

DR. VÁNYAI PÉTER  
Távközlési Kutató Intézet

## A PCM hierarchia második lépcsője: a szekunder multiplex

ETO 621.376.56;621.395.4

A PCM híradástechnikai rendszerek szerepe a hírközlésben egyre gyorsabb ütemben növekszik. Ez a növekedési trend pontosan megfelel a mai kor diktálta követelményeknek mind a híradástechnikai szolgáltatások, mind pedig a modern digitális áramkörök egyre gazdaságosabb felhasználási lehetősége szempontjából.

E cikkben a PCM hierarchia második lépcsőjével kapcsolatos általános ismereteket közöljük. A kérdés időszerezését a szekunder digitális multiplex realizálásával kapcsolatos nemzetközi méretű egységesítési munka gyors fejlődése is alátámasztja.

### 1. Bevezetés

A sokcsatornás átviteli rendszerek alapvetően két csoportra oszthatók. Így megkülönböztetünk frekvenciaosztás (FDM) és időosztás (TDM) szerinti multiplikálást alkalmazó rendszereket. A digitális információátvitel korunk technikai forradalmának reprezentáns képviselője. Az impulzus-kódmodulációs vagy más néven PCM átvitelben a digitális információátvitel és az időosztás szerinti csatornamultiplikálás egyaránt érvényre jut.

A PCM rendszereket eredetileg a városi telefonhálózat gazdaságosságának és korszerűsítésének növelése érdekében fejlesztették ki. Így a PCM összeköttetések felhasználásával lehetőség kínálkozott az úgynevezett „rossz” kábel vagy „rossz” légvezeték többszörös kihasználására, a telefonközpontok közötti trónk-hálózat áteresztőképességének fokozására. A PCM azonban az előbbieken említett, úgynevezett hagyományos felhasználási lehetőségeken kívül még igen sokféle feladatot láthat el.

Így reális felhasználási lehetőség vár a PCM-re a különböző ipari, különösen az olaj- és gázvezetékek mentén telepített rendszerekben. A kis és közepes távolságú mikrohullámú gerinchálózatok szolgálati berendezéseiben, amelyek a szolgálati jelek továbbítása mellett környezeti postai összeköttetések létesítésére is alkalmasak, és így nagymértékben növelik

a teljes rendszer gazdaságosságát és teljesítőképességét, szintén helye van a PCM-technika alkalmazásának. Ami a mikrohullámú PCM rendszereket illeti, arra a tényre is szeretnénk felhívni a figyelmet, hogy a 2, 4, 6 és 8 GHz-es frekvenciatartományok ma már egyre inkább telítettek tekinthetők. Ugyanakkor a 11 és 13 GHz-es tartományokban a hagyományos analóg FDM—FM rendszer már csak nehezen alkalmazható, míg pl. a PCM—PSK rendszer igen kedvezően hasznosítható [1].

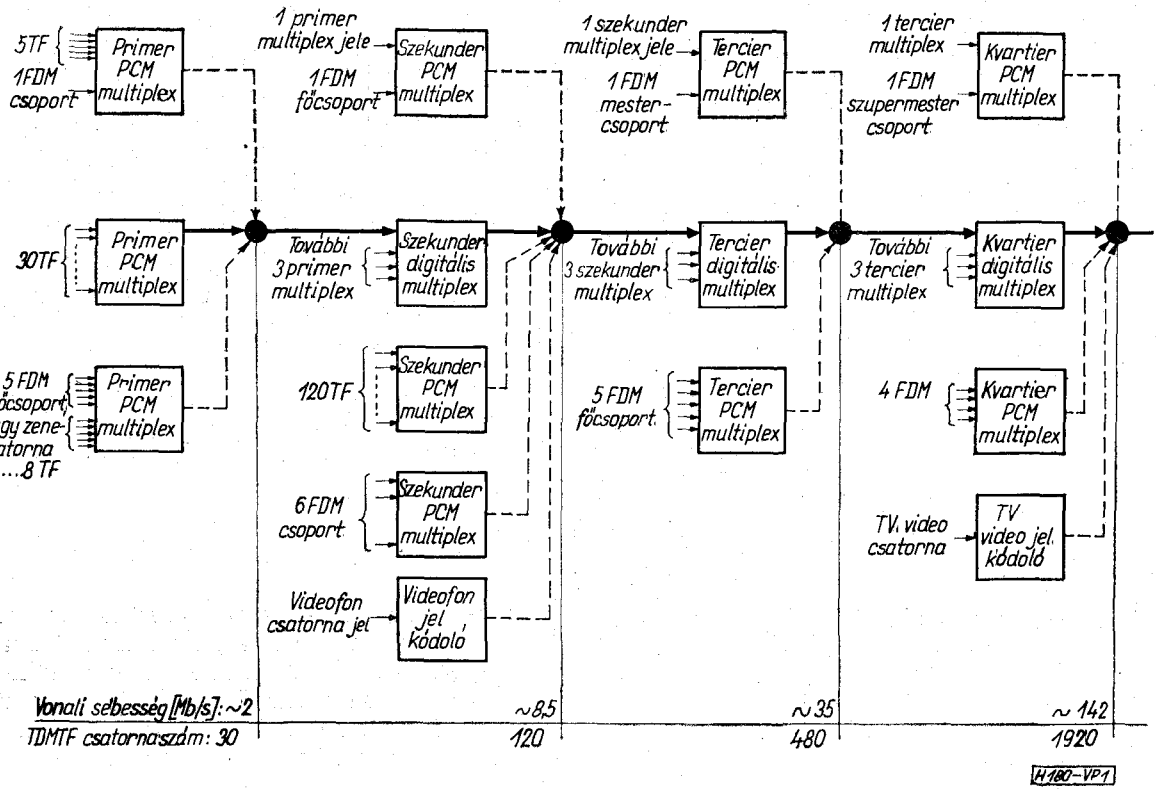
Ha a PCM felhasználási lehetőségeinek vizsgálata során túljutunk a PCM „klasszikus” alkalmazási területein, azonnal felmerül a PCM hierarchia második lépcsőjének, a szekunder multiplex rendszernek a létjogosultsága is. Ez más szóval azt jelenti, hogy meg kell teremtenünk azt a lehetőséget, hogy több primer PCM jelet vagy 100...120 telefoncsatorna közvetlenül kódolt jelét egy szekunder nyalábbá foghassuk össze.

### 2. A PCM hierarchia

A PCM hierarchia vázlatos képét az 1. ábrán mutatjuk be. Az ábra reális elképzeléseket tükröz, hiszen a Bell System már 1965-ben 224 Mb/s vonali sebességgel üzemelő PCM rendszer kísérleteiről számolt be [2]. A fenti kísérlet során nemcsak olyan digitális átviteli lehetőséget teremtettek meg, amely 6000 kilométert is meghaladó távolságra akár kábelen, akár mikrohullámú rendszeren 145 TI PCM multiplex jel, azaz közel 2500 telefoncsatorna időosztásos átvitelét biztosította, hanem megoldották a kódolt TV video jelek és több északamerikai főmestercsoport szintű FDM jel kódolt átviteli lehetőségét is.

#### 2.1 A PCM-átvitel

A PCM vagy impulzus-kódmodulációs jelátvitel alkalmazása során az átvitelre kerülő sávhatárolt jelet a mintavételi tételeket kielégítő gyakorisággal mintavételezzük, és így PAM sorozatot állítunk elő. A második lépésben az időben már diszkrét, de amplitúdóban még analóg PAM mintákat a kompressziós



1. ábra. A PCM hierarchia vázlatos képe

karakterisztikának megfelelő kvantálási szintek alapján, általában a bináris kódábécé szerint kódoljuk.

Ekkor tehát az átvitelre kerülő jel pillanatnyi értéke már csak a véges számosságú értékkészlet valamelyik elemének felelhet meg. Az átvitelre azonban általában nem magát a kódolt jelet használjuk fel, hanem azt a vonalhoz jobban illeszkedő vonali jellé kódoljuk át. A PCM végállomás már ezt a jelet bocsátja ki a vonalra. A vonalon haladó jeleket a vonal minőségétől és az átviteli jel sebességétől függő hosszúságú szakaszonként elhelyezett közbenső ismétlődő regenerátorok frissítik fel. A regeneráláshoz szükséges órajeleket a felfrissítésre váró vonali jeltől nyerjük ki [3]. Ezen művelet elvégzése közben arra is törekednünk kell, hogy az órajel jittere<sup>1</sup> minél kisebb legyen.

A PCM végállomásra beérkező jelet dekódoljuk, a dekódolás eredményeként újból PAM sorozatot kapunk, amelyet aluláteresztő szűrőn keresztül vezetve kapjuk meg az átvitt információt.

A mintavételi frekvenciától és a vonali sebességtől, valamint a kódszavak hosszúságától függően, időosztás szerint nyálábolva általában egynél több jel átvitelét tudjuk biztosítani. A PCM rendszer működésére jellemző elemi időtartamot, azaz a vonali sebesség reciproka értékét bitidőnek, az egy jelre vagy egy csatornára jellemző kódszavak által kitöltött bitidőket csatornarésnek nevezzük. Tekintettel arra, hogy az egyes jelekhez tartozó csatornarések, illetve a csatornaréseken belül a jelemek hovatarozását

csak sorrendiség határozza meg, ezért az adóoldalon meghatározott hosszúságú keretszerkezetet kell létrehozni. A keretszerkezet vételi oldalon történő felismerését a keretszinkronzó segítségével tudjuk megvalósítani. Ez a szó általában 8...10 bit hosszúságú, értéke pedig olyan, hogy a vonalra kerülő információs jelek csak kis valószínűséggel szimulálhassák.

## 2.2 A PCM hierarchia egyes elemeinek értelmezése

A PCM hierarchia egyszerűsített és szemléletes képét az 1. ábrán mutatjuk be. A hierarchiában levő berendezéseket lényegében két nagy csoportra oszthatjuk. Így megkülönböztetünk  $N$  szintű PCM multiplex és  $N$  szintű digitális multiplex berendezéseket. Azt az eszközt nevezzük  $N$  szintű PCM multiplex berendezésnek, amely két vagy több analóg jel közvetlen kódolását és ezen kódolt jelek időosztás szerinti nyálábolását úgy biztosítja, hogy az  $N$  szintű digitális sebességnek megfelelő vonali jel áll elő. Amennyiben csak egyetlen jel kódolása a feladat, és már ez a kódolt jel egyedül is kitölti a megfelelő sebességhez tartozó átviteli kapacitást, úgy széles-sávú kódolóról beszélünk.

$N$  szintű digitális multiplex berendezésnek azt az eszközt nevezzük, amely két vagy több, szinkron vagy pleizokron<sup>2</sup> kapcsolatban levő digitális jel  $N$

<sup>1</sup> A jitter elnevezés a digitális jelek névleges időbeli helyzetéhez viszonyított statisztikailag kiegyenlített eltéréseire utal.

<sup>2</sup> Két vagy több jelfolyam akkor van pleizokron viszonyban, ha megfelelő jellemző időpillanataik névlegesen azonos vagy ismert mértékben kissé eltérő sebességgel jelennek meg, de az ismert és a véletlenszerű sebességeltérés nagysága előírt korlátok közé szorult, miközben a megfelelő jellemző időpillanatok által meghatározott fázisviszonyok tetszőleges módon változhatnak.

szintű sebességű jelle történő időosztás szerinti nyalábolását hajtja végre. Az ábrán bemutatott hierarchiában azt az általánosan szokásos esetet is bemutatjuk, amikor több  $N-1$  szintű digitális jel egy  $N$  szintű digitális jelle történő nyalábolása a végrehajtandó feladat.

A digitális multiplex berendezésekkel kapcsolatban felvetődik a szinkron és az aszinkron üzem lehetőségének kérdése. A digitális multiplex szinkron üzeméről akkor beszélünk, ha egymással szinkron viszonyban levő jeleket nyalábol. Az aszinkron üzemű digitális multiplex esetében viszont egymással szinkron viszonyban nem levő, azaz pontosabban pleizokron viszonyban levő digitális jelek nyalábolásáról van szó.

A gyakorlatban felvetődő problémákból fakadó igények határozottan a digitális multiplexek aszinkron jellegű üzemeltetése felé fordítják a szakemberek figyelmét. A korlátozott mértékű vonali sebesség-eltérést megengedő aszinkron üzemnek különösen azért van napjainkban nagy jelentősége, mert a nyalábolásra váró digitális jelek forrásai általában lényegesen különböző távolságban vannak a nyalábolás helyétől.

### 2.3 A PCM rendszereken átvihető jelfajták

A PCM átviteltechnika hagyományos felhasználását tekintve, mint már említettük, elsősorban a CCITT ajánlásainak megfelelő 300...3400 Hz sávzélességű telefoncsatornák átvitelére született meg. Ez a tény a PCM rendszerek alkalmazására ma még nagy mértékben rányomja bélyegét. A PCM rendszereken azonban nem csak a telefonjelek átvitele képzelhető el, sőt szinte minden jel átvitelére sor kerülhet. Az átvitelre kerülő jelfajták többségét az 1. ábrán szemléltetjük. Az ábrán nem szerepelnek az adatjelek átviteli lehetőségei. Ezzel kapcsolatban most csak arra szorítkozunk, hogy megemlítsük az adatátvitel három lehetséges fő csoportját. Így tehát minden olyan adatjel átvihető a hierarchián, amely:

- Egy telefoncsatornának megfelelő csatornaresekbe tetszés szerinti nyalábolással beiktatható.
- Egy vagy több telefoncsatornához tartozó csatornaresekben  $2^n \times 64$  kbit/s sebességű szinkron adatátvitelnek felel meg.
- Egy vagy több telefon csatornához tartozó csatornaresekben  $2^n \times 48$  vagy  $2^n \times 56$  kbit/s sebességű aszinkron adatátvitelnek felel meg.

A többi jelfajta kódolási alapparamétereinek kérdésével kapcsolatban a CCITT vitairatai alapján [4] az alábbi helyzetkép tapasztalható:

- a) CCITT G. 711. és G. 712. számú ajánlásnak megfelelően kódolt telefoncsatorna átvitele.  
 Kódszavak hosszúsága: 8 bit,  
 Mintavételi frekvencia: 8 kHz,  
 Kompressziós karakterisztika:  $A=87,6$   
 vagy  $\mu=225$  törvény szerinti,  
 Az egy telefoncsatornára jutó vonali sebesség: 64 kb/s.

- b) A CCITT előírásainak megfelelő minőségű kiváló zenecsatorna átvitele:

Kódszavak hosszúsága:

1. Kompresszió nélküli esetben: 14 bit.
2. Kompresszió alkalmazása esetén<sup>3</sup>: 10 bit.

Mintavételi frekvencia: 32 kHz.

Az egy zenecsatornára jutó vonali sebesség:

1. kompresszió nélküli esetben: 448 kb/s.
2. kompresszió alkalmazása esetén: 320 kb/s.

- c) FDM jelek<sup>4</sup> kódolt átvitele [5].

A 3 csatornás FDM előcsoport kódolására ugyanazok a kódolók használhatók fel, amelyeket a zenecsatornákkal kapcsolatban már említettünk, így a kódolási alapparaméterek is ennek megfelelően adódnak.

A 12 csatornás FDM csoport kódolásának várható alapparaméterei:

Kódszavak hosszúsága: 10...12 bit.

Mintavételi frekvencia: 110...114 kHz.

Kompressziós karakterisztika: lineáris.

1 FDM csoportra jutó vonali sebesség: 1,10...1,36 Mb/s.

A 60 csatornás FDM főcsoport kódolásának várható alapparaméterei:

Kódszavak hosszúsága: 9...11 bit.

Mintavételi frekvencia: 558...608 kHz.

1 FDM főcsoportra jutó vonali sebesség: 4,75...6,70 Mb/s.

A 300 csatornás FDM mestercsoport kódolásának várható alapparaméterei:

Kódszavak hosszúsága: 8...9 bit.

Mintavételi frekvencia: 4088...5000 kHz.

Kompressziós karakterisztika: lineáris.

Az egy mestercsoportra jutó vonali sebesség: 32,722...45 Mb/s.

- d) A képtelefon jelek kódolására az úgynevezett  $\Delta$ PCM eljárást alkalmazzák [6]. A CCITT által definiált monokromatikus képtelefon jel kódolására vonatkozó és a különböző javaslatokból kitűnő alapparamétereket az 1. táblázatban adjuk meg.

- e) TV videójelek kódolt átvitele:

A 625 soros PAL rendszerű videójel esetében a kódolás alapparaméterei:

A kódszavak hosszúsága: 8 vagy 9 bit.

A mintavételi frekvencia: 13,3 MHz.

Kompressziós karakterisztika: lineáris.

A videójelre eső vonali sebesség:

106,4...119,7 Mb/s.

A szokványos fekete-fehér TV videójel kódolási alapparaméterei megegyeznek az előbbi esettel.

### 2.4 A primer PCM multiplex

A PCM hierarchia alapját a primer PCM multiplex képezi. A primer PCM multiplex többek között

<sup>3</sup> Az  $A=87,6$  törvényt követő logaritmikus jellegű kompresszióról van szó.

<sup>4</sup> A szóban forgó különböző szintű FDM csoportok a CCITT által kijelölt alapsávban vannak.

1. táblázat

A képtelefon-jelek kódolására javasolt paraméterek változatai

Mintavételi frekvencia	2,048 MHz	1,856 MHz	1,36 MHz
Kódszavak hosszúsága bit	4	4	3
A képtelefon-csatornára jutó vonali sebesség	8,192	6,312	4,080
Kompressziós karakterisztika	lineáris		

adat-, telefon-, zenecsatornák, illetve FDM előcsoportok átvitelére alkalmas. A primer PCM multiplex berendezés, amelynek jelét szekunder szinten majd nyalábolni fogjuk, 2,048 Mb/s sebességű jelet bocsát ki. A keretszerkezet 32 csatornarésből és ennek megfelelően 256 bitidőből áll. A bitidő névleges hossza 485 ns, a csatornarések hosszúsága 3,9  $\mu$ s, a keretszerkezet pedig 125  $\mu$ s alatt játszódik le. A keretfelismeréshez szükséges szinkronszó a 0. csatornarésben kerül elhelyezésre. Ebben a csatornarésben a szinkronszón kívül általában még a szinkronállapot jelzésére és egyéb szolgálati jellegű adatátvitelre is van lehetőség. A 15. csatornarést telefoncsatornához tartozó jelzések átvitelére tartjuk fenn. Ide csatlakoznak tehát az ún. jelzésátviteli transzlátorok. Így végeredményben 30 csatornarés áll rendelkezésünkre a hasznos információ átvitelére.

3. A szekunder digitális multiplex néhány alapvető kérdése

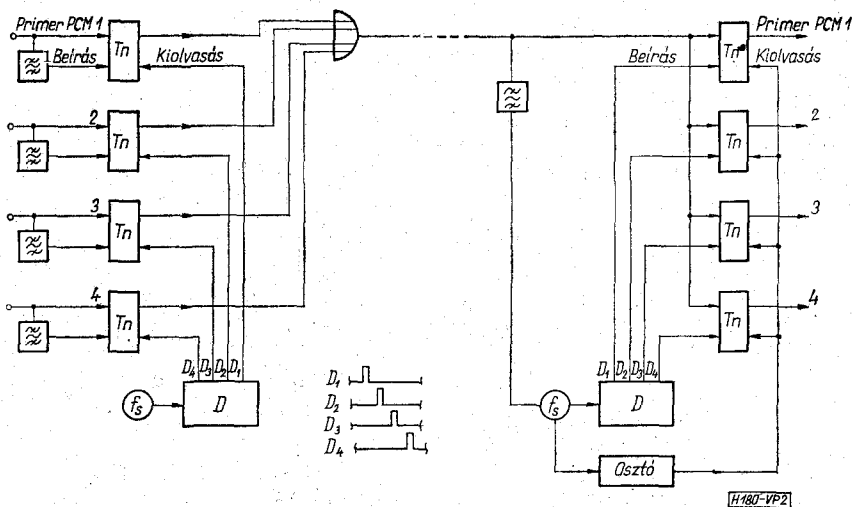
A digitális multiplex aszinkron jellegű működésével szemben az alábbi hármast követelményt kell érvényesítenünk:

- A nyalábolási eljárás legyen olyan ideiglenes intézkedéseket, amelyek a szekunder vonali jel sebességének megfelelően kiegyenlítik a primer jelek sebességeiben mutatkozó sztochasztikus és szisztematikus eltéréseket.
- A szekunder jel vonali sebessége ne függjön a primer jelek pillanatnyi információtartalmától és sebességétől.
- A szekunder szintű átviteli rendszerben a primer jel tartsa meg eredeti sebességét, keretszerkezetének információtartalma pedig ne módosuljon az átvitel során.

3.1 A nyalábolás módja

A szekunder átvitel legfontosabb kérdései közé tartozik a primer jelek nyalábolásának módja. A digitális multiplex berendezéséhez érkező primer jelek nyalábolása – a szekunder szintű keretszinkronizálástól, a sebességkiegyenlítés jelzésétől, valamint végrehajtásától egyelőre eltekintve – úgy történik, hogy a beérkező primer jeleket a 2. ábra szerint a primer jelek megfelelő sebességgel egy-egy  $T_n$  tárolóba írjuk be, majd a szekunder jelek megfelelő sebességgel olvassuk ki. A beírást, ill. kiolvasást elrendelő jeleket a  $D$  osztó áramkör állítja elő. A  $T_n$  tárolók kapacitásától és a  $D$  áramkör kiképzésétől függően különböző nyalábolási eljárásokról beszélünk:

- A bitek szerinti nyalábolás során a primer jelek beérkező bitjeit ciklikusan jelentetjük meg a szekunder jelfolyamban. Az  $A, B, C, D$  primer jelektől származó  $b$  információs bitek tehát a  $b_{A_i}, b_{B_i}, b_{C_i}, b_{D_i}, b_{A(i+1)}, b_{B(i+1)}, b_{C(i+1)}, b_{D(i+1)}$  sorrend szerint jelennek meg a szekunder sebességű jelben.
- A kódszavankénti nyalábolás során a beérkező primer jelhez tartozó  $x$  kódszavak jelennek meg ciklikusan a szekunder jelfolyamban. Így a szekunder jelben levő információs bitek a  $W_{A_i}, W_{B_i}, W_{C_i}, W_{D_i}, W_{A(i+1)}, W_{B(i+1)}, W_{C(i+1)}, W_{D(i+1)}$  sorrend szerint alakulnak.



2. ábra. A primer PCM jelek időosztás szerinti nyalábolása

c) A primer keretekkenti nyalábolás során a beérkező primer jelekhez tartozó  $K$  kereteket jelentjük meg ciklikusan a szekunder jelfolyamban, azaz a szekunder jelben levő információs bitek a

$K_{A_i}, K_{B_i}, K_{C_i}, K_{D_i}, K_{A(i+1)}, K_{B(i+1)}, K_{C(i+1)}, K_{D(i+1)} \dots$   
sorrend szerint alakulnak.

A nemzetközi ajánlástervezetek [7] a fenti lehetőségek közül az a) eljárást, vagyis a bitek szerinti nyalábolást helyezik előtérbe.

A bitek szerinti nyalábolásról az eddig realizált digitális multiplexek példája alapján elmondható, hogy szinte hagyományos és általánosan szokásos megoldás, amelyhez a sebességkiegyenlítési és a szekunder keretszervezési feladatok megvalósítását nem számítva csak 1 bit kapacitású tárolókat kell primer jelenként felhasználnunk. A valóságban persze ez a rugalmas tárolási kapacitás 3–5 bit nagyságú lesz. A bitek szerinti nyalábolás másik igen nagy előnye az, hogy a primer rendszerek információs és fenntartási bitjei egyenletesen elosztva helyezkednek el a szekunder jelfolyamban. Ennek megfelelően, ha egy vagy több primer rendszer meghibásodik, vagy éppen nem üzemel, a szekunder multiplex működésére ez semmilyen gyakorlati hatást nem jelent, és nem zavarja a többi primer jel átvitelét. A bitek szerinti nyalábolás az egyes primer rendszerek keretszervezésétől független szekunder keretszervezést tesz lehetővé, így a szekunder szintű átvitel során nincs szükség az egyes primer keretszervezések felismerésére. Bár a kódszavak és méginkább a keretek szerinti nyalábolás alkalmazása során fokozható a PCM rendszerek rugalmassága a leágazások és a becsatlakozások szempontjából, a gazdasági optimum azonban a bitek szerinti nyalábolási módszer alkalmazása felé mutat.

### 3.2 A vonali sebesség kérdése

A szekunder PCM jel vonali sebességével kapcsolatban egyértelmű kép alakult ki. A CCITT illetékes bizottságában folyó munkáról kiadott legutóbbi jelentés [7] szerint ugyanis jelenleg két vonali sebesség, a 90...96 telefoncsatorna átvitelére alkalmas 6,332 Mb/s és a 120 telefoncsatorna átvitelére alkalmas 8,448 Mb/s alternatív elfogadását javasolják. Az előbbi vonali sebesség mellett főleg a tengerentúli államok (az Egyesült Államok és Japán), az utóbbi mellett pedig az európai országok állnak, beleértve a Szovjetuniót és több KGST országot is. Míg a 6,332 Mb/s vonali sebesség mellett főleg a már eddig kiépített hálózattal való kompatibilitás szolt, addig az európai országok szinte egyértelmű állásfoglalását komoly műszaki és gazdasági előnyök indokolják. Néhány ezek közül a következő: a 8,448 Mb/s vonali sebességű digitális multiplex viszonylag könnyen alkalmazható mind négy 30/32 csatornás, 2,048 Mb/s vonali sebességű primer PCM jel, mind öt 24 csatornás, 1,544 Mb/s sebességű primer PCM jel időosztás szerinti nyalábolására.

Általában elmondható, hogy az átviteli közeg kihasználása szempontjából határozott előnyöket jelent a 8 Mb/s körüli vonali sebesség. Mikrohullámú

átvitel esetében ugyanis ez a sebesség jól illeszkedik a CCIR által előírt 14 MHz-es rádiócsatorna-kiosztáshoz. A vezetékes átvittel kapcsolatban a 6 Mb/s körüli rendszer mintegy 10...20 százalékkal nagyobb ismétlőtávolsága a gyakorlat során általában nem használható ki, mert a jelfrissítő regenerátorok elhelyezkedése rendszerint már adott paraméterek függvénye. Így viszont a közel 25%-kal nagyobb átviteli kapacitás határozottan a 8 Mb/s körüli vonali sebesség javára billenti a mérleg serpenyőjét.

A 8,448 Mb/s vonali sebesség kiválasztása olyan szempontból is előnyös, hogy az ilyen rendszer által átvitt 120 telefoncsatorna pont két FDM főcsoport kapacitásának felel meg. További előny még az is, hogy ha egy FDM főcsoport kódolt jelét kívánjuk átvinni, úgy a 6,336 Mb/s vonali sebességű rendszer a kódolási alapparaméterektől függően, esetleg már nem lenne erre alkalmas; ugyanakkor viszont a 8,448 Mb/s sebességű rendszerben ezt a főcsoport-jelét még további telefoncsatornákkal is multiplizálhatjuk. Az előbbi gondolatmenet elmondható a képtelefoncsatornák kódolt jeleinek átvitelére is [5].

### 3.3 A keretfelismerés vevőoldali stratégiája

A szekunder multiplex alapvető problémája a szekunder keretszerkezet felismerésében követendő stratégia megválasztása. A szekunder keretszerkezet megjelölésére általánosan elfogadott megoldás a koncentrált szinkronszó használata. A szinkronszó értékét úgy kell megválasztani, hogy a vonali jelek ezt a szót viszonylag kis valószínűséggel tudják csak szimulálni. A keretfelismerés általános mechanizmusa egyszerűen azt az utat követi, hogy erre a célra kialakított áramkör időkeretről időkeretre folyamatosan felismeri a szinkronszót, és ennek megfelelően engedélyezi a kérdéses PCM átvitel folyamatos üzemét.

Ha nem ismeri fel a szinkronszót, akkor intézkedéseket hajt végre a szinkronszó megkeresésére, s ez alatt az összeköttetés természetesen szünetel. Ekkor a beérkező vonali jel mindaddig nem kerül továbbításra, amíg a szinkronhelyzet újra felismerésre nem kerül. A valóságban persze a kérdés bonyolultabb, mert hiszen a szinkronhiba megállítására nem látszik optimális megoldásnak, ha már az első szinkronszó-hiba esetén riasztási állapotra való kezdeményezés történik. Eredhet ez a szinkronhiba egyszerű hittévesztésből is, ezt a helyzetet nevezik „hamis szinkronhibának”. Ehhez hasonló megfontolások alapján, ha intézkedés történik az elveszett szinkronszó megtalálására, akkor általában veszélyes lenne már az első szinkronszó felismerése esetén befejezettek nyilvánítani a keretfelismerés helyreállítására tett intézkedéseket, mert hiszen ez a szó lehet egy úgynevezett „hamis szinkronszó” is, amelyet a vonalról érkező jelek spontán alakítanak ki.

A gyakorlatban elterjedt megoldások szerint a keretfelismerést biztosító áramkör a szinkronhiba első jelentkezése esetén az előriasztási állapotot veszi fel, és csak  $\alpha$  számú hibafelismerés után rendeli el a beérkező jelek továbbítását letiltó és a keretszerkezet felismerésének helyreállítására szolgáló „kereső állapot” végrehajtását. Ugyanígy, a hibás állapotban

történő keresési folyamat sikeressé nyilvánítása is csak  $\delta - 1$  számú szinkronszó felismerése után történhet meg.

Érdeemesnek látszik egy hatásgráf segítségével nyomon követnünk a keretszinkron felismerését és helyreállítását szolgáló áramkör működési stratégiáját. A 3a ábrán látható gráfon végigvonal  $p$  érték a szinkronszó téves felismerésének valószínűségét jelzi. A  $p$  meghatározásakor két egyszerűsítő feltételezéssel élünk. Egyrészt feltételezzük, hogy a beérkező jelsorozatban az 1 és a 0 értékű bitek egymástól függetlenek, azaz előfordulási gyakoriságuk mint valószínűségi változók között nulla korreláció van. Másrészt számításon kívül hagyjuk az egyes keretek átlapolása során kialakuló szószimulációkat. Ez utóbbi egyszerűsítő feltétel akkor tehető meg, ha a szinkronszó hosszúsága lényegesen kisebb a keret hosszúságánál. Az általunk tárgyalt pozitív rendszerű sebessékiegyenlítésű rendszerben például ez a két hosszúság 10 bit és 848 bit. Ha a szinkronszó  $a$  számú bitből áll, akkor a szinkronszó az ezen bitekből képezhető összes lehetséges  $2^a$  ismétléses variáció egy megjelenéseként is felfogható. Ennek megfelelően a téves felismerés valószínűségének megközelítő értéke:

$$p \cong \frac{1}{2^a}.$$

A 3a ábra alapján induljunk el a téves állapotot jelző  $B$  helyzetből, amely azt jelenti, hogy a rendszer a keretszinkronból kiesett. Ekkor a keretszinkron

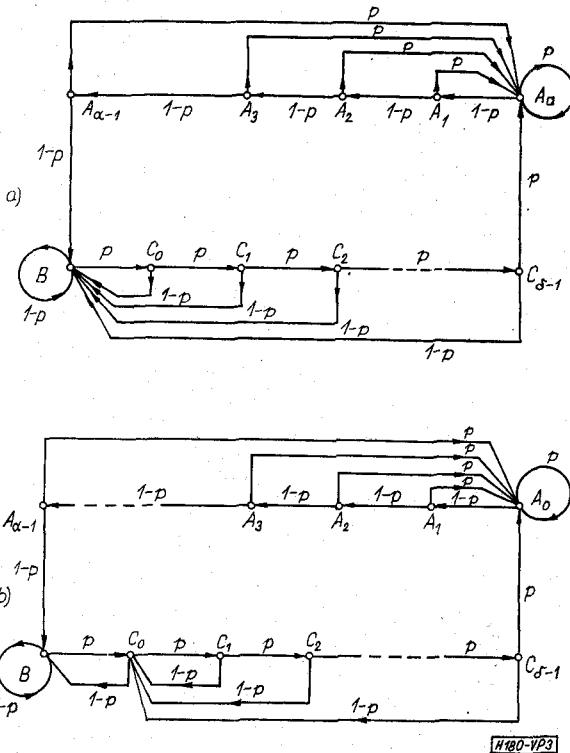
felismerését és helyreállítását végző áramkör a beérkező vonali jeleket bitről-bitre elemezve keresi meg a szinkronszónak megfelelő jelsorozatot.

Minden eredménytelen keresési kísérlet után, amelynek  $1-p$  valószínűsége van, az áramkör ismételtelen a  $B$  helyzetbe kerül vissza. Ha valamelyik kísérlet eredménnyel járt, akkor az áramkör  $B$ -ből  $C_0$  állapotba megy át, jelezve, hogy talált már egy  $a$  bitből álló jelsorozatot, amely megegyezik a szinkronszóval. Az áramkör ezután már keretről keretre lépve vizsgál tovább. Ha az előzetesen érzékelt szó valóban a szinkronszó volt, akkor az áramkör folyamatosan felveszi a  $C_1, C_2, \dots, C_{\delta-1}$  állapotot, azaz  $\delta-1$  keretben ellenőrzi a szinkronszót.

Ha valamelyik  $C_i$  ideiglenes állapotban az áramkör nem ismerte fel a szinkronszót, és feltehető, hogy csak a téves felismerések alapján jutott el eddig, akkor megfelelő visszacsatoló gráfai szerint ismét a  $B$  állapotot veszi fel. Amennyiben viszont a  $C_{\delta-1}$  állapotban is helyes felismerés volt tapasztalható, úgy az  $A_0$  állapotba kerül az áramkör. Az ebben az állapotban történő legközelebbi szinkronszó felismerése után itéli meg a visszaállítási folyamat befejeződését, és egyúttal intézkedést is tesz a vonalról beérkező jelek átengedésére. Az  $A_0$  állapot a PCM rendszer hibamentes működésének felel meg. Az áramkör a fenti, úgynevezett normál állapotban is keretről-keretre vizsgálja meg a beérkezett szinkronszavak helyességét, és minden pozitív eredményű vizsgálat után  $A_0$ -ba tér vissza. Annak a valószínűsége, hogy a szinkronállapot felbomlásakor egy ilyen hurok téves, éppen  $p$ . Ha az áramkör normál állapotban a vizsgált szó eltér a szinkronszótól, úgy az  $A_1$  előriasztási állapotot veszi fel, és hiba felismeréséhez még a további  $A_2, A_3, \dots, A_{\alpha-1}$  előriasztási állapotok is keresztül kell jutnia a rendszernek.

Ha az áramkör az  $A_i$  állapotok közül valamelyikben helyes szinkronszót talál, úgy a megfelelő visszacsatoló gráfai mentén ismét a kiindulási  $A_0$  állapotba jut vissza anélkül, hogy a tényleges riasztásra kezdeményezés történt volna. Ha viszont  $\alpha$  számú keretben mindig hibásnak ítélte meg a szinkronszót, akkor záródik a gráf és az áramkör ismét a  $B$  kereső állapotba kerül. A most ismertetett, 3a ábra szerinti, keretfelismerést biztosító áramkör a PCM rendszer feléledési ideje szempontjából akkor tekinthető optimálisnak, ha feltételezzük, hogy a jelátviteli vonal zaja kicsi és ennek megfelelően a bittévesztési arány sem nagy,  $10^{-8} \dots 10^{-7}$  körüli. Zajosabb információs csatorna, pl. fédinges rádiócsatorna vagy erős-áramú zavarokkal terhelt légvezeték esetén, amikor a bittévesztési arány nagyobb, mint  $10^{-3} \dots 10^{-5}$ , célszerűbb az ismertetett hatásgráftól némileg eltérve, kedvezőbb működést biztosítani. A zajos csatorna esetén használatos áramkör gráfját a 3b ábrán mutatjuk be. A két gráf között végeredményben csak annyi az eltérés, hogy az utóbbi esetben csak a  $C_0$  ideiglenes állapotból juthat vissza az áramkör a  $B$  kereső állapotba. Ily módon, ha a  $C_i$  állapotban hamis szinkronhiba áll elő, akkor a  $C_0$  állapotba visszajutva elkerüljük a felesleges keresési metódust.

Fontos paramétere a PCM rendszernek a feléledési idő, amit úgy definiálunk mint a keretfelismerést biztosító áramkör keresőtevékenységének ( $B$  állapot)



3. ábra. A keretszinkron-hibákat felismerő és a keretszinkron-állapotot visszaállító áramkör működésének hatásgráfjai: a) kis zajjal terhelt átviteli csatorna esetén, b) zajosabb átviteli csatorna esetén.  $A_0$  = normál állapot,  $A_1, \dots, A_{\alpha-1}$  = előriasztási állapotok,  $B$  = kereső állapot,  $C_0, \dots, C_{\delta-1}$  a téves helyzet helyesbítésére tett intézkedés ellenőrzései

megkezdésétől a keretszinkron újbóli felismeréséig ( $A_0$  állapot) eltelt időt. A feléledési idő számos tényező függvénye. Többek között függ a PCM keretszerkezettől, az alkalmazott stratégiától és így természetesen az áramkör  $\alpha$  és  $\delta$  paramétereitől. A feléledési idő tényleges értékeinek meghatározására vonatkozólag utalunk a [8] publikációra.

A cikkünkben ismertetésre kerülő két szekunder szintű keretszervezés feléledési idejével kapcsolatos adatokat a 2. táblázatban foglaljuk össze. A táblázatban megadott feléledési idők az üzemiidő 99,8%-ában megvalósulnak, ha a 3a ábrán bemutatott szinkronstratégiát követjük, feltéve, hogy a vonalra jellemző bittévesztési arány kisebb, mint  $10^{-4}$ .

Végezetül még megjegyezzük, hogy a szekunder digitális multiplex rendszerrel kapcsolatos alapkövetelmények érvényre jutása esetén bekövetkező feléledési idő és a szekunder szintű feléledési idő alakulása között nincs különösebb megkötés, ezeket a paramétereket az adott előírások teljesítésének megfelelően kell meghatározni.

2. táblázat

A cikkben tárgyalt két szekunder keretszerkezetre vonatkozó szinkronstratégia jellegű paraméterek összefoglalása

Vonali sebesség	( $f_s$ )	8,448 Mb/s	
Kerethosszúság	( $S$ )	848 bit	512 bit
A koncentrált szinkronszó hosszúsága	( $a$ )	10 bit	8 bit
A riasztás előtt megvizsgált keretek száma	( $\alpha$ )	4	3
A megtalált szinkronszóra megvizsgált keretek száma	( $\delta$ )	3	2
Feléledési idő maximális értéke	( $t_{rmax}$ )	<0,7 ms	<0,5 ms

### 3.4 A sebességkiegyenlítés

A szekunder digitális multiplex aszinkron jellegű üzemét úgy biztosítjuk, hogy a nyalábolásra kerülő, egymással és a szekunder órajellel pleizokron viszonyban álló primer digitális jelek sebességkiegyenlítéséről gondoskodunk. A sebességkiegyenlítés megvalósítására ma már világszerte az úgynevezett „pulse stuffing” elnevezésű eljárást használják fel. Ennek az eljárásnak a lényege az, hogy a nyalábolásra váró primer jelfolyamokat a primer és a szekunder jelek pillanatnyi fázisviszonyaitól függően, információt nem hordozó jelemek ideiglenes beiktatásával vagy információt hordozó jelemek ideiglenes kiiktatásával időkeretről időkeretre, fokozatosan szinkronba hozzuk a szekunder órajellel.

#### A sebességkiegyenlítés előjele

A fenti definíció alapján nyilvánvaló, hogy a sebességkiegyenlítés előjele vagy értelme szempontjából három alapvető megoldás képzelhető el. Ha a

primer rendszerek által szolgáltatott jelek a szekunder órához viszonyítva késnek, azaz a primer jelek sebessége kisebb, mint a szekunder órajel frekvenciája, akkor információt nem hordozó, ideiglenes jelemek beiktatásáról van szó, a sebességkiegyenlítés értelme pozitív. Ha a primer rendszerek felől érkező jelek a szekunder órához viszonyítva sietnek, azaz a primer jelek sebessége meghaladja a szekunder órajel frekvenciáját, úgy információt hordozó jelemek ideiglenes kiiktatásáról van szó, a sebességkiegyenlítés értelme negatív. Végezetül, ha megengedett a primer jelek késése és sietése is a szekunder órajelhez viszonyítva, akkor mindkét kiegyenlítési változatra szükség lehet, az ilyen rendszert pozitív – negatív értelműnek nevezzük.

A fenti sebességkiegyenlítő eljárásokkal érdekes analógiát mutat a naptár. A 365 napos éven alapuló naptár ugyanis késik a tropikus évhez képest. Ezt már az ókorban is felismerték, a Juliánus-féle reform-naptár már annyiban módosította az időmért, hogy négyévenként beiktatta a szökőnapokat. Ez a sebességkiegyenlítési módszer analóg a pozitív stuffing-rendszerrel. A teljesség kedvéért megemlítjük, hogy ez a sebességkiegyenlítési ütem a naptárt túlzottan felgyorsította és ezért újabb reform vált szükségessé. A Gergely-féle naptár valószínűleg meg a kiegyenlítés lelassítását, mégpedig oly módon, hogy századfordulók alkalmával csak 400-zal osztható években írt elő szökőnapot. Ez csupán az elsőrendű korrekció, a Gergely-naptár másodrendű korrekciót is tartalmaz. A hasonlatot a Gergely-féle korrekció még teljesebbé teszi, mert végeredményben az történik, hogy a lehetséges stuffbeavatkozások gyakorisága a négyéves periódusidővel fejezhető ki, azonban a kiegyenlítés során nem élünk az összes beavatkozási lehetőséggel.

A sebességkiegyenlítés gyakorlati megvalósítása során három különböző alkalmazásra van konkrét javaslat az irodalomban. Így a legelterjedtebb a pozitív stuffing rendszer [2, 9], sok szó esik a pozitív – negatív rendszerről [10], és végezetül javaslat hangzott el az úgynevezett váltott ütemű pozitív – negatív stuffing rendszer alkalmazására is [11]. A pozitív stuffing-rendszer alkalmazása során a nyalábolásra váró primer jelek névleges vonali sebessége néhány kHz-cel a szekunder óra primerre vonatkoztatott névleges sebessége alatt van. Így tehát a névleges vonali sebességeknek megfelelő helyzetre a fenti néhány kHz gyakorisággal végrehajtott stuffbeavatkozások jellemzőek. A tényleges helyzet során a pillanatnyi sebességkülönbség a névleges sebességkülönbség körül ingadozik, és ennek megfelelően módosul a stuffbeavatkozások gyakorisága is.

A pozitív – negatív stuffing-rendszer esetében viszont a nyalábolásra váró primer jelek névleges vonali sebessége pontosan megegyezik a szekunder óra primerre vonatkoztatott névleges sebességével. Így tehát a névleges vonali sebességeknek megfelelő helyzetre az jellemző, hogy nem hajtunk végre stuffbeavatkozást. A tényleges helyzet során a pillanatnyi sebességkülönbségek előjelének megfelelő értelmű és abszolút értékének megfelelő gyakoriságú stuffbeavatkozás történik. A két sebességkiegyenlítési módszer között az egyik alapvető eltérés éppen a fenti

jellegheli különbséggel magyarázható. Ugyanis a pozitív—negatív stuffing-rendszerben a stuffbeavatkozás gyakoriságának nulla várható értéke van, míg a pozitív rendszerben ez a várható érték néhány kHz.

Ez a tény a pozitív—negatív rendszer komoly hátrányát jelenti a pozitív rendszerrel szemben, mert az előbbi rendszer vevőoldalán gyakorlatilag lehetlenné válik a jittermentes primer órajel visszaállítása. A pozitív—negatív rendszer ismertett hátrányának mérséklésére szolgál a váltott ütemű pozitív—negatív sebességkiegyenlítési módszer. A módszer alkalmazása során a névleges sebességviszonyok esetén olyan helyzet áll elő, hogy az összes lehetséges stuffbeavatkozási lehetőséget kihasználva, a pozitív és negatív értelmű stuffbeavatkozások váltott ütemben követik egymást [11]. A tényleges viszonyoknak megfelelő pillanatnyi sebességtérképek esetén a szabályos váltott ütem módosul, mégpedig az eltérés értelmének és abszolút értékének megfelelő rend szerint.

A sebességkiegyenlítés értelme a szekunder digitális multiplex működésének és áramköri felépítésének alapvető meghatározó eleme. Ez azért is így van, mert a sebességkiegyenlítés értelme a szekunder keretszervezést meghatározó alapvető tényezők egyike. A kiegyenlítés módja egyúttal a szekunder nyalábolás során kialakuló szisztematikus jitter meghatározója is, és így nagyban befolyásolja az áramkörök bonyolultságát.

#### A stuffbeavatkozás elhatározása és jelzése

A szekunder szintű nyalábolásra váró primer jelet ideiglenesen tároló rugalmas memóriaegység alapfeladata a szekunder keretszervezésének megfelelő illesztési funkció ellátása. A fenti áramkör azonban gondoskodik a stuffbeavatkozás elhatározásáról és az ennek megfelelő stuffjelzés kiadásáról is. Az áramkör tehát figyelemmel kíséri a sebességkülönbség pillanatnyi értékeit, és még a tényleges beavatkozás előtt dönt arról, hogy a következő alkalommal beavatkozik-e vagy sem. A stuffbeavatkozás végrehajtása mellett tehát már előre gondoskodnunk kell az ezen intézkedés elhatározásának megfelelő információ továbbításáról a szekunder multiplex vevőoldali berendezése számára. Így a vevő a beérkező sebességkiegyenlített információs jelből kinyerheti az eredeti sebességű primer jelet, azaz biztosíthatja a szekunder rendszer primer jelek számára tanúsítandó átlátszóságát.

A stuffbeavatkozással járó információk a következők:

- A pozitív stuffing rendszerű sebességkiegyenlítés esetén pusztán a stuffbeavatkozás tényének közlésére szorítkozik az átvendő információ.
- A pozitív—negatív stuffing rendszerű sebességkiegyenlítés esetén jelzés szükséges:
  - a) a stuffbeavatkozás fényéről,
  - b) a stuffbeavatkozás értelméről (pozitív vagy negatív),
  - c) negatív stuffbeavatkozás esetén a kimaradt információs bit értékéről.

#### 3.5 A szekunder keretszervezés és az ebből adódó paraméterek

A szekunder keretszervezésre igen sok javaslat vált ismeretessé az utóbbi években. A különbség ezen javaslatok között főleg az, hogy a fenntartási jeleket, azaz a szekunder jelfolyam keretszerkezetének felismerésére, valamint a stuffjelzések továbbítására és a stuffbeavatkozás végrehajtására szolgáló jeleket elosztva [12] vagy csoportonként koncentrálna [10] viszik át. Különbség van továbbá a szekunder keret hosszúsága között is, a javaslatok egy része változó kerethosszúsággal [13], más része pedig állandó kerethosszúsággal [9, 10, 12] történő szekunder keretszervezést javasol. A legújabb egységesítési törekvések az állandó kerethosszúság melletti koncentrált fenntartási jelátvitelt szorgalmazzák [7, 10]. Ennek a megoldásnak az az előnye, hogy a tulajdonképpeni sebességkiegyenlítéshez és a szekunder keret megszerkezéséhez szükséges intézkedések gyakorlatilag egy lépésben, összevontan hajthatók végre.

Ezeket az intézkedéseket a primer jelekhez rendelt, már említett rugalmas tárolók teszik meg.

A szekunder jelfolyamba történő primer jelbesorolás a fenti tárolók segítségével valósul meg. Végeredményben arról van szó, hogy a 2. ábrán látható  $T_n$  tárolókat még további feladatok elvégzésére is alkalmassá tesszük, azaz biztosítjuk a fenntartási csatorna helyét a szekunder keretben. A szekunder kerethez való illesztés során a rugalmas memóriák-

ban ideiglenesen tárolt primer jeleket  $\frac{f_s}{4}$  frekvenciával

olvassuk ki, de nem folyamatosan, hanem néhány időrésnek megfelelő szünetek beiktatásával. A sebességkiegyenlítés megkívánt üteme szerint a szünetek megrövidítésével vagy megnövelésével végezzük el a stuffbeavatkozás műveletét.

A szekunder keretszervezésre jellemző legfontosabb alapparamétereket — előrebocsátva a főbb mennyiségek jelöléseit — az alábbiakban foglaljuk össze:

$S_i$  = a szekunder keretben levő információs bitek száma,

$S$  = a szekunder keretben levő bitek száma,

$f_s$  = a szekunder jel vonali sebességének pillanatnyi értéke,

$f_{sn}$  = a szekunder jel vonali sebességének névleges értéke,

$f_{pn}$  = a primer jel vonali sebességének névleges értéke,

$f_p$  = a primer jel vonali sebességének pillanatnyi értéke,

$N$  = a nyalábolt primer jelek száma,

$Q$  = az egy szekunder keretben lehetséges, egyenletesen elosztott stuffbeavatkozások száma.

Az egyes alapparaméterek definíciója:

— A szekunder keretszervezés hatékonysága:

$$h = \frac{S_i}{S}$$

fejezi ki a szekunder átvitel hatásfokát. A gyakorlati esetekben ez a hatékonyság 90...99% közé esik.



— A szekunder sebesség primerre vonatkoztatott névleges értéke:

$$f'_{sn} = h \frac{f_{sn}}{N}$$

a rugalmas tárolóba beírt információ kiolvasási sebességének névleges értékét adja meg abban az esetben, ha figyelembe vesszük a szekunder keretszerkezethez történő illesztést is. A szekunder óra ekkor a névleges sebességgel működik.

— A szekunder sebesség primerre vonatkoztatott pillanatnyi értéke:

$$f'_s = h \frac{f_s}{N}$$

a rugalmas tárolóba beírt primer információ kiolvasási sebességét adja meg abban az esetben, ha figyelembe vesszük a szekunder keretszerkezethez történő illesztését is.

— A stuff-frekvencia átlagos értéke:

$$\bar{f}_{st} = f'_{sn} - f_{pn}$$

a sebességkiegyenlítés során alkalmazott azon stuff-beavatkozás gyakoriságát fejezi ki, amely a névleges primer sebességhez (pl.  $f_{pn} = 2,048$  Mb/s-hoz) és névleges szekunder sebességhez (pl.  $f_{sn} = 8,448$  Mb/s-hoz) tartozik.

— A stuff-frekvencia pillanatnyi értéke:

$$f_{st} = f'_s - f_p$$

a primer és szekunder pillanatnyi sebességekhez tartozó stuffbeavatkozás gyakoriságát adja meg.

3. táblázat

A cikkben tárgyalt szekunder keretszerkezetek legfontosabb alapparamétereit

A sebességkiegyenlítés értelme	pozitív	pozitív–negatív
$f_{sn}$ (Mb/s)	8,448	8,448
$f_{pn}$ (Mb/s)	2,048	2,048
$f'_{sn}$ (Mb/s)	2,0522	2,048
$S$ (bit)	848	2640
$S_i$ (bit)	824	2560
$N$	4	4
$h$ (%)	97,17	96,96
$\bar{f}_{st}$ (kHz)	4,22	0
$f_{st \max}$ (kHz)	$\sim +10,00$	$\pm 3,2$
$\frac{\bar{f}_{st}}{f_{st \max}}$	$\sim 0,422$	0

— A stuff-frekvencia maximális értéke:

$$f_{st \max} = \frac{f_{sn}}{SQ}$$

a stuff-frekvencia maximális értékét fejezi ki. Ez az érték csak abban az esetben alakulna ki, ha az összes lehetséges beavatkozási időpillanatban élnénk is ezzel a lehetőséggel.

— Az átlagos és maximális stuff-frekvenciák aránya:

$$A = \frac{\bar{f}_{st}}{f_{st \max}}$$

Végezetül a 3. táblázatban összefoglaljuk a 4. fejezetben tárgyalásra kerülő szekunder keretszerkezetek legfontosabb paramétereit.

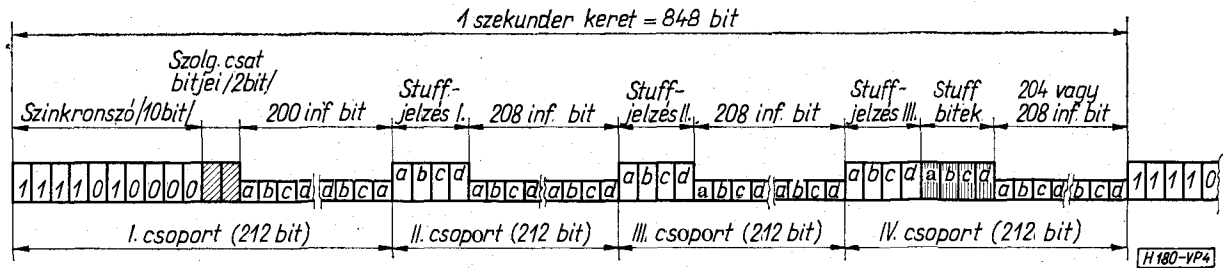
#### 4. A szekunder digitális multiplex megvalósítása

A szekunder digitális multiplex megvalósítási lehetőségeit két példa segítségével mutatjuk be. Az első példa során a 8,448 Mb/s vonali sebességgel működő aszinkron rendszerben a sebességkiegyenlítést pozitív értelmű stuffjelárással oldjuk meg. A második példában egy az előbbivel azonos sebességű, de a pozitív–negatív sebességkiegyenlítő eljárást alkalmazó rendszer ismertetésére térünk ki.

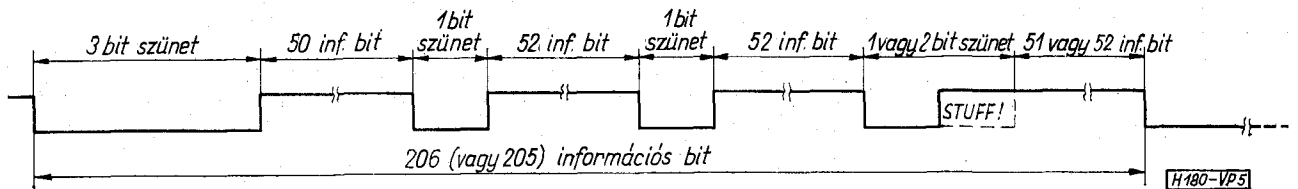
##### 4.1 A pozitív stuffing-rendszert alkalmazó aszinkron szekunder digitális multiplex keretszervezése és felépítése

A címben említett, 8,448 Mb/s vonali sebességű keretszerkezetet a 4. ábrán mutatjuk be. Mint az ábrából is látható, a szekunder időkeret 848 bit hosszúságú, és négy bitcsoportra oszlik. A szekunder keret felépítése a 10 bit hosszúságú szinkronszóval kezdődik, majd 2 bit (11. és 12. bit) a szekunder szintű összeköttetés saját szolgálati telefoncsatornáinak továbbítására használható fel. Az információs bitek az  $a b c d$  jelzésű primer jeleknek megfelelően, ciklikusan követik egymást. A II., III. és IV. bitcsoportok első négy biteje az egyes primer jelekhez tartozó stuffjelzések továbbítására szolgál. A pozitív stuffbeavatkozás a IV. bitcsoport második bitnégyesével valósítható meg. Ez tulajdonképpen azt jelenti, hogy az a primer jel, amelynél a pillanatnyi sebességeltérésnek megfelelően stuffbeavatkozást rendeltek el, egybites fáziskéséssel kerül a megfelelő adóoldali rugalmas tárolóból kiolvasásra. A 4. ábrán azt a helyzetet mutatjuk be, amikor mind a négy primer jel esetében élünk stuffbeavatkozási lehetőséggel. A tényleges működés során ez a helyzet csak ritkán fordul elő, a tipikus keretszerkezetre inkább az jellemző, hogy a négy primer jel közül csak 1, 2 vagy 3 esetben alkalmazunk egyidejűleg stuffbeavatkozást.

Az elmondottak megértéséhez vessünk egy pillantást a 6. ábrára, ahol azt az esetet szemléltetjük, amikor az  $a$  és  $c$  primer jelek esetében nem élünk a stuffbeavatkozás lehetőségével, míg a  $b$  és  $d$  primer jelek esetében kihasználjuk ezt. A sebességkiegyen-

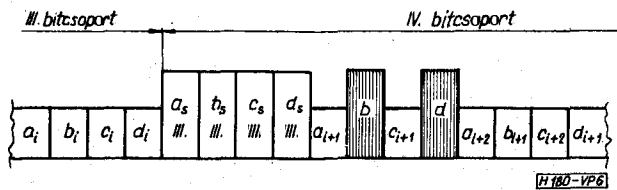


4. ábra. A szekunder digitális multiplex vonali jelének keretszerkezete pozitív értelmű stuffing alkalmazása és négy, 2,048 Mb/s vonali sebességű primer jel nyalábolása esetén



5. ábra. A 4. ábra szerinti szekunder keretszervezés primer szintre vonatkoztatott megjelenése (az időtengely és — lépték megegyezik a 4. ábrával)

lítést is végrehajtó adóoldali rugalmas tárolók működésére az 5. ábra ad jellemző képet. Az ábrán a szekunder keretszerkezethez illesztett primer jelfolyamot láthatjuk. Mint az ábrából kitűnik, a rugalmas tárolókból történő kiolvasás az ábrán szemléltetett stratégia szerint kerül megvalósításra.



6. ábra. A szekunder multiplex vonali jel keretszerkezetének egy részlete. Az a és c primer jelek esetében pillanatnyilag nem történt stuffbeavatkozás, a b és d primer jelek esetében viszont történt

Ez azt jelenti, hogy a szekunder keretszerkezet fenntartását szolgáló jelek (keretszinkronzó szolgálati bitjei, stuffjelző bitek) helyeit úgy biztosítjuk, hogy a tárolókból való kiolvasás során az ezek számára szükséges bithelyeket kihagyjuk, miközben a szünetek között

$$\frac{f_s}{4}$$

sebességgel olvasunk ki.

A stuffjelzés a stuffbeavatkozás előtti szekunder keretben a szekunder keret megfelelő stuffjelző biteinek felhasználásával történik meg.

A stuffbeavatkozást elrendelő jelzés: 1 1 1.

A stuffbeavatkozást tiltó jelzés: 0 0 0.

A vevőoldalon a legfontosabb feladatok közé tartozik a szekunder keretszerkezet felismerése, ami a szekunder keretszinkronzó felismerésével valósítható meg.

A keretszinkronzó értéke: 1 1 1 1 0 1 0 0 0 0.

A szekunder digitális multiplex adóoldali elrendezését a 7. ábrán, vevőoldali elrendezését pedig a 8. ábrán mutatjuk be. A primer forrásokból származó tényleges jelek áramlását mindkét ábrán vastag vonallal jelöltük meg.

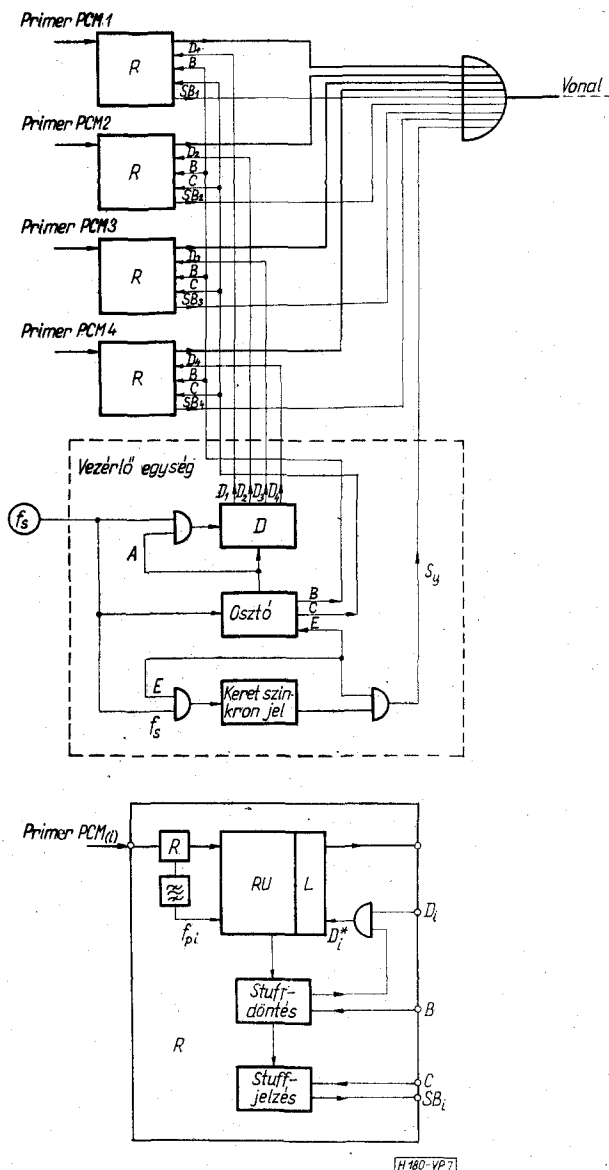
A szekunder digitális multiplex rendszer aszinkron jellegű működésének alapját az RU rugalmas tárolók biztosítják mind az adó-, mind a vevőoldalon. A kapcsolási elrendezésekben levő egyes jelformákat a 9. ábrán láthatjuk.

A nyalábolásra váró primer jelek saját sebességüknek megfelelő ütemben az adóoldali rugalmas tárolóba íródnak be. Az  $f_s$  sebességnek megfelelő órajelek felhasználásával állítjuk elő a pillanatnyi feltételek szerinti rugalmas tárolást lehetővé tevő kiolvasó jeleket. A rugalmas tárolással két alapvető feladatot látunk el:

- Az adóoldalon a tárolást biztosító áramkör elvégzi a nyalábolásra váró primer jelek illesztését a 4. ábrán látható keretszervezésnek megfelelően. Illesztés alatt azt értjük, hogy a szekunder keretszerkezet felépítésének megfelelő fenntartási bitek helyeit a rugalmas tárolókból való kiolvasás során kiolvasási szünetekkel biztosítjuk. A vevőoldali rugalmas tárolás a szekunder keret primer jelhez való illesztését látja el, azaz az előbbi művelet fordítottját hajtja végre.

- A rugalmas tárolást biztosító áramkörök a stuffbeavatkozás útján látják el a sebességkiegyenlítési feladatokat is. Ez oly módon történik meg, hogy az adóoldali illesztés megvalósítása közben, az  $f_s - f_p$  pillanatnyi sebességeltérés értékétől függően, meghatározott időközönként 1 bites kiolvasási szünet valósul meg. A fenti módosításnak megfelelő stuffjelzésre is ez az áramkör tesz kezdeményezést.

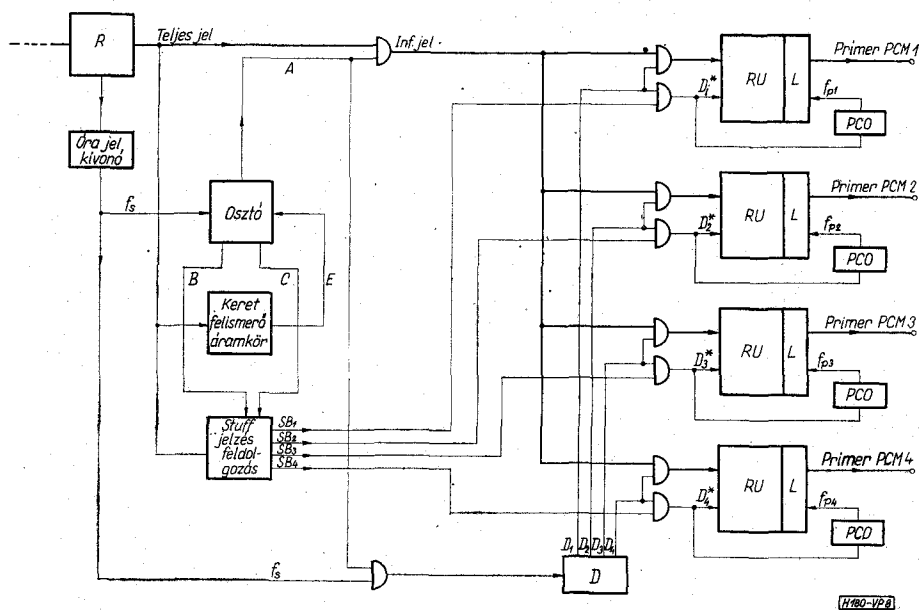
A 9. ábrán látható jelformák közül az A jelsorozat az illesztési feladatok biztosítására hivatott, a B



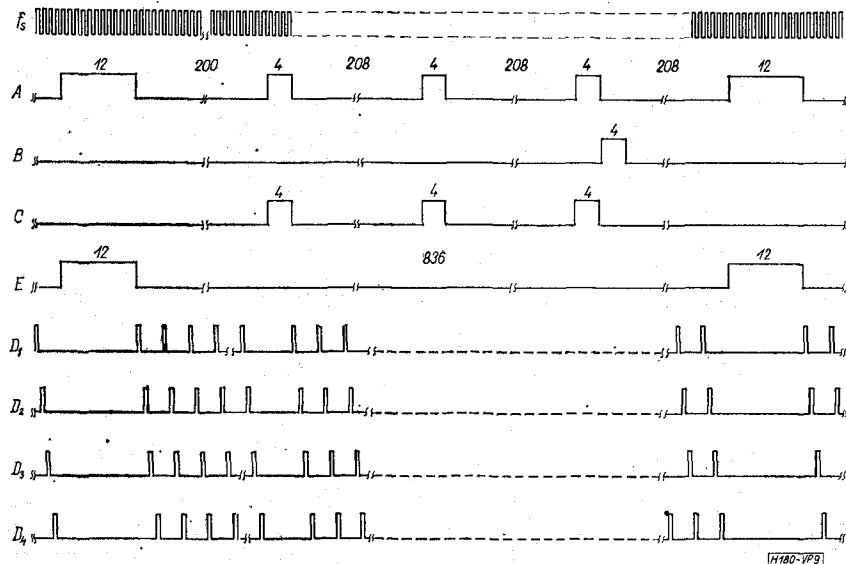
impulzussorozat a lehetséges stuffbeavatkozási időpillanatokot jelöli ki, a  $C$  jelsorozat a stuffjelzés bitjeinek megfelelő időpontokat szabja meg, az  $E$  impulzussorozat a szekunder keretszerkezet szinkronszavaknak megfelelő bithelyeit határozza meg és végezetül a  $D_i$  impulzusok a kiolvasási időpontokat írják elő. A  $D_i$  jelek még nem tükrözik a stuffbeavatkozás aktív vagy passzív állapotát. A tényleges kiolvasó jel, a fenti módosítást is tartalmazó  $D_i^*$  jel lesz. A rugalmas tárolást egy léptető regiszter biztosítja. A regiszterbe történő beírás az adóoldalon a primer jelek sebességével történik meg, a kiolvasást pedig a  $D_i^*$  jelek határozzák meg. A rugalmas tárolás lényege a kiolvasás helyét meghatározó logikai kapurendszerben van, mert hiszen az egy, két vagy három időrésnek megfelelő kiolvasási szünetek beiktatásával egyidejűleg a kiolvasás pillanatnyi helyét úgy kell meghatározni, hogy információvesztés ne következhesen be.

A vevőoldalon végeredményben az elmondottak fordítottja játszódik le. A vevőoldali rugalmas tárolóba ugyanis  $D_i$  jelek szerint demultiplikált információk jelek  $f_s'$  sebességgel íródnak be. A fent említett szünetek viszont a szekunder keretszerkezet fenntartási bitjeinek és a pillanatnyi stuffhelyzetének megfelelően a léptető regiszterbe történő beírás során alakulnak ki. A rugalmas tárolóban levő kombinációs hálózatnak most is meg kell akadályoznia az információvesztést, azaz a kiolvasás helyét az adott helyzetnek megfelelő helyre kell beállítania. A tároló kiolvasását most a szekunder órajelből szétválasztott  $D_i$  jelek módosított  $D_i^*$  változatából előállított jellel hajtjuk végre. A  $D_i$  jel már magában hordozza a szekunder és a primer keretek közötti illesztést, de még nem tükrözi a stuffbeavatkozás pillanatnyi helyzetét. Ha már az ezt is érvényre juttató  $D_i^*$  jel is ren-

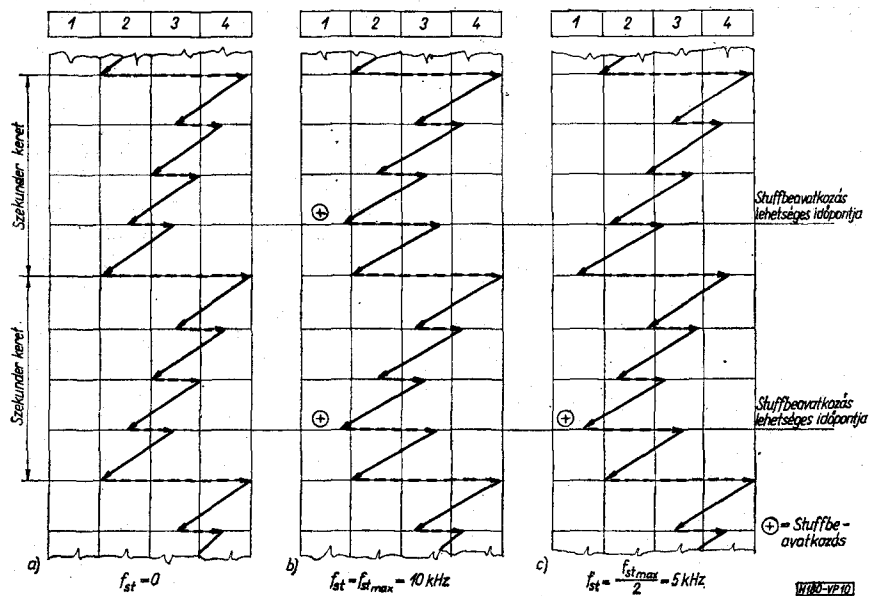
7. ábra. A szekunder digitális multiplex adóoldali elrendezése (a primer forrásokból származó jelek útját vastag vonallal ábrázoljuk)



8. ábra. A szekunder digitális multiplex vevőoldali elrendezése (a primer forrásokból származó jelek útját vastag vonallal ábrázoljuk)



9. ábra. A szekunder digitális multiplex adó- és vevőoldalon fellépő főbb jelformák időrend szerinti ábrázolása.  $f_s$  = szekunder órajel, A = a szekunderkeret megszervezését szolgáló jelek, B = a stuffingbeavatkozás lehetséges pillanatait kijelölő jel, C = a stuffingjelzés időpillanatait kijelölő jel,  $D_i$  = a rugalmas tárolóból való kiolvasás (adóoldalon) és a rugalmas tárolóba való beírás (vevőoldalon) időpontjait meghatározó jelek, E = a keretszinkronszavak helyét kijelölő jel



10. ábra. Az adóoldali rugalmas tárolás állapotábrája: a) nincs stuffingbeavatkozás, b) minden stuffingbeavatkozási lehetőséget kihasználunk, c) minden második stuffingbeavatkozási lehetőséget kihasználunk

delkezésünkre áll, akkor ez egyrészt alkalmas a beírásra, másrészt ebből a jelből állítjuk elő a kiolvasó jelet is. A kiolvasó  $f_{pi}$  órajelnek tükröznie kell az adóoldalra érkező primer jel sebességét. Az  $f_{pi}$  frekvenciájú órajelet egy fázisvezérelt oszcillátor (PCO) segítségével a  $D_i^*$  jelből állítjuk elő. Így tehát az illesztési és beavatkozási helyzetet tükröző foghíjakat tartalmazó,  $f_s$  sebességű impulzussorozatból átlagképzés útján állítjuk elő a tároló kiolvasó jelet.

A 10. ábrán a rugalmas tárolás adóoldali állapotábráját mutatjuk be (a vevőoldali állapotábrának pont a tükörképe). Az állapotábra szemléletes képet ad az illesztésről és a sebességkiegyenlítésről. Az ábrán a kiolvasás helyének az adott helyzetnek

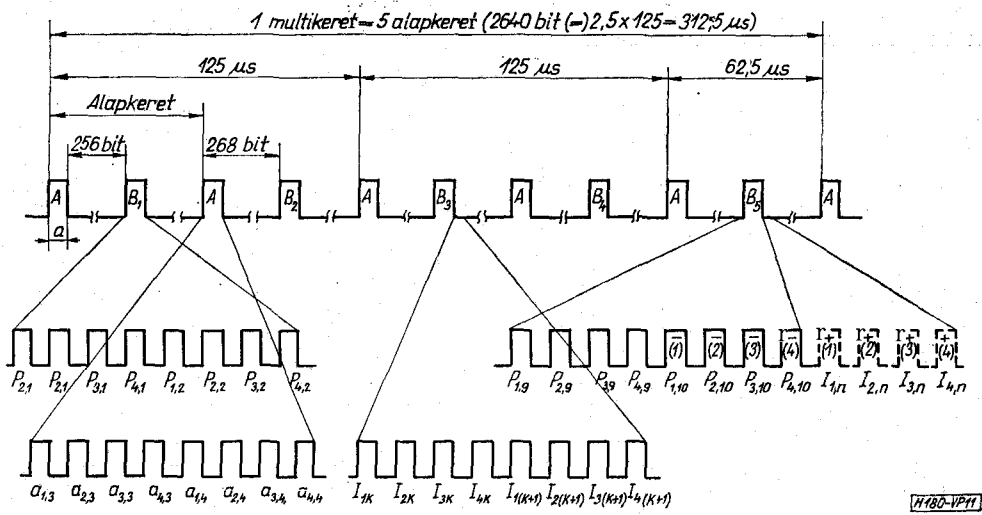
megfelelő rend szerinti módosítását tüntetjük fel három esetben, azaz amikor

$$f_{st} = 0; \quad f_{st} = 0,5 f_{st \max}, \quad f_{st} = f_{st \max}.$$

Az állapotábra a signaling jitterre nézve is felvilágosítást ad.

#### 4.2 A pozitív–negatív stuffing-rendszert alkalmazó aszinkron-szinkron jellegű szekunder digitális multiplex keretszervezése

A koncentrált fenntartási csatornával történő keretszervezések egyaránt alkalmasak mind pozitív, mind pozitív–negatív stuffing-rendszerek kialakí-



11. ábra. A 8,448 Mb/s vonali sebességű pozitív–negatív stuffing-rendszerű szekunder digitális multiplex keretszerkezete négy, 2,048 Mb/s sebességű primer jel nyalábolása esetén.

tására. Az alábbiakban egy olyan keretszervezést mutatunk be, amely négy, 2,048 Mb/s sebességű primer csoport nyalábolására alkalmas [10].

A 11. ábrán látható keretszerkezet a négy primer csoporton kívül négy, egyenként 64 kb/s sebességű járulékos időrést (fenntartási csatornát) is tartalmaz a keretfelismerés és a stuffingjelzés átvitelére. A kérdéses keretszerkezet pozitív–negatív stuffing-rendszer alkalmazását is lehetővé teszi, ezáltal lehetőség kínálkozik mind szinkron, mind aszinkron üzemre. A keretszinkron és stuffingjelzés bitjeit koncentrált csoportokban helyezük el a keretben. Az ábrán látható keretszervezés 5 alapkeretre épül. Az 5 alapkeret által meghatározott multikeret azt jelenti, hogy bármelyik primer csoport számára  $2640/4 = 640$  bitenként van lehetőség pozitív vagy negatív stuff alkalmazására. Az alapkeret 528 bit hosszú és egy 8 bites koncentrált szinkronszót is tartalmaz. Minden alapkeretben van még egy 8 bites stuffingjelző szó is. A koncentrált szinkronszó használata, az egyenletesen elosztott szinkronbiteknél jobb, rendkívül hatékony védelmet nyújt a vonali bithibákból eredő szinkronhibák ellen, továbbá igen gyors feléledési időt biztosít ( $i_{r,max} \leq 0,5$  ms) [12].

A multikeretben tehát összesen 2640 bit van, és ezek közül 80, azaz tíz 8 bites szó a keretben egyenlően elosztva felváltva biztosítja a keretszinkronizmust (*A* szavak) és stuffingjelzést (*B* szavak).

Ha az információs biteknek egy tetszőleges fenntartási szó után következő nyolcas csoportját vizsgáljuk, a következő információs bitsorozatot kapjuk:

$$I_{1,k} I_{2,k} I_{2,k} I_{4,k} I_{4,k+1} I_{2,k+1} I_{3,k+1} I_{4,k+1}$$

Az első index mindig a primer csoportokra utal, a második index pedig a primer csoportokon belüli bit-sorszámokat jelöli.

A multikeretben levő szinkronszavak összetétele pl. a 2. szinkronszó esetén:

$$a_{1,3} a_{2,3} a_{3,3} a_{4,3} a_{1,4} a_{2,4} a_{3,4} a_{4,4}$$

A második index most a szinkron bitek multikeret-beli helyzetét jelöli. Pl. az  $a_{4,3}$  jelentése: a 4. primer csoport által a multikeretbe generált 3. szinkron bit.

Végezetül a stuffingjelző szavak összetétele: pl. az első és utolsó stuff szó esetén:

$$P_{1,1} P_{2,1} P_{3,1} P_{4,1} P_{1,2} P_{2,2} P_{3,2} P_{4,2} \text{ és} \\ P_{1,9} P_{2,9} P_{3,9} P_{4,9} P_{1,10} P_{2,10} P_{3,10} P_{4,10}$$

Az index jelölése megegyezik a szinkron szó bitjeinek jelölésével. Már egy primer csoport aszinkron működése esetén is képződik multikeret. Vizsgáljuk meg, hogyan történik a stuffingjelzés és a stuffbeavatkozás pozitív–negatív stuffing-rendszerben.

- a) Ha az *i*-dik primer csoport vonali bitsebessége pillanatnyilag éppen kisebb, mint a szekunder sebesség primerre redukált értéke,  $\pm$ stuff esetén ez éppen 2,048 Mb/s, akkor be kell iktatni egy információt nem hordozó bitet is a multikeretbe.

A sebességkülönbség alakulásáról a

$$P_{i,1}, P_{i,2}, \dots, P_{i,10}$$

bitkombináció már előre jelzi, hogy az *i*-edik primer csoport jelzés utáni első bitje stuff-bit lesz.

- b) Ha az *i*-dik primer csoport vonali bitsebessége pillanatnyilag éppen nagyobb, mint 2,048 Mb/s, akkor az utolsó stuff-bitet is az információ továbbítására kell felhasználni. A sebességkülönbség alakulásáról a

$$P_{i,1}, P_{i,2}, \dots, P_{i,9}$$

bitkombináció már előre jelzi, hogy  $P_{i,10}$  még ugyanebben a multikeretben információt hordozó bitté lép elő. Az ábrán megjelöltük a negatív stuff helyeit is,

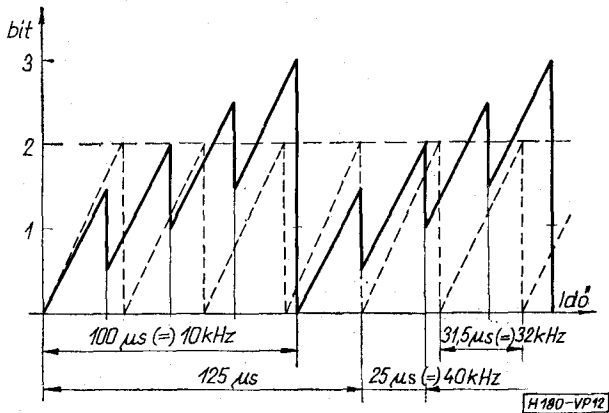
5. A szekunder digitális multiplex rendszereken átvitt jelekben jelentkező szisztematikus jitter

A szekunder digitális multiplex rendszereken átmenő primer jelekben szisztematikus jitter lép fel a nyalábolási és a sebességkiegyenlítési eljárások hatására. A fellépő jitter leküzdésére a vevőoldali rugalmas tároló kiolvasó jelének előállítására szolgáló fázisvezérelt oszcillátort (PCO) használjuk fel. A pozitív stuffing-rendszer tárgyalásakor említettük, hogy végeredményben a foghíjas órajelekből folyamatos, azaz jittermentes  $f_p$  sebességű órajelek kialakítását a PCO áramkör hivatott biztosítani. Ha eltekintünk a PCO áramkör kiegyenlítő hatásától, akkor végeredményben azt mondhatjuk, hogy a kiolvasó órajelekben különböző amplitúdójú és frekvenciájú szisztematikus jitter-összetevők lépnek fel, amelyek a következő módon csoportosíthatók:

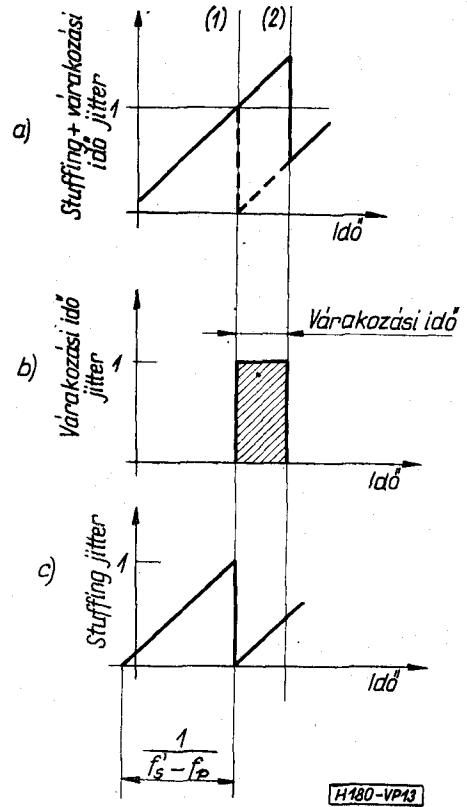
- a) signaling jitter, amely a primer csoportoknak a szekunder keretszerkezethez való illesztését tükrözi,
- b) stuffing jitter, amely a stuffbeavatkozások következtében áll elő,
- c) várakozási idő jitter, amely azért jön létre, mert a stuffbeavatkozás lehetséges és kívánatos időpillanatai általában nem esnek egybe.

A signaling jitter alakulását a 12. ábrán mutatjuk be.

A cikkben tárgyalt pozitív értelmű sebességkiegyenlítéssel működő rendszer esetében folytonos vonallal, a pozitív–negatív rendszer esetében pedig szaggatott vonallal jelöltük a jitter alakulását. Ha a digitális szekunder multiplex aszinkron jellegű működése esetén fellépő teljes szisztematikus jitterből levonjuk az imént tárgyalt signaling jittert, akkor a maradék két jól meghatározható összetevőre bontható szét, stuffing és a várakozási idő jitterre, amelyek alakulását a 13. ábrán mutatjuk be. Ha figyelembe vesszük a PCO áramkör jittermentesítő hatását is, akkor elmondhatjuk, hogy mind pozitív, mind pozitív–negatív stuffing-rendszerek esetén a signaling jitterek különösebb nehézség nélkül kiküszöbölhe-



12. ábra. A signaling jitter alakulása. A cikkben tárgyalt pozitív értelmű sebesség-kiegyenlítéssel működő rendszer esetében fellépő signaling jittert folytonos, a pozitív–negatív értelmű sebesség-kiegyenlítéssel működő rendszer esetében fellépő jittert pedig szaggatott vonallal ábrázoljuk



13. ábra. A stuffing és a várakozási idő jitter alakulása: a) a stuffing és a várakozási idő jitter összegének időfüggése, b) a várakozási idő jitter időbeli alakulása, c) a stuffing jitter időbeli alakulása  
 (1) A stuffbeavatkozás kívánatos időpillanata  
 (2) A stuffbeavatkozás lehetséges időpillanata

tők. Ami viszont a többi jitter-összetevőt illeti, a pozitív–negatív rendszer használata esetén a várakozási idő jitter könnyen leküzdhető, míg a stuffing jitter, amelynek amplitúdója 1 bit és  $f_{st}$  frekvenciával jelenik meg, alapvető problémák forrásává válik. Ugyanígy pozitív–negatív rendszerben, mint ahogy ez a 3. táblázatból is kiderül, a stuff-frekvencia várható értéke  $f_{st}=0$ . Azaz normális viszonyoknak megfelelő körülmények között 0...50 Hz frekvenciájú stuffing jitter fellépése várható, és ezt nem tudjuk a kiolvasó órajelből hatékonyan eltávolítani. A pozitív rendszer alkalmazása esetén már lényegesen kedvezőbb viszonyok alakulnak ki. Ekkor ugyanis a stuff-frekvencia várható értéke 4,22 kHz lesz. A normális viszonyoknak megfelelő körülmények között ettől a frekvenciától  $\pm 0...50$  Hz-nek megfelelő mértékben tér el a pillanatnyi stuff-frekvencia. Ez a jitter már könnyen megszüntethető. Némely problémát jelent azonban a pozitív rendszerben fellépő várakozási idő jitter, amely az átlagos és maximális stuff-frekvencia

$$\frac{\bar{f}_{st}}{f_{st \max}}$$

arányától függő amplitúdójú, viszonylag kis frekvenciás jitter-összetevőt is tartalmaz. Szerencsére azonban a pozitív–negatív rendszerben fellépő, 1 bit amplitúdójú, kis frekvenciás jitterrel szemben ez a

jitter csak néhány tized bit amplitúdójú, és így megjelenése már nem jelent kiolvasási problémákat, de fellépése mindenképpen kellemetlen. A fentiekben tárgyalt szisztematikus jitter a szokványos telefonátvitel során viszonylag kevés problémát jelent. Sokkal lényegesebb ez a kérdés, ha a szokványos telefoncsatornánál szélesebb sávú jel kódolt átvitelét kell biztosítanunk a szekunder rendszeren át. Ebben az esetben külön gonddal kell elnyomnunk a signaling jellegű jittereket is, mert azok káros, alapsávon belüli interferenciák forrásai lehetnek [14].

### Összefoglalás

A cikkben a PCM hierarchia második lépcsőjének, a szekunder digitális multiplexnek alapvető kérdéseit tekintettük át.

Úgy véljük, hogy jelenleg aszinkron működésű szekunder digitális multiplex rendszerekre van elsősorban szükség. A szekunder PCM-rendszerek segítségével lehetőség kínálkozik az átviteli közegek jobb kihasználására és újabbak létesítésére is (pl. 11 GHz feletti mikrohullámú összeköttetés).

Ha összehasonlítást teszünk a pozitív és a pozitív — negatív értelmű rendszerek között, akkor a pozitív rendszer mellett számos előny szól. Ezt a nemzetközi egységesítési törekvések is nagymértékben tükrözik, annak ellenére, hogy a szinkronüzemre való áttérés szempontjából a pozitív—negatív rendszer kedvezőbb felépítésű.

A pozitív rendszer legfontosabb előnyei közé tartozik a szisztematikus jitter hatékony elnyomási lehetősége, a stuffjelzések és az áramkörök viszonylagos egyszerűsége.

### I R O D A L O M

- [1] Allen, S. G.: A Comparison of PCM and FDM-FM Microwave Radio Systems. *The Radio and Electronic Engineer*, Vol. 41. 1971. május.
- [2] Mayo, I. S.: Experimental 224 Mb/s PCM Terminals. *B. S. T. J.* 1965. november.
- [3] Sillag B.: A PCM vonali jelek átvitelénél használt regenerátor időzítő jelének kinyerésével kapcsolatos megfontolások. *Híradástechnika*, 1971. 5. szám.
- [4] CCITT Special Study Group D. Geneva Meeting 8—19 March 1971.: Report of the Working Group on Wideband Codecs as approved by Special Study Group D. Com. Sp. D No. 110—E, 1971. május.
- [5] Ványai P.: FDM jelek PCM kódolásának néhány kérdése. *A Távközlési Kutató Intézet Közleményei*, 1971. 4. szám.
- [6] CCITT Working Party on Visual Telephone Service: Report of the Geneva Meeting. Com. Sp. D. — No. 115—E, 1971. június.
- [7] CCITT Secretariat: Report of the Sub-Working Party on Secondary Multiplexes. TD. No. 34—E, 1971. november 8.
- [8] Bruglia, O.—Décina, M.: Allineamento di trama nei multiplex PCM—TDM. *Alta Frequenza*, 1970. No. 1.
- [9] Witt, F. J.: An Experimental 224 Mb/s Digital Multiplex-Demultiplexer Using Pulse Stuffing Synchronization. *B. S. T. J.* 1965. november.
- [10] Bruglia, O.—Décina, M.: Second Order Multiplexing of PCM Telephone Systems. A várnai Rádióelektronika Kollokviumon 1970-ben elhangzott előadás.
- [11] Szovjet vélemény a CCITT Spec. D. Question 6/d pontjával kapcsolatban, 1971 novemberében: Improved method of pulse stuffing.
- [12] Noriyoshi Kuroyanagi—Hitashi Saito: Multiplexer — Demultiplexer for PCM — 16 M System. *Review of the Electrical Communication*, 1969. május—június.
- [13] Shaa'ji Kondo—Minoru Kuramoto: Multiplexing — Demultiplexing System for Asynchronous PCM Signals Using Individual Control. *Review of the Electrical Communication Laboratory*, 1969. március—április.
- [14] Nobuo Miyake—Takeo Marata: TDM—PCM and FDM—PCM Terminal Equipment for PCM—16 M System. *Review of the Electrical Communication Laboratory*, 1969. május—június.