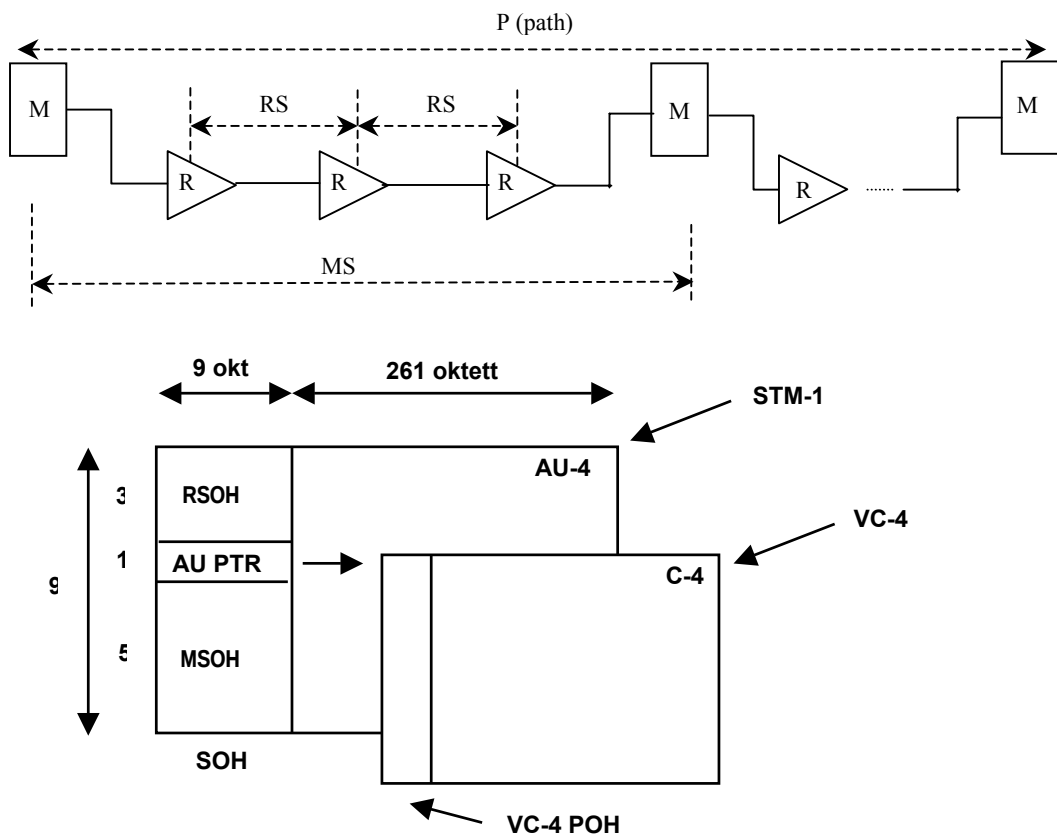
Az ANSI kialakította a SONET-et (Synchronous Optical Network) elsősorban a TransAtlanti összekötés céljaira. Ezt követően az ETSI specifikálta az SDH-t (Synchronous Digital Hierarchy). Majd végül (noha már korábban is foglalkozott az SDH szabványosításával) az ITU-T (akkor még CCITT) kialakította a SONET-et és SDH-t egyesítő szintén SDH nevet viselő rendszert. Az első ajánlások a G.707, G.708 és G.709 1988 végén jelentek meg. Kezdetben PDH hálózatok szállító hálózatoként használták, de adatátvitelre is kitűnő.

SDH hálózatok felépítése

SDH/SONET hálózatok fő építőelemei:

- egymódusú fényvezető (pl. ITU-T G.652), a hálózati eszközök összekötésére. Helyette esetenként többmódusú fényvezető vagy rézerű kábel is használható kisebb távok áthidalására.
- Regenerátor: jelfrissítést, erősítést, paritásellenőrzést végez
- ADM (Add and Drop Multiplexer): leágaztató nyaláboló, segítségével egy nagyobb bitsebességű (pl. STM-1, 4 vagy 16) folyamból kisebb bitsebességű





(pl.VC-4, VC-12) konténereket ágaztat le.

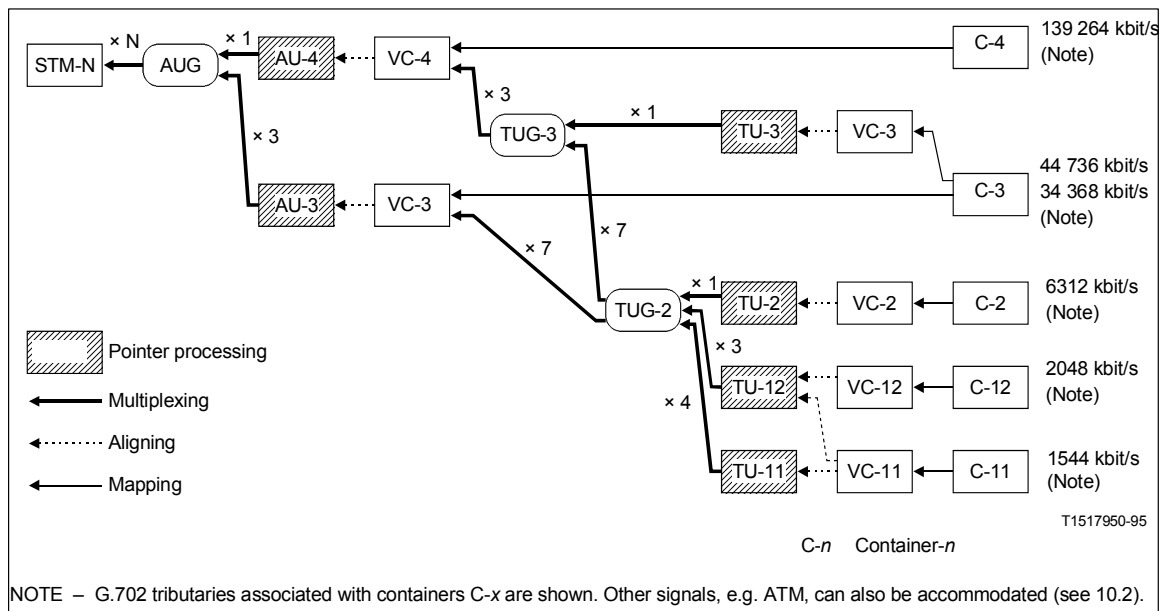
- DXC (Digital Cross Conect): digitális rendező, több nyaláboló szakasz virtuális konténereinek rendezésére szolgál. Pl. két gyűrű korlátozások nélküli összekötésére alkalmas, de különböző topológiák alakíthatók ki segítségével: hierarchikus gyűrűk, szövevényel összekötött gyűrűk, szövevényes összekötés, szövevényes hálózat felett definiált gyűrűk, stb.

Az alábbi ábrán látható hogy a két jelfrissítő közti szakaszt regenerátor szakasznak (RS: Regenerator Section) nevezzük, magasabb szinten már csak a nyalábolók közti szakaszokat (MS: Multiplexer Section) különböztetjük meg, míg felső szinten útvonalakat (P: Path) kezelünk.

Ennek megfelelő a keretszervezés is. A C-4 hordozó 9 sorból áll, mindegyike 260 oktettet tartalmaz. Ide helyezzük el folytonosan soronként a hasznos adatot. Például az E4 szintű PDH jelet, ATM cellákat vagy IP csomagokat. Emellett az alacsonyabb szintű hordozóegységeket is összefogva e C-4-be helyezzük. Minden hordozót (C-x konténert) út-fejrésszel (POH: Path OverHead) kiegészítve kapjuk a virtuális konténert (VC). A POH értékét az út végpontjain állítjuk csak, és a teljes útra vonatkozó információkat tartalmaz. A VC egy önálló egység, mely tetszőleges helyre kerülhet a magasabb szintű keretszervezésben, de helyét a mutatók segítségével

egyértelműen követni tudjuk. Ábránkon a VC-4 helyét az STM-1 kereten belül az AU-4 PTR mutató tartja számon. Az STM-1 az első szintű szinkron szállító egység (Synchronous Transport Module). Mérete 9 sor x 270 oktett. Ebből az első 9 oszlop (81 oktett) a szakasz-fejrész (SOH: Section Overhead). Az SOH utolsó 5 sora (45 oktett) a nyaláboló-szakasz fejrész (MSOH: Multiplexer SOH) mely a nyalábolók közti többletinformációkat szállítja, míg a jelfrissítő-szakasz fejrész (RSOH Regenerator SOH) a jelfrissítők közti többletinformációt. Az STM-1 fejrészének negyedik sora a mutató, mely a "hasznos rakomány" VC-4 helyzetét mutatja az STM-1-en belül.

Az alábbi ábra (ITU-T G.707) szemlélteti hogyan lehet különböző bitsebességeken csatlakozni az SDH rendszerhez:



Megjegyzés: A G.702 ajánlás összerendeli a komponenseket a C-x konténerekkel, amint az látható. Más jelek - pl. ATM - is elhelyezhetők.

Vegyük észre, hogy ez az ábra mind az ANSI SONET mind az ETSI SDH "utakat" tartalmazza. Például az AU-3, TU-11 és TU-2 elsősorban SONET specifikus, míg például a TU-3, TUG-3 és TU-12 kialakítása ETSI SDH specifikus.

Az alábbi ábra szemlélteti az SDH illetve SONET hierarchiát.

STM-64	9 953.28 Mb/s	OC-192 STS-192
STM-16	2 488.32 Mb/s	OC-48 STS-48
STM-4	6 220.08 Mb/s	OC-12 STS-12
STM ¹ -1	155.52 Mb/s	OC-3 STS-3
	E4 139.264 Mb/s	44.736 Mb/s T3
	E3 34.368 Mb/s	6.312 Mb/s T2
	E1 2.048 Mb/s	1.544 Mb/s T1
	64 kb/s	DS ¹⁰

Négy STM-1 jel oktettenkénti nyalábolásával kapjuk az STM-4 hierarchiaszintet illetve 16 STM-1 szintű jel nyalábolásával kapjuk az STM-16 szintet az alábbi ábra szerint:

SDH hálózatokban a meghibásodások ellen kitűnő védelmi mechanizmus áll rendelkezésre, de ezt a 4.2 fejezetben részletesebben ismertetjük.

Előnyök, hátrányok

Az ITU-T SDH rendszer előnyei, hogy talán ez az első olyan rendszer mely (noha vannak eltérések) világméretben is egységesnek mondható, és ezáltal együttműködőképes. További előnye, hogy igen nagy bitsebességű átvitelt tesz lehetővé (pl. STM-64 közel 10 Gb/s), de pl. DWDM-mel együttesen használva akár ennek sokszorosát is. Az SDH a már meglévő PDH hálózatok forgalmának nyalábolására, szállítására kiválóan alkalmas, de emelett adatszállításra, bérelt vonalak kialakítására is kitűnő. A szinkronitásból adódóan további előnye, hogy bármelyik magasabb hierarchiaszinten könnyen hozzáférünk egy-egy alacsonyabb szintű konténerhez, és ezáltal annak tartalmához is. Az SDH hátránya viszont, hogy igényli egy szinkronhálózat kialakítását.

2.1.2. Előfizetői, hozzáférési hálózatok

(Szerkesztői fejezet)

A hálózat legalsó síkja különleges jelentőségű, ebből van a legtöbb. Ezért ennek gazdaságos megoldása elsődleges fontosságú.

Az 1900-as években nagy súlyt helyeztek arra, hogy ebben a hálózati síkban minél gazdaságosabb módszereket tudjanak bevezetni, az utóbbi két év azonban döntő változásokat hozott, a hálózatépítés gépesítése jelentősen csökkentette az építési költségeket, ugyanakkor számos szolgáltatás jelentkezett, mely megkövetelte, hogy a felhasználók lakásáig szélessávú útvonalak legyenek. Ebben elsődleges a kábeltelevíziózás, mely rövid időn belül minden lakást elér. Ennek hálózati struktúráját a 4.7. alfejezetben tárgyaljuk. A másik új igény a világhálón való böngészés, mely speciális új hálózati struktúrákat és szélessávú elérhetőséget követel meg. Erről részletesen olvashatunk a 4.11. és 4.12. alfejezetben, végül a különböző hálózati síkok technológiája az idők folyamán összeolvadt, ezért az elvek, melyek az 1.9. és a 4.3. alfejezetekben találhatók lefedtek minden olyan problémát, melyet ebben a fejezetben terveztünk tárgyalni. További tanulsága a fejlődésnek a digitális előfizetői hozzáférések, melyek ISDN alapúak vagy valamilyen digitális előfizetői hozzáférést (xDSL) igényelnek.

Ezen tényezők a könyv megírása során olyan mértékű változásokat eredményeztek, hogy az eredeti fejezet közzétételét nem láttuk előre mutatónak. Reméljük, hogy a hivatkozott alfejezetek áttanulmányozásával az olvasók a szükséges információkat megkapják.

2.1.3. Kábeltelevízió hálózatok építőelemei

Szerző: dr. Mátay Gábor

Lektor: Seffler Sándor

A kábeltelevízió (KTV) hálózatok felépítését és működését a 4.8. alfejezet tárgyalja. A jelenlegi korszerű, kétirányú KTV-hálózatok *mind a technikájukat, mind a technológiájukat tekintve vegyes hálózatok*, mely azt jelenti, hogy a műsorok elosztásakor az analóg és digitális technika együtt fordul elő. Elosztóhálózatukban HFC (**hybrid fiber coaxial**: optikai és koaxiális kábelt használó KTV) technológiát használnak [2.2.3.1].

Az építőelemek a fejállomáshoz és az elosztóhálózathoz rendelhetők. A fejállomást egyetlen építőelemnek tekintve csak blokkvázlat szintig, az elosztóhálózat

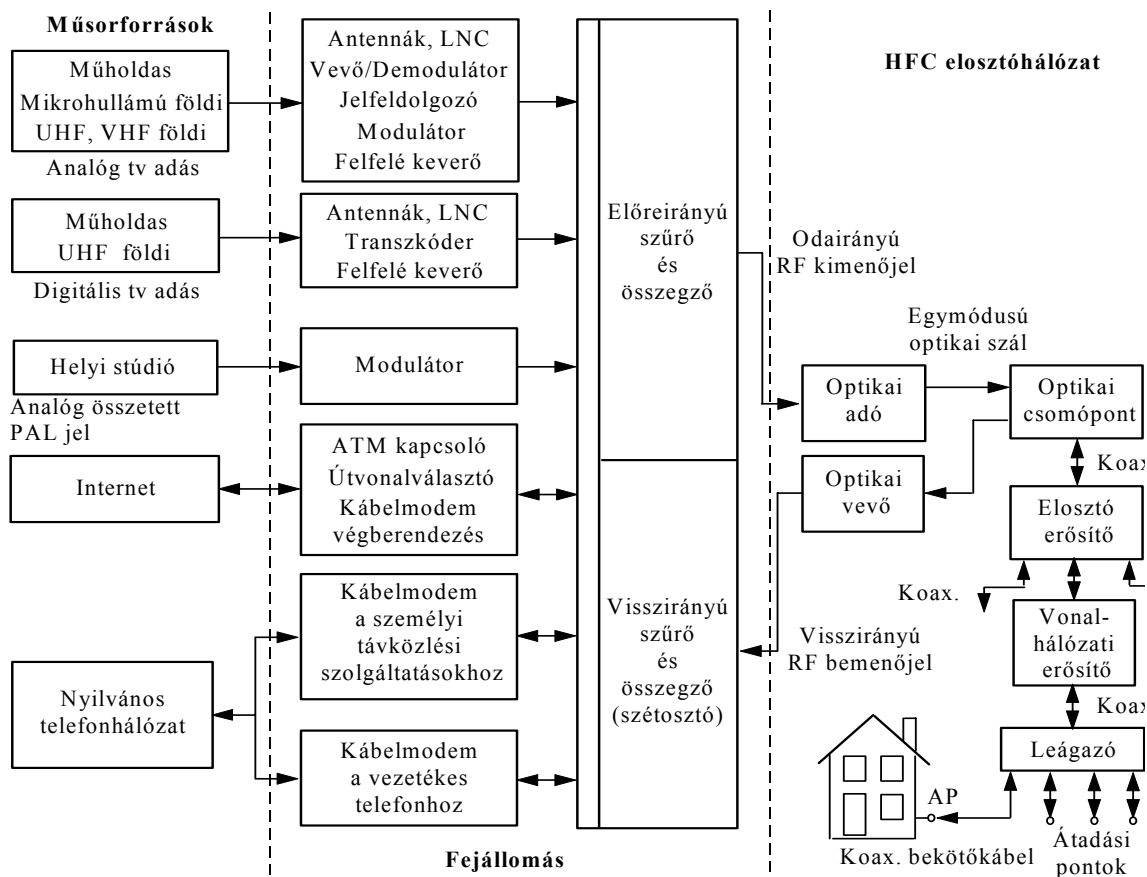
elemeit pedig az optikai- és a koaxiális-hálózati részhez rendelve ismertetjük. A HFC elosztóhálózatban használt kétféle átviteli közeget: a koaxiális kábelt a 2.1.3., a fényvezetőt pedig a 2.1.4. alfejezetek tárgyalják.

A fejállomás

A fejállomás felépítését és helyét a KTV-rendszerben a 2.2.3.1. ábra mutatja. A felépítés függ a KTV-rendszer műsor és adatátviteli szolgáltatásaitól.

A 2.2.3.1. ábrán feltüntetett fejállomás funkcionális blokkdiagramja feltételezi a következőket:

- a fejállomásba kerülő *analóg műsorok* műholdról, földi mikrohullámú láncból és földfelszíni tv-adókból származnak;
- a *digitális műsorok* műholdról és földfelszíni tv-adókból érkeznek;
- az esetlegesen bevitt helyi műsorok analóg jelként kerülnek a fejállomásba;
- a KTV-rendszer Internet és telefon szolgáltatásra alkalmas;
- a fejállomáshoz csatlakozó elosztóhálózat fény-hálózati részén SDM (**s**pace **d**ivision **m**ultiplexing: térosztású nyalábolás) nyalábolási eljárást alkalmaznak (az előre- és a visszirányt független fényvezető szálak viszik át);
- az adatátvitelre használt csatornák FDM (frequency division multiplexing: frekvenciaosztású nyalábolás) nyalábolásúak.



2.2.3.1. ábra A fejállomás funkcionális blokkvázlata és a HFC elosztóhálózat elemei

A műholdról származó analóg és digitális műsorcsatornák a kiszajú keverő (LNC (low noise converter)) kimeneti frekvenciasávjában elhelyezkedő műhold transzpondernek megfelelő sáv szélességű csatornákon kerülnek a vevő/demodulátorra, majd annak kimeneti jele feldolgozás után a modulátorokba jut (remoduláció), melyek analóg tv-programok esetén AM-VSB, digitális tv-műsorok esetén 64QAM modulációt hoznak létre KF-en. A megfelelő moduláció után már csak egy felfelé keverés következik, mely a 8 MHz sáv szélességű csatornát az elosztani kívánt frekvenciára transzponálja. A műhold transzponder sáv szélességben elhelyezkedő 8 vagy 10 digitális tv- és 8 vagy 10 digitális rádióműsor a fenti átalakítások után az UHF sáv egy 8 MHz sáv szélességű csatornájában jut el az előfizető tv-készüléke melletti set top box-ba, mellyel lehetségessé válik a kívánt program kiválasztása (lásd a 4.8. alfejezetet).

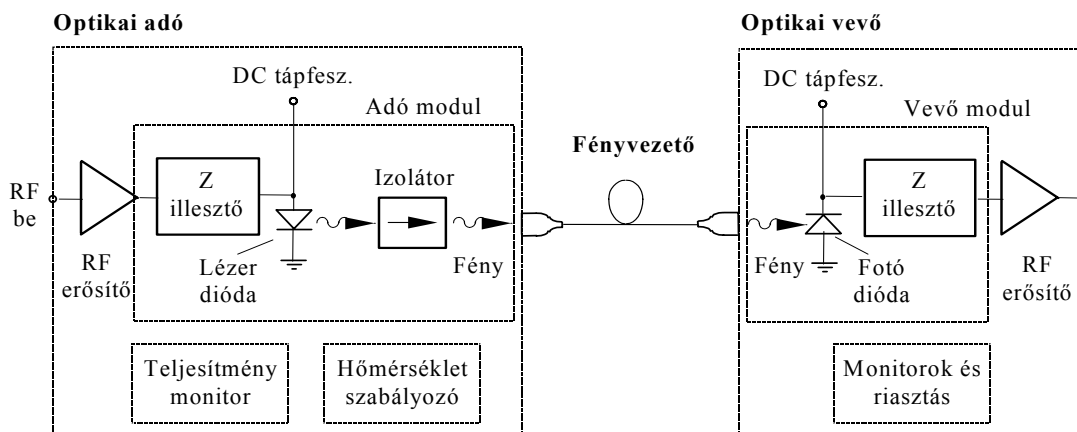
Az előreirányú jelek összegzése után nyert jel optikai adóra (E/O átalakítóra) kerül, melynek optikai kimenőjelét az optikai csomópontig egymódusú fényvezető

szálon vezetik. Az optikai csomóponttól a visszirányú optikai jelet egy másik független szál viszi az optikai vevőig (O/E átalakítóig), melynek kimenetén megjelenő RF-sávú visszirányú jelek szétosztás után a megfelelő kábelmodemeken keresztül jutnak a szolgáltatásnak megfelelő központi helyre. Az optikai adót és vevőt gyakran a fejállomás részének tekintik a 2.2.3.1. ábrán szaggatott vonallal jelölt határvonaltól eltérően.

Az elosztóhálózat koaxiális részén az előre- és visszirányú jelek ugyanazon a koaxiális kábelben haladnak az előfizetői csatlakozóig. A kétirányú jeleket váltószűrőkkel (diplexerekkel) választják szét. Természetesen a koaxiális hálózati részben található a 2.2.3.1. ábrán feltüntetett építőelemek szintén kétirányúak.

A fényvezető hálózati rész (törzshálózat) és építőelemei

A HFC elosztóhálózat egy optikai hálózati szakasza (pl. az előreirányú szakasz) optikai adóból (E/O átalakító) és vevőből (O/E átalakító), valamint az őket összekötő fényvezető szálból áll. Az egyszerűsített blokksémát a 2.2.3.2. ábra mutatja a [2.2.3.2] alapján.



2.2.3.2. ábra Az optikai hálózati szakasz blokksémája

Az RF bemenőjel (az összes elosztani kívánt műsorcsatorna FDM nyálábolás után) modulálja a félvezető lézardióda által kibocsájtott fény intenzitását, mely fókuszálva a fényvezetőbe kerül. E szálon keresztül jut a fény az optikai vevőbe, amely az optikai jelet RF jellé alakítja vissza. A teljes szakasz az analóg jelek átvitele miatt *nagy linearitással kell hogy működjön*. Ugyanakkor az optikai adó és vevő nemlineáris eszközök. Az optikai adó fényének pillanatnyi kimeneti teljesítménye a

bemeneti árammal, azaz az RF bemenőjel teljesítményének a négyzetgyökével arányos. A szakasz másik végén az optikai vevőben lévő fotódetektor a vett optikai jel teljesítményével arányos RF kimeneti jelet szolgáltat (négyzetes detektorként működik), így a teljes szakasz elvileg lineáris [2.2.3.3]. A valóságban sem az optikai adóban alkalmazott DFB¹-lézer, sem pedig a fotódióda nem működik ideálisan, ezért az eredő nemlinearitás csökkentésére gyakran előtorzítást alkalmaznak, hogy a másod- és harmadfokú összetett torzítási termékek (CSO² és CTB³) szintje a vivőhöz képest a kívánt értékű maradjon. Az ideális működés jobb megközelítése érdekében a lézardiódát nagyáramú munkapontban működtetik. Az optikai adóban és a vevőben a diódák illesztését az RF erősítőkhez szélessávú impedanciaillesztő áramkörök biztosítják. Az adó kimenetén lévő optikai izolátor az optikai csatlakozóknál fellépő reflexiók DFB-lézerre való visszahatását akadályozza meg. A lézardióda jellemző torzítási termékei a környezeti hőmérséklet változásával jelentősen megváltoznak, ezért hőmérsékletük állandóságáról, automatikus hőmérsékletszabályzó áramkör gondoskodik. A jellemző paraméterek folyamatosan figyelik és ez vezérli az automatikus előtorzítás szabályozását. Az optikai vevőben található riasztó az optikai összeköttetés megszakadása esetén lép működésbe. A lézardiódák optikai kimenőjelenek véletlen fluktuációjára a *relatív intenzitás-zaj* (RIN⁴) jellemző.

A lézardióda modulációtól függő pillanatnyi kimeneti teljesítményével kis mértékben változik a fény hullámhossza. Ezt a nemkívánt FM-et "chirp"-nek nevezik, melynek hatására a fényvezetőn a terjedési sebesség hullámhosszfüggése miatt változik a terjedési idő, ez a jelenség a *kromatikus diszperzió*. Az optikai adó kimenetén, a fényvezető szálon és az optikai vevő bemenetén fellépő reflektált jelek egymásrahatása szintén rontja az átvinni kívánt jelek minőségét. Ez az oka annak,

¹ DFB - **d**istributed **f**eed**b**ack laser: elosztott visszacsatolású kiszajú nagydinamikájú alkalmazásoknál használt lézardióda.

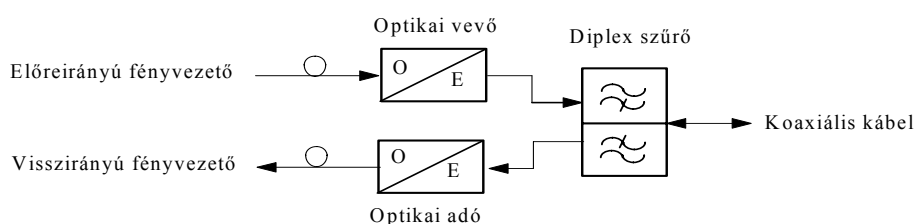
² CSO - **c**omposite **s**econd **o**rd**e**r: a nemlineáris karakterisztika másodfokú tagjából származó összetett torzítási termék (pontos definíciójáért lásd a 4.8. fejezetben).

³ CTB - **c**omposite **t**riple **b**eat: a nemlineáris karakterisztika harmadfokú tagjából származó összetett torzítási termék (pontos definíciójáért lásd a 4.8. fejezetben).

⁴ RIN - **r**elative **i**ntensity **n**oise: relatív intenzitás-zaj, definíciója az 1 Hz sáv szélességben fellépő zajteljesítménynek viszonya az átlagos optikai teljesítményhez. Tipikus értéke DFB-lézerek esetén - 160 dB/Hz, a kimenetről reflektált jelek, ennek értékét jelentősen rontják (ennek elkerülésére lásd optikai izolátort az 2.2.3.2. ábrán).

hogy a méréseket a teljes átviteli szakaszon az adott irányban aktuálisan használt fényvezető szál esetén végzik el.

Az *optikai csomópont* (helyét a KTV-rendszeren lásd a 2.2.3.1. ábrán), az *ONU*⁵ előreirányú optikai vevőt, visszirányú optikai adót és duplex szűrőt tartalmaz. Az optikai vevő kimenete a duplex szűrő felüláteresztő szűrőjéhez, az optikai adó bemenete pedig az aluláteresztő szűrőjéhez, a két szűrő közös pontja pedig a koaxiális vonalhálózati kábelhez csatlakozik, mint azt a 2.2.3.3. ábra mutatja. Megjegyezzük, hogyha az optikai vevő több kimenettel, az optikai adó több (a vevő kimeneteivel megegyező számú) bemenettel rendelkezik, akkor az optikai csomópont több vonalhálózati koaxiális kábelt láthat el. Természetesen minden koaxiális kábelhez egy-egy duplex szűrő tartozik. Az optikai csomópontot távtáplált esetben a koaxiális kábelről látják el energiával.



2.2.3.3. ábra Az optikai csomópont (ONU) bloksémája

A koaxiális hálózati rész építőelemei

A koaxiális hálózati rész a törzshálózat végét jelentő optikai csomópont és az előfizetői csatlakozók között helyezkedik el. Aktív elemei: a szélessávú kétirányú vonalerősítők, a leágazó erősítők és a házhálózati erősítők.

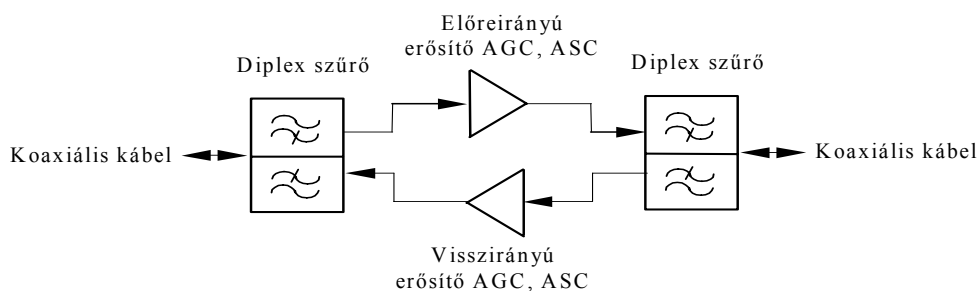
Passzív elemei: a koaxiális kábel, a teljesítményosztók, csillapítók, kiegyenlítők, szűrők, tápfeszültség betáplálók és az előfizetői csatlakozó.

Az átviteli út ezen szakaszán is az ideális jelátvitel feltétele, a lineáris torzításoktól való mentesség (állandó amplitudó- és állandó futásiidő-frekvenciamenet), valamint a zajok és nemlineáris torzítások minimalizálása. A működési frekvenciatartományban törekedni kell mindkét irányban az ideális átviteli eset közelítésére. Az elosztóhálózat ezen részében átviteli közegként alkalmazott

⁵ ONU - optical node unit (optikai csomóponti egység)

koaxiális kábel sem ideális. Csillapítása növekszik a frekvencia és a környezeti hőmérséklet növekedésével. A passzív építőelemek egy része és az erősítőkben alkalmazott szabályozások éppen ezen tulajdonságok kiegyenlítésére szolgálnak. A KTV-rendszer működését alapvetően a zajok és a nemlineáris torzítások korlátozzák. Az előírt vivő-zaj viszony és vivő-torzítási termék viszony biztosításához a *működési jelszint*⁶ nem nőhet és nem csökkenhet a koaxiális hálózati rész mentén, ezért ezeket az *egységnyi erősítés koncepció* alapján tervezik [2.2.3.4]. Az erősítők tehát csak annyit erősítenek, hogy a közöttük lévő passzív elemek okozta csillapítást ellensúlyozzák. A nemlineáris torzítások csökkentésére az RF erősítőkben ellenütemű kapcsolást⁷ és olyan áramköri megoldásokat alkalmaznak, melyekkel az erősítő elemre jutó jelszint csökkenthető (DP⁸-, QP⁹-erősítők), valamint a munkaponti feszültségeket és áramokat a kivezérléshez képest nagyra választják.

Kétirányú vonalhálózati erősítő egyszerűsített blokkvázlatát 2.2.3.4. ábra, *elosztó vagy leágazó erősítő* blokkvázlatát pedig 2.2.3.5. ábra mutatja.



2.2.3.4. ábra Kétirányú vonalhálózati erősítő blokkvázlata

Mindkét ábrában szereplő erősítők a szint pontos beállíthatósága érdekében változtatható erősítésű, a koaxiális kábel csillapításának hőmérséklet- és

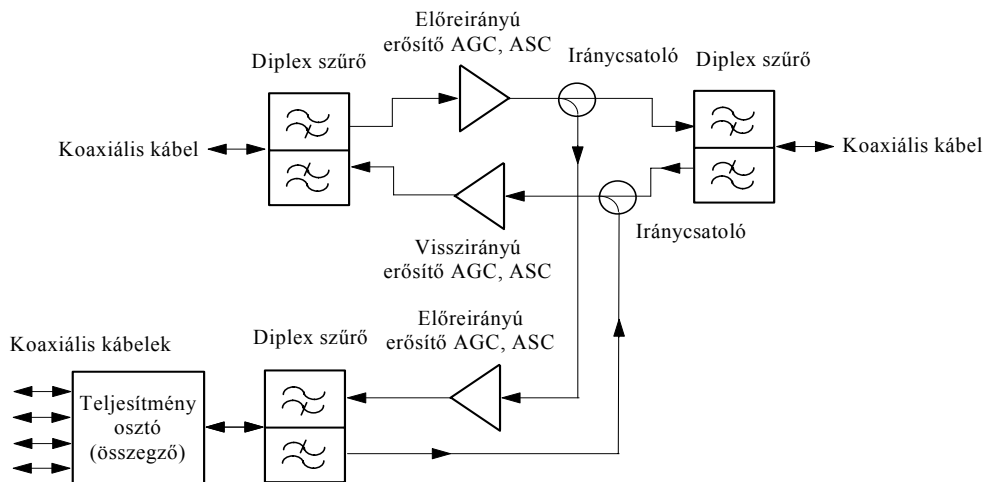
⁶ működési jelszint: az erősítők kimeneti szintje a legnagyobb működési frekvencián (a legnagyobb működési frekvencia az előreirányú és visszirányú esetben eltérő).

⁷ Ellenütemű kapcsolat alkalmazása esetén a nemlineáris karakterisztika páros fokszerű torzítási termékei elvileg nem jönnek létre, a valóságban a nem teljes szimmetria miatt csak igen kis szinten jelentkeznek.

⁸ DP - **double power** erősítő: két hibrid (teljesítményosztó és összegző) között elhelyezkedő két ellenütemű erősítőből felépülő kapcsolat. A teljesítményosztás miatt az ellenütemű erősítőkre fele akkora teljesítmény jut, ezért a vivő- harmadfokú torzítási termék viszony 6 dB-lel javul egy ellenütemű erősítőhöz képest veszteségmentes teljesítményosztást és összegzést feltételezve.

⁹ QP - **quadra power** erősítő: két hibrid (teljesítményosztó és összegző) között elhelyezkedő két DP-erősítőből felépülő kapcsolat. Ez esetben egy ellenütemű erősítőre 1/4 teljesítmény jut, ezért a vivő- harmadfokú torzítási termék viszony 12 dB-lel javul egy ellenütemű erősítőhöz képest veszteségmentes teljesítményosztásokat és összegzéseket feltételezve.

frekvenciafüggése folyamatos kiegyenlítése miatt pedig automatikus szint- (ALC¹⁰), vagy automatikus erősítésszabályozással (AGC¹¹) és a frekvenciakarakteristika meredekségének automatikus szabályozására alkalmas áramkörrel (ASC¹²) rendelkeznek.



2.2.3.5. ábra Kétirányú leágazó erősítő egyszerűsített blokkvázlata

A passzív építőelemek közül a teljesítményosztókat, leágazókat és az előfizetői csatlakozót tárgyaljuk kicsit részletesebben.

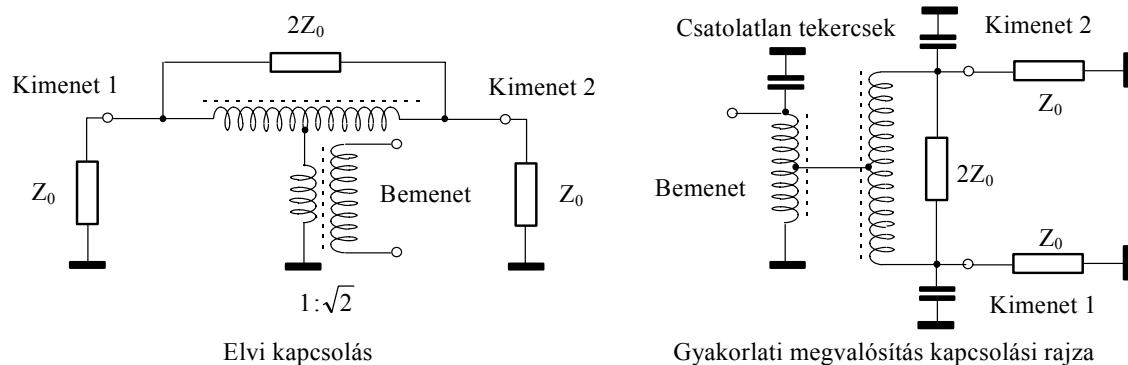
A teljesítményosztók közül kétirányú osztóként leggyakrabban a telefontechnikából jól ismert hibrid nagyfrekvenciás változatát használják, melynek elvi és gyakorlati kapcsolási rajzát a 2.2.3.6. ábra mutatja.

Ideális hibrid és illesztett (Z_0) lezárások esetén a bemeneti teljesítmény feleződve jut az egyik, és a másik kimenetre melyek között a csillapítás (izoláció) végtelen nagy. A $2Z_0$ értékű ellenálláson csak illesztetlen lezárás vagy a hosszági tekercs aszimmetriája esetén folyik áram. A kimeneteket bemeneteknek a bemenetet kimenetnek használva a hibrid összegzőként működik.

¹⁰ ALC - **automatic level control**: automatikus szintszabályozás, rendszerint PIN diódás csillapítóval történik.

¹¹ AGC - **automatic gain control**: automatikus erősítésszabályozás, rendszerint az erősítő elem valamely tápfeszültségének a változtatásával valósítják meg.

¹² ASC - **automatic slope control**: az erősítés-frekvenciakarakteristika meredekségének automatikus beállítása a kábelcsillapítás frekvenciafüggésének a kiegyenlítésére.



2.2.3.6. ábra A 3 dB-es hibrid kétirányú osztó elvi és gyakorlati kapcsolási rajza

Valóságban az építőelemek vesztesége miatt a bemenet és kimenetek közötti csillapítás a frekvencia függvényében tipikusan 3,2-3,5 dB az ideális 3 dB-es érték helyett. A kimenetek közötti izoláció ≥ 20 dB. A gyakorlati kapcsolásban a bemeneten lévő megcsapolt vasmagos tekercs, mint autotranszformátor működik és az impedanciaillesztés feladatát látja el; a kapacitások a tekercsek szórt induktivitásának a kompenzálására szolgálnak.

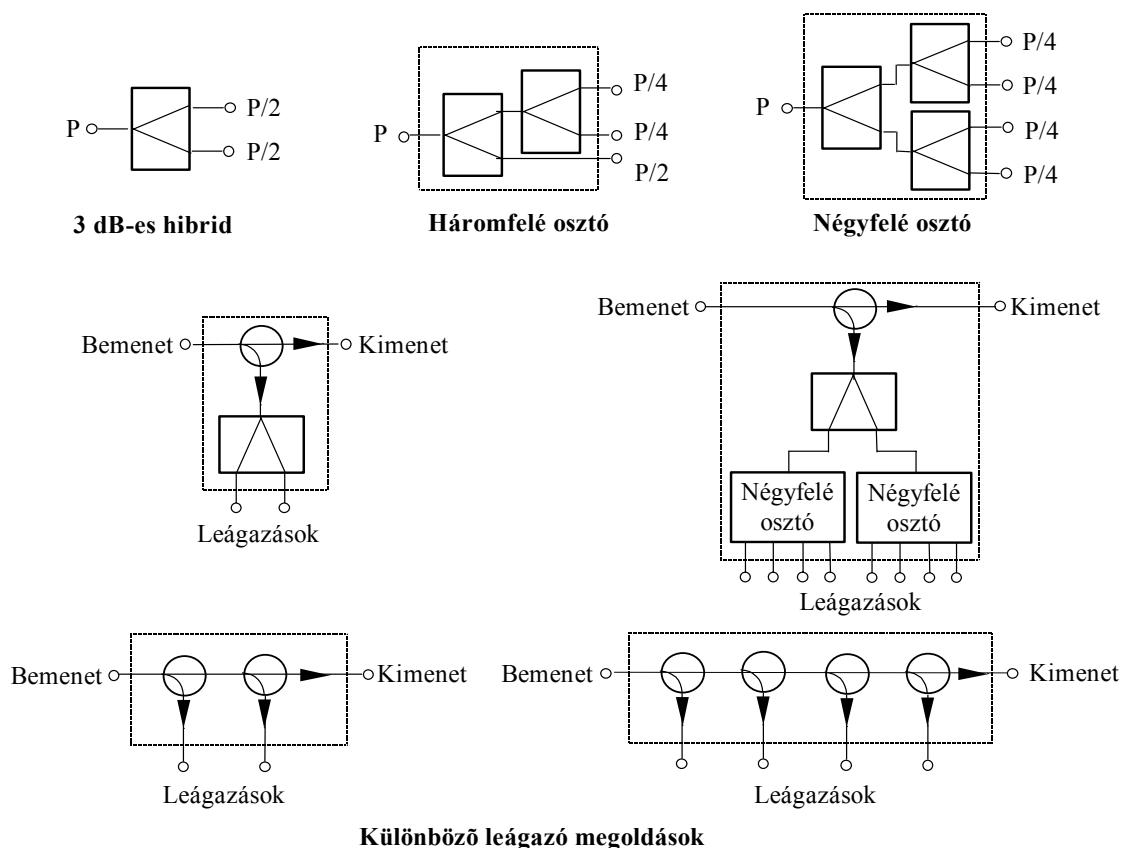
Többfelé osztót és leágazót 3 dB-es hibridek összekapcsolásával, iránycsatolók kaszkádjával, vagy a két elem vegyesen használva nyerhetünk. Erre néhány példa a 2.2.3.7. ábrán látható.

Az *előfizetői csatlakozók* sokféle típusa létezik. A legkorszerűbbek egy RF bemenettel, TV és FM-rádió kimenettel és az adatátvitelhez egy külön kétirányú csatlakozóval rendelkeznek (vázlatos rajzát lásd a 2.2.3.8. ábra baloldalán). Ez a megoldás hallgatólagosan két dolgot feltételez: a hálózati csillag-struktúrájú, a kábelmodembe a duplex szűrő beépítésre került. Ez utóbbi feltétel szinte minden mai kábelmodemre fennáll.

Egy lehetséges előfizetői csatlakozó megoldás vázlatos rajza és blokkdiagramja a 2.2.3.8. ábrán látható.

Az előfizetői csatlakozó tipikus adatai:

- Beiktatási csillapítás bemenet-kábelmodem csatlakozó között 10 dB;
- Beiktatási csillapítás bemenet-TV és FM rádió kimenet között 14-16 dB;
- Izoláció kábelmodem csatlakozó- TV és FM rádió kimenet között ≥ 36 dB;
- Izoláció TV és FM rádió kimenet között ≥ 40 dB;
- Reflexiós csillapítás bármely kapun ≥ 26 dB.

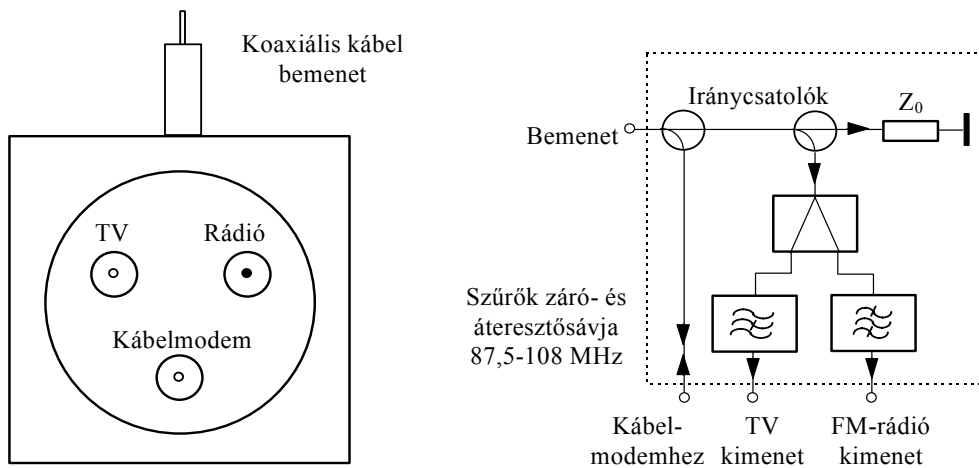


2.2.3.7. ábra Teljesítményosztó és leágazó megvalósítások

Az erősítők és optikai csomópontok távtáplálására szolgáló *tápfeszültség betápláló* egyszerű felépítésű aluláteresztő szűrő. A tápáramforrás váltakozóáramú 50 Hz, feszültsége kb. 45-60 V-os. A táplált eszközök mindegyikében stabilizált tápegység található. Az erősítők DC tápfeszültsége rendszerint +24 V, áramfelvételük elérheti az 1,2 ampert. A tápellátás tervezésekor a nagy áramfelvétel miatt a koaxiális kábel 50Hz-en mért ellenállásán eső feszültségeket gondosan számítani kell [2.2.3.5].

A KTV-rendszerben alkalmazott *RF szűrők* aluláteresztő, felüláteresztő, sáváteresztő, sávzáró típusúak. Céljuk bizonyos sávban elhelyezett programcsomagok az előfizetési díjtól függő, továbbítása az adott előfizető számára, vagy annak kizárása. A csillagpont után az előfizetői kábel előtt, zárt helyen kerülnek elhelyezésre.

A *set top box*-ok az előfizetői csatlakozó után, rendszerint a TV készülék tetején helyezik el, melyre angol elnevezésük is utal. Feladatuk azon műsorcsatornák vételének a biztosítása, melyre az adott készülék önállóan képtelen volna. Például a



2.2.3.8. ábra Egy korszerű előfizetői csatlakozó

kiegészítő műsorcsatornák vételére alkalmatlan készülék alkalmassá tehető ezek vételére egy olyan set top box-szal, mely ezen csatornákat egyetlen, a TV készülék által vehető csatornára konvertálja. A set top box digitális műsorcsatornákat is szolgáltató KTV hálózat és kizárólag analóg vételre alkalmas előfizetői TV készülék esetén egy digitális vevő, melynek kimeneti alapsávi analóg video- és hangjelét az analóg TV készülék megfelelő bemeneteire vezetve a digitális műsorcsatornák is vehetővé válnak.

Az elosztóhálózatokon a KTV szolgáltatók továbbíthatnak olyan műsorcsatornákat is, melyek az előfizető számára csak külön díj fizetése esetén lesznek hozzáférhetőek, azaz csak *feltételes hozzáférést* biztosítanak. Ezeket a műsorokat a többi előfizető képtelen venni, mert vagy speciális modulációt alkalmaznak vagy a hasznos jelekhez olyan jelet vagy jeleket is hozzátesznek, hogy az eredő jel élvezhetetlen képet és hangot szolgáltatson. Ez utóbbi eljárást "titkosításnak" is szokás nevezni. Ilyen műsorokat is továbbító rendszerekben a set top box tartalmaz olyan áramköröket is, melyek a KTV fejállomásról érkező "parancs" hatására a hozzáadott jeleket eltávolítják és így a titkosított csatornák műsorai is vehetővé válnak. Természetesen a parancs címzetten, azon előfizetőkhöz érkezik, akik a titkosított műsorra is előfizettek. Bizonyos set top box-ok tartalmaznak olyan feltételes hozzáférési megoldásokat, melyek gyermekek számára nem ajánlatos műsorok nézését teszik lehetetlenné. Ezeket a tiltásokat a felnőtt előfizető önmaga képes oldani például egy kulcs set top box-ba történő helyezésével, vagy egy jelszó megadásával. A fent felsorolt több funkciót is ellátó set top box-ok ára

rendszerint olyan nagy, hogy azokat letéti díj fejében a szolgáltató adja a megrendelő előfizetők számára.

Irodalomjegyzék

[2.2.3.1] Raskin, Donald; Dean Stoneback: Broadband Return Systems for Hybrid Fiber/Coax Cable TV Networks, Prentice Hall, New Jersey, 1998, 297 pages, ISBN 0 13 636515-9

[2.2.3.2] Olson, Todd: An RF and Microwave Fiber-optic Design Guide, Microwave Journal, August 1996, pp. 54-78.

[2.2.3.3] Ciciora, Walter; James Farmer; David Large: Modern Cable Television Technology: Video, Voice, and Data Communications, 1st edition, 912 pages, Morgan Kaufmann Publishers, San Francisco, California, 1998 December, ISBN 1 55860 416 2,

[2.2.3.4] Harrel Boby: The Cable Television Technical Handbook, Artech House, Dedham, 1985, 312 pages, ISBN 0 89006-157-2

[2.2.3.5] Solti Miklós: Kábeltelevíziós elosztóhálózatok tervezése, Távközlési Kiadó, Magyar Távközlési Részvénytársaság, Budapest, 1995., 307 oldal, ISBN 963 7588 38 8

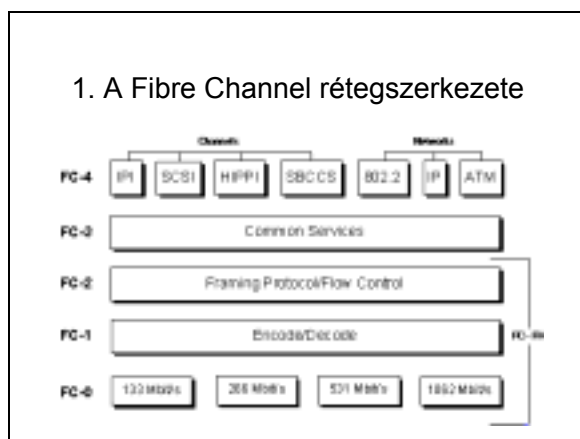
2.1.4. Szélessávú átviteli módszerek

Szerző: dr. Eged Bertalan

Lektor: dr. Frigyes István

A nagy sebességű, szélessávú szétosztó hálózatokban alkalmazott átviteli módszerek elsősorban soros bitfolyam átvitelre támaszkodnak. A soros átviteli csatornák duplikálása révén a megvalósuló párhuzamosítással az átviteli sáv szélesség tovább növelhető. A párhuzamosítás lehetőséget teremt a nagy megbízhatóságú összeköttetésekhez szükséges redundancia megteremtéséhez is.

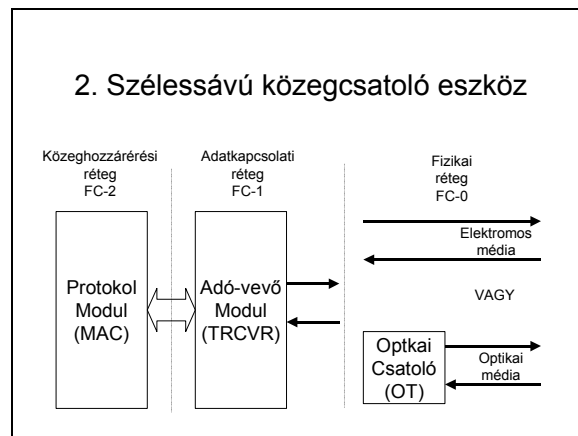
Az 100Mbps sebességtartomány fölötti szélessávú összeköttetések hordozó közege szinte kizárólag optikai vetőkre alapul. Egyes esetekben azonban 100-300m távolságig a réz alapú vezetők is definiálásra kerültek. Ezen nagysebességű rendszerek fizikai rétegében a Fibre Channel [1] [2] néven szabványosított megoldás kerül alkalmazásra, melynek rétegszerkezetét és az arra épülő közegcsatoló eszköz felépítését láthatjuk a következő ábrákon.



2.2.4.1. ábra A Fibre Channel rétegszerkezete

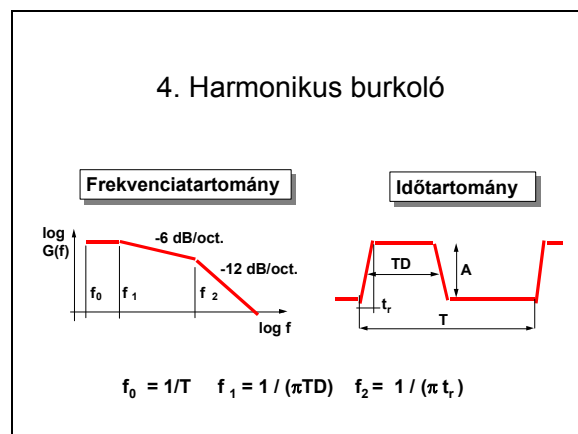
Réz alapú átviteli közeg

Az összeköttetések megvalósítására aszimmetrikus koaxiális és szimmetrikus sodort érpáras vezetékek is alkalmazásra kerülnek. Réz vezetékek esetén a soros bitfolyamot alapsávi, impulzus amplitúdó modulált formában vesszük át a médián, melynek frekvencia tartománybeli diszkrét komponenseinek komplex amplitúdója az időtartománybeli impulzussorozat függvényében az alábbi ábrákon látható.



2.2.4.2. ábra. Szélessávú közegcsatoló eszköz

Gyakorlati szempontból sokkal hasznosabb eszköz a szélessávú átviteli rendszerek alapsávi, álvéletlennek tekinthető impulzusainak spektrális sűrűségfüggvényének burkolója, amit az alábbi ábra szemléltet.



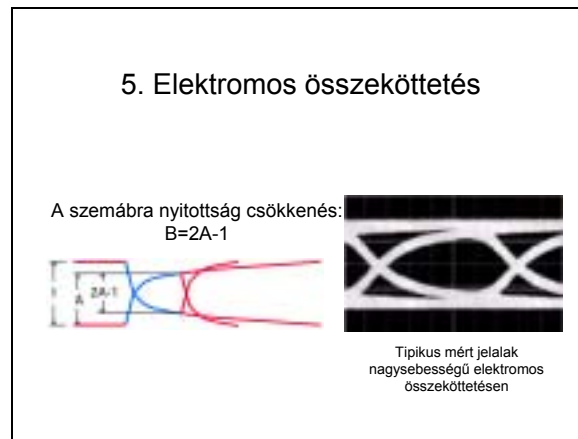
2.2.4.4. ábra. Harmonikus burkoló

Ebben az esetben az átviteli közeg tulajdonságai közül az átvitelre gyakorolt hatás miatt a vezeték jelentős frekvencia függő csillapítása jelenti a legnagyobb problémát.

A veszteségek nagyobb részét a réz vezetők frekvenciától négyzetgyökösen függő skin vesztesége okozza. A veszteségek kisebb hányada a dielektrikum, általános esetben szintén frekvencia függő vesztesége miatt jelentkezik. A négyzetgyökös frekvencia függésű skin veszteség az időtartománybeli jeleken az $\text{erfc}(t)$ függvénynek megfelelő torzulást okoz. Ezt legkönnyebben az álvéletlen

jelsorozat segítségével felvett szemábrán szemléltethetjük. Egy koaxiális kábelben átvitt nagy sebességű jelsorozattal felvett szemábra sorozatot látunk az alábbi ábrán.

Az ábrán jól látható a szemábra záródása a csillapítás miatt, ami az elérhető bithiba arányt rontja. A csillapításon kívül a dielektrikum veszteségének és



2.2.4.5. ábra

dielektromos állandójának frekvenciafüggése is hozzájárul az alkalmazható sebesség megválasztásához. A frekvenciafüggés a diszperzió révén szimbólumközi áthallást okoz, amely szintén az elérhető bithiba arány csökkenésében jelentkezik. Egyes gyártók készítenek speciálisan szélessávú összeköttetések számára ajánlott kompenzált kábeleket. Ilyen kábelekkel a hagyományos koaxiális vagy sodort érpárokkal áthidalható távolságot felülmúló hatótávolságú összeköttetés is megvalósítható. A speciális kompenzált kábelek költségei azonban nagyobb távolságok esetében összemérhetőek az optikai összeköttetések költségeivel, így nagy távolság esetén nem igazán terjedtek el.

Optikai átviteli közeg

Az optikai tartományban megvalósuló szélessávú, digitális összeköttetések esetében az átvitel a fény impulzus-amplitudó modulációja révén valósul meg. Az megvalósítható összeköttetési távolság a vevő detektor bemenetén szükséges jel/zaj viszonyon keresztül gyakorlatilag az összekötő optikai kábel csillapításától függ. Különböző csillapítású multimódusú vagy monomódusú kábelekkel 300m-200km távolságú összeköttetések is realizálhatók.

Optikai modulok

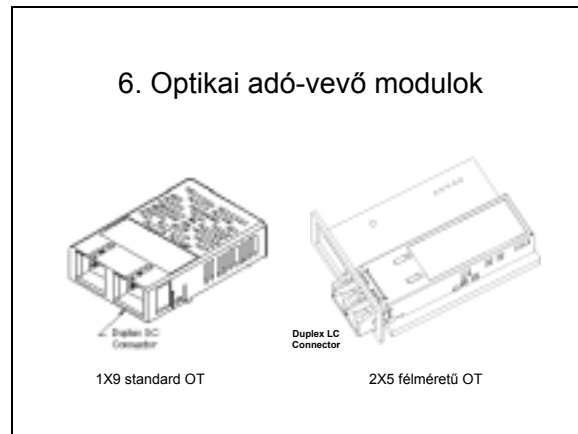
A szélessávú optikai összeköttetések impulzus-amplitúdó modulációját és demodulációját megvalósító egységet optikai modulnak, optikai transceivernek vagy röviden OT-nek nevezzük. Az egység funkciója a soros elektromos impulzusokkal a lézerforrás amplitúdó modulációja on-off keying (OOK) eljárással, illetve vétel irányban a foto detektor jelének erősítése, komparálása és az elektromos csatlakozó felület szerinti kimeneti jelsorozat előállítása.

A gyakorlatban legelterjedtebb és a különböző gyártók egymással csereszabatos OT realizációi differenciális, pozitív emitter csatolt logikájú (PECL) elektromos felülettel rendelkeznek. Az elektromos csatlakozásra 9 kivezetés szolgál, amelyen a 2-2 differenciális adás illetve vétel vonalon (RX+, RX-, TX+, TX-) kívül két földelést (GND, GND), külön adó és vevőági tápfeszültség bevezetést (VCC-RX, VCC-TX) és egy vevőoldali fény érzékelésére szolgáló signal detect (SD) jelet találunk. A kivezetések számára és elrendezésre utalva a szabványos tokozású eszközt a szaknyelv csak 1X9 OT-ként említi. Az OT optikai oldali csatlakozása SC típusú optikai csatlakozókkal van megoldva, amelyek a vétel illetve az adás oldalra szolgáló csatlakozó összekapcsolásával dual vagy duplex SC csatlakozót alkotnak. Ilyen optikai modulokat ma egészen 2.5Gbps sebesség tartományig készítenek.

Az optikai modul belső felépítése az elektromos moduláló impulzus és a lézer dióda illesztésére szolgáló transzimpedanciás erősítőből, valamint a detektor fotodióda és az elektromos vételi jelet generáló komparátor közé helyezett szélessávú kiszajú erősítőből áll. Az optikai modul minőségi jellemzői közé tartozik az adott bithiba arány eléréséhez szükséges optikai teljesítmény a detektor bemenetén, valamint nagyon fontos paraméter a lézer dióda élettartama. A lézerdióda élettartama a karbantartás (csere) nélküli üzemórát határozza meg.

Az optikai modulok fejlődésének következő lépcsője a kétszeres kábelezési sűrűséget lehetővé tevő úgynevezett mini (Small Form Factor, SFF) OT-k megjelenése. Ennek az OT-nek a mérete lehetővé teszi, hogy a hagyományos 1X9 OT által elfoglalt fizikai helyen két darab OT kerüljön beépítésre tovább növelve az integráltságot. Az újabb OT elektromos csatlakozása 2X5 csatlakozóból áll és a korábbi 1X9 csatlakozásokhoz képest tartalmaz egy TX disable jelet, amelyet a lézer dióda és az adó áramkörök teljes kikapcsolására lehet felhasználni. Az optikai

oldalon a mini OT LC típusú csatlakozókat használ. Ezek szintén fél méretben valósítják meg a duplex jelátvitelre szolgáló két optikai szál csatlakozását a lézer forráshoz illetve a fotodetektorhoz.



2.2.4.6. ábra. Optikai adó-vevő modulok

Soros átalakító

A szélessávú átviteli rendszer következő eleme és egyben a felsőbb protokoll rétegekhez történő csatlakoztatást biztosító eleme az adó-vevő, transceiver. Ez az egység a média oldalon rendelkezik azokkal a soros felületekkel, amelyek az adott médiához való illesztéshez szükségesek. Elektromos, réz alapú média esetében ez közvetlen csatlakozási lehetőséget jelent, míg optikai média esetében a csatlakozás az optikai adó-vevő (OT) keresztül valósítható meg. Megkülönböztetésül ezért az adó-vevőt elektromos adó-vevőnek is szokás nevezni.

A transceiver egység több feladatot lát el. Ezek közül az egyik legfontosabb a soros/párhuzamos átalakítás. Mivel a soros kimeneten a jelek akár több GHz órajel frekvenciával is megjelenhetnek a felsőbb protokoll rétegeket implementáló egységek felé egy alacsonyabb sebességű párhuzamos felületet kell biztosítani. Ez lehet 1X8 bites byte vagy 1X16 szó formátumú is.

A legtöbb ma használatos transceiver már megvalósítja a csatornakódolás funkciót, amely az IBM által szabadalmaztatott 8Bit/10Bit kódoláson alapszik. Ebben a statikus blokk kódolási eljárásban minden egyes 8 bites adatszóhoz egy 10 bites kódszót rendelünk. A kódszavak megfelelő kiválasztásával biztosították a hosszú idejű átlag nullává tételét tetszőleges adatsorozat esetén is (DC kompenzáció)

megkönnyítve ezzel az adó illetve vevő áramkörök implementációját, hibadetektálási funkciót használhatunk, javított bit szinkronizációs lehetőséghez jutunk, valamint lehetőség kínálkozik olyan kódszavak használatára is, amelyek a kapcsolat fenntartásához szükséges kontrol információkat visznek át.

Az adás oldali sors/párhuzamos átalakítás a rendelkezésre álló szinkronizáló órajelekkel viszonylag könnyen megoldható feladat. A vételi oldalon a transzíver feladata az órajel kinyerés és regenerálás is. Ennek megvalósítása érdekében az adó oldalon megfelelően kis fáziszajú (idő tartományban: jitter) órajel forrásokat kell használni. A vételi adatok kiléptetése a párhuzamos felületen a regenerált vételi órajellel, vagy korszerűbb eszközök esetében az egységes adásra is használt órajelhez szinkronizálva történik. Ez utóbbi esetben az órajel oszcillátorok frekvenciájának tűrése által meghatározott méretű first-in first-out (FIFO) memória segítségével oldják meg a szinkronizációt.

A transzíver következő feladatcsoportja link kontroll funkciók ellátása. Ehhez adás és vételi oldalon is két-két jel tartozik.

Protokoll vezérlők

A transzíver funkciók segítségével a már megvalósítható a pont-pont összeköttetés és a transzíverbe betáplált adatok a másik oldali transzíver vevő kimenetén megjelennek, valamint a kontroll jelek segítségével lehetőségünk van a pont-pont link felépítésére, fenntartására és állapotának ellenőrzésére.

Erre a felületre kapcsolódnak a protokoll vezérlők, amelyek a jelzési protokollal a transzport mechanizmust valósítják meg. Ezen a szinten kerül megvalósításra a portok közötti adatcseréhez szükséges keretszervezés és az adatküldési sorrend felügyelete. A protokollvezérlő a hozzá kapcsolódó csatornának vagy hálózati erőforrásnak megfelelő felülettel kell rendelkezzen. A különböző kapcsolatokhoz ezért különböző protokoll vezérlő egységet kell használnunk.

Irodalomjegyzék

- [2.2.4.1] X3T9.3 Task Group of ANSI: Fibre Channel Physical and Signaling Interface (FC-PH)
- [2.2.4.2] Fibre Channel Association: Fibre Channel: Connection to the Future, 1994, ISBN 1-878707- 19-1
- [2.2.4.3] Gary Kessler: Changing channels, LAN Magazine, December 1993, p69-78

2.1.5. A cellás rendszerek alaptulajdonságai, rendszerparamétereket befolyásoló egyéb tényezők

Szerző: Imre Sándor

Lektor: Pap László

A mobil távközlő rendszerekben a szükséges terület rádiós ellátása általában az ún. cellás elvre épül függetlenül attól, hogy földi vagy műholdas rendszerről beszélünk. Ez azt jelenti, hogy az ellátandó területen bázisállomások hálózatát építik ki. Minden bázisállomás egy adott sugarú környezetét látja el, melyet cellának nevezünk. A bázisállomásokat vezetékes vagy mikrohullámú kapcsolat köti össze a kapcsoló központokkal. A mobil hívás kezdeményezésekor a legkedvezőbb összeköttetést biztosító bázisállomással lép kapcsolatba, mely közvetve biztosítja a hívott féllel való összekapcsolását. A mobil mozgása során természetesen előbb vagy utóbb annyira eltávolodik a bázisállomásától, hogy már egy másik bázisállomással kedvezőbb összeköttetést tud létesíteni. Ekkor a mobil átkapcsol az új bázisállomásra. Ezt az átkapcsolási folyamatot hívja a szakirodalom átadásnak, angolul handover-nek vagy handoff-nak.

Ebben a fejezetben a cellás rendszerek felépítését és a különböző többszörös hozzáférési technikák összehasonlítását vizsgáljuk meg közelebbről.

A bázisállomások a terepviszonyoktól, lefedettségtől, időjárástól, stb. függően nyilvánvalóan nem szabályos kör alakú területeket fednek le. A hálózattervezés és modellezés szempontjából azonban az ilyen szabálytalan alakú területekkel való számolás meglehetősen körülményes, ezért első lépésben szabályos méhsejt alakú (szabályos hatszögletű) cellákkal fedik le az ellátandó területet, majd az így kapott eredményeket finomítják a helyi adatok alapján.

A szabályos hatszögletű cellákkal történő lefedés esetén a számítások sokkal egyszerűbben végezhetők el 60°-os koordináta-rendszerben, mint derékszögű Descartes-rendszerben.

A 60°-os koordináta-rendszerben az x és y tengelyek ekkora szöget zárnak be egymással. Egy ilyen koordináta rendszerben az (i,j) helyvektorú pont origótól való D távolsága az alábbi módon határozható meg.

$$D^2 = j^2 + ij + i^2$$

A klaszterek és a cellák lehetséges száma a klaszterekben

Nyilvánvaló, hogy az egymással szomszédos cellákban nem alkalmazhatjuk ugyanazt a frekvenciasávot, mert zavarnák egymást. Ugyanakkor bármely mobil rendszer számára rendelkezésre álló frekvenciasáv véges, ezért nem rendelhetünk minden cellához külön frekvenciasávot. Így tetszőlegesen nagy területek csak úgy fedhetők le, ha egy adott cellában használt frekvenciát újra hasznosítjuk más cellákban. A cellákat ezért ún. klaszterekbe csoportosítják. Egy klaszteren belül minden cella más frekvenciát használ. A cél természetesen az, hogy a klaszterek celláinak K számát úgy válasszuk meg, hogy az azonos frekvenciájú cellák minél távolabb kerüljenek egymástól és a klaszterek segítségével a sík hézagmentesen lefedhető legyen. Ez a két feltétel egyértelmű kötést ad K -ra. A klaszter mérete egyszerűen meghatározható a klaszter és a cella területének hányadosaként

$$K = \frac{A}{a} = \left(\frac{D}{\sqrt{3}R} \right)^2,$$

ahol a egy cella területe, A pedig a klaszter területe, R a cella sugara, D a klaszterek távolsága (az azonos frekvenciájú cellák távolsága).

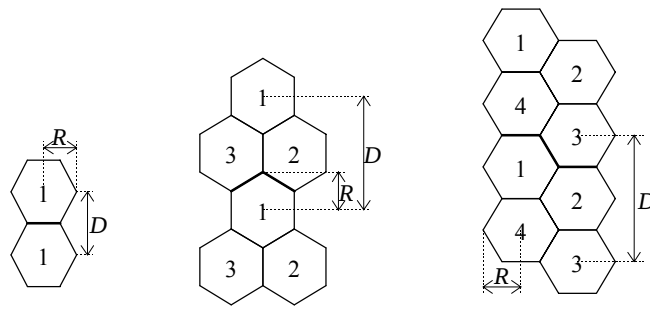
Ha a 60° -os koordinátarendszerben tengelyein az egységet $R\sqrt{3}$ -nek választjuk, és az egyik klaszter középpontját az origóba helyezzük, akkor az origótól D távolságra levő másik klaszter középpontjának koordinátái (i, j) , ezért $K = i^2 + ij + j^2$.

Tehát csak olyan klasztereket lehet létrehozni, melyek két egész számból, i -ből és j -ből a fenti módon származtathatók, pl. 1, 3, 4, 7, 9, 12, 13, 16, 19, 21, stb. Az 1. ábrán néhány példát mutatunk be klaszterek kialakítására.

A klaszterek közötti távolság és a cellasugár között ezért az alábbi kötött kapcsolat áll fenn $\frac{D}{R} = \sqrt{3K}$.

Cellás szerkezetben a frekvenciasáv hatékonyabb kihasználására két módszer kínálkozik

- mikrocellák alkalmazásakor a cellát kisebb ún. mikrocellákra bontják, ezáltal növelve a frekvencia újrahasznosítás mértékét,



2.2.5.1. ábra Példák klaszterek kialakítására

- szektorizálás esetén a bázisállomásokon nem körsugárzó antennákat helyeznek el, hanem tipikusan 60°, 90° és 120°-os nyalábszögű antennákat. A szomszédos szektorokban más és más frekvenciákat használva cellán belül is megvalósítható a frekvencia-újrafelhasználás.

Interferenciák a cellás rendszerben

A hagyományos rádiócsatornákkal ellentétben, ahol az átviteli távolságot és az átviteli minőséget az adóteljesítmény, az eredő csillapítás és a környezetből származó zaj határozza meg, többfelhasználós rádiós rendszerekben a fentiekén kívül (a zaj hatását néha teljesen háttérbe szorítva) a fő zavarforrás az interferencia.

A cellás rendszerekben fellépő interferenciákat két csoportra oszthatjuk

- Szomszéd csatornás interferenciák
- Azonos csatornás interferenciák

A szomszéd csatornás interferencia az egy cellán belüli frekvenciák között lép fel és elsősorban a készülékek korlátai (frekvenciastabilitás, szűrés, sáv szélesség) határozzák meg. Az azonos csatornás interferencia pedig, mely két szomszédos klaszter azonos frekvenciasávot használó cellái között lép fel, elsősorban a frekvencia-újrafelhasználási klaszter szerkezetétől függ, azaz a D távolságtól. Az előbbi jelenség elsősorban berendezésfüggő, míg az utóbbi rendszertechnikai jellemző, ezért a következő alfejezetben az azonos csatornás interferenciára vonatkozó alapösszefüggéseket foglaljuk össze.

Alapösszefüggések az azonos csatornás interferenciára

Az elnyomásra vonatkozó legfontosabb paraméter az $\tilde{a}$ ún. azonos csatornás elnyomási tényező

$$\tilde{a} = \frac{D}{R} = \sqrt{3K},$$

mely egyenesen arányos a klaszterek közötti D távolsággal, hiszen minél távolabb vannak az azonos frekvenciát használó cellák egymástól, annál kisebb lesz az általuk okozott zavaró hatás. Ugyanakkor az azonos csatornás elnyomási tényező fordítottan arányos az R cellasugárral, mivel a cellasugár növelésével csökken az azonos frekvenciájú cellák távolsága.

Határozzuk meg az R sugarú referencia cellában fellépő jel-zaj viszonyt, mely a saját P_j teljesítmény és a sávba eső P_z teljes zavaró teljesítmény hányadosaként az alábbi módon számolható

$$\gamma = \left(\frac{P_j}{P_z} \right) = \frac{E_s}{N_0 + \sum_{i=1}^L I_i},$$

ahol E_s a szimbólumenergia, N_0 a fehér Gauss-zaj egyoldalas teljesítménysűrűsége, melyet $\frac{1}{T_s}$ sávszélességgel vesszünk figyelembe. I_i pedig az L db. interferáló cella közül az i -dik, D_i távolságra levő cellából származó szimbólumenergia.

Vegyük most a jel-zaj viszony szempontjából lehető legrosszabb esetet. Helyezzük a mobil vevőt a referencia bázisállomástól a lehető legmesszebb a cellahatárra. Ez egyben azt is jelenti, hogy a lehető legközelebb van az interferáló bázisállomáshoz. Nyilvánvalóan ezt csak egy interferáló cella viszonylatában tehetjük meg, hiszen azok jó közelítéssel körszimmetrikusan helyezkednek el a referencia cella körül, de a számítások egyszerűsítése érdekében, most feltételezzük, hogy a fenti elhelyezés egyszerre teljesül valamennyi interferáló cellára.

A kétutas hullámterjedési modellt alkalmazva a jel teljesítménye a távolság negyedik hatványával fordítottan arányos. Ha minden adó azonos teljesítménnyel dolgozik, és körszimmetrikusan elhelyezkedő interferáló cellákat feltételezve, a jel-zaj viszony pedig az alábbi alakú

$$\gamma \cong \frac{\left(\frac{D^4}{R^4} \right)}{L} = \frac{\tilde{a}^4}{L}.$$

Ebből jól látszik, hogy az azonos csatornás interferencia döntően befolyásolja a jel-zaj viszonyt.

A szabályos méhsejt-típusú cellás rendszerben első közelítésben elegendő a hat legközelebbi azonos csatornás interferáló cella hatását figyelembe venni. Ennek alapján megállapíthatjuk, hogy a jel-zaj viszony és a klaszterben lévő cellák K száma (mely egyben a teljes frekvenciasáv szegmentálási száma is) között is az alábbi egyértelmű kapcsolat áll fenn

$$K = \frac{1}{3} \sqrt{6\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \gamma .$$

A cellás rendszerek hatékonysága

A cellás rendszerek geometriájának és interferenciaviszonyainak áttekintése után a különböző multiplexálási technikák alkalmazhatóságát, illetve hatékonyságát vizsgáljuk. Jelenleg három multiplexálási technika ismert

- Frekvenciaosztásos rendszer (Frequency Division Multiplex, FDM)
- Időosztásos rendszer (Time Division Multiplex, TDM)
- Szórt spektrumú kódosztásos rendszer (Code Division Multiplex, CDM).

Mindenekelőtt vezessük be az alábbi jelöléseket:

$B_t=1.25$ MHz a teljes rendelkezésre álló sáv szélesség

B_c egy cella egy csatornájára eső sáv szélesség

K a frekvencia újrafelhasználás paramétere (a különböző frekvenciákat használó cellák száma, az egy klaszterben levő cellák száma)

L a frekvenciasávok teljes száma

Z a sávon belüli időosztásos részcsatornák száma (TDM)

n az egy cellára jutó csatornák száma

k az antennaszegmensek száma (tipikusan 3)

γ jel-interferencia viszony

I a beszédaktivitás mérőszáma, megadja, hogy az idő hány százalékában van valós átviendő információ a csatornában. Tipikus értéke 1/3.

Az egyes rendszereket az egy cellára jutó csatornák számára épülő hatékonysági mutatók alapján lehet összehasonlítani, ezért első feladatunk n meghatározása az egyes esetekben.

FDM analóg rendszer

TDM digitális rendszer

$$B_c = 25 \text{ kHz (FM)}$$

$$B_c = 25 \text{ kHz (FM)}$$

$$K = 7 (\gamma = 18,6 \text{ dB})$$

$$Z = 3 (\sim 8 \text{ kbit/sec csatorna})$$

$$n = \frac{B_t}{B_c K} = \frac{1,25 \cdot 10^3}{25 \cdot 7} \cong 7$$

$$K = 4 (\gamma = 13,8 \text{ dB})$$

$$n = \frac{B_t}{B_c K} Z = \frac{1,25 \cdot 10^3}{25 \cdot 4} \cdot 3 \cong 37$$

CDM digitális rendszer

$$B_t = B_c = 1.25 \text{ MHz (FM)}$$

$$PG = 156$$

$$K = 1; k = 1 \text{ vagy } 3; l = 1/3$$

$$\gamma_{\odot} = \frac{E_s}{\sum I_i} N = 7 \text{ dB}; \quad \gamma = \frac{E_s}{\sum I_i} = -15 \text{ dB}$$

A CDM struktúrában elsősorban a rendszerzaj dominál, ezért a lehetséges csatornák számát a következőképpen célszerű kiszámítani:

A mobil $\rightarrow$ bázisállomás irányban (teljesítményszabályzás esetén)

M db. mobil esetén a rendszerzajt az $(M-1)$ mobil generálta interferencia határozza meg, ezért a jel-interferencia viszony jó közelítéssel

$$\gamma_{m \rightarrow b} = \left(\frac{P_j}{P_z} \right)_b \cong \frac{1}{M-1}.$$

A bázisállomás $\rightarrow$ mobil irányban

$$\gamma_{b \rightarrow m} = \left(\frac{P_j}{P_z} \right)_{b \rightarrow bm} \cong \frac{1}{1,104M - 0,33}.$$

Esetünkben ha $\gamma = -15 \text{ dB}$, $M = 28$ akkor

$$n = Mkl = \begin{cases} 84 & \text{ha } k = 1 \\ 252 & \text{ha } k = 3 \end{cases}$$

Hatékonysági mutatók

A következőkben a csatornaszám felhasználásával számítható hatékonysági mutatókat foglaljuk össze.

Területi hatékonyság

Az egységnyi területre és egységnyi frekvenciára eső csatornák száma

$$\eta_t = \frac{n}{R^2 \pi B_t} \left[\frac{\text{csatornaszám}}{\text{km}^2 \text{ MHz}} \right]$$

Pl. FDM esetben

$$\eta_t = \frac{7}{R^2 \pi 1,25} = \frac{1,78}{R^2} \left[\frac{\text{csatornaszám}}{\text{km}^2 \text{ MHz}} \right]$$

Ellátottsági hatékonyság

Megadja az ellátott felhasználók számát, a blokkolási valószínűség ismeretében

$$N_f = \frac{T}{\pi R^2} M(n, P_B, \bar{t}),$$

ahol T a teljes lefedett terület, R a cellák sugara, n a cellánkénti rendelkezésre álló forgalmi csatornák száma, P_B a blokkolási valószínűség, $\bar{t}$ pedig az átlagos hívási idő (egy óra perceiben) és

$$M(n, P_B, \bar{t}) = \frac{F(n, P_B)}{\bar{t}} 60$$

az egy cellában ellátott felhasználók száma, ahol $F(n, P_B)$ az Erlang B formula, mely a $\frac{\lambda}{\mu}$ felajánlott forgalmat adja meg a csatornaszám és P_B függvényében az alábbi egyenlőség alapján

$$P_B = \frac{\left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^n \frac{1}{n!}}{\sum_{i=0}^n \left(\frac{\lambda}{\mu}\right)^i \frac{1}{i!}}.$$

Vegyünk egy hazai példát a fentiekre

$$\left. \begin{array}{l}
 T = 100.000 \text{ km}^2 \\
 R = 0.1, 1, 10 \text{ km} \\
 n = 7 \\
 P_B = 0.02 \\
 \bar{t} = 1.76 \text{ perc} \\
 F(7;0.02) = 2,94 \approx \frac{l}{m} \\
 M = \frac{2,94}{1,76} 60 = 100
 \end{array} \right\} N_f = \frac{100000}{R^2 \pi} 100 = \frac{10^7}{R^2 \pi} = \begin{cases} 3.18 \cdot 10^8 ; & R = 0.1 \text{ km} \\ 3.18 \cdot 10^6 ; & R = 1 \text{ km} \\ 3.18 \cdot 10^4 ; & R = 10 \text{ km} \end{cases}$$

2.1.6. Földi mobil rendszerek rádiós interfészei és specifikus elemei

Szerzők: Schmittetererné dr. Bausz Andrea, Dr. Simon Gyula

Lektor: Kántor Csaba

2.1.6.1. Nyilvános cellás rádiótelefon rendszerek

A nyolcvanas évek első generációs rádiótelefon rendszereit analóg rendszereknek nevezzük, mivel analóg rádiótechnikai eszközökre épülnek. Az analóg rendszerekben hozzáférési technikaként kizárólag frekvenciaosztásos többszörös csatorna-hozzáférési eljárást (FDMA) alkalmaztak, a csatornaosztás általában 25 kHz volt.

A kilencvenes években megjelenő második generációs (2G) rendszerekben a rádiós technika is digitálissá vált. A következőkben a pán-európai digitális mobil rendszer, a GSM főbb rádiós jellemzőit mutatjuk be.

2.2.6.1.1 A GSM rendszer rádiós interfésze

Főbb rádiós jellemzők

Frekvenciatartomány A GSM900 a 890-915 / 935-960 MHz elsődleges vagy a 880-915 / 925-960 MHz kiterjesztett, a GSM1800 az 1710-1785 / 1805-1880 MHz frekvenciasávban, illetve Amerikában a GSM1900 a PCS 1900 sávban üzemel.

Csatornaosztás A GSM szabvány RF csatornaosztása 200 kHz.

Többszörös csatorna-hozzáférési eljárás A GSM kombinált frekvencia-és időosztásos többszörös csatorna-hozzáférési eljárást (FDMA/TDMA) alkalmaz, minden egyes vivőn 8 teljes sebességű (FR, Full Rate), vagy 16 félssebességű (HR, Half Rate) időrés helyezkedik el, azaz ennyi összeköttetés létesíthető.

A felhasználó mindig egy adott időrést használ a számára kijelölt vivő-páron. Az adás és vétel között 3 időrésnyi eltolás van, ez alatt a rádió áthangolása végrehajtható, így a berendezésekben elegendő egyetlen szintézises rádióegység.

MS osztályok és teljesítmények A mobil állomások a maximális adóteljesítmény alapján GSM900 esetén négy osztályba - gépkocsiba szerelt vagy hordozható 8 W, és kézi 5 W, 2 W és 0,8 W -, illetve GSM1800 esetén két osztályba – kézi 1 W és 0,25 W – sorolhatóak. Az átlagteljesítmény természetesen a maximális érték nyolcada, mivel a TDMA keretben minden berendezés csak az idő egy-nyolcadában sugároz (teljes sebességű csatornák esetén).

Teljesítményszabályozás A mobil és a bázisállomás teljesítménye is tizenöt 2 dB-es lépésben változtatható 60 ms-onként, ennek vezérlését a BSS végzi. A teljesítményszabályozás segítségével a kisugárzott teljesítmény mindig a környezeti viszonyoknak megfelelően a lehető legalacsonyabb értéken tartható, ezzel a hálózatban az interferencia csökkenthető.

Moduláció A GSM rádiócsatornán alkalmazott moduláció a GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), a modulációs index $BT=0,3$. Ezzel egy vivőn 270,833 kbit/s átviteli sebesség valósítható meg.

Maximális cellasugár, sebesség A rendszer 250 km/h sebességhatárig korrigálja a Doppler-eltolódást, a terjedési késleltetést pedig 35 km cellasugárig kezeli.

Frekvenciaugratás A GSM hálózatokban opcionálisan alkalmazható a lassú frekvenciaugratás, mellyel egy előre meghatározott, véletlenszerű ugrási sorozat szerint minden egyes TDMA keretet más frekvencián továbbítanak, azaz másodpercenként 217 ugrás megy végbe. A frekvenciaugratás segítségével optimalizálható az összeköttetések minősége, mivel a frekvenciafüggő terjedési hibák kiátlagolódnak.

Szaggatott adásmód A szaggatott adásmód (DTX, Discontinuous Transmission) akkor lép működésbe, ha a felhasználó egy beszélgetés során éppen nem beszél. A beszédszünetet a VAD (Voice Activity Detection) áramkör érzékeli, és lekapcsolja az adást arra az időre, amíg nem kell információt továbbítani. Azért, hogy a csönd ne zavarja meg az ellenállomást, ott a mobil készülék mesterséges zajt állít elő a háttérzaj jellemzői alapján. A szaggatott adásmód kíméli a mobil állomás akkumulátorát és csökkenti a fölöslegesen kisugárzott jeleket.

2.2.6.1.2 Digitális jelfeldolgozás

A GSM rendszerben a beszéd kódolása a hangképzést modellező LPC-LTP-RPE (Linear Predictive Coding - Long Term Prediction - Regular Pulse Excitation) eljárással történik, amely során a 20 ms-nyi analóg beszédhez 260 bitet rendelnek, ebből adódik a 13 kbit/s kódolási sebesség. A következő lépés a csatornakódolás, mely során először külső blokk- kódolás, majd átrendezés után belső konvolúciós kódolás következik. Így a hibajavító kódolás után a 20 ms-nyi beszédmintához 456 bit tartozik (8 darab 57 bites blokk), ez 22,8 kbit/s sebességnek felel meg.

Ezt követi az scrambling (összekeverés), amikor az egy beszédmintához tartozó blokkokat szétválasztják egymástól azért, hogy hiba esetén ne egyetlen minta sérüljön meg visszaállíthatatlanul, hanem inkább több minta, kisebb mértékben. Kisebb sérüléseket ugyanis a hibajavító kódolás korrigálni tud. Ezután egy titkos, csak a mobil és a bázisállomás által ismert kulccsal történő titkosítás, végül a moduláció következik.

2.2.6.1.3 GPRS (General Packet Radio Service)

A GPRS a vonalkapcsolt GSM szabványon alapuló csomagkapcsolt hordozószolgálat [2.6.3]. A GPRS rádió interfésze a GSM szabványra épül úgy, hogy bevezetésével a GSM vonalkapcsolt technológia változatlan marad. Éppen ezért a GPRS a GSM rádiós interfészen is használt GMSK modulációs eljárást alkalmazza. A GPRS rádiós interfészen az adatcsomagokat rádiós blokkokként továbbítják, minden blokk 456 bitet tartalmaz. A rádiós erőforrások a blokkokhoz kerülnek kijelölésre, nem pedig a forgalmi csatornákhöz, mint a GSM-ben. Ez sokkal hatékonyabb kihasználást tesz lehetővé, a GPRS ugyanis dinamikusan csak akkor jelöl ki rádiós erőforrást, ha valóban van adatforgalom. Ezáltal több felhasználó osztozik ugyanazon a fizikai csatornán, és a cellában a GSM és a GPRS

felhasználók közösen férnek hozzá a rádiós erőforrásokhoz. A GPRS lehetővé teszi, hogy egy mobil állomás egy TDMA keret több időrésében is adhat (multi-slot operation), továbbá az adási (uplink) és vételi (downlink) irány külön kezelhető, ezzel a GPRS támogatja az aszimmetrikus forgalmat.

A GPRS három új kódolási eljárást vezet be, melyek nagyobb átviteli sebességet tesznek lehetővé egy időrésben mint a hagyományos GSM (lásd a 2-6-1. táblázatban), azonban kisebb hibavédelmet biztosítanak. A GPRS által biztosított elvi maximális adatsebesség 171,2 kbit/s a legkisebb adatvédelmet biztosító CS-4 csatornakódolási eljárás mellett, 8 időrés összefogásával. A gyakorlatban egyelőre hálózati és készülék oldalról is a CS-2 kódolás érhető el, és 3 időrés fogható össze, így a rádiócsatorna 40,2 kbit/s sebességet biztosít, ami az alkalmazói réteg szintjén 30-33 kbit/s sebességre csökken az alkalmazástól függően.

Kódolási eljárás (Coding Scheme)	Hibajavító (konvolúciós) kódolás	Adatsebesség egy időrésben [kbit/s]
CS-1	igen	9,05
CS-2	igen (puncturing, 2/3)	13,4
CS-3	igen (puncturing, 3/4)	15,6
CS-4	nem	21,4

2.6.1. táblázat: A GPRS kódolási eljárásai [2-6-2]

2.2.6.1.4 EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution)

Az EDGE más modulációs eljárásra épül, mint a mai GSM, bevezeti a 8-PSK modulációt, mellyel még nagyobb átviteli sebesség érhető el. Az EDGE keretében a továbbfejlesztett (enhanced) csomagkapcsolt EGPRS maximum 384 kbit/s adatátviteli sebességet fog nyújtani 100 km/h haladási sebesség alatt.

2.2.6.1.5 A harmadik generációs mobil hálózatok földi rádiós interfészei

Az ITU összefogásában kidolgozott harmadik generációs mobil szabvány, az IMT-2000 (International Mobile Telecommunications) a nyolcvanas években meghatározott eredeti célkitűzés szerint globális szabványnak készült, egyetlen rádiós interfésszel. A szabványosításban az ITU csak irányelveket és követelmény-rendszert specifikált, és nyilvánosan meghirdette a rádiós interfészek (RTT, Radio Transmission Technology) kidolgozását. A felhívásra beérkezett tizenhat földi rádiós interfész közül hosszas egyeztetések és harmonizáció után végül öt földi RTT került elfogadásra, mivel a főbb regionális érdekcsoportok nem voltak hajlandóak

kompromisszumra. A csupán koordinátori szerepet betöltő ITU-R kénytelen volt elfogadni, hogy az IMT-2000 világszabványból szabvány-család lesz.

Az IMT-2000 szabvány-család földi rádiós interfészeit a 2-6-2. táblázat mutatja be. Az egyes szabványok az ITU ajánlásban [2-6-4] azonban nem regionálisan ismert, eredeti nevükön, hanem új, egységes IMT névvel és rövidítéssel szerepelnek.

Bár az egységes 3G rádiós interfész nem valósult meg, ezzel a lépéssel az IMT-2000 szabvány-család kielégíti azt az igényt, hogy a régióként különböző második generációs mobil rendszereket fokozatosan tovább lehessen fejleszteni a harmadik generációs szolgáltatási képességek felé a megfelelő rádiós technológiát választva.

Rövidítés	IMT-2000 földi RTT	3G szabvány	2G szabvány, amelyre épít	Szabványosítási testület
IMT-DS	Direct Spread, W-CDMA	UMTS FDD (W-CDMA)	GSM	3GPP (ETSI, ARIB)
IMT-MC	Multi-Carrier, W-CDMA	cdma2000	IS-95 CDMA (cdmaOne)	3GPP2
IMT-TC	Time Code, W-CDMA TDD	UMTS TDD	GSM	3GPP (ETSI)
IMT-SC	Single-Carrier, TDMA	UWC-136	IS-136 TDMA	UWCC
IMT-FT	Frequency-Time, TDMA Multi-Carrier	DECT	DECT	ETSI Project DECT

2.6.2. táblázat: Az IMT-2000 szabvány-család földi rádiós interfészei

2.1.6.2. Zártcélú cellás rádiótelefon rendszerek

A GSM nyilvános második generációs rendszer mellett a pán-európai szabványos zártcélú rendszer a TETRA. Két alkalmazási változata a PMR (magán mobil rádió) kormányzati, készenléti célokra, és az előfizetéses virtuális magánhálózat jelleggel működő PAMR (nyilvános hozzáférésű mobil rádió). Rádiós szempontból viszont három különböző változat van: a V+D (hang és adat), a PDO (csak csomagformátumú adat) és a DMO (közvetlen üzemmód). A PDO csak szabvány szinten létezik, a PDO rádiós szempontból hasonlít a V+D változathoz, ezért a továbbiakban csak a V+D jellemzőivel foglalkozunk.

2.2.6.2.1 A TETRA rendszer rádiós interfésze

Frekvenciatartomány

A PMR sáv 380-390 és 390-400 MHz közötti, a PAMR sáv 410-420 és 420-430 MHz közötti (10 MHz duplex frekvenciatávolság).

Csatornaosztás

A TETRA szabvány RF csatornaosztása 25 kHz.

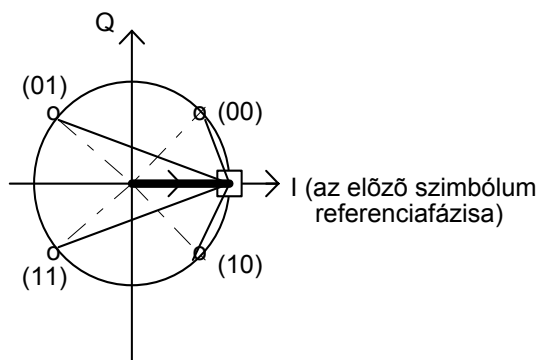
Többszörös csatorna-hozzáférési eljárás

A TETRA kombinált frekvencia-és időosztásos többszörös csatorna-hozzáférési eljárást (FDMA/TDMA) alkalmaz, minden egyes vivőn 4 időrés helyezkedik el, azaz ennyi összeköttetés létesíthető.

A felhasználó mindig egy adott időrest használ a számára kijelölt vivő-páron. Az adás és vétel között 2 időrésnyi eltolás van, ez alatt a rádió áthangolása végrehajtható lenne. Legtöbbször nincs erre szükség, mert a jellemző üzemmód a félduplex, egy mobil vagy ad, vagy vesz.

Moduláció

A TETRA rádiócsatornán alkalmazott moduláció fázisugratásos $\pi/4$ DQPSK (2.6.3. ábra).



2.6.3. ábra. A moduláció fázisábrája.

Egy fázisszimbólum két bitet képvisel, ezért a bitsebesség a szimbólumsebesség kétszerese. Egy vivőn 36 kb/s bruttó 28,8 kb/s nettó sebesség valósítható meg. Egy csatorna (időrés) nettó sebessége tehát 7,2 kb/s.

Közvetlen üzemmód esetén két mobil állomás egymással áll rádiókapcsolatban, ilyenkor az adott vivő egyik időrését használják, de a maradék három más célra nem hasznosítható.

Adóteljesítmények

A TETRA mobil készüléknek a járműbe építhető változatot nevezi, a kézi változat neve hordozható készülék. Teljesítményosztályok: 30W, 10W, 3W és 1W.

2.2.6.2.2 Digitális jelfeldolgozás

A TETRA rendszerben a beszéd kódolása a hangképzést modellező ACELP (Algebraic Code Excited Linear Prediction) eljárással történik, amely során 4,6 kbit/s kódolási sebesség adódik.

A következő lépés a csatornakódolás, mely során adatátvitelnél változtatható hibavédelmet eredményező konvolúciós kódolás következik. Így védelem nélkül a hasznos sebesség 7,2 kb/s, közepes szintű hibavédelemmel 4,8 kb/s, erős hibavédelemmel 2,4 kb/s.

Ezt a moduláció előtt (a GSM-től eltérően választhatóan) követheti az interleaving.

Irodalomjegyzék

[2.6.1] Mouly-Pautet: The GSM System for Mobile Communications; Cell&Sys, 1992.

[2.6.2] GSM 03.64 version 5.2.0 1998-01: Digital cellular telecommunications system (Phase 2+); Overall description of the GPRS radio interface; Stage 2

[2.6.3] Bettstetter-Vögel-Eberspacher: GSM Ph2+ GPRS: Architecture, Protocols and Air Interface, IEEE Communications Surveys, Third Quarter 1999, vol. 2 No 3.

[2.6.4] Rec. ITU-R M.1457: Detailed Specifications of the Radio Interfaces of International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000)

[2.6.5] Terrestrial Trunked Radio (TETRA); Voice + Data (V+D); Designer's Guide; Part 1: Overview, technical description and radio aspects. ETSI ETR 300-1, May 1997

2.1.7. Rádiós irodai rendszerek

Szerző: dr. Imre Sándor

Lektor: dr. Pap László

Vezeték nélküli lokális hálózatok (WLAN)

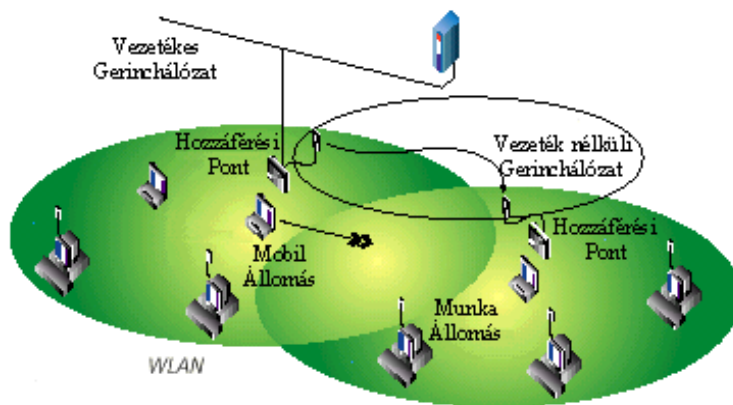
A számítógépek fejlődésének, valamint az információ igény növekedésének egyenes következményeként jelentkezett az adatokhoz a helytől független hozzáférés igénye.

A belső vezeték nélküli lokális számítógép hálózati rendszerek (WLAN, Wireless LAN) alternatívái lehetnek a lokális számítógép hálózatoknak, vagy pedig egy strukturált kábelezési rendszer kiegészítéseként szolgálhatnak. Ez a két megoldás együttesen alkothatja a 3G és későbbi mobil rendszerek első és utolsó néhány méterének áthidalását.

A WLAN hálózatok használatának előnyei:

- A hálózati infrastruktúra kialakításának költsége csökkenthető a vezetékes és vezeték nélküli hálózati infrastruktúra együttes alkalmazásakor.
- A vezeték nélküli gerinchálózat lehetővé teszi független WLAN rendszer kialakítását olyan környezetben is, ahol a kábelezési rendszer kiépítése nehézségekbe ütközik.
- A kezdeti költségei a WLAN hálózatoknak ugyan magasabbak, de az életciklus költsége a dinamikusan változó környezetben az ilyen rendszereknek sokkal kisebb.
- Mivel nincs szükség a vezetékes összeköttetés kialakítására a hozzáférési pontok és a munka állomások között, a meglévő kábelezési rendszer bővítése gyorsan elvégezhető.
- Kiépítése olyan környezetben is lehetséges, ahol a kábelezési rendszer kialakítása nehézségbe ütközik.
- A meglévő WLAN hálózat gyorsan és költségmentesen átkonfigurálható, ami egy dinamikusan változó környezetben nagyon fontos.
- A helytől független hálózati hozzáférés, a mobilitás lehetősége a számítógép használata közben növeli a munkavégzés hatékonyságát. Az adatok kezelése, felvitele, vagy leolvasása közvetlenül elvégezhető annak keletkezési helyén, amely tulajdonság fontos lehet kórházakban, raktárak irányításakor a központi adatbázissal való információ csere során, vagy egy kisebb csoport közötti információ megosztására például egy értekezlet során.

A mobilitást kétféleképpen értelmezhetjük WLAN rendszerekben. Teljes mobilitásról akkor van szó, amikor a terminál mozgás közben a WLAN által lefedett teljes területen képes küldeni és venni információs csomagokat. A részleges mobilitás, vagy hordozhatóság esetén pedig a terminál csak nyugalmi helyzetben forgalmazhat, de bárhol a lefedett területen.



2.2.7.1. ábra Vezeték nélküli helyi hálózat építőelemei

A WLAN rendszerek kialakításai követhetik a már meglévő különböző hálózati topológiákat. A WLAN gyártók Ethernet, Token-ring és más jól ismert LAN interfészeket is felkínálnak a termékeikhez, amelyeken keresztül képesek a vezetékes hálózatokhoz kapcsolódni.

Az állandó helyen hozzáférési pontokat, vagy pontot a szabványos kábelezést használva kötik a vezetékes hálózathoz. A hozzáférési pont (Access Point), amely bridge-ként, vagy router-ként működik tárolja és továbbítja az adatokat a vezetékes hálózat, valamint más cellában lévő terminálok és a saját cellában lévő terminálok között. A végfelhasználók a WLAN hálózatokhoz vezetékek nélküli LAN adapterrel férhetnek hozzá, amely interfészként működik a kliens operációs rendszer és az átviteli közeg között.

Ha az OSI modellt tekintjük, a vezetékek nélküli helyi hálózatokat a fizikai és az adatkapcsolati réteg megadásával definiálják. A következőkben e két réteg legfontosabb jellemzőit foglalkoztatjuk össze.

A Fizikai réteg

A WLAN-knál alapvetően rádiófrekvenciát vagy az infravörös tartományt használják átviteli közegnek. Az optikai tartományban működő WLAN hálózatok a működés szempontjából a diffúz, és közvetlen fénysugár átvitelén alapuló rendszerekre oszthatók. A diffúz átvitel során nincs közvetlen jelút az adó és a vevő között az átviteli kapcsolat a reflexión alapul.

Kis hivatali hálózatok (néhány szoba) kialakításakor az optikai lefedés kevésbé költséges, de egy egész épület lefedésére a rádiófrekvenciás megoldást alkalmazzák inkább. Optikai jelek átvitelekor ugyanis a cella mérete csak egyetlen helysége terjed ki, mivel a fény nem képes áthatolni a falakon. Használatuk viszont olyan környezetben előnyösebb, ahol nagy az elektromágneses zaj.

A szórt spektrumú rádiós LAN hálózatok az ipari, tudományos és egészségügy frekvencia (ISM) sávokban működnek, melyek használata nincs engedélyhez kötve, ezért több elkülönült WLAN hálózat is működhet egymástól nem túlságosan nagy távolságra interferenciát okozva. Az interferencia elkerülésére figyelmet kell fordítani, mivel a rádiófrekvenciás jelek áthatolnak a falakon és a cellaméret kiterjedhet egy egész épületre is. Az interferencia azonban származhat más forrásból is, pl. a 2,4 GHz frekvencia tartományba esik a mikrohullámú sütők (2460 MHz) működési frekvenciája is. A korszerű WLAN rendszerekben már beépített automatizmus biztosítja a legkevésbé zavart frekvenciasáv kiválasztását.

Beltérben üzemelő LAN-oknak további problémákkal megküzdniük, melyet a többutas terjedés, a Rayleigh-fading és az elnyelés okoz. A legtöbb építészeti anyag nem ereszti át az IR sugárzást, ezért a lefedési terület lecsökken egy szobára. Az RF gyakorlatilag immunis az elnyeléssel és a visszaverődéssel szemben. A többutas terjedés hatással van mindkét rendszertípusra. A Rayleigh-fading az RF rendszerek problémája. Akkor lép fel, ha különböző utakon érkező jelek közötti útkülönbség a fél hullámhossz egész számú többszöröse. IR rendszerekben olyan kicsi a hullámhossz, hogy elhanyagolható a Rayleigh-fading hatása. RF rendszerekben ugyanakkor a hullámhossz egy laptop méretével összevethető, így a számítógép mozgatásával jelentősen változhat a fading.

Az RF LAN-okban gyakran használnak szórt spektrumú (SS) átvitelt két változatban: Frekvenciaugratásos (FHSS) és direkt szekvenciális (DSSS).

A többutas terjedés hatásainak kiküszöbölésére a legmodernebb WLAN rendszerek (IEEE 802.11b, HIPERLAN2) ortogonális frekvenciaosztásos multiplexálást alkalmaznak (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing), mely igen robusztusnak bizonyul beltéri környezetben.

A 2.2.7.1. táblázatban napjaink és a közeljövő legkorszerűbb WLAN rendszereinek legfontosabb jellemzőit foglaltuk össze.

Characteristic	802.11	802.11b	802.11a	HiperLAN/2
Spectrum	2.4 GHz	2.4 GHz	5 GHz	5 GHz
~Max physical rate	2 Mb/s	11 Mbit/s	54 Mb/s	54 Mbit/s
~Max data rate, layer 3	1.2 Mb/s	5 Mb/s	32 Mb/s	32 Mb/s
Medium access control/Media sharing	Carrier sense – CSMA/CA			Central resource control/ TDMA/TDD
Connectivity	Conn.-less	Conn.-less	Conn.-less	Conn.-oriented
Multicast	Yes	Yes	Yes	Yes ¹
QoS support	(PCF) ²	(PCF) ²	(PCF) ²	ATM/802.1p/RSVP/ DiffServ (full control)
Frequency selection	Frequency-hopping or DSSS	DSSS	Single carrier	Single carrier with Dynamic Frequency Selection
Authentication	No	No	No	NAI/IEEE address/X.509
Encryption	40-bit RC4	40-bit RC4	40-bit RC4	DES, 3DES
Handover support	(No) ³	(No) ³	(No) ³	(No) ³
Fixed network support	Ethernet	Ethernet	Ethernet	Ethernet, IP, ATM, UMTS, FireWire, PPP ⁵
Management	802.11 MIB	802.11 MIB	802.11 MIB	HiperLAN/2 MIB
Radio link quality control	No	No	No	Link adaptation

2.2.7.1. táblázat Korszerű WLAN rendszerek jellemzői

Az adatkapcsolati réteg

Az adatkapcsolati réteg alapvető feladata a közeghozzáférés szabályozása és a fizikai réteg elrejtése a felsőbb rétegek előtt (transzparenség). A WLAN-ok MAC protokolljai új kihívásokat jelentenek a hagyományos LAN-okéhoz képest (Ethernet, Token Ring). Ennek oka, hogy a beltéri rádiós környezet többutas terjedéssel terhelt, emiatt kis távolságokon belül is drasztikusan változhat a térerő, akár a szükséges szint alá is csökkenhet. Egy másik probléma, hogy a vivőérzékelés lényegesen hosszabb időt igényel, mint vezetékes esetben (kb. 30-50µsec), ami a csomagidő jelentős részét jelentheti. Ezért a CSMA protokollok csak módosításokkal használhatók.

További jelentős különbség, hogy a terület lefedéséhez cellákra van szükség, melyek az interferencia csökkentés miatt eltérő frekvenciát használnak. Minden cella egy LAN-nak tekinthető. A hozzáférési pontot általánosságban MSS-nek Mobile Support Station nevezzük a terminált pedig MH-nak (Mobile Host). Az MSS biztosít csatlakozást a vezetékes hálózatokhoz és végzi a csatorna foglalást a cellán belül.

WLAN környezetben külön szerepe van a kommunikációs irányok megkülönböztetésének is. Ugyanis az igénybevett alkalmazások, pl. fájl letöltés, miatt a downlink kommunikáció kb. 70-80%-a a teljes forgalomnak. A hatékony sávszélesség kihasználás és a QoS biztosítása miatt célszerű, ha a downlink csatornát teljes egészében az MSS vezérli. Ez foglalja le az igényeknek megfelelően a downlink csatornákat a felhasználók számára. Az uplink sokkal bonyolultabb, mivel a dinamikus felhasználó szám változás miatt nem lehet statikus csatornafoglalást csinálni. A MAC protokollok tervezésénél erre helyezik a hangsúlyt. Például az IEEE802.11 esetében 20 alapkövetelményt állítottak fel. A legfontosabbak, hogy az átbocsátóképességet maximalizáljuk a késleltetés minimalizálása mellett és a fair hozzáférést biztosítsunk valamennyi felhasználó számára.

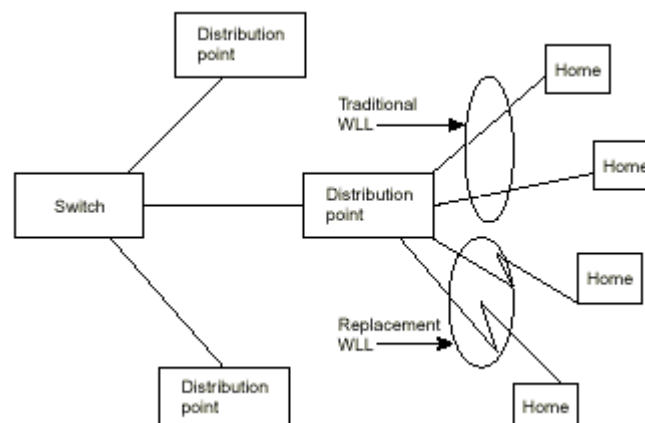
A hálózat kialakításával kapcsolatban meg kell jegyezni, hogy komoly eltérések vannak az ad-hoc és az infrastruktúra hálózatok között. Az utóbbinál az MSS centralizáltan szervezheti a csatornafoglalást és az ütemezést a különböző felhasználók igényeinek megfelelően a hatékony sávszélesség kihasználást biztosítva. Ad-hoc esetben nincs központi ütemezés, ezért a hozzáférési protokoll ütközés alapú kell legyen.

Valamennyi infrastruktúra WLAN-ban használt többszörös hozzáférés protokoll az alábbi hasonlóságokkal rendelkezik:

1. Az MSS hirdeti meg (közvetve vagy közvetlenül) az adatcsomagot küldeni akaró MH-k számára a versengést.
2. A csomagot küldeni akaró állomások versengenek a csatornáért pl. CSMA-val.
3. Az MS foglalja le a csatornát a sikeres állomás számára.
4. Az állomások a csomagjaikat egy ütközésmentes periódusban küldik.
5. Az MSS közvetlen nyugtát ACK küld a vett csomagok után.

Vezeték nélküli helyi hurok (WLL)

Definíció: Hálózati rendszerek, melyek teljes körű hozzáférést biztosítanak a lakóházak és a helyi hurok közötti összeköttetéshez.



rendszerek, melyek teljes körű hozzáférést biztosítanak a lakóházak és a helyi hurok közötti összeköttetéshez.

2.2.7.2. ábra WLL és környezete

A WLL a helyi hurok szakaszt váltja fel egy rádiós szakasszal, ami csupán az elosztó pont és a ház közötti részt érinti, a hálózat többi része érintetlen marad. A rádiós szakasz használata számos előnnyel kecsegtet. Gyorsabban és olcsóbban építhető ki, mint a vezetékes változat

A következőkben a WLL-ek két típusát mutatjuk be.

Telefon-alapú rendszerek

A telefon-alapú WLL rendszerek széles skálája 9.6 kb/s-tól hozzávetőleg 384 kb/s átviteli sebességet biztosítanak. Ezeket a rendszereket öt kategóriába szokták sorolni: digitális cellás, analóg cellás, személyi kommunikációs szolgálat (PCS), vezetékek nélküli telefon (pl. DECT) és magán rendszerek. A WLL

Előnyei:

- Széles környezeti tartományban működnek.
- Beszéd- és adatátvitelt is biztosítanak.

Hátrányai:

- Az átviteli sebességek nem teszik lehetővé a nagysebességű kapcsolatokat.

Video-alapú rendszerek

A WLL rendszerek legújabb kísérleti verzióiban már a helyi hurokban TV jeleket és szélessávú adatot is továbbítanak. Ezeket a rendszereket mikrohullámú video elosztó rendszereknek (microwave video distribution systems, MVDS) hívják és a 40 GHz-es sávban 2 GHz sávszélességet fogaltak le számukra. Tipikusan aszimmetrikus kapcsolatokkal működnek (500 Mb/s bejövő és 20 kb/s kimenő sebességgel).

Előnyök:

- Megkövetelt bejövő átviteli sebesség.
- Képesek video, telefon és adatszolgáltatások széles skáláját nyújtani egyetlen hozzáférési hálózattal.
- A vezetékes megoldásokhoz képest alacsony költség.

Hátrányok:

- A kis kimenő sebesség megnehezíti a kétirányú video alkalmazások használatát (pl video telefon).

- A mikrohullámú kapcsolat miatt a helyi hurok hatótávolsága néhány száz méter vagy 1-2 kilométer, emiatt több bázisállomásra van szükség.

Frequency Band	Technology
800/900 MHz	Analog cellular, GSM, IS-95, CT-2
1.5 GHz	Tadiran and some other proprietary manufacturers
1.7–2 GHz	DECT, PHS, GSM, and IS-95 variants
2–2.5 GHz	DSC, Tadiran
3.4–3.6 GHz	Nortel, Tadiran, Lucent
10 GHz	Emerging technologies
>10 GHz	MVDS technologies

2.2.7.3.ábra. A különböző frekvenciasávokban rendelkezésre álló WLL rendszerek

Bluetooth

A Bluetooth technológia azzal a céllal született, hogy néhány méteres távolságon belül kiváltsa a berendezések összekötésére használt kábeleket. A Bluetooth szabvány három duplex 64 kb/s sebességű hangcsatorna használatát teszi lehetővé, illetve 1 Mb/s sebességű adatforgalmat biztosít. A hatótávolság 10 m, mely 1 mW adóteljesítménnyel érhető el. Lehetőség van azonban egy alternatív 100 m hatótávolságú üzemmód használatára is, ebben az esetben a maximális adóteljesítmény 100 mW.

A Bluetooth hasonlóan a WLAN-okhoz a 2.4 GHz-es ISM sávban működik. A rendszer az interferencia és a többutas terjedés hatásainak csökkentésére frekvenciaugrást használ, azaz az adó és a vevő másodpercenként 1600-szor egymással szinkronban új frekvenciára kapcsol át álvéletlen frekvencia-sorozatot használva.

Az álvéletlen frekvenciaugrási sorozatnak köszönhetően elkerülhetjük a hagyományos cellás rendszerekben jelentkező frekvenciatervezési problémát. Az egyes alkalmazások egymástól teljesen függetlenül működhetnek, más frekvenciaugrási sorozatot használva. A frekvenciaugratás pontos szinkronizációt igényel, amelyhez mindkét kommunikáló eszköz aktív részvételére van szükség.

A Bluetooth által használt 79 MHz frekvenciatartományt 79 db, egyenként 1 MHz szélességű tartományra osztották. Ezek között valósítják meg a frekvenciaugrást.

A rendszer bináris frekvencia modulációt használ, nagyban leegyszerűsítve ezzel az adó és vevő megvalósítását. A Bluetooth rendszerek a csatornát időosztásos duplex (TDD, Time Division Duplex) módon osztják meg. Ez azt jelenti, hogy 625 μ s hosszú időszelletekre osztjuk a csatornát, ahol minden időszelethez egy adott frekvenciát rendelünk (ez megfelel az 1600 ugrás/s ugratási frekvenciának). Az adat csomagokban küldött, és az egymást követő időszelleteket felváltva adásra illetve vételre használjuk.

Az egyazon csatornán kommunikáló eszközök pikonetet alkotnak. A pikoneten belül egy kitüntetett eszköz tölti be a master szerepét. Ez felel a pikoneten belüli forgalom irányításáért, a többi eszköz slave-ként vesz részt a kapcsolatokban. A frekvencia kiválasztása a master eszköz címének és órajelének alapján történik. Egy pikoneten belül egyszerre legfeljebb hét slave és egy master lehet aktív állapotban.

Több pikonet egymást átfedve scatternet-et alkot. Mivel egy adott eszköz több pikonetnek a tagja is lehet, ezért nagyobb Bluetooth hálózatok is létrehozhatók.

2.1.8. Mobil számítástechnika alapelemei

Szerző: dr. Imre Sándor

Lektor: dr. Pap László

A következőkben a mobil távközlés és az informatika határterületét képező ún. mobil számítástechnika alapjait mutatjuk be. Ez a terület is rendkívül dinamikusan és szerteágazóan fejlődik, ezért arra törekszünk, hogy az olvasó átfogó képet kapjon.

Szoftver Rádió

Az elnevezésben a rádió szó olyan mobil készülékre utal, amelyek képességei szoftveres úton folyamatosan bővíthetőek és változtathatóak a technológia fejlődésével, illetve a felhasználó igényeinek megfelelően. Maga a kifejezés az angol „software radio” magyar megfelelője. Gyakran SWR-nek rövidítjük,

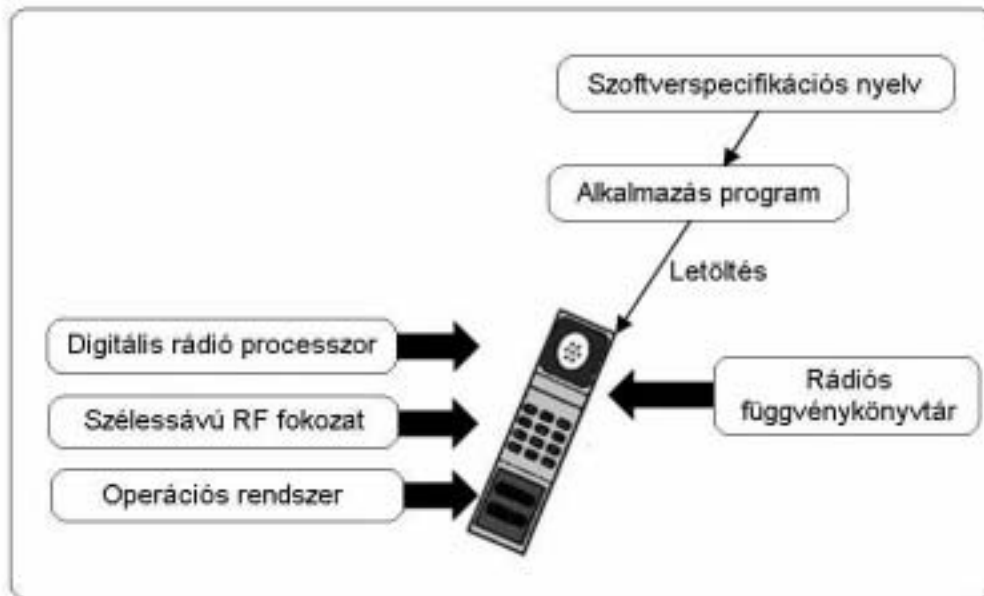
de elterjedt az SDR rövidítés is, a szintén szokásos Software Defined Radio elnevezés alapján.

Az SWR rendszerek olyan rádiókat (kézi terminál, bázisállomás) foglalnak magukba, melyek meghatározott készletű, szoftveres úton konfigurálható hardver elemeket tartalmaznak. Ez azzal a rendkívüli lehetőséggel bír, hogy nem szükséges készüléket cserélni, ha külföldre utazunk és GSM helyett pl. IS95 CDMA-t szeretnénk használni, hanem egyszerűen csak új szoftvert kell a készülékbe tölteni, amely megvalósítja a CDMA funkciókat. Ebből következően lehetővé válik egy készülékkel az egész világ bejárása, függetlenül attól, hogy mely országban milyen moduláció, sávszélesség, stb. terjedt el.

A szoftver rádiós eszközök fejlődése az elmúlt néhány évben jelentősen felgyorsult. A kitűzött cél, hogy a terminál antennabementére közvetlenül csatlakozzon egy nagyteljesítményű (gyors, nagy bitszámú) A/D átalakító, és a további műveleteket (szűrés, keverés, erősítés, stb.) a már digitalizált mintákon teljes mértékben szoftverek végezzék. Ez az "ideális" szoftver rádió, melynek megvalósítását a technológia jelenlegi fejlettsége egyelőre nem teszi lehetővé, előrejelzések szerint 8-10 éven belül lehet rá számítani. Ugyanakkor lehetőség van olyan készülékek kifejlesztésére, melyek bár korlátozott mértékben képesek csak megvalósítani az ideális modell funkcióit, de a technológia fejlődésével egyre jobban megközelíthetik azokat.

A SWR készülék általános felépítése

Ebben a részben rövid áttekintést adunk a kézi készülékek fő moduljairól, melyek megvalósítási módja kiemelkedő fontosságú szempont, minőségük kihat a kommunikáció egészére. Az 2.2.8.1. ábrán a SWR terminál felépítése látható.



2.2.8.1. ábra. A készülék fő elemei

Alkalmazás program (Application program, AP)

Ezt a programot valamilyen szoftverspecifikációs nyelven valósítják meg, amely leírja a rádió architektúráját és jellemzőit, felhasználva a rádiós függvénykönyvtárat. Az AP-k egy-egy rádiós szabványra készülnek, pl. egy a GSM-nek, egy a IS95 CDMA-nak, egy az UMTS-nek, és így tovább. A kézi SWR készülék jellemzői könnyen újrakonfigurálhatóak az AP újraírásával, megváltoztatva a függvénykönyvtár használatát. AP-k a rádiócsatornán keresztül vagy akár smart card technológiával is letölthetők.

Rádiós függvénykönyvtár (Radio Function Library, RFL)

Ez tulajdonképpen egy szoftver-készlet, mely olyan alapvető függvényeket tartalmaz mint a DSP-n futó beszéd-tömörítő algoritmus vagy a DAC/ADC hardver-vezérlő programok. Ezek a függvények egyazon rendszeren belül is különbözhetnek, illetve más-más bementő paraméterekkel rendelkezhetnek az adott alkalmazástól függően.

Szoftverspecifikációs nyelv (Software Specification Language, SSL)

Ez valamilyen magas szintű nyelv, mely egyszerűen arra szolgál, hogy kifejezze a rádió jellemzőit és pontos leírását minden egyes mobil kommunikációs szabványhoz. Ezt a nyelvet felhasználva az AP programozója definiálhatja a fizikai réteget (átviteli teljesítmény, modulációs módszer, csatornakódoló, beszédkódoló, stb.).

Digitális rádióprocesszor (Digital Radio Processor, DRP)

A DRP általános célú hardver modul, mely tipikusan ADC-t, DAC-t, DSP-t, programozható logikai áramköröket (FPGA) tartalmaz. A DRP jellemzőit változtatva határozhatjuk meg a modulációs módszert, sávszélességet, stb.

Szélessávú rádiófrekvenciás fokozat (Broadband RF stage)

Ez egy általános célú közös RF fokozat, mely lehetővé teszi, hogy az SWR készülék különböző frekvenciatartományt használó rendszerek között is tudjon váltani.

Operációs rendszer (OS)

Tipikusan egy JAVA gép biztosítja a kapcsolatot a szoftver és a hardver elemek között. Ezáltal lehetővé válik a hardver platform független szoftver fejlesztés úgy hogy közben a hardver gyártók is versenyezhetnek egymással.

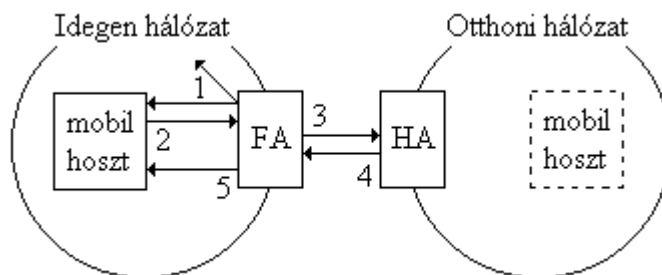
IP mobilitás

Az Internet Protokoll egyre meghatározóbb szerepet tölt be a távközlés világában is, ezért rendkívül fontos kérdés, hogy miként házasítható össze a mobilitási követelményekkel. Az IPv4-ben a mobilitás támogatása érdekében bevezetett Mobile IP új funkciókkal bíró hálózati elemei a következők:

- *mobile node* (mobil csomópont, mobil hoszt): Egy terminál, amely képes felismerni, ha otthoni hálózatától távol működik, és képes elindítani azon folyamatokat, melyek a kommunikációs kapcsolat felépítéséhez szükségesek.
- *home agent* (otthoni ügynök, HA): Az otthoni hálózatban működő gép, tipikusan router, amely nyilvántartja a hálózattól távol működő gépeket, valamint azok aktuális elérhetőségét, és a megfelelő módon továbbítja az otthoni címre nekik érkező csomagokat.
- *foreign agent* (idegen ügynök, FA): Az idegen hálózatban működő router, amely nyilvántartja saját hálózatában a kívülről érkezett gépeket, részt vesz a Home Agent-tel történő kapcsolatfelépítésben, és részt vehet a Home Agent és a mobil hoszt közötti későbbi adatkommunikáció lebonyolításában is. (A

Home Agent, ill. Foreign Agent funkciókkal bíró routereket közös szóval *mobility agent*-eknek nevezzük.)

Azt a folyamatot, melynek során a mobility agentek-nél a bejegyzések létrejönnek, regisztrációnak nevezzük. Ez a 2.2.8.2. ábrán szemléltetett üzenetváltásokkal történik:



2.2.8.2. ábra: Regisztráció Mobile IP-ben

A Foreign Agent időről-időre hirdeti szolgáltatásait (1) a saját hálózatában. Ez minden géphez eljut az adott alhálózatban, többek között megkapja az újonnan érkezett mobil hoszt is. A hirdetés ICMP (Internet Control Message Protocol) üzenetekkel történik. A mobil hoszt feldolgozza a Foreign Agent üzenetét. Amennyiben nem kapott a fentiek megfelelő ICMP üzeneteket, akkor megszólító üzenet küld, amire a hálózatban működő Foreign Agentek-nek válaszolniuk kell. Ezek közül kiválaszt egyet, és megkezdzi a regisztrációt.

A mobil hoszt regisztrációs kérést (registration request) küld a Foreign Agentnek (2). Ez tartalmazza a mobil hoszt otthoni hálózatában működő Home Agent címét. A Foreign Agent feldolgozza a kérelmet, majd továbbítja a Home Agentnek (3).

A Home Agent feldolgozza a kérést: ha ki tudja szolgálni a mobil hosztot, akkor elfogadja, ha nem, akkor elutasító választ küld a Foreign Agent-nek (4). A Foreign Agent végül továbbítja a választ a mobil hosztnak (5).

A lehetséges Home Agent-ek címének felderítése még az otthoni hálózatban kell megtörténnjen. A mobil hoszt egy általa jól ismert broadcast címre küld regisztrációs kérelmet. Ezt az alhálózat Home Agent-jei megkapják, majd elutasító választ adnak rá (mivel a hoszt nincs idegen hálózatban), ezt választ megkapja a hoszt. A válasz üzenetek tartalmazzák a küldő Home Agent-ek címét, ezeket tárolja el későbbi használatra a mobil hoszt.

A regisztráció által a későbbi kommunikációban használt ún. alagutak (tunnels) útvonala épül ki a Home Agent és a mobil hoszt között. A Home Agent feladata, hogy a mobil hosztnak címzett csomagokat ezen az alagúton át továbbítsa.

A mobil hoszt az idegen hálózatban állandó IP címe mellé egy ideiglenes címet is kap, ez az ún. care-of address (COA). A Home Agent erre a címre továbbítja a mobil hosztnak címzett csomagokat.

Amennyiben a hoszt a saját hálózatában működik, ilyen regisztrációra nincs szükség. Ha a regisztráció sikeresen lezajlott, akkor a hoszt megkezdheti az IP alapú adatkommunikációt bármely, az Internetre kapcsolt géppel. Ezt a 3. ábra hivatott szemléltetni.

Ha a mobil hoszt hazatér otthoni hálózatába, deregisztrációt kell végrehajtania. Vagyis jeleznie kell, hogy már itthon van (megkapja az otthoni címére küldött csomagokat) és a Home Agent-nek nem kell a COA-ra továbbítania semmit, ami az ő címére érkezik. A mobil hoszt ismét a saját IP címét használja kommunikációra.

Mobilitás alapjai az IPv6-ban

Az IPv6-ban megvalósított mobilitás támogatás nagy különbsége a Mobile IP-hez képest, hogy nincs szükség Foreign Agent-re. Annak feladatait a hálózat és maga a mobil hoszt látja el, ebben segítik az alábbi új funkciók.

A Neighbour Discovery protokoll a hálózatban elhelyezkedő entitások (csomóponti gépek és útvonalválasztók) feltérképezésére szolgál. Információt szolgáltat az útvonalválasztóknak, munkaállomásoknak a környezetükben található gépek elérhetőségéről, címéről.

Az automatikus címkonfiguráció (Address Autoconfiguration) célja a számítógépek gyors és egyszerű felcsatlakoztatása a hálózatra. Lehetővé teszi, hogy a hálózatra kapcsolt berendezés beavatkozás nélkül megkaphassa a főbb hálózati paramétereket: hálózati cím (link local address), valamint egyéb konfigurációs paramétereket.

Az állapotmentes (stateless) automatikus konfiguráció esetén nem szükséges a hálózatba külön kiszolgáló a kívánt adatok megszerzéséhez. Az újonnan érkezett

számítógép a felcsatlakozásához kellő adatokat a már ismertetett hirdetési üzenetek segítségével a hálózathoz nyeri ki.

Nem-állapotmentes (stateful) konfiguráció esetén a hosztok egy kiszolgálótól szerzik be a címeket, a konfigurációs információkat és egyéb paramétereket. Ez esetben a kiszolgáló adatbázist tart fenn, melyben a hosztokat és a hozzájuk tartozó címeket tartja nyilván.

Mobilitás támogatása az IPv6-ban

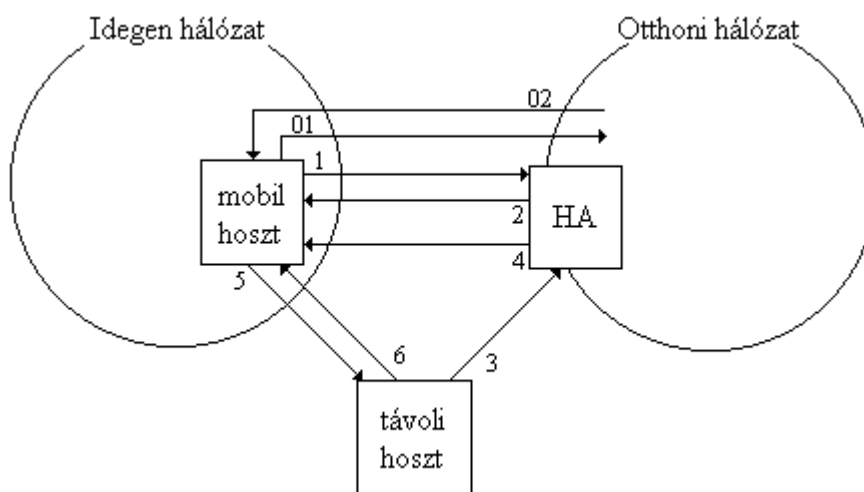
Amikor a mobil hoszt elhagyja a otthoni hálózatát és csatlakozik egy másik hálózatra, a fent említett autokonfigurációs mechanizmusok segítségével felvesz egy ideiglenes, az idegen hálózat címtartományába eső IP címet. Amint az új cím érvényes, a hoszt kötés frissítés felhívást (Binding Update) küld Home Agenté-nek (1) (4. ábra).

A mobil hoszt rendszerint ismeri saját Home Agent-jét, de bizonyos esetekben elképzelhető, hogy az áttelepülés alatt a HA kilép a hálózathoz (pl. meghibásodás miatt). Ilyenkor a DHAD (Dynamic Home Agent Discovery) mechanizmusával él a mobil hoszt. Azaz kötés frissítést (01) küld a Home Agent-ek anycast címére az otthoni hálózaton. Az anycast címre küldött üzenetre legalább egy Home Agent válaszol (02), és elküldi a lehetséges Home Agent-ek listáját. A mobil hoszt ebből a listából választ magának Home Agent-et.

A kötés frissítést feldolgozva a Home Agent regisztrálja a mobil hoszt új címét, mint elsődleges ideiglenes címet (Primary Care-of Address), és erről kötés visszaigazolást (Binding Acknowledgement) küld (2) a mobil hosztnak. A változási felhívást, valamint a visszaigazolást IPSec protokoll segítségével hitelesítik az illegális forgalomeltérítés megakadályozása érdekében.

Az új IPv6 cím regisztrálása után a Home Agent a mobil eszköz otthoni címére érkező csomagokat (3) átveszi és az elsődleges ideiglenes címre továbbítja (4) IPv6 beágyazás segítségével.

Amennyiben a mobil eszköz egyik idegen hálózatról átlép egy másik idegen hálózatra, akkor is kötés frissítés felhívást küld saját Home Agent-jének, valamint az elhagyott hálózat routerjeinek, hogy azok ideiglenes Home Agent-ként továbbítsák számára a régi hálózatra érkező csomagokat. Az otthoni hálózatra visszatérő mobil eszköz megfelelő kötés frissítés küldésével tudatja Home Agent-jével a visszatérését.



2.2.8.3. ábra: Kötődés és kommunikáció (IPv6)

Az IPv6 mobilitás változást jelent azon csomópontoknál is, amelyek mobil állomással kommunikálnak. Ha egy távoli hoszt egy mobil állomással áll kapcsolatban, akkor kezdetben a mobil eszköz otthoni címére küldi a csomagokat (3). A fent leírt mechanizmusok segítségével ezek a csomagok eljutnak a mobil állomáshoz (4), amely észleli, hogy a forgalom közvetve – a Home Agent-en keresztül – érkezik hozzá. Ekkor egy kötés frissítési felhívást küld a távoli hosztnak (5), aki eltárolja az ideiglenes címet és az eredeti honos címet.

A további kommunikációban (6), ha olyan címre irányul egy csomag, amely címhez létezik eltárolt ideiglenes cím, akkor a távoli hoszt közvetlenül, a Home Agent nélkül fog kommunikálni a mobil csomóponttal. A mobil egységgel kommunikáló állomások bármikor kérhetnek kötés frissítést a mobil eszköztől kötés kérés (Binding Request) formájában.

Ágens technológia

A mesterséges intelligenciával rendelkező programok egy részét a szakirodalom ágenseknek nevezi. Legfontosabb tulajdonságuk, hogy szoros kölcsönhatásban állnak a környezetükkel, érzékelik az állapotát, döntéseket hoznak, és önállóan cselekszenek. A helyes döntések meghozatalához az ágenseknek elsősorban célokra és alapelvekre van szükségük, amik alapján cselekedni tudnak. Mélni kell tudniuk akcióik sikerességét, hatékonyságát és információval kell rendelkezniük a környezetüket illetően.

Az ágens technológia napjainkban egyre inkább előtérbe kerül a nagyméretű hálózatok monitorozása, menedzselése terén. Ennek oka, hogy a központosított hálózatfelügyelet egy egész világot átfogó informatikai-távközlési hálózat esetén már nem tud megfelelő gyorsasággal válaszolni a bekövetkező eseményekre. Szükség van tehát bizonyos funkciók elosztott megvalósítására, amihez az ágens technológia ideális hátteret biztosít.

A legfontosabb ágens típusokat az alábbiakban foglaltuk össze:

- **Reflexív ágensek:** Ezek pusztán előre beprogramozott válaszlépéseket tesznek bizonyos események bekövetkeztekor. Egyszerű és gyors működésűek, csak a feltétel-válaszlépés párokat kell beletáplálni a működéshez. Előnye, hogy az ágens „motorja”, a keretprogram az aktuális problémától függetlenül megvalósítató. Hátránya azonban, hogy a reflexív ágensek alkalmazhatósága köre meglehetősen szűk körű, csak a legegyszerűbb feladatokra használhatóak sikerrel.
- **Emlékező ágensek:** Működésük hasonló a reflexív ágensek viselkedéséhez, de rendelkeznek egy belső állapottal, ami a döntéseiket befolyásolhatja. A belső állapot bevezetése miatt az ágens „emlékezik”, ugyanarra az eseményre mást és mást reagálhat különböző állapotokban.
- **Cél-orientált (deliberatív) ágens:** Nem kell ismernie az összes lehetséges állapotot a működéshez, mint egyszerűbb rokonainak. Elég tudni pusztán a céljait (a környezet egy kívánatos állapotát), és olyan cselekvéseket végrehajtani, amik várhatóan közelebb juttatják a céljai eléréséhez. Ehhez a deliberatív ágensnek szüksége van a sikeresség hatékony méréséhez, ami alapján meg tudja ítélni, hogy milyen messze van a céljaitól, és milyen lépéseket alkalmazhat hatásosan. Intelligensebbek, mint a reflexív ágensek, szélesebb körű, bonyolultabb problémák megoldásában is használhatóak, de lényegesen lassabb működésűek a sok mérlegelés és tervezgetés miatt.
- **Hatékonyság-orientált ágens:** A cél-orientált ágenshez hasonló, azzal a különbséggel, hogy több, akár egymással ellentmondó célja is lehet. Azt is el kell döntenie, hogy melyik célt igyekszik elsődlegesen megvalósítani, vagy melyik az a lépés, amivel a legtöbb célt valósítja meg. A számításokhoz

általában egy jól definiált hasznosság- és költségfüggvényt használnak, az egyes célokat fontosság szerint súlyozva. Ez a megközelítés modellezi a legjobban a valóságot, de ez a legbonyolultabb és egyben a leglassabb működésű is.

- **Hibrid Ágens:** Az előzőek keveréke, az egyszerű döntéseket reflexív, a bonyolultabb és hosszabb távú döntéseket deliberatív módon végzi. Majdnem olyan hatékony, mint a hatékonyság-orientált ágens, de az esetek többségében nagyságrendekkel gyorsabb.

Mobil ágensek

A mobil ágens technológia alapja, hogy az ágensek kódja az állapotukat leíró változókkal együtt vándorol a hálózaton, és így hajtja végre feladatait. Ez a megközelítés lehetővé teszi, hogy az ágens dinamikusan alkalmazkodjon az őt körülvevő környezet elemeihez, mint a különböző szoftver interfészek és szolgáltatások, vagy a hálózat jellemzői. Így létrehozhatók rugalmas, robosztus, hibátűrő alkalmazások, melyek igen sok területen használhatóak.

A mobil ágensek működéséhez szükség van arra, hogy a csomópontok képesek legyenek a mobil ágensek kódjának fogadására, és futtatására. A mobil ágens rendszerek jellemzőit az OMG (Object Management Group) MASIF (Mobile Agent System Interoperability Facility) szabványa tartalmazza. A mobil ágensek működésének biztosítására születtek az egyes alkalmazásokhoz igazodó egyedi megoldások, de egyre inkább terjednek az általános célra alkalmas mobil ágens platformok, amelyekre építve sokféle mobil ágenseken alapuló alkalmazás viszonylag egyszerűen megvalósítható. Az ilyen rendszerek közé tartozik a Grasshopper, az IBM Aglets Workbench, a Concordia vagy a Voyager. A következőkben mint általános példát a Grasshopper mobil ágens platformot mutatjuk be.

A Grasshopper rendszer egy elosztott számítási környezetre épült rá, és teljes egészében Java 2 komponensekből áll össze. Maga az elosztott környezet régiókból, és azon belül csomópontokból áll, amit ügynökségeknek nevezünk. Minden ágensnek szüksége van egy ügynökségre, ahol éppen tartózkodik, mert ez jelenti a futási környezetét. Minden ügynökségnek vannak helyben tevékenykedő állandó ágensei, és mobil ágensek is tartózkodhatnak a csomóponton. Ezeket a mozgó ágenseket a régió-felügyelet tartja számon, folyamatosan nyomon követve az

ágensek migrációját és tevékenységeit. Így lehetőség van a központon keresztül egy adott ágens tartózkodási helyének pontos felderítésére.

A feladatoknak van egy olyan köre, amit minden ügynökségnek el kell tudni végeznie az ágens-rendszer kielégítő működéséhez. Az ilyen alapfeladatokat ellátó ágensek képezik az ügynökség magját. Ezeknek a következő funkciókat kell tudniuk:

- **Kommunikáció:** Ez a szolgáltatás felelős az ágensek közötti kapcsolatok menedzseléséért, mint az ágensközi üzenetváltások és migrációk menedzselése, valamint az ágensek lokalizálása a régió-felügyelet segítségével.
- **Regisztrációs szolgáltatások:** Minden ügynökségnek tudnia kell a jelenleg futtatott ágenseiről, egyrészt a külső menedzsment felé nyújtandó információk szükségessége miatt, másrészt a fogadott ágenseknek is számot kell tudni adni a regisztrált objektumokról. Ezen kívül minden ügynökség kapcsolatban áll a régió-felüggyel is, ami folyamatos tájékoztatást igényel.
- **Menedzsment szolgáltatások:** A menedzsment ágensek feladata, hogy a rendszergazdákat információkkal lássa el, és akciókat hajtson végre a nevükben, akár közvetlen utasításra, akár az ágens saját döntései alapján. Lehetőséget kell nyújtani a teljes ellenőrzésre, ami jogot ad egyes embereknek, hogy ágenseket, vagy helyeket vegyenek fel, töröljenek, vagy módosítsanak, illetve el kell látni őket megfelelő információkkal a hálózatot, az ügynökséget valamint az egyes ágenseket illetően.
- **Biztonsági szolgáltatások:** Szükség van biztonsági intézkedésekre is az illetéktelen felhasználás megakadályozására, aminek két típusát is beleépítették a rendszerbe. Az egyik a létrejött kapcsolatok és adatáramlások titkosítása a SSL (Secure Socket Layer) segítségével, a másik pedig a megfelelő hitelesítési mechanizmusok biztosítása, ami a Java biztonsági rendszerén alapul.
- **Tartóssági szolgáltatás:** Az ágensek megfelelő tárolása, ami lehetővé teszi a helyreállítást még a teljes rendszer összeomlása esetén is.

2.1.9. Földi és műholdas műsorszóró rendszerek átviteli eljárásai

Szerző: Kovács Imre

Lektor: Gschwindt András

A földfelszíni és műholdas hang- és képműsorszóró rendszerek mind a digitális, mind az analóg csatorna modulációs eljárásokat használják. Terjedelmi

okok miatt a szóba jöhető átviteli eljárások közül csak a legfontosabbakat és azokat is csak vázlatosan fogjuk ismertetni, a következő csoportosításban:

- Analóg földfelszíni hangműsorszórás átviteli eljárásai,
- A hangműsorszórás kiegészítő, értéknövelő adatátviteli eljárásai,
- Digitális földfelszíni hangműsorszórás átviteli eljárásai,
- Digitális műholdas hangműsorszórás átviteli eljárásai,
- Analóg földfelszíni képműsorszóró átviteli eljárások,
- Analóg műholdas képműsorszóró átviteli eljárások,
- Digitális földfelszíni képműsorszóró átviteli eljárások,
- Digitális műholdas képműsorszóró átviteli eljárások,
- A képműsorszórás kiegészítő, értéknövelő adatátviteli eljárásai.

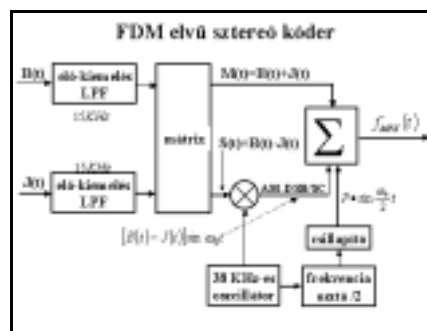
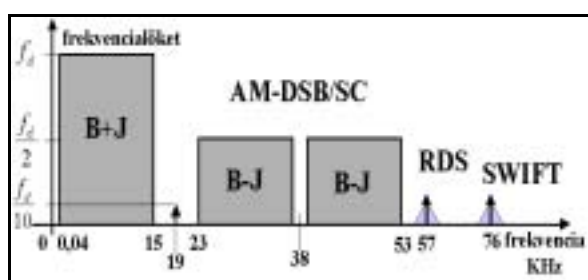
A csoportosításban nem szerepel az analóg műholdas hangműsorszórás, amely mind önálló szolgáltatás nem tudott kialakulni.

Analóg földfelszíni hangműsorszórás átviteli eljárásai és kiegészítő adatátviteli rendszerei

Az analóg hangműsorszórás hullámsávtól függően kétféle modulációs eljárást alkalmaz. A 150 KHz – 30 MHz-es közötti hosszú, közép és rövidhullámú frekvencia tartományban egy hangcsatorna kerül továbbításra, kétoldalsávós (AM-DSB) amplitúdó modulációval. A moduláló jel továbbítható frekvenciatartományának maximuma általában 4,5 KHz. Ennek megfelelően egyetlen RF csatorna 9/10 KHz sávszélességű, míg a szomszéd csatornák frekvencia távolsága 9/10 KHz. Természetesen minden esetben alkalmazzák a tabu frekvencia kiosztást, amely szerint földrajzilag szomszédos adók nem kaphatnak frekvenciában szomszédos csatornákat.

A VHF sávban működnek a frekvencia modulációt alkalmazó Hifi minőséget biztosító egy és kétcsatornás hangrendszerek. Mono esetben az egyetlen hangcsatornát, melynek továbbítható frekvencia tartománya 40 Hz és 15 KHz közötti, szélessávú FM-mel továbbítják, melynek moduláció utáni sávszélessége kb. 240 KHz-re becsülhető. Ezen becslés alapja az 1%-nál nem nagyobb nemlineáris torzításhoz szükséges modulációs komponensek átviteléhez szükséges sávszélesség.

A kétcsatornás sztereo átvitel szintén frekvencia modulációt használ, azonban a moduláció előtt ki kell alakítani a mono kompatibilitás biztosításához szükséges speciális összetett spektrumot (2.2.9.1. ábra). Ez a spektrum tartalmazza a bal és a jobb csatorna jeléből kialakított alapsávi mono jelet (40 Hz - 15 KHz), a bal és a jobb csatorna különbségéből képzett sztereo jelet hordozó (S) kétoldalsávú elnyomott vivőjű (38 KHz) (AM-DSB/SC) modulációs tartalmat, a demoduláláshoz szükséges, frekvenciában felezett pilotot, valamint a járulékos adatátviteli csatornákat. Az összetett jel előállítása, pl. a 2.2.9.2. ábrán található kódolóval történhet. A tömbvázlaton jeleztük, a minden esetben alkalmazott jel-zaj viszony javítás kódoló oldali eszközét az elő-kiemelést, amelyhez a dekóderben hozzátartozik az utó-elnyomás, melyek együttes hatása mintegy 12 dB-lel javítja a demodulált jel-zaj viszonyt. A frekvencia moduláció után a modulált jel sávszélessége kb. 300 KHz. A csatorna távolság általában 300 KHz és érvényes a tabu frekvencia kiosztás is.



2.2.9.1. ábra. A VHF sztereo MPX jel spektruma 2.2.9.2. ábra. Az MPX kódoló felépítése

A kiegészítő egyirányú adatszolgáltatások a multiplex jel frekvencia sávja felett kerülnek továbbításra. A leggyakrabban alkalmazott az RDS (Radio Data System) [1], amely az 57 KHz-es vivőn működő szabványos adatszórás, elsősorban a rádióvevő automatikus be- és áthangolását, mobilvétel esetén a legoptimálisabb adó kiválasztását, a közlekedési információk továbbításakor az automatizált jelzési csatorna kialakítását, személyhívást, szöveges üzenetek (Radiotext) továbbítását biztosítja. A moduláció AM, formált két-fázisú kódolt adattal, amely így megfelel egy két-fázisú PSK-nak. Az adatsebesség 1187,5 bit/s.

A SWIFT [2] (System for Wireless Infotainment Forwarding and Teledistribution) rendszer a 76 KHz-es vivő frekvencián LMSK (Level-controlled

Adásmód	frekvenciatartomány	alkalmazás	
I	Maximum 300 MHz-ig	Földfelszíni műsorszórás	
IV	Maximum 600 MHz-ig	Földfelszíni műsorszórás	
II	Maximum 1,2 GHz-ig	Műholdas és földfelszíni műsorszórás	
III	Maximum 2,4 GHz-ig	Műholdas és földfelszíni műsorszórás	

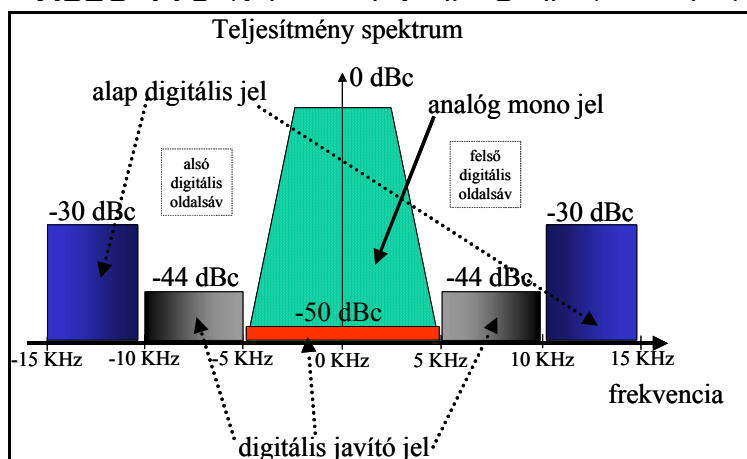
2.2.9.1. táblázat, A DAB adásmódjai

Jelenleg Európában a földfelszíni hangműsorszórásban frekvencia sávától függően két féle rendszert alkalmaznak, vagy szándékoznak alkalmazni.

A 30 MHz-nél nagyobb frekvenciákon a DAB [3] (Digital Audio Broadcasting) védjegyű átviteli rendszert alkalmazható, amely forráskódolásként MPEG-audió-t használ, viszonylag nagy sáv szélesség mellett (kb. 1,5 MHz) nagy adatátviteli sebességet biztosít (kb. 2,3 Mbit/s). Az alkalmazott modulációs eljárás a COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex), melyet a megcélzott mobilvétel miatt, a csatorna frekvencia- és idő-invarianciájának lekezeléséhez szükséges csatorna modulációs eljárással egészítettek ki. A csatorna moduláció legfontosabb lépései: a pontozott konvolúciós hibavédelem, az idő- és a frekvencia átszövés, és a vivőnkénti differenciális QPSK moduláció. A mobilvétel és az egy-frekvenciás hálózat (SFN: Single frequency Network) kialakíthatóságának érdekében, valamint a figyelembe veendő hatalmas alkalmazási frekvencia tartomány miatt négyféle üzemmód használható a 2.2.9.1. táblázatnak megfelelően. A hangcsatornánkénti adatsebesség teljesen rugalmasan, az MPEG audiónak megfelelően 64 – 256 kbit/s között állítható.

A 30 MHz alatti frekvencia tartományokban két egymással nem kompatibilis megoldás verseng. Az egyik a DRM (Digital Radio Mundial) [4] amely napjainkban kerül szabványosításra. 9/10 és ezek többszöröse frekvencia sáv szélességben alkalmazható, természetesen flexibilisen definiált adatsebességek mellett. A forráskódolás helyettesíti a kórtális sáv

A m
Channel D
fokozatos
analog su
spektrum s



-Band On-
ő átmenet
digitális és
összetett

2.2.9.3. ábra, Az IBOC DSB összetett spektruma

Digitális műholdas hangműsorszórás átviteli eljárásai.

Meg kell azonban jegyezni, hogy számos egyéb a szolgáltatóra jellemző hangműsorszórási eljárást is alkalmaznak. Ilyen pl. az ADR (Astra Digital Radio), amely a képpel párhuzamosan, de attól teljesen független tartalommal, az Astra műholdról, sztereo programonként átlagban 192 kbit/s-os adatsebesség mellett, MPEG audióban kódolt, DQPSK moduláció mellett továbbítja a hangcsatornákat.

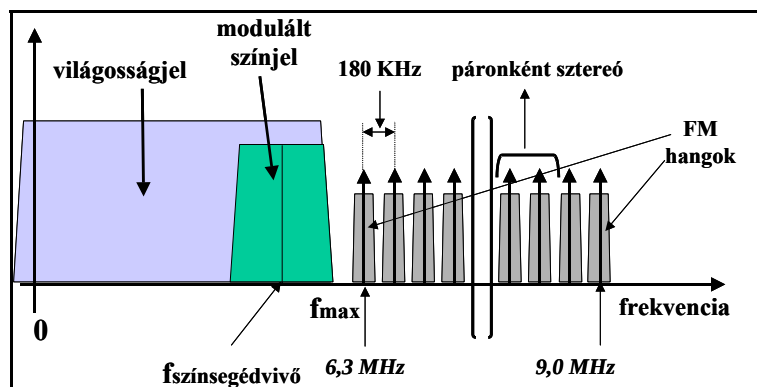
Az analóg képműsorszórás annak kialakítása óta használja a csonka-
oldalsávós amplitúdó modulációt (AM-VSB: Vestigal Side Band) a mozgókép fekete-
fehér és szín információjának továbbítására. A legelterjedtebb három egymással nem
kompatibilis (NTSC, PAL, SECAM) [6] FDM elvű rendszerben az összetett képjel
(CVBS: Color Video Blanking Sync) modulálja a képvivőt, míg a hang egy, vagy két
un. hang-segédvivőn, az analóg átvitelben általában frekvencia modulációval, míg
digitális eljárás (NICAM: Near Instantaneously Companded Audio Multiplex) a QPSK



valamilyen módozatában modulálja a segédvivőt. A [6] irodalomban megtalálható a rendszerek pontos specifikációja. A 2.2.9.4. ábrán csak szemléltetés végett rajzoltuk fel a PAL összetett jel spektrumát. További részletekre terjedelmi okok miatt nem térünk ki.

Analóg műholdas képműsorszóró átviteli eljárások

Jelenleg az analóg műholdas műsorszórás alapvetően háromféle kódolási eljárást használ. Az amerikai kontinensen az NTSC alapút, míg Európában a PAL-ra épülő megoldást használják. Létezik egy harmadik kódolási rendszer (MAC/packet: Multiplex Analogue Components [17]) is, mely jelentősége jelenleg minimális. A 2.2.9.5. ábrán felrajzoltuk a PAL jelre alapozott műholdas átvitel során a fő vivőt FM-ben moduláló összetett jel alapsávi spektrumát.



2.2.9.5. ábra, A PAL alapú műholdas összetett jel spektruma

A legfontosabb modulációs jellemzők a következők: A kép átvitele a földfelszíni műsorszórás FDM elvű rendszereit használja, az összetett jel kialakítása teljesen megfelel [6] irodalom található. A hang információ átvitele alapvetően az un. hangsegédvivők beiktatásával és azok frekvencia modulációjával történik.

Digitális földfelszíni képműsorszóró átviteli eljárások

A digitális földfelszíni képműsorszóró rendszerek Európában jelenleg kizárólagosan a DVB-T (Digital Video Broadcasting – Terrestrial [7]) védjegyű megoldást alkalmazzák. Ezenkívül Észak-Amerikában az ATSC-t (Advanced Television System Committee [8]), míg Japánban az ISDB-t (Integrated Service Digital Broadcasting) dolgozták ki a digitális képműsorszórási célokra. Mindhárom rendszerre jellemző, hogy a videó forráskódolása az MPEG-2 videón [9] és rendszer

multiplexelése az MPEG-2 rendszer [10] szabványokon alapul. Az audio kódolás azonban különböző, hiszen az ATSC az AC-3 [11] audio forráskódolást, míg a DVB-T az MPEG-1 audio forráskódolást [12] alkalmazza.

Terjedelmi okok miatt csak a DVB-T-vel és azzal is csak vázlatosan foglalkozunk. A DVB-T szabvány definiálja a digitális földfelszíni sok-programos, normál és nagyfelbontású műsorszórás modulációs és a csatornakódolási jellemzőit.

Mint már említettük az alkalmazott forráskódolás a videóra az MPEG-2 Video, míg a hangra az MPEG-1 Audio. A program alkotó komponenseket az MPEG-2 System szerint kell multiplexálni. Az így kialakuló MPEG TS kerül a DVB-T csatornakódolóra, amely a következő fontosabb lépéseket hajtja végre:

- transzport multiplex adaptáció és a spektrumterítés,
- külső hibavédelmi kódolás(RS 204/188),
- külső konvolúciós átszövés,
- belső pontozott konvolúciós hibavédelmi kódolás,
- belső idő-átszövés,
- modulációs leképezés és QAM/QPSK moduláció,
- OFDM jel előállítása.

A rendszer kompatibilis az MPEG-2 TS (Transport Stream) adatfolyamban kódolt televíziós jellel. Tervezésénél fontosabb szempont volt, hogy megfelelő védelmet biztosítson a csatornán belüli és a szomszédos csatornás interferenciával szemben. További fontos követelmény volt, hogy a rendszer maximális spektrumhatékonyságot nyújtson az UHF sávban. Ezt az egyfrekvenciás hálózatok (Single Frequency Network: SFN) alkalmazásával érték el.

A moduláció a sokvivős ortogonális frekvencia osztásos multiplex (OFDM). Két működési üzemmód definiált: a 2k és a 8k mód. A 2k mód a kis SFN hálózatokhoz és az egyedüli adó működtetéséhez használható, míg a 8k mód ezek mellett még a nagy SFN hálózatoknál is alkalmazható. A csatornakódolás különböző típusú QAM modulációt és különböző belső kódolási arányokat alkalmaz. De pl. kétszintű hierarchikus csatornakódolás és moduláció is engedélyezett.

Digitális műholdas képműsorszóró átviteli eljárások

A digitális műholdas képműsorszóró rendszerek Európában jelenleg kizárólagosan a DVB-S (Digital Video Broadcasting by Satellite [13]) védjegyű megoldást használják. Ezenkívül, főleg Észak-Amerikában alkalmaznak a DVB-S-sel nem teljesen kompatibilis átviteli megoldásokat digitális képműsorszórási célokra (további részletekre területi okok miatt nem térünk ki).

A DVB-S szabvány definiálja a digitális műholdas sok-programos, normál és nagyfelbontású műsorszórás modulációs és a csatornakódolási jellemzőit, mind az FSS (Fix Satellite Services), mind a BSS (Broadcast Satellite Services) sávokban. A kódolási rendszer elsősorban a DTH (Direct To Home) szolgáltatásra készült azonban elosztási és szétosztási célokra is alkalmazzák. Az átviteli rendszer megalkotásakor elsődleges szempont volt a "tetszőleges" transzponder sáv szélességre történő adaptálhatóság.

A DVB-S videó forráskódolása az MPEG-2 videó [9], a hang forráskódolása az MPEG-1 audió [12] szabványokon alapul. Az alkotó program komponenseket az MPEG-2 System szerint kell multiplexálni. Az így kialakuló MPEG TS kerül a DVB-S csatornakódolóra, amely a következő fontosabb lépéseket hajtja végre:

- transzport multiplex adaptáció és a spektrumterítés,
- külső hibavédelmi kódolás (RS 204/188) (inner coding),
- külső konvolúciós átszövés,
- belső pontozott konvolúciós hibavédelmi kódolás (outer coding),
- moduláció előtti alapsávi jelformálás.
- QPSK moduláció.

A képműsorszórás kiegészítő, értéknövelő adatátviteli eljárásai

A képműsorszórás számos kiegészítő, értéknövelő egyirányú szolgáltatás továbbítására alkalmas. Ezek közül jelenleg legelterjedtebben használt a teletext rendszer, amely mind a digitális, mind az analóg elvű képműsorszórásban megtalálható. Természetesen az átviteli rendszer gyökeresen eltér a kétféle technológia esetében. Szintén területi okok miatt a teletexten kívüli egyéb járulékos szolgáltatásokkal nem foglalkozunk, míg a teletext esetében néhány rövid gondolattal igyekszünk a továbbító rendszert bemutatni.

Az analóg képátviteli rendszerekben a teletext továbbítása a következő fontosabb paraméterekkel rendelkezik [14]:

- az átvitel időosztásos (TDM), hiszen a tv-jel félkép-kioltási idejében, az aktív kép és hangtartalom zavarása nélkül továbbítjuk a teletext adatok,
- az átvitel bináris, NRZ kódolással,
- az adatsebesség majdnem 7 Mbit/s (6,9375 Mbit/s),
- az adat beültetés előtt a szabályozott szimbólum közti áthallás biztosítása végett a megfelelő spektrumformálást végre kell hajtani. A digitális képátviteli

rendszerekben a teletext továbbítása egyszerű multiplexeléssel történik, amelynek során az MPEG TS-be a megfelelő azonosítók alkalmazásával beültetjük a teletext bináris információt [15].

Irodalomjegyzék

[2.2.9.1] Rec. ITU-R BS.643-2 System For Automatic Tuning And Other Applications In FM Radio Receivers For Use With The Pilot/tone System;

[2.2.9.2] ETS 300 751, Radio Broadcast Systems; System for Wireless Infotainment Forwarding and Teledistribution (SWIFT);

[2.2.9.3] ETSI EN 300 401, Radio Broadcast Systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers;

[2.2.9.4] ITU-R BS. System For Digital Sound Broadcasting In The Broadcasting Bands Below 30 MHz;

[2.2.9.5] NN: SES-ASTRA-ADR, MPM/93-F142B, CD, MPM/93-F115B;

[2.2.9.6] ITU-R Section 11A: Conventional, Enhanced and High-Definition television Systems: Recommendation ITU-R BT.470-4: Television Systems;

[2.2.9.7] ETSI EN 300 744, Digital Video Broadcasting Systems for television, Sound And Data Services; Framing Structure, Channel Coding And Modulation For Digital Terrestrial Television, 1998;

[2.2.9.8] ATSC Standard A/53, Digital Television Standard, 1995;

[2.2.9.9] ISO/IEC 13818-2, Information Technology, Generic Coding Of Moving Pictures And Associated Audio: Video Part, 1994;

[2.2.9.10] ISO/IEC 13818-1, Information Technology, Generic Coding Of Moving Pictures And Associated Audio: System Part, 1994;

[2.2.9.11] ATSC Standard A/52, Digital Audio Compression (AC-3), 1995;

[2.2.9.12] ISO/IEC 11172-3, Information Technology, Coding Of Moving Pictures And Associated Audio For Digital Storage Media at up to 1.5 Mbit/s: Audio part, 1992;

[2.2.9.13] ETSI EN 300 421, Digital Video Broadcasting Systems for television, Sound And Data Services; Framing Structure, Channel Coding And Modulation For 11/12 GHz Satellite Services, 1996;

[2.2.9.14] ETSI EN 300 706, Enhanced Teletext Specification, 1997;

[2.2.9.15] ETSI EN 300 472, Specification For Conveying ITU-R System B Teletext In DVB Bit Stream, 1997;

[2.2.9.16] ISO/IEC 14496-3 Information Technology, Coding of Audio-visual Objects: Audio, 1998;

[2.2.9.17] ETS 300 250, Television Systems, Specification Of The D2-MAC/packet system;

Web címek :

www.etsi.org

www.itu.org

www.dvb.org

www.digitag.org

www.drm.org

www.mpeg.org